

République Algérienne Démocratiques Et Populaire
Ministère De L'enseignement Supérieur Et De La Recherche Scientifique
Université Du 20 Août 1955 – Skikda

D012119019D



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Présentée par

BOULOUKZA Ibtissam

Thème

**Contribution à l'étude des machines synchrones
à aimants permanents en structure de Halbach**

Soutenu publiquement le : 06/02/2020

Devant le Jury composé de :

M. LALALOU Rachid	MCA	Université de Skikda	Président
M. MORDJAOUI Mourad	Professeur	Université de Skikda	Rapporteur
M. BAYADI Abdelhafid	Professeur	Université de Sétif	Examineur
M. DIB Djalel	Professeur	Université de Tebessa	Examineur

Année Universitaire : 2018 - 2019

REMERCIEMENTS

Je saisis cette occasion pour témoigner ma grande reconnaissance à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

- Je tiens, tout particulièrement, à adresser mes premiers remerciements à Monsieur le professeur **MORDJAOUI Mourad**, Professeur à l'Université du 20 Août 1955, Skikda pour la confiance et le soutien apportés tout au long de ce thèse, pour les idées qu'il m'a prodiguées, pour l'aide, la disponibilité, le temps qu'il m'a consacré et les conseils qu'il m'a apportés tout au long de ce travail. Qu'il trouve, ici, l'expression de ma plus profonde gratitude et reconnaissance.
- Je remercie, également, Monsieur **LALALOU Rachid**, Maîtres de Conférences au département de génie électrique de l'université de Skikda du 20 Août 1955, pour avoir accepté de présider le jury d'examen de soutenance.
- Je voudrais également adresser mes remerciements les plus sincères à monsieur **BAYADI Abdelhafid**, Professeur de l'université de Sétif ; et à monsieur **DIB Djalel**, Professeur à l'université de Tebessa pour l'honneur qu'ils m'ont faite en acceptant d'être examinateurs de mon travail et participer au jury de thèse.
- Je suis aussi, très reconnaissante à tout le personnel que j'ai rencontré durant tout mon cursus, maîtres et enseignants, en particulier monsieur le Professeur **Erol KURT** professeur à l'université de Gazi pour ses conseils et ses idées pertinentes durant mon stage en Turquie.
- Sur un plan plus personnel, je voudrais témoigner toute ma reconnaissance à mon époux monsieur **CHIEB Abdelghani** pour le soutien et les encouragements constants qu'il me apporté tout au long de ce travail.

Enfin, je remercie toute ma famille, qui m'a accompagné tout au long de mes études par son amour inconditionnel et son soutien constant.

I. BOULOUKZA

DEDICACES

Je dédie ce modeste effort, à mes très chers parents que Dieu les garde
A mon épouse, mes garçons Fadi et Mouanis et ma fille Ranime
A mes frères et toute ma famille
A tous ceux que j'aime et tous mes amis

I. BOULOUKZA

TABLE DES MATIÈRES

ملخص

ABSTRACT

RÉSUMÉ

LISTE DES ACRONYMES

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

1

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1 - PROBLÉMATIQUE ET OBJECTIFS

1.1 - Etat de l'art	5
1.1.1 - Structures et matériaux	5
1.1.2 - Modélisations	6
1.1.3 - Optimisation	8
1.1.4 - Nouvelles conceptions des machines électriques	9
1.2 - Formulation du problème	10
1.3 - Objectifs et contributions souhaites	12

2 - GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

2.1 - Introduction	14
2.2 - Les aimants permanents	14
2.2.1 - Propriétés des aimants	14
2.2.2 - Historiques et caractéristiques physiques	15
2.2.2.1 - Aimants métalliques	16
2.2.2.2 - Ferrites	16
2.2.2.3 - Terres rares	17
2.3 - Présentation de la MSAP	18
2.3.1 - Structure	19
2.3.2 - Alimentation des machines à aimants permanents	19
2.3.2.1 - Moteur à F.e.m trapézoïdale « BDCM »	19
2.3.2.2 - Moteur à F.e.m sinusoïdale « PMSM »	20

2.4 - Différentes topologies des MSAP	20
2.4.1 - Culasse statorique	20
2.4.2 - Bobinage statorique	22
2.4.2.1 - Machine bobinée à un pas diamétral	22
2.4.2.2 - Machine à bobinage concentrique	22
2.4.3 - Structure de rotor	23
2.4.3.1 - Type de rotor	23
a - Structure à aimant déposé en surface	23
b - Structures à aimants encastrés	23
c - Structures à aimants enterrés	24
2.4.3.2 - Type d'aimantation	24
2.4.4 - Culasse rotorique	26
2.4.4.1 - Machine à rotor intérieur	26
2.4.4.2 - Machine à rotor extérieur	27
2.4.4.3 - Structures à flux axial « AFPM »	27
2.5 - Intérêt général des MSAP	28
2.5.1 - Avantages des MSAP	28
2.5.2 - Inconvénients des MSAP	29
2.5.3 - Domaines d'application	30
2.6 - Conclusion	30

3 - MODÉLISATION ANALYTIQUE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS MONTÉS SUR LA SURFACE DU ROTOR

3.1 - Introduction	32
3.2 - Structure de Halbach	33
3.2.1 - Bref historique	33
3.2.2 - Présentation de la structure de Halbach	33
3.2.3 - Intérêts de la structure	35
3.2.4 - Domaines d'application	37
3.2.5 - Réalisation de la segmentation en structure de Halbach	37
3.3 - Distribution de champ magnétique dans un machine synchrone sans encoches à aimants permanent montes sur la surface du rotor	38
3.3.1- Formulation du problème	38
3.3.1.1 - Liste des hypothèses	38
3.3.2 - Calcul des équations différentielles partielles	39
3.3.3 - Vecteur de magnétisation	41
3.3.3.1 - Structure de Halbach	41
3.3.3.2 - Aimantation radiale	41
3.3.4 - Conditions aux limites	43
3.3.5 - Solution générale	44

3.3.3.1 - Structure de Halbach	45
3.3.3.2 - Aimantation radiale	46
3.3.6 - Résultats et discussion	51
3.4 - Calcul analytique des performances électromagnétiques	53
3.4.1 - Calcul analytique du F.c.e.m	53
3.4.2 - Calcul analytique du couple électromagnétique	55
3.4.3 - Effet de la température	56
3.5 - Conclusion	57

4 - MODÉLISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

4.1 - Introduction	59
4.2 - Présentation de la MEF	60
4.2.1- Étape d'analyse et forme d'application de la MEF	60
4.2.1.1 - Pré-processeur (prétraitement)	60
4.2.1.2 - Processeur (traitement)	61
4.2.1.3 - Post-processeur (post-traitement)	61
4.2.2 - Avantages et inconvénients de la MEF	62
4.2.3 - Bref historique de l'analyse par MEF	63
4.2.4 - Principe	63
4.2.5 - Formulations mathématiques du modèle physique	64
4.2.6 - Discrétisation du domaine d'étude	67
4.2.6.1 - Différents types d'éléments	68
4.2.6.2 - Fonction d'approximation	68
4.2.7 - Formulation intégrale	71
4.2.7.1 - Formulation variationnelle	71
4.2.7.2 - Formulation par les résidus pondérés	71
4.2.8 - Définition des conditions aux limites	72
4.2.8.1 - Condition de Dirichlet	73
4.2.8.2 - Condition de Neumann	73
4.2.8.3 - Condition de périodicité	74
4.3 - Détermination des paramètres et performances de la machine par la MEF	75
4.3.1 - Dimensions géométriques de la MSAP	75
4.3.1.1 - Géométrie d'induit	76
4.3.1.2 - Géométrie d'inducteur	77
4.3.2 - Définition des propriétés du matériau	78
4.3.2.1 - Courbe de magnétisation	78
4.3.2.1 - Choix du matériau de l'aimant	80
4.3.3 - Maillage de la machine	80

4.4 - Résolution et résultats	82
4.4.1 - Structure des aimants permanents	82
4.4.2 - Stator lisse	83
4.4.3 - Stator encoché	84
4.4.3.1 - Réalisation des aimant	84
4.5 - Influence des paramètres de la machine	89
4.5.1 - Distribution de champ magnétique	89
4.5.1.1 - Influence de l'ouverture des aimants	89
4.5.1.2 - Influence de l'épaisseur des aimants	90
4.5.1.3 - Influence de l'épaisseur des encoches	90
4.6 - Conclusion	91

5 - CONCEPTION PAR OPTIMISATION MULTI-OBJECTIFS D'UN PMSM MAGNÉTISÉ PAR LA STRUCTURE DE HALBACH EN UTILISANT LA MÉTHODE DE MONTE-CARLO

5.1 - Introduction	93
5.2 - Méthode de Monte-Carlo	93
5.2.1 - Historique	94
5.2.2 - Les étapes de l'algorithme de Metropolis	95
5.2.3 - Description de la méthode	96
5.3 - Conception par optimisation multi-objectifs et évaluation des performances d'un PMSM	97
5.5.1 - Conception préliminaire	97
5.5.1.1 - Hypothèses	97
5.5.1.2 - Densité de flux d'entrefer	97
5.5.2 - Optimisation analytique	98
5.5.2.1 - Modèle analytique	99
5.5.3 - Optimisation par la méthode de Monte-Carlo	100
5.5.3.1 - Fonction objective	100
5.5.3.2 - Variables et contraintes de conception	101
5.5.3.3 - Procédure d'optimisation	102
5.5.3.4 - Organigramme de la conception d'optimisation	104
5.5.3.5 - Résultats de l'optimisation	105
5.5.3.6 - Résultats comparatifs	106
5.5.4 - Discussions des résultats d'optimisation	108
5.5.4.1 - Caractéristique rendement - vitesse	108
5.5.4.2 - Caractéristique couple - vitesse	109
5.5.4.3 - Caractéristique puissance - vitesse	109
5.5.5 - Résultats de la MEF en régime transitoires	110
5.5.5.1 - Équation gouvernante	110

5.5.5.2 - Conditions aux limites	111
5.5.5.3 - Résultats et comparaison	112
5.6 - Conclusion	116

6 – CONCEPTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE D’UNE NOUVELLE STRUCTURE D’UN MOTEUR À AIMANT PERMANENT

6.1 - Introduction	118
6.2 - Description du moteur	118
6.2.1 - Modèle du moteur	118
6.2.2 - Connexions d'excitation	120
6.2.3 - Type d'enroulement	120
6.2.4 - Quantités électromagnétiques	121
6.2.5 - Paramètres des matériaux	123
6.3 - Résultats et discussion	124
6.3.1 - Analyse par la MEF	124
6.3.2 - Régime transitoire et analyse harmonique	127
6.3.2.1 - Analyse de Fourier	127
a - Expressions mathématiques	127
b - Taux de distorsion harmonique	128
6.3.2.2 - Performances	128
a - F.c.e.m	128
b - Courant	130
c - Flux magnétique	131
d - Couple mécanique	132
e - Taux d'ondulation de couple	132
6.4 - Conclusion	133

CONCLUSION GÉNÉRALE	134
----------------------------	-----

BIBLIOGRAPHIE

LISTE DES COMUNICATIONS ET PUBLICATIONS

ملخص

في الآونة الأخيرة ، العديد من أجهزة الطاقة العالية والأجهزة الكهربائية تستخدم مغناطيس دائم مع اتجاهات مختلفة لتغلغل التدفق. بالنسبة لتصميم وأبعاد هذه الأنظمة الكهروميكانيكية ، من الضروري معرفة توزيع المجال المغناطيسي في كل جزء من النظام المغناطيسي وخاصة الفجوة التي يحدث فيها تحويل الطاقة. تم تقديم نموذجين لكل من هيكل المغناطيس التقليدي الشعاعي وهيكل هالباش. يعتمد حساب النموذج التحليلي لتوزيع المجال المغناطيسي للدوار الداخلي الحديدي للمحرك المتزامن بمغناطيس دائم المثبت على السطح على تقييم ماكسويل ومعادلاته التفاضلية الجزئية المكملة بقانون مادة التفريغ ، ويستند حساب النموذج العددي إلى طريقة العناصر المحددة بالنظر إلى تأثير فتحات الجزء الثابت. يتم تقديم تحريض المجال المغناطيسي في الفجوة الهوائية والمغناطيسية والتعبير التحليلي لقوة الإرجاع الكهربائية. ووفقاً للحسابات التحليلية والرقابية والتحليل التوافقي ، فإن ماكينة المغناطيس الدائم المتزامنة ببنية هالباش توفر عزم دوران أعلى وأداء أفضل من المغنطة الشعاعية التقليدية.

لإكمال العمل، يقترح التصميم الأمثل لجهاز متزامن بمغناطيس دائم على أساس تحليل تدفق المغناطيسي للمغناطيس المثبت على السطح للحصول على الحد الأدنى من الوزن والكفاءة القصوى والعزم العالي. أولاً ، يتم تقديم نموذج المحرك المبسط من أجل توفير حل تحليلي لمعلمات المحرك المثلى بدلالة الكتلة. ثانياً ، يتم استخدام طريقة مونت كارلو لحساب الأبعاد الحركية المثلى لقيم معلمات المواد المحددة وتمت مقارنة النتائج التي تم الحصول عليها مع العلاقات المثلى المستمدة من التحليل. ووفقاً للنتائج، تم تحقيق الهدف الرئيسي من هذا العمل، وقد تم تخفيض الوزن بنسبة 24٪، وتحسن الكفاءة بنسبة 8 ٪ ورفع عزم الدوران الاسمي بنسبة 40 ٪. ويتميز نهج التصميم المقترح أيضاً بميزة تقليل دورة التصميم بشكل ملحوظ.

نتيجة للبحث السابق، تم اقتراح دراسة تصميم جديد لمحرك بمغناطيس دائم ثلاثي المراحل. تحتوي آلة التدفق الشعاعي على مغناطيس ب12 قطب و عضو دوار داخلي و الجزء الثابت المثبت على السطح يحتوي على 36 ملفاً حول النوى. في البداية ، تم إجراء دراسة مغناطيسية ، ثم تم إجراء تحليل لعنصر محدود عابر ثنائي الأبعاد للتحقق من تصميم المفهوم الجديد. بعد ذلك، تم إجراء تحليل متناسق لرؤية التأثير التوافقي على أداء التصميم وتحقيق نموذج أولي جيد. إن الماكينة المصممة الجديدة جذابة لأنها تعطي بنية حقل متماثلة في التشغيل وخصائص عزم الدوران الكهرومغناطيسي وشكل الموجة الحالي جيدان للفتحات المغناطيسية المختلفة.

الكلمات المفتاحية: آلة المغناطيس الدائم ، المعادلات التفاضلية الجزئية ، الدوار الداخلي ، المجالات التحليلية المغناطيسية ، تحليل طريقة العناصر المنتهية ، هيكل هالباش ، المغنطة الشعاعية ، القوة الدافعة الكهربائية ، العزم الكهرومغناطيسي ، الكثافة المغناطيسية ، التصميم الكهرومغناطيسي ، التحسين ، طريقة مونت كارلو ، التحليل التوافقي.

Abstract

Recently, several high-energy machines and electrical devices have started using permanent magnets with different directions of flux penetration. For the design and dimensioning of these electromechanical systems, it is necessary to know the distribution of the magnetic field in each part of the magnetic system and in particular to the air gap in which the energy conversion takes place. Two models are presented for both the traditional radial magnet structure and the Halbach structure. The calculation of the analytical model of the magnetic field distribution of the iron core internal rotor of the surface-mounted permanent magnet synchronous motor is based on Maxwell's equations and partial differential equations supplemented by material's law, and the calculation of the numerical model is based on the finite element method considering the effect of the stator slots. Both field and magnetic induction in the air gap and the magnet and the analytical expression of the back E.m.f are presented. According to analytical and numerical calculations, and harmonic analysis, the PMSM magnetized by the Halbach structure provides a higher torque and a better performance than the conventional radial magnetization.

To complete the work, an optimized design of PMSM based on the analysis of flux permanent magnet motor with minimum weight, maximum efficiency and an increased torque is proposed. Firstly, the simplified motor model is presented in a manner that yields symbolic solutions for optimal motor parameters as a function of mass. Secondly, the Monte-Carlo method is used to calculate the optimal motor dimensions for given material parameter values and the results obtained were compared with optimal relationships derived from the analysis. According to the obtained results, the essential purpose of the work has been reached, the weight has been reduced by 24 %, the efficiency was improved by 8 % and the rated torque by 40 %. The proposed design approach has also the advantage of its significant time reduction of the design cycle.

As a result of precedents research a new design study for a three-phase permanent magnet motor is proposed. The radial flux machine has 12 pole type magnets in its rotor internally and a surface mounted stator has 36 coils surrounding the cores. Initially, a magnetostatic study has been performed, and then a 2D transient finite element analysis has been realized in order to verify the new design concept. Then, a harmonic analysis is performed to see the harmonic impact on the design performance and achieving a good prototype. The new designed machine is promising since it gives symmetrical field structure under operation and the electromagnetic torque and current waveform characteristics are good for different magnet openings.

Key words: *Permanent Magnet Machine, Partial Differential Equations, Internal Rotor, Analytical Magnetic Fields, 2D FEM Analysis, Halbach Magnetization; Radial Magnetization, Back-EMF, Electromagnetic Torque, Magnetic Induction, Magnetic Flux Density, Electromagnetic Design, Optimization, Monte-Carlo Method, Harmonic Analysis.*

Résumé

Récemment, plusieurs machines et dispositifs électriques de haute énergie utilisent des aimants permanents avec différentes directions de pénétration du flux. Pour la conception et le dimensionnement de ces systèmes électromécaniques, il faut connaître la répartition du champ magnétique dans chaque partie du système magnétique et en particulier au niveau de l'entrefer où s'effectue la conversion d'énergie. Deux modèles sont présentés à la fois pour la structure traditionnelle des aimants radiaux et la structure de Halbach. Le calcul du modèle analytique de la distribution du champ magnétique du rotor interne à noyau de fer du moteur synchrone à aimant permanent monté sur la surface du rotor est basé sur l'évaluation et les équations aux dérivées partielles de Maxwell complétées par la loi du matériau à vide, et le calcul du modèle numérique est basé sur la MEF en considérant l'effet des encoches du stator. L'induction du champ magnétique dans l'entrefer et l'aimant, et l'expression analytique du F.c.e.m de retour sont présentés. Selon les calculs analytiques et numériques, et l'analyse harmonique, le MSAP aimanté par la structure de Halbach fournit un couple plus élevé et une meilleure performance que l'aimantation radiale classique.

Pour effectuer le travail, une conception optimisée de MSAP basée sur l'analyse du flux du moteur à aimant permanent monté sur la surface est proposée pour avoir un poids minimum, un rendement maximal et un couple élevé. Tout d'abord, le modèle de moteur simplifié est présenté de manière à fournir une solution analytique pour des paramètres optimaux du moteur en fonction de la masse. Deuxièmement, la méthode de Monte-Carlo est utilisée pour calculer les dimensions optimales du moteur pour des valeurs de paramètres matériels donnés et les résultats obtenus ont été comparés aux relations optimales dérivées de l'analyse. Selon les résultats obtenus, le but essentiel du travail a été atteint, le poids a été réduit de 24 %, le rendement a été amélioré de 8 % et le couple nominal a été élevé de 40 %. L'approche de conception proposée présente, également, l'avantage de réduire considérablement le cycle de conception.

À la suite des recherches précédentes, une nouvelle étude de conception pour un moteur à aimant permanent triphasé est proposée. La machine à flux radial et rotor interne comporte des aimants à 12 pôles et un stator monté en surface comporte 36 bobines entourant le noyau. Initialement, une étude magnétostatique a été réalisée, puis une analyse par la MEF transitoires 2D a été exécutée pour vérifier la conception du nouveau concept. Ensuite, une analyse harmonique est effectuée pour voir l'impact des harmoniques sur la performance de la conception et la réalisation d'un bon prototype. La nouvelle machine conçue est attrayante, car elle donne une structure de champ symétrique en fonctionnement et les caractéristiques de couples électromagnétiques et la forme d'onde de courant sont bonnes pour différentes ouvertures d'aimants.

Mots clés: *Machine A Aimants Permanents, Equations Différentielles Partielles, Rotor Interne, Champs Magnétiques Analytiques, Analyse Par la MEF 2D, Structure Halbach, Aimantation Radiale, F.C.E.M, Couple Electromagnétique, Induction Magnétique, Densité De Flux Magnétique, Conception Electromagnétique, Optimisation, Méthode De Monte-Carlo, Analyse Harmonique.*

LISTE DES ACRONYMES

AFPM	Permanent Magnet Axial Flux Machine
AC	Alternative current
BDCM	Brushless Direct Current Motors
DC	Direct current
FEMM	Finite Element Method Magnetics
F.é.m	Forces électromotrices
F.c.é.m	Force contre-électromotrice
F.m.m	Force magnétomotrice
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
Matlab	Matrix laboratory
MEF	Méthode des éléments finis
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
MDF	Méthode des différences finies
MVF	Méthode des volumes finis
MCC	Méthode des circuits couplés
MIF	Méthode des intégrales de frontières
NSM	Nelder- Mead Simplex Method
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machines
RFPM	Permanent Magnet Radial Flux Machine
SQM	Quadratic Sequential Method

LISTE DES SYMBOLES

a_p	Nombre des chemins parallèles	-
a_g	Épaisseur d'entrefer	mm
\vec{A}	Potentiel vectoriel magnétique	$A.m^{-1}$
A	Composante axiale du potentiel vectoriel magnétique	T.m
A_w	Section transversale du fil	m^2
B_e	Induction dans l'entrefer	T
B_a	Induction dans l'aimant	T
B	Densité du flux magnétique	T
B_{ag}	Amplitude de la densité de flux de l'entrefer	T
B_{rem}	Densité de flux rémanent	T
B_{sat}	Densité de flux de saturation en fer	T
d	Nombre de degrés de liberté nodaux	-
d_R	Épaisseur de culasse rotorique	mm
d_y	Épaisseur de la culasse statorique	mm
D_{exts}	Rayon extérieur de la culasse statorique	mm
D_S	Diamètre d'alésage	mm
\vec{E}	Vecteur du champ électrique	$V.m^{-1}$
E	Intensité du champ électrique	$V.m^{-1}$
E_c	Tension induite dans une bobine	V
e	Force électromotrice induite	V
\vec{e}_r	Vecteur unitaire dans le domaine radial	-
\vec{e}_θ	Vecteur unitaire dans le domaine circonférentiel	-
f	Fréquence	Hz
f_0	Fréquence fondamentale	Hz
J	Densité de courant électrique	$A.m^{-1}$
H_c	Champ coercitif	$A.m^{-1}$
h_m	Hauteur de l'aimant	mm
h_s	Hauteur d'encoche	mm
I	Courant de phase	A
g	Longueur d'entrefer	mm
k_d	Facteur de distribution	-
k_m	Facteur de fuite d'aimant	-
k_w	Facteur d'enroulement fondamental	-
L	Longueur axiale	mm
l_m	Épaisseur radiale des aimants	mm
L_w	Longueur du fil	mm
L_m	Longueur de fer	mm
\vec{M}	Vecteur de magnétisation	A / m

M_r	Composante radiale de l'aimantation	A / m
M_θ	Composante tangentielle de l'aimantation	A / m
M_{rn}	Amplitudes des harmoniques de rang n des composantes M_r	A / m
$M_{\theta n}$	Amplitudes des harmoniques de rang n des composantes M_θ	A / m
\mathcal{M}	Masse active du moteur	g
m	Nombre de phases	-
N_s	Nombre total des spires par phase connectée en série	-
N_c	Nombre de conducteurs	-
N_{ep}	Nombre d'encoches par pôle	-
N_{enc}	Nombre d'encoches au stator	-
n	Ordre dans la série de Fourier	-
n_s	Nombre de spires par encoche	-
N_c	Nombre de conducteurs par phase	-
N_{enc}	Nombre total des encoches	-
p	Nombre de paires de pôles	-
\mathcal{P}_s	Polarisation magnétique de saturation.	-
P_{em}	Puissance électromagnétique	W
Q_c	Nombre des encoches	-
q	Nombre d'encoches par pôle par phase	-
R	Rayon d'enroulement moyen	mm
R_r	Rayon intérieur de l'aimant	mm
R_m	Rayon extérieur de l'aimant	mm
R_{se}	Rayon de la surface du stator externe	mm
R_s	Rayon de la surface interne du stator	mm
R_i	Rayon d'alésage intérieur	mm
R_{int}	Rayon intérieur de culasse rotorique	mm
R_{cs}	Rayon intérieur de la culasse statorique	mm
R_a	Résistance d'enroulement de phase	Ω
r	Rayon intérieur du stator	mm
S_p	Surface d'un pôle magnétique	mm ²
T	Couple total	N.m
T_{em}	Couple électromagnétique	N.m
U	Tension d'alimentation	V
V_{max}	Valeur maximale de la tension d'enroulement	V
μ	Perméabilité magnétique	H.m ⁻¹
μ_r	Perméabilité relative de l'aimant	-
μ_0	Perméabilité de l'espace libre	H.m ⁻¹
θ	Angle mécanique	rad
θ_p	Pas de la bobine	mm
θ_m	Angle crée par longueur de l'arc d'aimant pour un pôle	rad
θ_a	Angle de la dent d'induit	rad
α	Déphasage entre les tensions induites dans deux encoches adjacentes	rad
α_p	Ouverture des aimants	rad

γ	Constante de séparation	-
λ	Flux de phase	Wb
$\varphi(r, \theta)$	Potentiel magnétique scalaire	T.m
φ	Potentiel magnétique scalaire	T.m
Φ_c	Flux magnétique à chaque bobine	Wb
Φ_e	Flux magnétique dans un entrefer	Wb
θ_r	Angle de rotation du rotor	rad.s-1
Φ	Flux magnétique	Wb
σ	Conductivité électrique	$\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$
v	Vélocité d'un matériau par rapport à un référentiel donné	rad.s ⁻¹
ε	Perméabilité électrique	F.m ⁻¹
ψ	Potentiel scalaire électrique	V
η	Rendement	%
δ	Longueur d'arc de dent	-
σ_c	Conductivité du cuivre	$\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$
v	Vitesse du matériau	m.s-1
Ω_r	Vitesse de rotation	rad.s ⁻¹
ω	Pulsation de l'excitation	rad.s ⁻¹
ϑ	Vitesse du moteur	rpm
τ	Taux d'ondulation	%

LISTE DES FIGURES

Fig. 2.1	Exemple d'un cycle d'hystérésis d'un matériau	15
Fig. 2.2	Caractéristiques électromagnétiques $B-H$ des aimants	18
Fig. 2.3	Différentes formes de culasse	21
Fig 2.4	Configurations de bobinage	22
Fig 2.5	Structure à aimants déposés en surface	23
Fig 2.6	Structure à aimants encastrés	24
Fig 2.7	Structure à aimants enterrés	24
Fig 2.8	Distribution spatiale du champ des aimants permanents et forme d'onde des différentes aimantations	25
Fig 2.9	Exemple de structure à rotor interne	26
Fig 2.10	Exemple de structure à rotor externe	27
Fig 2.11	Vue d'une machine à flux axial	28
Fig 3.1	Comparaison de la magnétisation classiques et la structure de Halbach	34
Fig 3.2	Comparaison de la distribution du flux vers l'extérieur/ l'intérieur avec la structure de Halbach.	35
Fig 3.3	Topologie de moteur à rotor interne	39
Fig 3.4	Formes d'onde des composantes radiale M_r et tangentielle M_θ de l'aimantation	41
Fig 3.5	Directions de magnétisation radiale	42
Fig 3.6	Formes d'ondes des composants d'aimantation radiale M_r et M_θ	42
Fig 3.7	Interfaces des conditions aux limites	43
Fig 3.8	Comparaison de la solution de champ magnétique radial calculée analytiquement et par la MEF	52
Fig 3.9	Comparaison de la solution de champ magnétique tangentiel calculée analytiquement et par la MEF	52
Fig 3.10	Solution analytique de champ magnétique radial	53
Fig 3.11	Solution analytique de champ magnétique tangentiel	53
Fig 3.12	F.c.e.m des trois phases en fonction du temps	54
Fig 3.13	Couple électromagnétique	55
Fig 3.14	Composante radiale de la densité de flux des différentes températures	56
Fig 3.15	F.c.e.m des différentes températures en fonction du temps	57
Fig 4.1	Différentes méthodes de résolution des équations de Maxwell	59
Fig 4.2	Éléments finis typiques	68
Fig 4.3	Repérage d'un élément triangulaire bidimensionnel	70
Fig 4.4	Condition de Dirichlet	73
Fig 4.5	Machine à quart de symétrie cyclique	74
Fig 4.6	Conditions aux limites sur une machine tournante	74
Fig 4.7	Paramètres géométriques de la machine à 2 paires de pôles et 24 encoches	75

Fig 4.8	Coupe de la machine	76
Fig 4.9	Courbe de magnétisation de fer	78
Fig 4.10	Représentation des caractéristiques de démagnétisation des aimants permanents	79
Fig 4.11	Courbe de magnétisation du matériau d'aimant permanent XG196 / 96	80
Fig 4.12	Maillage de la structure étudiée	81
Fig 4.13	Maillage d'un quart de la machine et zoom	82
Fig 4.14	Maillage d'éléments finis de la géométrie agrandie à la zone d'entrefer	83
Fig 4.15	Distribution de flux dans le PMSM sans encoche	84
Fig 4.16	Induction magnétique [T]	84
Fig 4.17	Structures de la machine	86
Fig 4.18	Lignes de champs pour les deux structures de machine	86
Fig 4.19	Densité du flux magnétique pour deux structures de machine	87
Fig 4.20	Induction et leur harmonique pour deux structures de machine	87
Fig 4.21	Comparaison des inductions de la structure radiale et structure la de Halbach	88
Fig 4.22	Variation du Flux des trois phases pour deux structures de machine	88
Fig 4.23	Variation du couple en fonction de la position du rotor pour deux structures de machine	89
Fig 4.24	Lignes de flux pour différentes ouvertures d'aimants	90
Fig 4.25	Lignes de flux pour différentes épaisseurs d'aimants	90
Fig 4.26	Lignes de flux pour différentes épaisseurs de stator	91
Fig 5.1	Organigramme de conception d'optimisation	105
Fig 5.2	Paramètres de conception optimale par rapport à la masse active du moteur	107
Fig 5.3	Caractéristique rendement - vitesse	109
Fig 5.4	Caractéristique couple - vitesse	109
Fig 5.5	Caractéristique puissance - vitesse	110
Fig 5.6	Conditions aux limites d'une machine tournante	112
Fig 5.7	Vue du maillage pour la conception préliminaire	112
Fig 5.8	Représentation de ligne de la densité de flux magnétique	113
Fig 5.9	Distribution de densité de flux magnétique	113
Fig 5.10	Variation de flux d'entrefer de machine optimisé	114
Fig 5.11	Variation des trois phases du courant d'enroulement pour la machine optimisé	114
Fig 5.12	Variation de couple en fonction du temps pour deux machines préliminaire et optimisé	115
Fig 5.13	Variation des pertes en fonction du temps pour deux machines préliminaire et optimisé	115
Fig 6.1	Configuration 2D du moteur proposé	119
Fig 6.2	Circuit d'excitation externe pour trois phases	120
Fig 6.3	Enroulements concentrés à double couche	121
Fig 6.4	Caractéristiques matérielles d'un échantillon NdFeB [118]	124
Fig 6.5	Structure de maillage de la machine proposée	125
Fig 6.6	Amplitude et distribution des lignes de la densité de flux magnétique	126

Fig 6.7	Forme d'onde de la F.c.e.m	129
Fig 6.8	F.c.e.m en fonction du temps pour différentes vitesses de rotor	130
Fig 6.9	Courbe de courant	130
Fig 6.10	Flux magnétique	131
Fig 6.11	Variation du couple à 300 tr/min	132
Fig 6.12	Variation de couple à 300 tr/min pour des différentes valeurs d'ouvertures des aimants	133

LISTE DES TABLEAUX

Tab. 2.1	Exemples des propriétés magnétiques des aimants	18
Tab. 2.2	Avantages et inconvénients de différentes formes de culasse des MSAP	21
Tab. 3.1	Caractéristiques de la machine	51
Tab. 4.1	Propriétés matérielles constituons les diverses lois de comportement	78
Tab. 4.2	Variation d'induction magnétique selon le nombre de divisions	85
Tab. 5.1	Variables utilisé dans la conception optimisée	102
Tab. 5.2	Spécifications de conception primaire	106
Tab. 5.3	Résultats analytiques	106
Tab. 5.4	Spécifications de la conception optimale	108
Tab. 5.5	Résumé des résultats optimaux de la conception	115
Tab. 6.1	Paramètres de conception de la machine	119
Tab. 6.2	Caractéristiques de machine	124

Introduction générale

Au cours de la dernière décennie, la demande pour la conception de machines électriques plus compactes et plus efficaces a attiré l'attention des industriels et des chercheurs vers les machines à aimants permanents. En effet, les machines classiques sont remplacées de plus en plus par les machines synchrones à aimants permanents avec des structures exceptionnelles qui offrent plusieurs caractéristiques qui les rendent attrayantes pour une utilisation dans les systèmes d'entraînements électriques. En effet, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandées dans le monde industriel. Cela est dû à la densité de puissance accrue, au rendement plus élevé et aux excellentes performances acoustiques par rapport aux moteurs à courant continu et à induction, à une meilleure performance dynamique et à des valeurs de couple par volume plus élevées. Ainsi leurs constructions sont plus simples, car elles ne disposent pas d'interrupteurs mécaniques ; par conséquent, cela augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

Les machines électriques traditionnelles à aimants permanents sont construites avec un noyau de fer dans le rotor et le stator, afin de réduire la réluctance magnétique de la machine et d'obtenir un flux d'entrefer important. Les aimants sont magnétisés avec certaines orientations qui influence, fortement, sur la qualité de la distribution de la densité de flux d'entrefer et affecte, indirectement, la puissance dans une disposition donnée de la machine à aimants permanents. Pour une machine multipolaire, plusieurs types d'aimantation sont disponibles ; l'aimantation radiale, parallèle et aimantation en structure de Halbach. Cependant, la structure de Halbach est un arrangement spécial des aimants permanents qui augmente le champ magnétique et capable d'assurer, intrinsèquement, une onde sinusoïdale.

Les diverses complexités rencontrées lors de l'étude des machines électriques sont les géométries complexes, la non-linéarité des circuits magnétiques et les phénomènes couplés rendent leurs études difficiles. Le recours aux méthodes numériques est donc nécessaire ; l'une des méthodes les plus utilisées est la méthode des éléments finis. Le calcul par la MEF est, largement, développé au cours de ces dernières années à l'aide des grandes améliorations dans le domaine informatique.

Cette avancée a mis au point des logiciels très performants, tel que Femlab, FEMM et Maxwell 2D-3D. Ces derniers permettent de traiter les problèmes électromagnétiques les plus complexes.

Nous avons tenté, dans ce travail, d'apporter des éléments de réponse aux différents problèmes posés. Notre thèse s'articule autour de 6 chapitres dévoilés comme suit :

- Dans le 1^{er} chapitre, Nous présentons d'abord un état de l'art consacré aux principaux travaux. La présentation de sujet, la formulation du problème, le but et les objectifs, ainsi que les contributions souhaitées du présent travail sont, eux aussi, évoqués.
- Dans le 2^{ème} chapitre, nous nous intéressons, à travers une étude bibliographique, aux différentes manières d'aborder les problèmes liés à la modélisation des machines synchrones à aimants permanents. Nous avons survolé des généralités sur les différentes configurations des machines synchrones à aimants permanents en rapportant les différents types d'aimants permanents, ainsi que les diverses topologies et ses modes d'alimentation. Enfin, nous présentons l'intérêt général et les domaines d'applications. Par conséquent, ce mémoire de thèse expose la démarche méthodologique pour répondre à la problématique posée, ainsi que les différentes élaborations de modélisation et d'optimisation.
- Le 3^{ème} chapitre a pour objet d'exposer le développement du modèle analytique pour le calcul électromagnétique d'une machine sans encoches à aimant permanent magnétisée en structure de Halbach. Pour cela, nous exposons dans un premier temps une description détaillée de la structure de Halbach. La 2^{ème} partie du chapitre est consacrée à la description des équations différentielles qui décrivent le champ magnétique, le vecteur de magnétisation, les conditions aux limites, et la solution générale pour les différentes aimantations (radial et Halbach). Les résultats sont comparés à ceux obtenus par la MEF pour confirmer la justesse des expressions analytiques. Finalement, nous présentons les performances électromagnétiques de la machine.

- Dans le 4^{ème} chapitre, une importance particulière est accordée à la modélisation numérique du MSAP. Pour tenir compte la structure réelle de la machine, nous introduisons une présentation générale de la MEF 2D. Ensuite, nous allons étudier l'effet de la segmentation des aimants par la structure de Halbach sur les performances de la machine sans encoches et encochées auxquelles sont comparées les performances d'une machine standard (structure radiale). Enfin, une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des structures envisagées est abordée.

- Dans le 5^{ème} chapitre, en premier lieu, nous présentons la méthode de Monte-Carlo qui est utilisée pour optimiser les dimensions et les distributions du champ de la machine basée sur un modèle analytique. Ensuite, nous présentons la conception par optimisation multi-objectifs et l'évaluation des performances d'un MSAP. Les caractéristiques des conceptions primaires et optimisées sont comparées pour satisfaire l'exigence de flux déterminé lors de la dernière étape. Finalement, la mise en œuvre par la MEF est tentée pour calculer le champ électromagnétique transitoire de la machine optimisée. Les performances telles que le couple, les pertes, la densité de courant, les distributions de densité de flux magnétique sont simulées et analysées.

- Le 6^{ème} chapitre est dédié à la conception d'une nouvelle structure d'une machine à aimant permanent. L'étude comprend à la fois des simulations par la MEF 2D et des solutions transitoires avec analyse harmonique. Enfin, nous avons présenté des résultats préliminaires sur des flux magnétiques, des tensions, des courants et des couples mécaniques.

- La conclusion générale résume les travaux effectués et esquisse les perspectives de développement des activités de recherche autour de cette problématique.

CHAPITRE 1

PROBLEMATIQUE ET OBJECTIFS

1.1 - Etat de l'art

Le processus de conception de la machine électrique a plusieurs préoccupations: le choix du modèle d'étude sera adopté pour refléter les différents phénomènes impliqués et la définition de la procédure d'optimisation sera adoptée pour déterminer les dimensions et les matériaux pour atteindre les spécifications prévues. Des améliorations technologiques récentes dans la production des matériaux à aimants permanents et d'électronique de puissance ont permis de concevoir, de construire et d'appliquer de nouveaux moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP).

Dans ce contexte et à la lumière des problèmes mentionnés ci-dessus, nous visons à avoir une synthèse sur :

- Structures et matériaux ;
- Modélisation ;
- Optimisation ;
- Conception de nouvelles structures de machines.

1.1.1- Structures et matériaux

Récemment, des recherches approfondies ont permis de mettre au point de nouveaux matériaux. Différentes nuances ont été développées : les Alnico, les ferrites, les Samarium-Cobalt « SmCo » et les Néodyme-Fer-Bore « NdFeB » apparurent, respectivement, dans les années 1930, 1950, 1970 et 1990. Ces derniers permettent d'obtenir des MSAP qui présentent par rapport aux autres types de machines à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone, beaucoup d'avantages [1]. Entre autres, les densités de flux les plus élevées parmi les aimants permanents peuvent fournir les meilleures performances de la force magnétique par rapport à ceux obtenus avec des aimants ordinaires [2] - [4].

Selon la topologie des aimants dans le rotor, les machines à aimants permanents peuvent être classées comme machines à flux radial et à flux axial [5], [6].

Alors que les aimants permanents sont disposés dans le cylindre interne du rotor dans les machines à flux radial. De sorte que le couple est produit par un flux magnétique qui est perpendiculaire à l'arbre du rotor [7], [8]. Dans la machine à flux axial, les aimants sont arrangés sur un disque, et le flux magnétique circulant, parallèlement, à l'arbre produit le couple électromagnétique [9] - [11].

L'analyse des machines électriques est conditionnée par les sources d'alimentation et les circuits qu'ils relient. Par conséquent, nous distinguons deux grandes familles des machines synchrones à aimants permanents : Celle à F.c.e.m trapézoïdales dites BDCM [12] - [19] et celle à F.c.e.m sinusoïdales dites PMSM [20] - [30]. Cependant, le choix d'une des deux machines repose sur des critères technico-économiques. En effet, la BDCM est avantageuse par la simplicité de sa commande électrique qui nécessite, seulement, un capteur de position, alors que la PMSM nécessite un encodeur attaché à l'arbre, mais peut être supérieur au coût de la machine elle-même. En contrepartie, malgré les avantages économiques de la BDCM, les PMSM sont mieux indiquées dans les entraînements électriques.

Plusieurs structures de rotor des machines synchrones à aimants permanents sont possibles. Cette diversité dépend de la forme des aimants et de leurs dispositions dans le rotor. La plupart des machines magnétiques permanentes utilisent des aimants permanents qui sont montés sur la surface du rotor [19] - [26], des aimants encastrés en surface [14] - [16], ou des aimants enterrés.

1.1.2 - Modélisation

La modélisation des machines synchrones à aimants permanents passe, généralement, par une étape de calcul analytique. Elle conduit à une première étape de dimensionnement dont les résultats peuvent être, relativement, réalistes et qui sera affinée lors d'une seconde étape par des simulations numériques. Par ailleurs, si l'on souhaite balayer une large gamme de machines et optimiser certaines structures, la modélisation basée sur des calculs analytiques peut être privilégiée afin de disposer d'un outil rapide, robuste et, relativement, précis.

Idéalement, les méthodes de modélisation par calcul du champ sont basées sur la résolution des équations de Laplace et de Poisson issues des équations de Maxwell en utilisant une formulation potentielle scalaire ou vectorielle des champs dans l'entrefer et adaptés avec des conditions aux limites ajustées à la géométrie analysée [14] - [20] et au type de problème étudié (2D, 3D, avec ou sans saturation...). Même avec une structure à aimant permanent simple, les solutions analytiques donneront de longues expressions analytiques de l'induction magnétique dans l'entrefer. Le modèle analytique considéré prédit le champ magnétique avec une petite erreur par rapport à la MEF.

Les méthodes numériques sont utilisées pour résoudre des équations décrivant le comportement des machines électromagnétiques en 2D et en 3D avec des hypothèses minimales, ce qui permet d'attirer l'attention des chercheurs sur les phénomènes de couplage locaux. L'intérêt de ces méthodes numériques dans un schéma de conception est évident, notamment, au cours des étapes de validation et d'affinement de la solution. La MEF est l'une des méthodes numériques les plus utilisées dans la simulation de machines à aimants permanents. Ainsi cela dépend de l'état du système analysé, qui est en régime permanent ou transitoire [9]. L'inconvénient de l'analyse par la MEF réside dans la longue durée de la simulation qui rend les études de variation de conception difficiles. La méthode préférée pour analyser les effets de structure de Halbach a été la méthode analytique, qui sera affinée par une simulation numérique telle que la MEF [15], [16].

Le champ magnétique d'entrefer est plutôt trapézoïdal que sinusoïdal et signifie en conséquence des harmoniques d'ordre élevé avec des effets négatifs sur le spectre de champ magnétique d'entrefer. La structure de Halbach est un arrangement particulier d'aimants permanents qui augmente le champ magnétique d'un côté du réseau tout en annulant le champ à zéro près de l'autre côté (capable d'assurer, intrinsèquement, une onde sinusoïdale) [31]. Bien que l'effet ait été découvert par John C. Mallinson en 1973, avec "flux unilatéral" qui a été, initialement, décrit par lui comme une "curiosité" [32]. En effet, de nombreux chercheurs ont montré que ce principe avait d'autres applications, notamment, dans les machines électriques tournantes et les actionneurs linéaires.

Cependant, plusieurs articles ont utilisé cette recherche pour développer des modèles analytiques de distribution de champ magnétique dans une machine à aimant permanent sans encoches avec un rotor interne ou externe [14], [16], [27], [28]. D'autres chercheurs ont appliqué ce type d'aimantation à des machines à aimants permanents et ont comparé la distribution de la densité de flux entre l'aimantation radiale et l'aimantation parallèle [29].

Plusieurs autres publications ont utilisé les expressions analytiques pour calculer les quantités cruciales du F.e.m des machines à aimants permanents [26], [33] - [35]. En effet, de tels travaux ont été appliqués dans divers systèmes magnétiques aux applications industrielles : paliers magnétiques [36], moteur à courant alternatif sans balais [37], dispositif de résonance magnétique nucléaire (RMN) [38], et système de lévitation magnétique (maglev) [39].

L'effet des encoches a été modélisé dans plusieurs articles [13], [20], [24], [25]. L'utilisation d'une perméance relative d'entrefer obtenue à partir d'une fonction conforme réelle est capable de prendre en compte l'effet des encoches dans la densité de flux et la répartition du champ dans l'entrefer.

1.1.3 - Optimisation

La résolution d'un problème d'optimisation dans les machines électriques est souvent une tâche très compliquée, car de nombreux facteurs entrent en jeu. Les algorithmes d'optimisation appliqués au domaine de l'ingénierie électrique ont connu un grand développement. En effet, ils peuvent résoudre des problèmes auparavant intraitables et conduire à des solutions innovantes.

L'optimisation des machines électriques est un problème non linéaire, susceptible de générer plusieurs optima locaux parmi lesquels, l'optimum global souhaité. Toutes les méthodes d'optimisation peuvent trouver un optimum, mais, sans aucune garantie, qu'est l'optimum global dans l'optimisation mono-objectif. Cependant, la partie complexe de toute méthode d'optimisation consiste à trouver le maximum et/ou le minimum de la fonction optimisée, ce qui constitue un défi considérable. Le problème est de savoir comment choisir une méthode adaptée au problème.

Les méthodes d'optimisation sont nombreuses, nous citons : Monte-Carlo [40], algorithme génétique [41] et optimisation de l'essaimage des particules (PSO) [42] ... etc.

Plusieurs recherches et investigations sur l'optimisation de la conception de MSAP sont rapportées dans la littérature [43], [44]. Cependant, divers modèles analytiques utilisant une solution de champ analytique ont été proposés. Certains d'entre eux concernent des machines électriques rotatives [45] - [49] et d'autres concernent des machines linéaires [50], [51].

Dans la conception électromagnétique, plusieurs approches directes utilisent le potentiel magnétique scalaire pour résoudre le système régissant les équations traitées à partir desquelles la distribution des lignes de flux peut être atteinte [13], [52]. D'autres approches et calculs analytiques utilisent le circuit équivalent magnétique [53], [54]. Outre l'analyse électromagnétique, l'étude thermique est une autre caractéristique, généralement, mise en œuvre avec des réseaux thermiques à paramètres localisés [55], [56].

1.1.4 - Nouvelles conceptions des machines électriques

Dans les dernières décennies, les actionneurs électriques dans diverses applications ont, intensément, augmenté. En effet, cette demande est multipliée pour un monde plus énergétique, où les combustibles fossiles sont remplacés par d'autres sources [57], [58]. Les machines synchrones à aimants permanents ont un grand intérêt dans le monde industriel [59] - [62]. Cela oblige les ingénieurs à concevoir de meilleures machines en fonction de leurs objectifs de fonctionnement: tels que de meilleures performances dynamiques, un rendement plus élevé, une consommation d'énergie plus faible et un couple par volume plus élevé [2] - [6] ...etc. La structure d'une machine à aimant permanent donne des supériorités pour le contrôle de leur vitesse et position. En effet, le champ d'induit peut être contrôlé avec précision et peut être toujours synchronisé avec le rotor. Ainsi il devient commode de mettre en œuvre un contrôle et une vitesse de position précis sur les machines à aimant permanent. Plusieurs types de structure de MSAP sont possibles. En effet, ces variétés sont liées aux aimants et à leurs dispositions au niveau du rotor.

Les aimants au néodyme de terres rares (NdFeB) qui ont les plus grandes densités de flux parmi les aimants, peuvent fournir une meilleure performance de force magnétique comparée à celles produites par les aimants conventionnels [2] - [4].

La forme du signal de la force électromotrice (F.e.m) de la machine dépend beaucoup du type d'enroulement utilisé. Donc, dans le cas de la machine à aimant permanent, nous devons chercher un enroulement qui donne le signal le plus proche d'une sinusoïde. La majorité des machines a été conçue avec des enroulements distribués du stator ou des enroulements concentriques du stator. L'utilisation de l'enroulement de concentration n'était pas populaire en raison d'un mauvais rapport entre le couple et la force magnétomotrice (F.m.m). Cependant au début du 21^e siècle, certains auteurs [63] - [65] ont prouvé que par un choix approprié de combinaison des encoches et des pôles, le couple de détente peut, également, être réduit. La conception actuelle utilise des enroulements à double couche concentrés. Ce type d'arrangement de bobine présente de meilleures propriétés par rapport aux enroulements distribués traditionnels. Les machines qui utilisent ce type d'enroulement peuvent enrouler chaque bobine autour d'une dent du stator. Pratiquement, ce processus d'enroulement de la machine est facile et peu coûteux, et par conséquent, ce type de machine est intéressant dans la production de masse.

1.2 - Formulation du problème

L'amélioration des performances des moteurs électriques a été la préoccupation des chercheurs et des industriels pendant plusieurs décennies. Deux approches ont été adoptées. L'une consiste à améliorer certaines structures des moteurs électriques déjà éprouvées et l'autre consiste à introduire de nouvelles topologies des machines. Cependant, les problèmes majeurs qui se sont dès lors posés, sont celui de l'analyse et la modélisation et celui de l'optimisation.

Le fonctionnement des machines électriques est basé, essentiellement, sur les phénomènes de distribution spatio-temporelle du champ magnétique. Bien que l'aspect électrostatique ne présente pas le même degré d'intensité que les aspects magnétiques pour le fonctionnement.

Cependant, nous nous sommes intéressés aux approches de l'interaction du champ et de l'induction magnétiques avec les matériaux employés dans la construction des machines. Avant de commencer la modélisation, il est important de déterminer le niveau de précision du modèle désiré. Notre approche consiste à fournir un modèle de simulation qui représente bien la réalité de la machine. La modélisation électromagnétique de la machine utilise des méthodes analytiques ou/et numériques. L'intérêt de ces méthodes numériques dans un schéma de conception est évident, notamment, lors des étapes d'affinement et de validation de la solution obtenue. La MEF est l'une des méthodes numériques les plus utilisées dans la simulation des machines à aimants permanents de différentes manières.

Dans les machines à aimants permanents, les aimants sont magnétisés avec certaines orientations ou une direction. Plusieurs types d'aimantation sont disponibles : une aimantation radiale, parallèle et en structure de Halbach. L'orientation de magnétisation influe, fortement, sur la qualité de la distribution de la densité de flux d'entrefer et affecte, indirectement, la puissance dans une disposition donnée de la machine à aimants permanents. L'aimantation par la structure de Halbach présente certaines caractéristiques intéressantes : une distribution de densité de flux d'entrefer qui est essentiellement sinusoïdale ; ce qui entraîne la création d'une faible perte de fer, une forme d'onde sinusoïdale de la force électromotrice et une faible ondulation de couple électromagnétique. En outre, en raison du faible contenu harmonique de la densité de flux d'entrefer, le couple de détente est presque négligeable, sans recourir, à l'inclinaison des encoches, à la mise en forme et à l'adoption d'une combinaison fractionnaire d'encoches/pôle.

Un problème d'optimisation est défini par trois grandes étapes : un ensemble des variables, une fonction objective (fonction de coût) et un ensemble des contraintes. L'espace d'état, ou le domaine de recherche est l'ensemble des domaines de définition des différentes variables du problème. Ensuite, la fonction objective définit le but à atteindre (on cherche à minimiser ou à maximiser celle-ci). Enfin, l'ensemble des contraintes est en général un ensemble d'égalité ou d'inégalité que les variables de l'espace d'état doivent satisfaire. Ces contraintes limitent l'espace de recherche. Par conséquent, les méthodes d'optimisation recherchent un point ou un ensemble de points dans l'espace de recherche qui peut satisfaire l'ensemble des contraintes, et qui maximisent ou minimisent la fonction objective.

1.3 - Objectifs et contributions souhaites

Notre modeste contribution consiste à synthétiser les méthodologies : de modéliser, d'analyser et d'optimiser le comportement électromagnétique de la MSAP. Selon l'objectif visé, la modélisation électromagnétique de ces machines est effectuée à l'aide des méthodes analytiques et numériques.

Les objectifs retenus visent les étapes suivantes :

- Redimensionner et modéliser la structure étudiée et effectuer une comparaison des résultats obtenus en utilisant deux méthodes de résolution des équations de propagation du champ électromagnétique (la méthode analytique et la MEF), afin de sélectionner les structures les plus performantes.
- Par conséquent, dans de nombreuses étapes du processus de modélisation d'une machine électrique, l'évaluation des champs magnétiques apparaît comme un travail nécessaire, bien qu'il soit souvent allégé par l'emploi des hypothèses simplificatrices qui rendent cette procédure plus au moins explicite. Ainsi l'antinomie de la maximisation des performances et de la minimisation du coût de la machine nécessite l'emploi des procédés de dimensionnement par optimisation.
- À l'aide de ces simplifications, une routine d'optimisation sera mise en œuvre pour évaluer les paramètres électromagnétiques des machines synchrones à aimants permanents optimaux. Pour finir, le choix de l'une ou de l'autre de ces structures sera argumenté et justifié.
- À la lumière des problèmes mentionnés ci-dessus, une nouvelle machine a été proposée et ses résultats préliminaires qui comprenant le rendement, la puissance de sortie et la densité de flux sont été analysés.

CHAPITRE 2

GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

2.1 - Introduction

Vu l'importance de la technologie des moteurs dans l'évolution de la consommation d'énergie, cette technologie soulève diverses questions de recherche. D'abord, quelles sont les améliorations possibles et probables dans la technologie des moteurs électriques ?

Depuis longs temps, la technologie des moteurs a été considérée comme technologie mûre, uniquement, susceptible d'innovations incrémentales sur les principaux types de conception des moteurs. Cependant, plusieurs nouvelles directions d'innovation sont en train d'apparaître dans la technologie des moteurs. Certains auteurs indiquent la conception et la diffusion des variateurs électroniques de vitesse comme principale voie d'innovation dans la technologie des moteurs. D'autres estiment que la croissance de la conception de nouvelles structures de moteurs électroniques, notamment, avec l'utilisation de nouveaux types des matériaux magnétiques, peut aboutir à des créations importantes dans les systèmes de motorisation.

Ce chapitre nous permet de dresser, en 1^{er} lieu, un historique sur le développement et l'utilisation des aimants permanents. Nous présentons, dans la 2^{eme} partie, une présentation de la MSAP en tenant compte les différentes structures et topologies. Enfin, nous présentons l'intérêt général des MSAP.

2.2 - Les aimants permanents

2.2.1 - Propriétés des aimants

Les aimants permanents sont les corps qui ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et lorsqu'ils ont été aimantés, et la désaimantation sera difficile [66]. Principalement, les aimants sont caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et l'état de fonctionnement se situe dans le deuxième quadrant du plan B-H, et qui est appelé la courbe de désaimantation (Fig. 2.1).

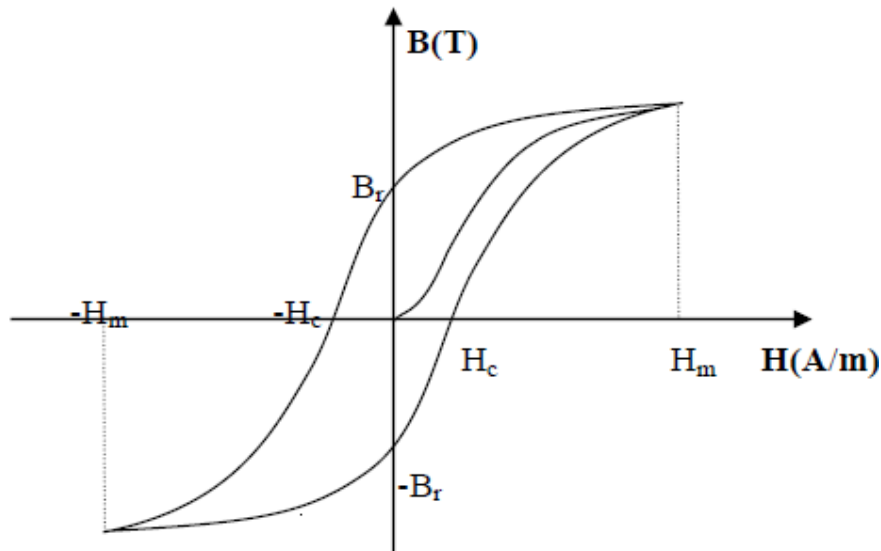


Fig. 2.1 – Exemple d'un cycle d'hystérésis d'un matériau

Les trois paramètres essentiels qui caractérisent et permettent de classer les aimants pour les machines électriques sont :

- l'induction rémanente B_r qui indique les performances potentielles des aimants (plus B_r est important, plus l'aimant est performant).
- Le champ coercitif H_c qui est la valeur pour laquelle l'aimant perd ses caractéristiques d'aimantation c'est-à-dire la valeur de désaimantation de l'aimant (plus H_c est grand, plus l'aimant est stable). Un aimant, véritablement, permanent doit posséder un champ coercitif intense afin de conserver ses propriétés lorsqu'il est soumis à un champ antagoniste extérieur élevé et également résister dans le temps à son propre champ de désaimantation.
- Le point de fonctionnement optimal d'un aimant est obtenu pour la valeur maximum du produit $(B-H)$ par unité de volume.

2.2.2 - Historiques et caractéristiques physiques

Aujourd'hui, il existe, principalement, trois familles des matériaux conduisant à l'essentiel des applications sur le marché des aimants permanents. Ces trois familles sont dans l'ordre d'apparition : les aimants métalliques, les ferrites et les terres rares.

2.2.2.1 - Aimants métalliques

Il existe plusieurs types d'aimants métalliques ; les plus intéressants pour être utilisés dans les machines électriques sont ceux du type alliage dit « Alnico » (alliage Fer-Aluminium-Nickel-Cobalt). Au cours des années 1930, les Alnico furent les premiers aimants permanents industriels. Les Alnico sont durs et fragiles. Leur induction rémanente B_r est, relativement, élevée. Cependant, la faible valeur de leur champ coercitif rend leur utilisation au niveau des machines électriques difficile. Le plus grave inconvénient est qu'en cours de fonctionnement, ils nécessitent, généralement, une ré-aimantation.

Les aimants métalliques sont utilisés, principalement, pour les appareils de mesure et les systèmes de détection à travers des champs magnétiques [67].

2.2.2.2 - Ferrites

Ces matériaux apparus dans les années 50 sont des matériaux d'usage fréquent pour les aimants permanents. Ce sont des mélanges d'oxydes de Fer et d'oxydes de Baryum ou de Strontium. Ces matériaux céramiques présentent une induction rémanente, relativement, réduite ce qui leur confère une bonne résistance à la démagnétisation.

Ce sont les aimants les plus répandus pour les raisons suivantes :

- Matériaux bon marché ;
- Pas de vieillissement des propriétés magnétiques ;
- Très stables chimiquement et aucune réoxydation à l'air n'est possible.

Par contre, l'influence de la température sur les ferrites est importante. Quand la température s'élève, l'induction rémanente B_r diminue. En revanche, il gagne en stabilité, car son H_c augmente.

L'utilisation des ferrites dans les machines électriques conduit, généralement, à des couples faibles. Les ferrites sont utilisées, usuellement, dans l'industrie automobile (moteurs à faible puissance).

2.2.2.3 - Terres rares

Les terres rares sont les meilleurs matériaux pour les aimants performants. Ils paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé a tendance à freiner l'extension de leur utilisation.

Parmi les aimants de type terre rares utilisés dans des machines électriques, nous avons :

- **Les aimants de type Samarium-Cobalt**

Ils ont été mis au point vers 1973. Ce sont des aimants pour lesquels le champ coercitif est, particulièrement, important. Ils conviennent pour une utilisation sous des températures élevées. On distingue deux structures chimiques : SmCo_5 et $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ appelés aussi aimants de type 1-5 et 2-17, respectivement.

Les Sm-Co sont utilisés dans des applications particulières, dont les propriétés à haute température et la résistance à l'oxydation sont supérieures comme la télécommunication aéronautique [66].

- **Les aimants de type Néodyme-Fer-Bore**

Ces aimants dont la structure chimique est $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ ont été mis au point vers 1983 par le Dr MATASSO. Le Néodyme-Fer-Bore est le type d'aimant le plus récent. Sa première utilisation remonte à 1985. Dans un court intervalle de temps, il a pris plus d'ampleur au niveau de sa production. Le **NdFeB** est presque le matériau idéal pour les excitations des machines électriques. L'induction qu'il permet de produire dans l'entrefer est importante, son champ coercitif est élevé.

Ce sont des matériaux à hautes performances, mais leurs principaux inconvénients sont d'une part la limite d'utilisation de température dans les machines. Cependant, ils sont peu utilisables à des températures supérieures à 100° et sont très sensibles à l'oxydation de l'air. Les **NdFeB** sont, principalement, utilisés dans la micro-informatique et les télécommunications. Ils constituent en particulier l'élément central des actionneurs de tête de lecture. La figure 2.2 présente la caractéristique $B-H$ de certains types d'aimants.

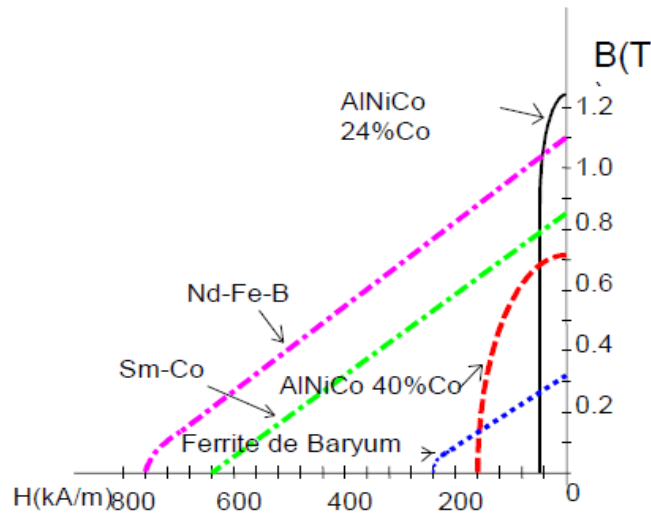


Fig. 2.2 - Caractéristiques électromagnétiques $B-H$ des aimants

Le choix de l'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types des aimants sont données dans le tableau 2.1 ci-dessous [68].

Tab. 2.1. Exemples des propriétés magnétiques des aimants

Type d'aimant	Densité d'énergie BH_{max} [kJ/m^3]	Induction rémanente B_r [T] à 25 [°C]	Champ coercitif $-H_c$ [kA/m]	Température T_{max} [°C]	Prix [€/kg]
NdFeB	200-380	1,2-1,5	900-2000	140-220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm ₂ Co ₁₇	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

2.3 - Présentation de la MSAP

La machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation est identique entre le rotor et le champ tournant statorique et alors la position du champ rotorique est fixe par rapport au rotor. A l'état de fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation.

Cette famille de machines regroupe plusieurs sous-familles :

- Les machines synchrones à rotor bobiné,
- Les machines synchrones à réluctance,
- Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

2.3.1- Structure

Les MSAP peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en deux parties distinctes, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué en tôle à base d'alliages Fer-Silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée. Ces tôles sont feuilletées pour réduire les courants de Foucault et limiter les pertes dans le fer.

Au rotor, les enroulements dans le cas de la machine à rotor bobiné sont remplacés par des aimants permanents alternant les pôles Nord et les pôles Sud. Cependant, le flux inducteur est dispersé aux enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (F.e.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique crée un couple sur l'arbre du moteur et le moteur tourne à vitesse de rotation synchrone.

2.3.2 - Alimentation des machines à aimants permanents

Les deux grandes familles pour les machines à aimants permanents sont :

- Les MSAP à F.e.m trapézoïdale, dite BDCM (Brushless Direct Current Motors).
- Les MSAP à F.e.m sinusoïdale, dite PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine).

2.3.2.1 - Moteur à F.e.m trapézoïdale « BDCM »

Une alimentation en créneaux de courants de 120° électriques est la mieux adaptée pour les BDCM. Ce type de machine est très utilisé à cause de la simplicité de sa commande, seules deux phases sont actives et alimentées simultanément. Hors commutation, la troisième est déconnectée.

Il est facile d'observer qu'une commutation intervient après 120° électriques. Le courant passe alors d'une phase alimentée à la suivante non encore alimentée. Le moteur associé à son commutateur fonctionne alors comme une machine à courant continu. L'inconvénient majeur pour lequel ce type de machine n'est pas utilisé pour les besoins en grandes performances est qu'un simple retard de commutation peut causer un grand couple pulsatoire.

2.3.2.2 - Moteur à F.e.m sinusoïdale « PMSM »

Le PMSM est alimenté par des courants sinusoïdaux triphasés, et les trois phases sont constamment connectées. Généralement, on utilise différentes techniques de contrôle, tel que le contrôle par MLI pour avoir le signal le plus proche de la forme sinusoïdale pour le courant, ce qui réduit l'ondulation du couple causé par la commutation. Comparées aux BDCM, ces machines présentent plusieurs avantages comme : la capacité de contrôle de couple, le rendement, ainsi que le fonctionnement dans une large gamme de puissance.

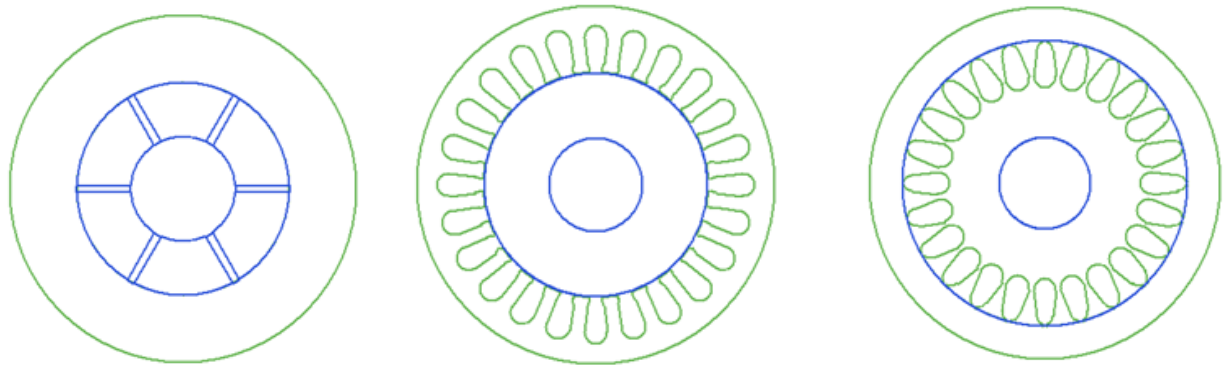
Les PMSM sont utilisés pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple et dans les entraînements de précision comme la robotique.

2.4 - Différentes topologies de MSAP

Les classifications des MSAP se fait en tenant compte de plusieurs paramètres entre autre [69] :

2.4.1 - Culasse statorique

La forme de la culasse magnétique du stator peut être : cylindrique dans le cas des machines sans encoches, dentées avec des ouvertures d'encoches et dentées sans ouverture d'encoches (Fig. 2.3). Les avantages et les inconvénients de ces machines sont présentés dans le tableau 2.2 ci-dessous.



a - Machine sans encoches

b - Machine avec des encoches

c - Machine avec des encoches fermées

Fig. 2.3 - Différentes formes de culasses

Tab. 2.2 – Avantages et inconvénients des différentes formes de culasse des MSAP

Forme de culasse	Avantages	Inconvénients
Cylindrique dans le cas des machines sans encoches	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Faibles pertes du rotor et faibles pertes fer du stator. ➤ Faible risque de démagnétisation des aimants. ➤ Champ magnétique sinusoïdal dans l'entrefer. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Évacuation des pertes est plus difficile dans le bobinage. ➤ Courants de Foucault dans les conducteurs. ➤ Bobinage plus difficile et frettage nécessaire.
Dentés avec des ouvertures des encoches	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Bon refroidissement du stator. ➤ Champ magnétique dans l'entrefer élevé. ➤ Pertes par courants de Foucault dans les bobinages sont limitées. ➤ Fabrication assez simple. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Pertes au rotor élevées. ➤ Risque de démagnétisation des aimants. ➤ Champ magnétique dans l'entrefer non parfait.
Dentés sans ouverture des encoches	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Moins de pertes au rotor qu'une machine dentée. ➤ Moins de risque de démagnétisation des aimants. ➤ Champ magnétique dans l'entrefer élevé et presque parfait. ➤ Pertes par courants de Foucault dans les bobinages sont limitées. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fabrication complexe.

2.4.2- Bobinage statorique

Les configurations du bobinage les plus usuelles sont : le bobinage à pas diamétral et le bobinage concentrique (Fig. 2.4).

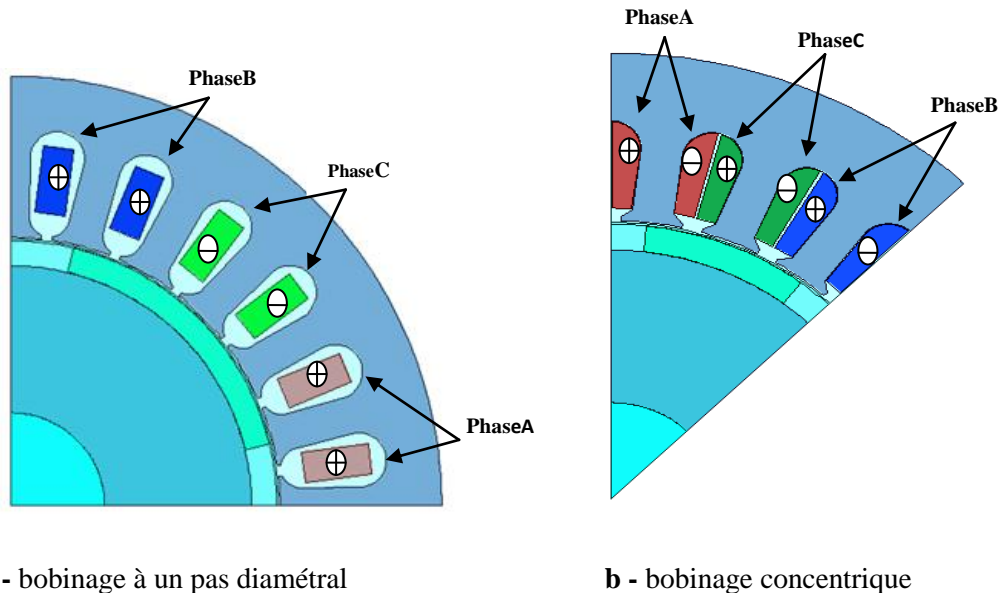


Fig. 2.4 - Configurations des bobinages

2.4.2.1 - Machine bobinée à un pas diamétral

Un bobinage est dit à pas diamétral pour une valeur entière du nombre d'encoches du stator, lorsque toutes les encoches sont parcourues par une unique phase. Un avantage de ce bobinage est que le rapport entre le flux embrassé par les enroulements et le flux produit par les aimants est maximum. Toutefois, ses inconvénients sont le volume des têtes de bobines qui est imposé et les pertes Joule qui sont importantes.

2.4.2.2 - Machine à bobinage concentrique

L'utilisation de ce type de bobinage implique la réalisation de deux couches ou deux étages de conducteurs dans l'encoche. Plusieurs avantages caractérisent ce type de bobinage. Le premier avantage est la structure simple des bobines, et un coût des enroulements statoriques réduit. L'inconvénient majeur est le couple de sortie qui est plus faible en raison d'un faible facteur de bobinage. Cependant des études récentes montrent que les machines à aimant permanent bobiné concentriquement avec un nombre de pôles élevé peuvent avoir des facteurs de bobinage et de couple de sortie élevé.

2.4.3 - Structure de rotor

2.4.3.1 - Type de rotor

a - Structure à aimants déposés en surface

Dans les applications de fortes puissances et à vitesse lente, les machines à aimants permanents montés en surface sont préférées pour leur facilité de construction (Fig. 2.5). Pratiquement, dans ce type de structures de machines, les aimants ont un champ inducteur indépendant des excitations extérieures. Il en résulte une faible inductance synchrone vu que la largeur de l'entrefer est relativement importante comparativement aux machines classiques.

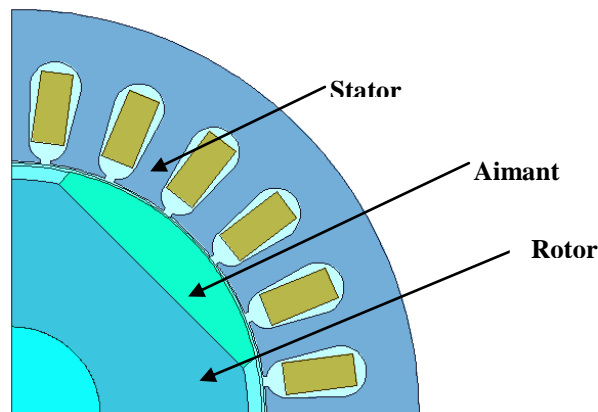


Fig. 2.5 - Structure à aimants déposés en surface

b - Structures à aimants encastrés

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants de type insérés sont aussi, montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont, partiellement, remplies avec le fer, comme montré sur la figure 2.6, ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réductant en plus du couple des aimants [66].

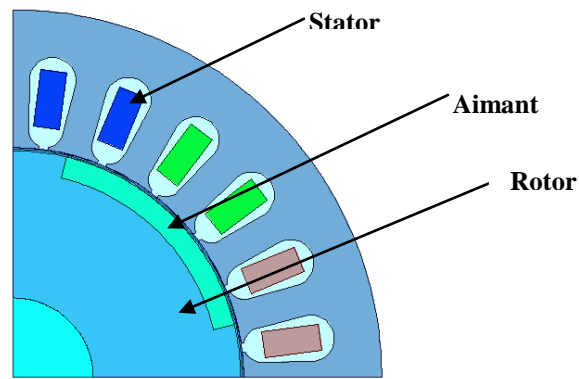


Fig. 2.6 - Structure à aimants encastrés

c - Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type des machines est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor (figure 2.7). La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes.

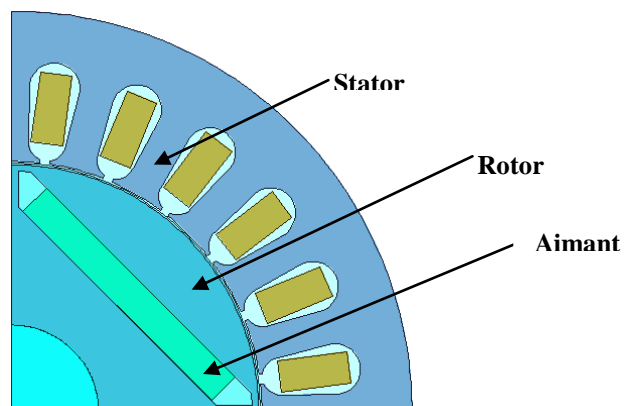


Fig. 2.7 - Structure à aimants enterrés

L'avantage de cette configuration réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'induction élevés dans l'entrefer [68]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

2.4.3.1 - Type d'aimantation

Les aimants sont magnétisés avec certaines orientations ou une direction. Pour une machine multipolaire, plusieurs types d'aimantation sont disponibles ; l'aimantation radiale, parallèle et aimantation en structure de Halbach (Fig. 2.8).

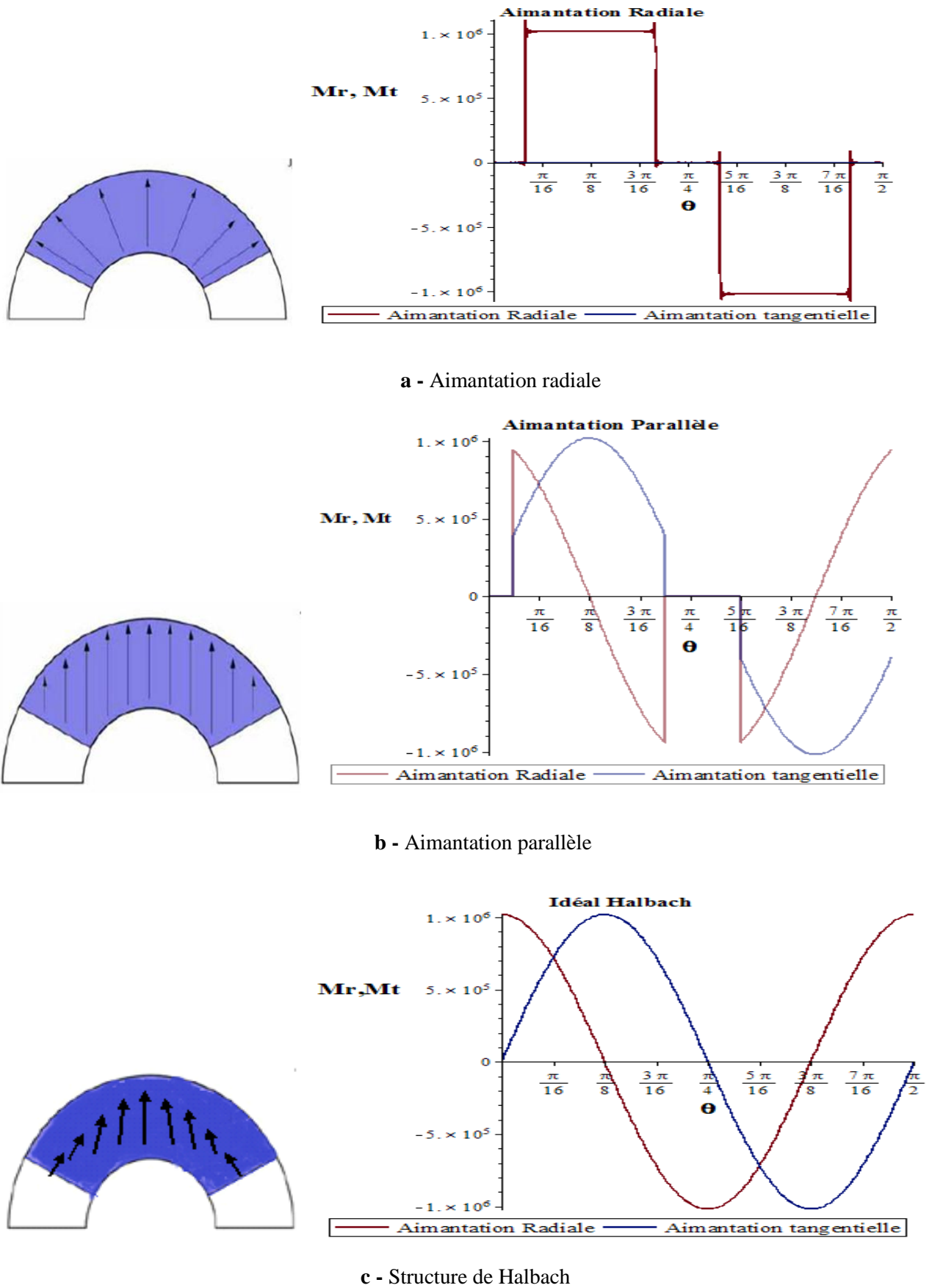


Fig. 2.8 - Distribution spatiale du champ des aimants permanents et forme d'onde des différentes aimantations

Le sens de magnétisation influence, fortement, la qualité de la distribution de la densité de flux d'entrefer et affecte, indirectement, la puissance dans une disposition donnée de la machine avec des aimants permanents.

2.4.4 - Culasse rotorique

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). La machine synchrone à flux radial est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur.

2.4.4.1 - Machine à rotor intérieur

La machine à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué des aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure 2.9 montre un exemple de machine à rotor intérieur.

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins, une difficulté de construction existe, il faut assurer le maintien des aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent, ils sont collés et frétés [67]. La topologie à rotor interne est, généralement, la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation.

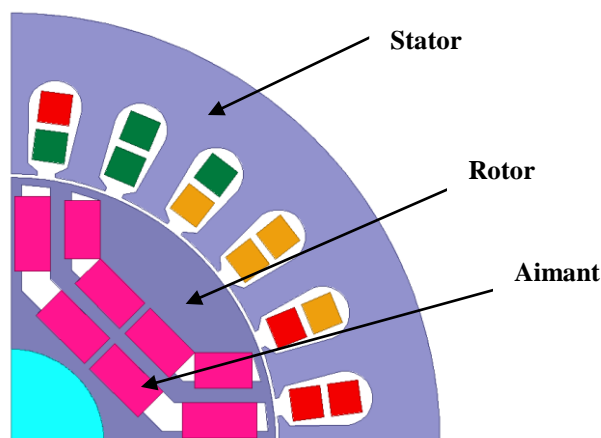


Fig. 2.9 - Exemple de structure à rotor interne

2.4.4.2 - Machine à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine, directement, sur le stator, section par section [66] - [67]. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ.

Dans cette configuration, il n'y a plus de problèmes pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est, fréquemment, utilisée dans les applications de ventilations pour son faible coût et sa facilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante, car le mobile a une inertie importante. La figure 2.10 présente la section d'une machine à rotor extérieur.

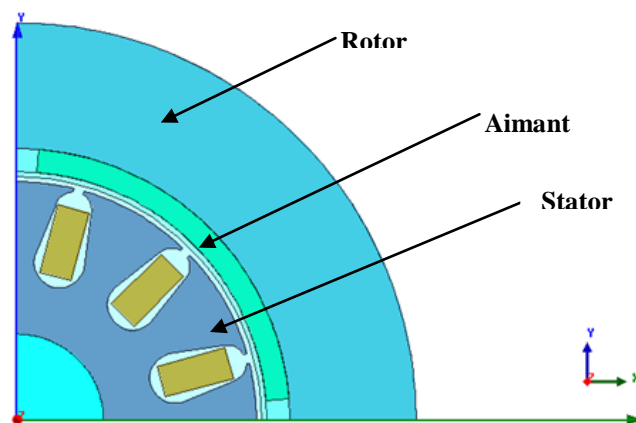


Fig. 2.10- Exemple de structure à rotor externe

2.4.4.3 - Structures à flux axial « AFPM »

Ces machines dites « discoïdales » ou « AFPM » représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales [70]. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale, relativement plus courte.

Le flux provenant des aimants est axial, tandis que le courant est dans la direction radiale.

Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (figure 2.11.a) et celles à double entrefer avec un seul rotor inséré entre deux stators (figure 2.11.b). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [68].

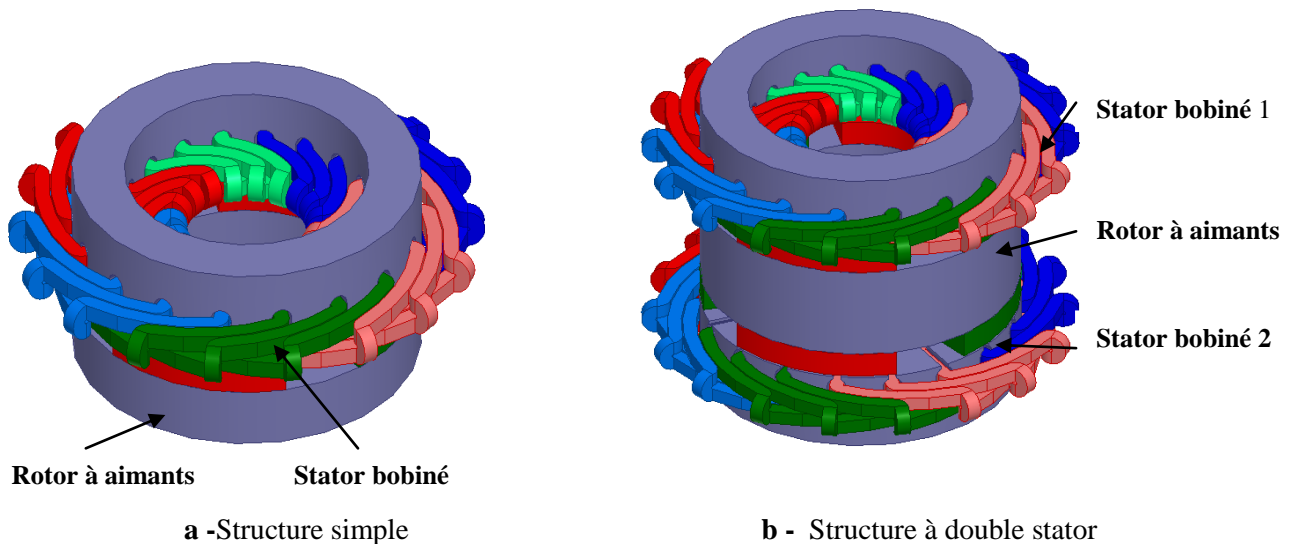


Fig. 2.11 - Vue d'une machine à flux axial

2.5 - Intérêt général des MSAP

Les machines à aimants permanents connaissent une reprise d'intérêt avec l'existence d'aimants permanents ayant un bon quotient de performance et coût sur le marché d'aujourd'hui. Comme elles sont compactes, elles permettent d'optimiser l'encombrement et la masse. Ces machines produisent des couples spécifiques élevés à faibles vitesses de rotation, permettant ainsi la possibilité de l'entraînement électromécanique direct, c'est-à-dire la suppression des systèmes de transmission mécanique : réducteurs, multiplicateurs, origine de vibration, bruit sonore et surcoût (maintenance, graissage, coût des arrêts...).

2.5.1 - Avantages des MSAP

Les MSAP présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone. Dans la MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, ce qui présente les avantages suivants :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes Joule au niveau du rotor d'où un meilleur rendement.
- Un facteur de puissance plus élevé.
- Meilleures caractéristiques thermiques.
- L'absence d'enroulement au rotor permet un gain en volume et en masse, conférant à la machine un couple volumique et une puissance massique relativement élevés.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- Suppression des contacts frottant les balais collecteurs ou les balais bagues.
- La densité de flux, relativement, élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- Une haute capacité de fonctionnement et effectivement une très haute vitesse.

2.5.2 - Inconvénients des MSAP

Dans le moteur synchrone à aimant permanent, le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.

- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe est basée sur des capteurs de courant sophistiqués (coûteux). La commutation trapézoïdale permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courants plus simples et moins coûteux (exemple : capteur à effet Hall). Ce qui implique la présence des fortes pulsations de couple [67].
- La présence des aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment, dans le cas de l'utilisation d'aimant de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitifs, tenus en température, etc.) par rapport aux aimants (ferrites), mais ont un prix beaucoup plus élevé.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.

- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

2.5.3 - Domaines d'application

La MSAP est trouvée dans un vaste champ d'application utilisé dans une large gamme de puissance, allant des micros Watts à plusieurs mégas Watts, ainsi que dans diverses applications, telles que les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, telles que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, le positionnement et la traction [68]. Grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association d'un convertisseur de puissance à la machine à aimants a trouvé de nombreuses applications dans divers domaines tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique...).

2.6 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les caractéristiques électromagnétiques des différents types d'aimants permanents, les différentes structures et topologies des MSAP. Comme il a été souligné, la classification de ces machines en deux types de catégories (RFPM ou AFPM) et (PMSM ou BDCM) peut se faire, respectivement, selon la direction du flux (axiale ou radiale) et selon leur mode d'alimentation (sinusoïdale ou trapézoïdale). Ensuite, nous avons présenté une méthode qui consiste à dissocier la structure générique d'une machine en ses parties constitutives et pour chacune d'entre elles d'identifier les solutions technologiques adaptées au problème étudié.

La MSAP à flux radial (RFPM), à aimants déposés en surface fera l'objet de notre étude. C'est dans ce contexte que la recherche engagée propose d'établir une modélisation appropriée de cette machine.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION ANALYTIQUE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS MONTÉS SUR LA SURFACE DU ROTOR

3.1 - Introduction

Dans la littérature, les configurations des aimants permanents étudiées étaient, généralement, simples avec une certaine orientation des segments d'aimant magnétisé par une structure radiale ou structure parallèle, ainsi qu'une direction de magnétisation souhaitée. La structure des segments de magnétisation d'aimant qui forme les pôles du rotor peut influencer de manière significative la distribution de la densité de flux de l'entrefer, ce qui affecte à son tour les performances électromagnétiques des MSAP. Par conséquent, pour améliorer les performances électromagnétiques, la magnétisation en structure de Halbach sera appliquée. Cependant, les modèles analytiques sont capables et préférables pour analyser les effets de structure de Halbach.

Les machines à aimants permanents magnétisés en structure de Halbach offrent plusieurs potentiels attrayants. Tout d'abord, elles ont une distribution du champ d'entrefer, pratiquement, sinusoïdale. Par conséquent, la forme d'onde de leur force contre-électromotrice induite est, substantiellement, sinusoïdale et le couple d'encoches peut être négligeable, sans recourir à des enroulements distribués du stator.

Dans ce chapitre, deux approches ont été adoptées. L'une consiste en l'étude proposée par Zhu et al. [30]. Cependant cette étude a été étendue pour calculer le champ magnétique des moteurs sans encoches à aimants permanents magnétisés en structure de Halbach dans le cas du rotor interne. Le modèle est étendu à la prédiction de la réaction du champ d'induit, du F.c.e.m et du couple électromagnétique produit par les enroulements statoriques triphasés.

Une solution générale modifiée est présentée pour la région magnétique et les modifications nécessaires sont apportées [71], [72]. Pour avoir une comparaison, une autre approche consiste à trouver la solution analytique de champ des moteurs à aimants permanents sans encoches pour une magnétisation radiale dans l'entrefer qui est développée par Zhu [73], [74].

3.2 - Structure de Halbach

3.2.1 - Bref historique

L'effet de la structure de Halbach a été découvert par John C. Mallinson en 1973, et ces structures de flux à sens unique ont été, initialement, décrites par lui comme une curiosité, bien qu'il soit identifié.

Dans les années 80, Klaus Halbach (physicien au laboratoire National de Livermore en Californie) inventa le principe éponyme. L'aimantation, dite de Halbach, consiste à accoler des aimants dont la direction de polarisation est différente, afin d'orienter le champ magnétique. Plus tard, une variante consiste à faire varier l'orientation de l'aimantation à l'intérieur d'un même aimant. La première application consiste à focaliser les rayons d'un accélérateur de particules [75]. De nombreux chercheurs ont montré que ce principe avait d'autres applications, notamment dans les machines électriques. On retrouve ainsi ce type de structure dans les machines tournantes et dans les actionneurs linéaires.

3.2.2 - Présentation de la structure de Halbach

La structure de Halbach montrée dans la figure 3.1.c est une combinaison entre deux structures magnétiques : une structure magnétique radiale (figure 3.1.a) et une structure magnétique azimutale (figure 3.1.b) [76]. En structure de Halbach, les aimants successifs sont magnétisés au sens des aiguilles d'une montre et aussi dans le sens inverse [77]. On peut arriver à sa distribution de flux par l'addition des distributions du flux de la structure radiale et la structure azimutale, tels qu'illustrés dans la figure 3.1 (a et b). Un diagramme final du flux de structure de Halbach avec huit segments d'aimants est montré dans la figure 3.1.c.

Il y a quelques lignes de flux vues au sommet de la structure magnétique, mais elles sont très petites, comparées au nombre des lignes de flux à la base de la structure magnétique. Par conséquent, elles peuvent être considérées négligeables au sommet et sont presque toutes au bas de la structure.

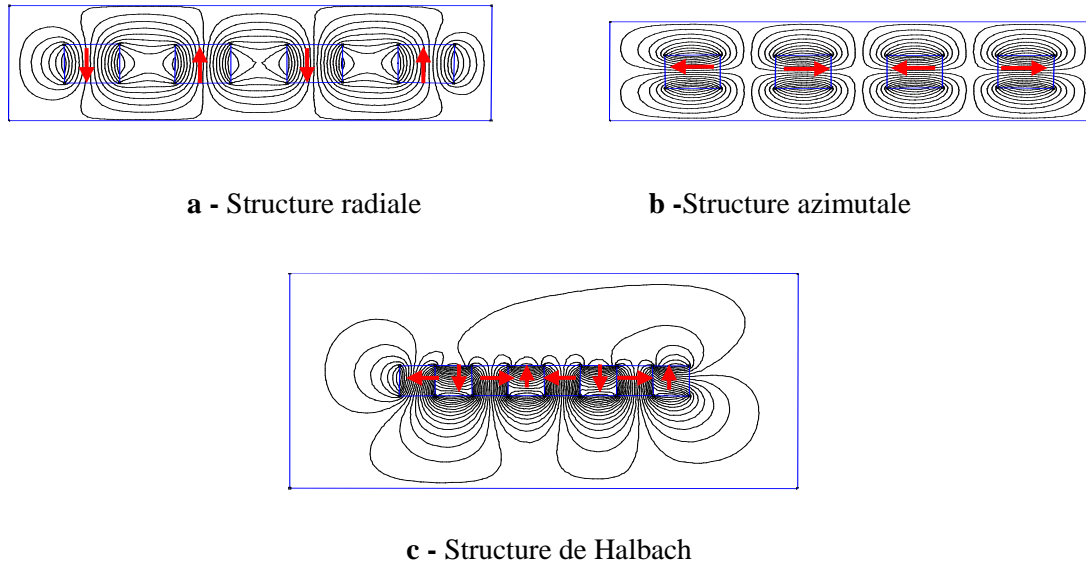
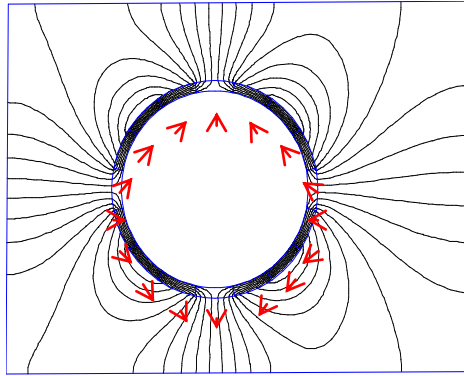


Fig. 3.1 - Comparaison des magnétisations classiques et la structure de Halbach

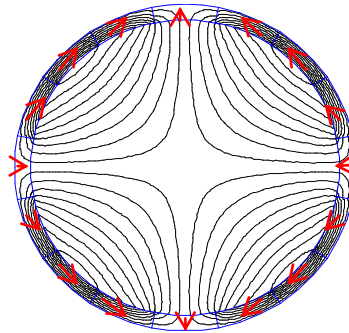
A partir de la distribution de flux de cette structure, on peut signaler les observations suivantes :

- Pratiquement, il n'y a pas de flux dans la partie supérieure des aimants, ce qui implique que le fer de retour n'est pas nécessaire.
- Le flux est plus concentré que celui de la structure radiale, et il est dépendant du sens de magnétisation des aimants et le nombre des segments que peut produire un pôle.
- Le flux à l'intérieur ou à l'extérieur dépend de l'orientation des segments d'aimant magnétisé en structure de Halbach. L'orientation des pôles dans le sens des aiguilles d'une montre du nord et du sud des aimants donne une distribution du flux vers l'extérieur. De même, à l'orientation dans le sens inverse, la rotation des pôles magnétiques donne une distribution du flux vers l'intérieur.

La structure de Halbach correspondant au cas (c) de la figure 3.1 est montrée dans la figure 3.2.a et 3.2.b. Il y a de très rares lignes de flux à l'extérieur et à l'intérieur de l'aimant et tous les flux se sont, respectivement, concentrés à l'intérieur (Fig. 3.2.a), et à l'extérieur (Fig. 3.2.b) des rotors.



a - Distribution du flux vers l'extérieur avec structure de Halbach



b - Distribution du flux vers l'intérieur avec structure de Halbach

Fig. 3.2 - Comparaison de la distribution du flux vers l'extérieur/ l'intérieur avec la structure de Halbach

3.2.3 - Intérêts de la structure

Depuis de nombreuses années, les scientifiques cherchent à tirer parti de la structure de Halbach combinée à l'utilisation des aimants de type terres rares. Une équipe de Sheffield en Angleterre propose différents articles sur le sujet [75]. ZQ Zhu, énonce les différents intérêts de cette structure [76]:

- Dans un entrefer donné, la structure idéale de Halbach génère une répartition, parfaitement, sinusoïdale de la densité de flux. Par conséquent, le nombre des harmoniques présents dans l'entrefer est limité. Cependant, les pertes fer d'induit sont réduites. Cela a pour effet d'augmenter, significativement, le rendement global des machines et d'envisager des fonctionnements à haute vitesse. Cette induction sinusoïdale génère dans les bobinages de l'induit une force contre-électromotrice (F.c.e.m), parfaitement, sinusoïdale.

Par conséquent, les pulsations de couple sont extrêmement réduites.

- L'organe de retour du flux (culasse ferromagnétique au stator) peut être supprimé. En effet, par sa nature, le cylindre de Halbach oriente le flux, directement, d'un pôle à l'autre. Dans ces conditions, la culasse ne sert qu'à maintenir mécaniquement les aimants. De ce fait, les parties ferromagnétiques du stator peuvent être remplacées par des matières moins denses. Cependant, la masse globale de la machine peut, alors, être réduite.
- Les dispositions servant à minimiser le taux des harmoniques de signal de F.c.e.m ou à limiter les pulsations de couple, telles que les torsions des induits ne sont plus nécessaires. La suppression de ces opérations lors de la fabrication constitue un réel gain économique dans les industries de masse comme l'automobile.
- Pour certains types de machines, un bobinage particulier est adopté afin de minimiser les pulsations de couple liées aux pulsations de (F.c.e.m). Avec une structure de Halbach, ces types de bobinage ne sont plus nécessaires d'où une diminution de la quantité de cuivre. Le rendement global de la machine peut être augmenté par ce biais.
- La déformation magnétique des stators ou des rotors est évitée, par conséquent, des opérations industrielles sont plus économes en matériaux.
- La structure de Halbach est une structure à concentration de flux. Ainsi une densité de flux plus importante peut être obtenue dans l'entrefer par l'utilisation de cette méthode.

Cette dernière propriété est confirmée par Marinescu [75]. L'auteur démontre que le couple de la machine peut être accru de plus de 30 %. Cet accroissement est lié à l'augmentation de la quantité d'aimant donc du flux magnétique général de la machine. D'autre part, Marinescu montre que la structure de Halbach est moins sensible à la réaction magnétique d'induit. En effet, le décalage de l'axe du flux entre le comportement à vide et en charge est, largement, moins important dans une structure de Halbach que dans une structure classique.

3.2.4 - Domaines d'application de la structure de Halbach

Les structures de Halbach se rencontrent, généralement, dans les machines électriques lorsqu'il faut générer un champ constant de grande amplitude. Elles tirent leur épingle du jeu dans les applications à hautes vitesses [75], mais aussi, dans les applications nécessitant une grande dynamique (inertie faible et couple élevé). Les structures de Halbach se retrouvent, ainsi, sur des alternateurs à grandes vitesses, sur des servomoteurs (besoin de très fortes dynamiques donc de très forts couples). On retrouve aussi ces structures dans les accouplements magnétiques ou dans les paliers magnétiques. Le flux magnétique accru peut générer des forces ou des couples importants très recherchés dans ces applications. Cette technologie permet donc d'obtenir des performances toujours supérieures dans un encombrement donné.

En fin de compte, avec l'aimantation en structure de Halbach, les types de machines les plus couramment appliqués sont : machine linéaire [78], [79], machine tubulaire [80], [81], moteur sphérique [82], [83], machine à raboter [84], [85], réfrigérateur magnétique [86], engrenage magnétique [87] et système de stockage d'énergie par volant d'inertie [88], [89], ...etc.

3.2.5 - Réalisation de la segmentation en structure de Halbach

La structure de Halbach offre une grande diversité de réalisation. Pour faire la transition entre deux pôles radiaux successifs, nous sommes libres d'imaginer toutes les combinaisons d'aimant (de forme et d'orientation différentes). Ainsi la première étape consiste à introduire entre les deux pôles un aimant, purement, orthoradial. L'étape suivante consiste à discrétiser la périphérie de la culasse en n segments d'aimant et à faire varier la direction de l'aimantation, uniformément, entre les axes des pôles consécutifs. Le vecteur de magnétisation des aimants tourne donc le long de l'entrefer. Il existe bien d'autres solutions pour réaliser une telle structure.

Les transitions peuvent avoir toutes les formes voulues, les rémanences de ces transitions peuvent, aussi, différer de celles des aimants radiaux, on parle alors, des aimants interpolaires. D'autres auteurs présentent des variantes de cette structure réalisées avec des bobines.

Celles-ci se répartissent autour du stator avec des orientations choisies pour générer un champ dont l'orientation évolue, uniformément, d'un pôle à l'autre. La segmentation des aimants permet la réalisation de Halbach à plus bas coût.

Beaucoup d'articles traitent ce point. Pour une aimantation unique par segment, plus la discrétisation est forte, plus les atouts de la structure sont importants. Par contre, plus la structure dispose d'un nombre limité, plus la densité de flux ne s'éloignera pas d'un sinus pur. Les avantages donc sont moins nombreux. Cependant, quelle que soit la discrétisation choisie, la quantité d'aimant dans la culasse est toujours supérieure à celle d'une configuration radiale d'où un accroissement du flux magnétique global et du couple électromagnétique créé.

3.3 - Distribution de champ magnétique dans une machine synchrone sans encoches à aimants permanents montés sur la surface du rotor

Dans ce chapitre, l'approche du calcul analytique du champ d'entrefer est présentée et utilisée pour calculer le tenseur des contraintes de Maxwell. La solution analytique de champ est trouvée en combinant la solution de champ dans l'entrefer de la machine sans encoches à aimants permanents magnétisés par deux structures Halbach et radiale.

3.3.1- Formulation du problème

Dans l'entrefer d'une machine à aimant permanent, il faut distinguer la surface occupée par les aimants et la surface occupée par l'air, comme le montre la figure.3.3, car le champ magnétique dans ces deux zones est régi par des équations différentes.

3.3.1.1 - Liste des hypothèses

Nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Modèle bidimensionnel en coordonnées polaires.
- La perméabilité du fer statorique et rotorique est supposée très grande $\mu_{fer} \rightarrow \infty$.
- Les courants de Foucault dans le fer sont négligés par suite du feuilletage des culasses.
- La caractéristique de désaimantation de l'aimant est supposée linéaire.

R_s , R_m , R_r , et R_i sont, respectivement, le rayon d'alésage extérieur, les rayons extérieur et intérieur de l'aimant et le rayon d'alésage intérieur. Ainsi, g est la longueur d'entrefer, l_m est l'épaisseur radiale des aimants, $R_m = R_s - g$ et $R_r = R_s - g - l_m$ pour un moteur à rotor interne et $R_m = R_s + g$ et $R_r = R_s + g + l_m$ pour un moteur à rotor externe.

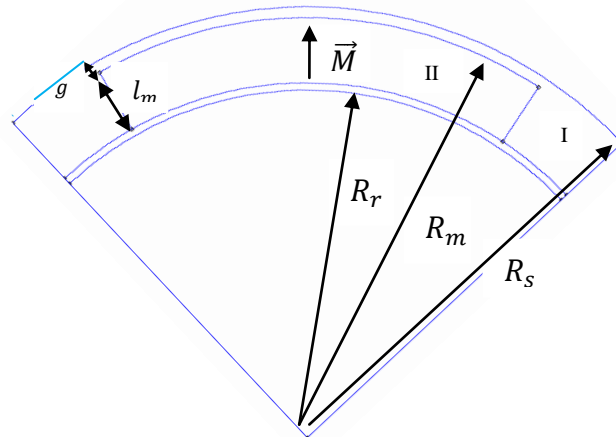


Fig. 3.3 - Topologie du moteur à rotor interne

3.3.2 - Calcul des équations différentielles partielles

Les équations différentielles partielles gouvernantes peuvent être exprimées en fonction du potentiel magnétique scalaire ou vectoriel. Le potentiel magnétique scalaire n'est défini qu'en absence des courants ou lorsque les courants sont considérés comme des feuilles infinitésimales entre deux régions adjacentes et leurs effets apparaissent dans les conditions aux limites. Par conséquent, en présence explicite d'un courant, le potentiel magnétique vectoriel doit être utilisé. Dans cette étude, le potentiel magnétique scalaire φ est utilisé pour exprimer les équations gouvernantes du problème électromagnétique puisque l'armature est en circuit ouvert et la réaction par courant de Foucault est négligée. À l'absence de courant, le vecteur d'intensité du champ magnétique est un rotationnel libre, $\nabla \times \vec{H} = 0$ et peut être exprimé comme le gradient négatif de φ :

$$\vec{H} = -\nabla\varphi \quad (3.1)$$

Les vecteurs des champs \vec{B} et \vec{H} sont couplés par :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad \text{dans l'entrefer} \quad (3.2)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \quad \text{dans l'aimant permanent} \quad (3.3)$$

Où \vec{M} [A/m] est le vecteur d'aimantation qui est non nul, seulement pour l'aimant magnétique dur, μ_0 est la perméabilité de l'espace libre, et μ_r est la perméabilité relative de l'aimant.

Le champ magnétique produit par une machine magnétique aimantée en structure de Halbach peut être décrit par le potentiel magnétique scalaire φ comme suit :

Dans l'entrefer

$$\nabla^2 \varphi_1 = \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_1}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial \theta^2} = 0 \quad R_m < r < R_s \quad (3.4)$$

Dans l'aimant magnétique

$$\nabla^2 \varphi_2 = \frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_2}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial \theta^2} = \frac{\text{div} \vec{M}}{\mu_r} \quad R_r < r < R_m \quad (3.5)$$

Où φ_1 et φ_2 sont reliées aux composants radial et circonférentiel de \vec{H} par :

$$\vec{H} = -\text{grad} \varphi \quad (3.6)$$

$$H_r = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} \quad \text{et} \quad H_\theta = -\frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} \quad (3.7)$$

Pour la structure de Halbach

$$\text{div} \vec{M} = \left(\frac{M_r}{r} \right) + \left(\frac{\partial M_r}{\partial r} \right) + \left(\frac{1}{r} \right) \left(\frac{\partial M_\theta}{\partial \theta} \right) = (1 + p) \left(\frac{M}{r} \right) \cos p\theta \quad (3.8)$$

Pour l'aimantation radiale

$$\text{div} \vec{M} = \frac{1}{r} M_r + \frac{\partial M_r}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial M_\theta}{\partial \theta} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{r} M_n \cos(np\theta) \quad (3.9)$$

3.3.3 - Vecteur de magnétisation

3.3.3.1 - Structure de Halbach

Pour une machine aimantée en structure de Halbach, la distribution d'aimantation \vec{M} est sinusoïdale.

En coordonnées polaires, elle est exprimée en :

$$\vec{M} = M_r \vec{e}_r + M_\theta \vec{e}_\theta = M \cos p\theta \vec{e}_r - M \sin p\theta \vec{e}_\theta \quad (3.10)$$

\vec{e}_r et \vec{e}_θ sont les vecteurs unitaires dans le domaine radial et circonférentiel, respectivement. p est le nombre de paires de pôles, $M = (B_r / \mu_0)$ est l'amplitude de l'aimantation, et B_r est l'induction rémanente. Où le signe « - » est pour une machine à rotor interne (champ externe) et dans le cas d'une machine à rotor externe, ce signe est remplacé par « + » (champ interne).

La figure 3.4 montre le diagramme d'aimantation en structure Halbach pour les moteurs à rotor interne et leurs composantes radiales et tangentielles correspondantes à une période de $2\pi p$.

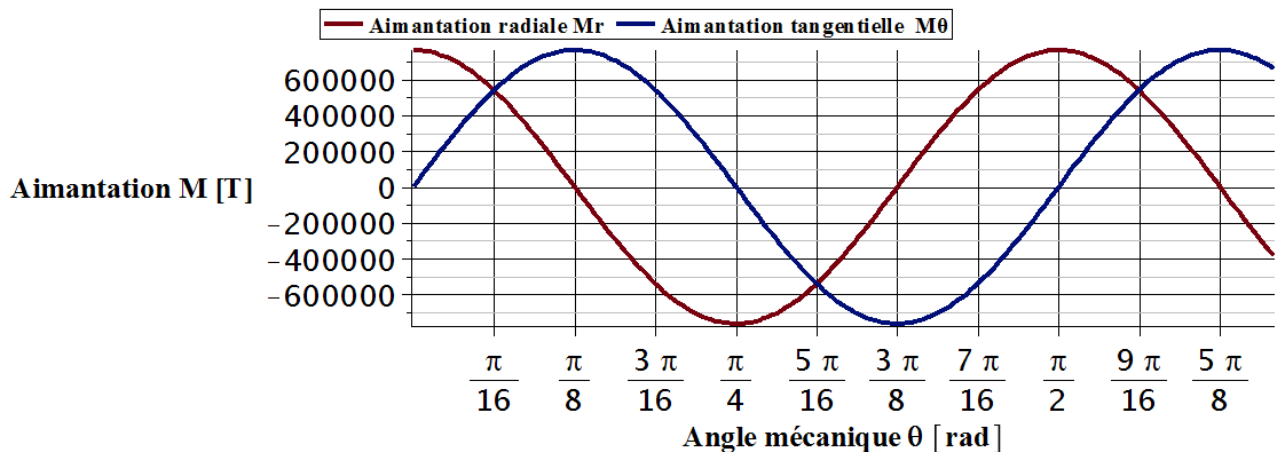


Fig. 3.4 - Formes d'onde des composantes radiale M_r et tangentielle M_θ de l'aimantation

3.3.3.2 - Aimantation radiale

La figure 3.5 montre les directions du vecteur \vec{M} pour l'aimantation radiale. Dans le cas de l'aimantation radiale, le vecteur \vec{M} est toujours perpendiculaire à la surface de la

courbe d'aimant et parallèle à ses bords latéraux. La composante tangentielle du vecteur d'aimantation est donc toujours égale à zéro. Les formes d'onde des composantes radiale et tangentielle de \vec{M} pour ce cas d'aimantation sont montrés à la figure 3.6.

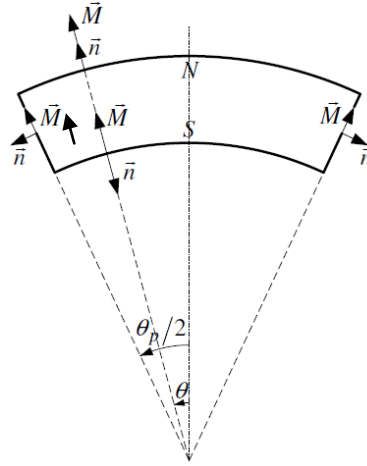


Fig. 3.5 - Directions de la magnétisation radiale

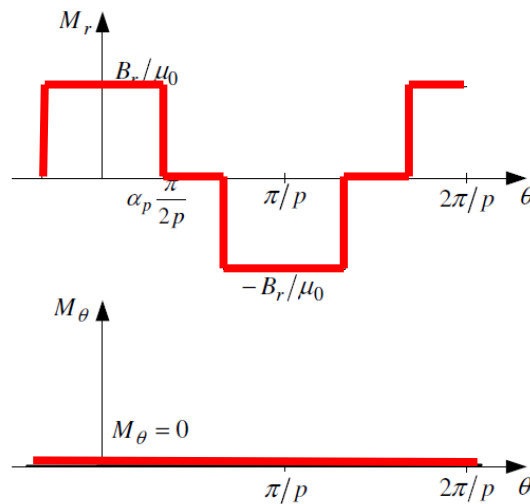


Fig. 3.6 - Formes d'ondes des composantes d'aimantation radiale M_r et M_θ

Les composantes radiale M_r et tangentielle M_θ de l'aimantation peuvent être exprimées en fonction de la série de Fourier comme suit :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} M_{rn} \cdot \cos(np\theta) \\ M_\theta = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} M_{\theta n} \cdot \sin(np\theta) \end{cases} \quad (3.11)$$

Où θ est l'écart angulaire relatif au centre d'un aimant comme illustré dans la figure 3.5, M_{rn} et $M_{\theta n}$ sont, respectivement, les amplitudes des harmoniques de rang n des composantes M_r et M_θ .

$$\begin{cases} M_{rn} = \frac{4M}{\pi n} \sin\left(np \frac{\pi}{2} \alpha_p\right) \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

Où α_p représente l'ouverture des aimants sur un pas polaire.

3.3.4 - Conditions aux limites

Dans les problèmes électromagnétiques avec plusieurs milieux, la composante perpendiculaire du vecteur de densité de flux magnétique \vec{B} devrait être continue à l'interface entre deux milieux adjacents (Éq.3.13).

En outre, la composante parallèle du vecteur d'intensité de champ magnétique \vec{H} sur un côté de l'interface est égale à celle de l'autre côté en l'absence de toute densité de courant surfacique entre eux (Éq. 3.14), comme illustré sur la figure 3.7.

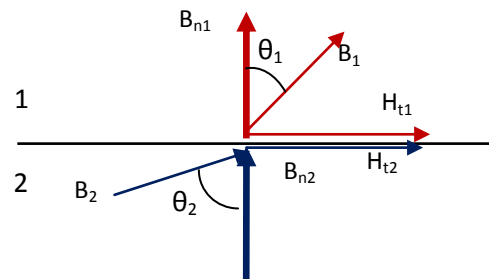


Fig. 3.7 - Interfaces des conditions aux limites

$$\vec{n}_{12} \wedge (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = \vec{j}_s \quad (3.13)$$

$$\vec{n}_{12} \cdot (\vec{B}_2 - \vec{B}_1) = 0 \quad (3.14)$$

Dans le cas des milieux infiniment perméables, l'intensité du champ magnétique est nulle; par conséquent, la composante parallèle du vecteur d'intensité du champ magnétique de tout

milieu adjacent à un milieu, infiniment, perméable devrait, également, être nulle à leurs frontières communes. Les conditions aux limites pour le cas du rotor interne sont exprimées par :

$$H_{\theta 1}|_{r=R_s} = 0 \quad (3.15)$$

$$B_{r1} = B_{r2}|_{r=R_m}, H_{\theta 1} = H_{\theta 2}|_{r=R_m} \quad (3.16)$$

$$H_{\theta 2}|_{r=R_r} = 0 \quad (3.17)$$

Le nombre des régions distinctes détermine le nombre des constantes d'intégration qui dépend de la forme de la solution dans chaque région. Cependant, le nombre de constantes d'intégrales doit être le même que les équations indépendantes en appliquant des conditions aux limites.

3.3.5 - Solution générale

Cette technique n'est possible que dans le cas linéaire et simple où il est possible d'appliquer les méthodes de superposition, de séparation de variables et de développement en séries...etc. Ce type de résolution est très performant pour le calcul des grandeurs globales comme l'impédance, la puissance ...etc. Par contre, pour le calcul des grandeurs locales, il faut effectuer un calcul pour chaque point.

Différentes méthodes sont présentées par la littérature pour la résolution analytique des équations du type de Laplace ou Poisson [90], [91]. Les plus connues étant celles dites :

- Séparation de variables.
- Développement en séries.
- Transformations conformes.
- Méthodes d'intégrales.

L'équation gouvernante en fonction du potentiel magnétique scalaire dans l'entrefer est exprimée par l'équation de Laplace, et pour la région des aimants est une équation de Poisson.

3.3.5.1 - Structure de Halbach

La solution générale pour l'entrefer et la région d'enroulement dans le cas du moteur sans encoches peut être exprimée comme :

$$\varphi_1(r, \theta) = (C_1 r^{-p} + C_2 r^p) \cos p\theta \quad (3.18)$$

$$\varphi_2(r, \theta) = \left((C_3 r^p + C_4 r^{-p}) + \frac{B_r}{\mu_0 \mu_r} \frac{r}{1 \pm p} \right) \cos p\theta \quad (3.19)$$

Pour trouver les constantes C_1, C_2, C_3, C_4 dans le cas des structures de rotor internes, la composante radiale de la densité de flux magnétique $B_{r,q}$, et la composante tangentielle de l'intensité de champ magnétique $H_{r,q}$ sont nécessaires pour toutes les régions. Ceux-ci sont :

$$H_{1r} = -\frac{\partial \varphi_1}{\partial r} = -p(C_1 r^{-p-1} - C_2 r^{p-1}) \cos(p\theta) \quad (3.20)$$

$$H_{1\theta} = -\frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_1}{\partial \theta} = p(C_1 r^{-p-1} - C_2 r^{p-1}) \sin(p\theta) \quad (3.21)$$

$$B_{1r} = \mu_0 H_{1r} = -\mu_0 p(C_1 r^{-p-1} - C_2 r^{p-1}) \cos(p\theta) \quad (3.22)$$

$$B_{1\theta} = \mu_0 H_{1\theta} = \mu_0 p(C_1 r^{-p-1} - C_2 r^{p-1}) \sin(p\theta) \quad (3.23)$$

$$H_{2r} = -\frac{\partial \varphi_2}{\partial r} = -p \left(C_3 r^{p-1} + p C_4 r^{-p-1} - \frac{B_r}{\mu_0 \mu_r} \frac{r}{1+p} \right) \cos(p\theta) \quad (3.24)$$

$$H_{2\theta} = -\frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_2}{\partial \theta} = p \left(C_3 r^{p-1} + C_4 r^{-p-1} + \frac{B_r}{\mu_0 \mu_r} \frac{r}{1+p} \right) \sin(p\theta) \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} B_{2r} &= \mu_0 \mu_r H_{2r} + \mu_0 M_r \\ &= \mu_0 \mu_r p \left(-C_3 r^{p-1} + C_4 r^{-p-1} + \frac{p B_r}{p+1} \right) \cos(p\theta) \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} B_{2\theta} &= \mu_0 \mu_r H_{2\theta} + \mu_0 M_\theta \\ &= \mu_0 \mu_r p \left(C_3 r^{p-1} + C_4 r^{-p-1} + \frac{B_r}{p+1} \right) \sin(p\theta) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Le calcul est effectué en appliquant les conditions aux limites .En revanche, les expressions analytiques suivantes pour les constantes C_1, C_2, C_3, C_4 sont obtenues pour le cas des moteurs à rotor interne.

$$C_1 = \frac{-2B_r D_0}{\mu_0(p+1)((1+\mu_r)D_1 + (1-\mu_r)D_2)} \quad (3.28)$$

$$C_2 = -C_1 R_r^{2p} \quad (3.29)$$

$$C_3 = \frac{-C_1}{2\mu_r} + \frac{B_r D_3}{\mu_0 \mu_r (p+1)((1+\mu_r)D_1 + (1-\mu_r)D_2)} \quad (3.30)$$

$$C_4 = \frac{-B_r((1+\mu_r)D_4 + (\mu_r - 1)D_5)}{\mu_0 \mu_r (p+1)((1+\mu_r)D_1 + (1-\mu_r)D_2)} \quad (3.31)$$

Ou

$$D_0 = \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^p \left(\frac{R_m}{R_r^p} - \frac{R_r}{R_m^p}\right) \quad (3.32)$$

$$D_1 = \frac{R_s^p}{R_r^p} - \frac{R_r^p}{R_s^p} \quad (3.33)$$

$$D_2 = \frac{R_m^{2p}}{(R_s R_r)^p} - \frac{(R_s R_r)^p}{R_m^{2p}} \quad (3.34)$$

$$D_3 = \frac{R_s^p}{R_r^p} - \frac{R_r R_s^p}{R_m^{2p}} \quad (3.35)$$

$$D_4 = R_s^p R_r - \frac{R_m^{p+1} R_r^p}{R_s^p} \quad (3.36)$$

$$D_5 = R_s^p R_r^p - \frac{R_m^{2p} R_r}{R_s^p} \quad (3.37)$$

3.3.5.1 - Aimantation radiale

Pour les moteurs à rotor interne, le problème de la distribution du potentiel magnétique scalaire dans l'air est un problème Laplacien en deux dimensions.

Cela peut être résolu par la séparation des variables. Il s'agit de chercher une solution qui se décompose en un produit de fonctions, chacune impliquant une seule des variables. D'où le potentiel magnétique scalaire inconnu $\varphi_1(r, \theta)$ peut-être écrit sous la forme [92]:

$$\varphi_1(r, \theta) = R(r)F(\theta) \quad (3.38)$$

➤ À l'entrefer

La substitution de l'équation (3.38) en équation (3.4) et la division en RF/r^2 aboutissent à

$$\frac{r^2 d^2R}{R dr^2} + \frac{r dR}{R dr} = -\frac{1 d^2F}{F d\theta^2} = \gamma^2 \quad (3.39)$$

Où γ est la constante de séparation. Les équations séparées sont :

$$F'' + \gamma^2 F = 0 \quad (3.40)$$

$$r^2 R'' + rR' - \gamma^2 R = 0 \quad (3.41)$$

Il est évident que l'équation (3.40) a la solution générale de la forme :

$$F(\theta) = C_1 \cos(\gamma\theta) + C_2 \sin(\gamma\theta) \quad (3.42)$$

Puisque la distribution de l'aimantation montrée à la figure 3.6 est une fonction périodique régulière, la fonction $F(\theta)$ devrait aussi être périodique et régulière. Donc $C_2 = 0, \gamma = np$ et l'équation (3.42) devient maintenant :

$$F(\theta) = C_1 \cos(\gamma\theta) \quad (3.43)$$

L'équation (3.41), connue sous le nom d'équation de Cauchy-Euler, peut être résolue en faisant une substitution $r = e^u$ et en la réduisant à une équation à coefficients constants.

Donc :

$$R(r) = C_3 r^{np} + C_4 r^{-np}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.44)$$

La substitution de l'équation (3.43) et l'équation (3.44) en équation (3.38) donne :

$$\varphi_{n1}(r, \theta) = (A_{n1} r^{np} + B_{n1} r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (3.45)$$

Où A_{n1} et B_{n1} sont des constantes à déterminer. Selon le principe de superposition, la combinaison linéaire des solutions φ_{n1} (chacune a une valeur différente de n) avec des coefficients arbitraires A_{n1} et B_{n1} est, également, une solution de l'équation (3.4). Ainsi, la solution $\varphi_{n1}(r, \theta)$ peut être représentée comme une série infinie :

$$\varphi_1(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (A_{n1} r^{np} + B_{n1} r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (3.46)$$

➤ *Dans les aimants*

La solution générale pour $\varphi_2(r, \theta)$ est égale à la somme de la solution générale de l'équation homogène $\Delta\varphi_2 = 0$ et de toute solution de l'équation (3.5) non homogène. La solution générale de l'équation homogène est appelée une solution complémentaire [92] et peut être désignée par $\varphi_{2c}(r, \theta)$.

$$\varphi_2(r, \theta) = \varphi_{2c}(r, \theta) + \varphi_{2p}(r, \theta) \quad (3.47)$$

La solution $\varphi_{2c}(r, \theta)$ aura la même forme que l'équation (3.46), c'est-à-dire :

$$\varphi_{2c}(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (A_{n2} r^{np} + B_{n2} r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (3.48)$$

Une solution de l'équation non homogène est, habituellement, appelée une solution particulière, et peut être désignée par $\varphi_{2p}(r, \theta)$. Une solution particulière est de la forme :

$$\varphi_{2p}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} C_1 r \cos(np\theta) \quad (3.49)$$

En substituant l'équation (3.49) dans l'équation (3.5), la constante C_1 est obtenue comme :

$$C_1 = \frac{1}{1 - (np)^2} \frac{M_n}{\mu_r} \quad (3.50)$$

La solution générale de (3.5) pour $np \neq 1$ est :

$$\begin{aligned}
\varphi_2(r, \theta) &= \varphi_{2c}(r, \theta) + \varphi_{2p}(r, \theta) \\
&= \sum_{n=1}^{\infty} (A_{n2} r^{np} + B_{n2} r^{-np}) \cos(np\theta) \\
&\quad + \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{M_n}{\mu_r [1 - (np)^2]} r \cos(np\theta)
\end{aligned} \tag{3.51}$$

Cependant, cette solution n'est pas valide pour le cas particulier de $np = 1$. Donc pour $np = 1$, en laissant $r = e^t$, l'équation (3.5) devient :

$$\frac{\partial^2 \varphi_{2p}}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{2p}}{\partial \theta^2} = \frac{M_1}{\mu_r} e^t \cos \theta \tag{3.52}$$

Maintenant en supposant :

$$\varphi_{2p} = C_2 t e^t \cos \theta \tag{3.53}$$

Et en substituant en équation (3.51), la constante C_2 est obtenue comme :

$$C_2 = \frac{1}{2} \frac{M_1}{\mu_r} \tag{3.54}$$

Donc pour $np = 1$

$$\varphi_{2p}(r, \theta) = \frac{1}{2} \frac{M_1}{\mu_r} t e^t \cos \theta = \frac{1}{2} \frac{M_1}{\mu_r} r \ln r \cos \theta \tag{3.55}$$

La solution générale de l'équation (3.5) pour $np = 1$ est :

$$\varphi_2(r, \theta) = (A_{n2} r + B_{n2} r) \cos \theta + \frac{M_1}{2\mu_r} r \ln r \cos \theta \tag{3.56}$$

Les composantes de champ dans les équations (3.15), (3.16) et (3.17) peuvent être calculées en substituant des solutions du potentiel magnétique scalaire des équations (3.46), (3.51) et (3.56) en (3.7). Ainsi, les coefficients inconnus $A_{n1}, B_{n1}, A_{n2}, B_{n2}$ peuvent être obtenus.

La solution complète pour les composantes du champ magnétique dans l'entrefer et les régions d'aimant est donnée par les équations suivantes [73]:

Pour les moteurs à rotor interne $np \neq 1$

$$B_{r1}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \left[\left(\frac{r}{R_s} \right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r} \right)^{np+1} \right] \cdot \left\{ \frac{(A_{3n} - 1) + 2 \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1} - (A_{3n} + 1) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np} \right]} \right\} \cos(np\theta) \quad (3.57)$$

$$B_{\theta1}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \left[- \left(\frac{r}{R_s} \right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r} \right)^{np+1} \right] \cdot \left\{ \frac{(A_{3n} - 1) + 2 \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1} - (A_{3n} + 1) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np} \right]} \right\} \sin(np\theta) \quad (3.58)$$

$$B_{r2}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \mu_0 M_n \frac{np}{(np)^2 - 1} \left[\left(\frac{r}{R_m} \right)^{np-1} + \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np-1} \left(\frac{R_r}{r} \right)^{np+1} \right] \cdot \cos(np\theta) \cdot \left\{ \frac{\left(A_{3n} - \frac{1}{\mu_r} \right) \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} + \left(1 + \frac{1}{\mu_r} \right) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left(A_{3n} + \frac{1}{\mu_r} \right) - \left(1 - \frac{1}{\mu_r} \right) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np} \right]} \right\} + \sum_{n=1,3,4}^{\infty} \mu_0 M_n \frac{np}{(np)^2 - 1} \left[\left(\frac{R_r}{r} \right)^{np+1} + A_{3n} \right] \cos(np\theta) \quad (3.59)$$

$$B_{\theta2}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \mu_0 M_n \frac{np}{(np)^2 - 1} \left[\left(\frac{r}{R_m} \right)^{np-1} - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np-1} \left(\frac{R_r}{r} \right)^{np+1} \right] \cdot \left\{ \frac{\left(A_{3n} - \frac{1}{\mu_r} \right) \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} + \left(1 + \frac{1}{\mu_r} \right) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left(A_{3n} + \frac{1}{\mu_r} \right) - \left(1 - \frac{1}{\mu_r} \right) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np} \right]} \right\} \cdot \sin(np\theta) + \sum_{n=1,3,4}^{\infty} \mu_0 M_n \frac{1}{(np)^2 - 1} \left[np \left(\frac{R_r}{r} \right)^{np+1} - A_{3n} \right] \sin(np\theta) \quad (3.60)$$

pour $np = 1$

$$A_{3n} = \begin{cases} \left(np - \frac{1}{np}\right) \frac{M_{rn}}{M_n} + \frac{1}{np} & \text{pour magnétisation parallèle} \\ np & \text{pour magnétisation radiale} \end{cases} \quad (3.61)$$

3.3.6 - Résultats et discussion

➤ Structure de Halbach

Les caractéristiques de cette machine à rotor interne et stator sans encoches sont données sur le tableau 3.1.

Tab. 3.1 - Caractéristiques de la machine

Paramètres	Symbole	Valeur et unité
Longueur d'entrefer	g	0,5 mm
Fréquence	f	50 Hz
Hauteur de l'aimant	h_m	3,5mm
Hauteur d'encoche	h_s	6,34mm
Nombre d'encoches	Q_c	24
Nombre de paires de pôles	p	4
Rayon extérieur de l'aimant	R_m	37mm
Perméabilité relative	μ_r	1
Rayon de la surface du stator externe	R_{se}	60mm
Rayon de la surface interne du stator	R_s	37,5mm
Rayon de la surface du noyau du rotor	R_r	33,5mm
Rayon de la surface interne du rotor	R_i	13mm
Vitesse du rotor	ϑ	1500 rpm

Pour une machine à aimant magnétisé en structure de Halbach, les figures 3.8 et 3.9 montrent une comparaison de la solution analytique de champ à $r = (R_m + R_s)/2$ (au milieu d'entrefer) et la solution par la méthode des éléments finis, des composantes radiale et tangentielle, respectivement. On peut voir qu'un excellent accord est obtenu entre les prédictions analytiques et la méthode des éléments finis.

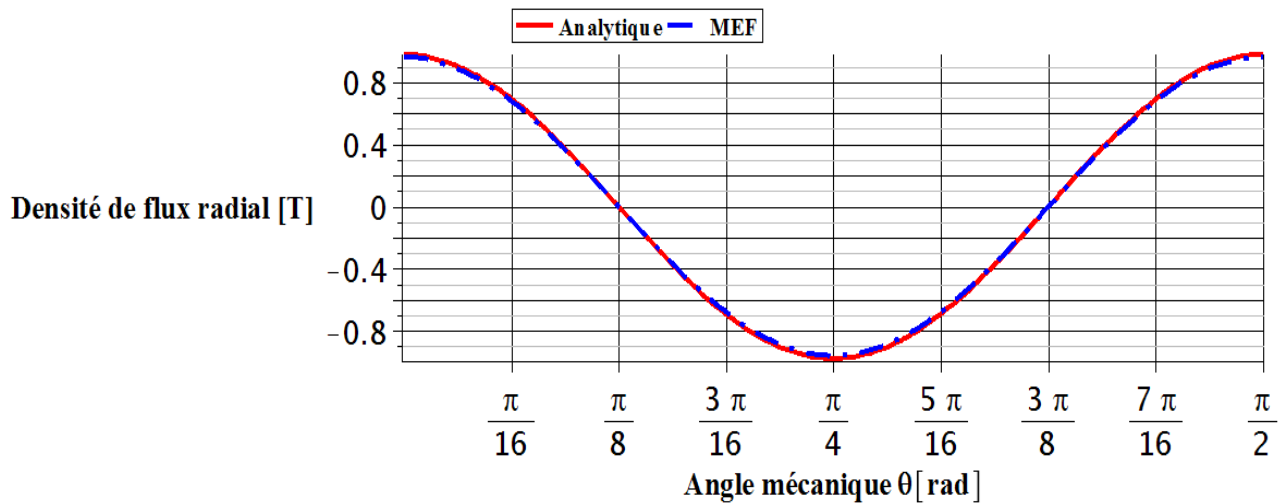


Fig. 3.8 - Comparaison de la solution radiale de champ magnétique calculée analytiquement et par la MEF

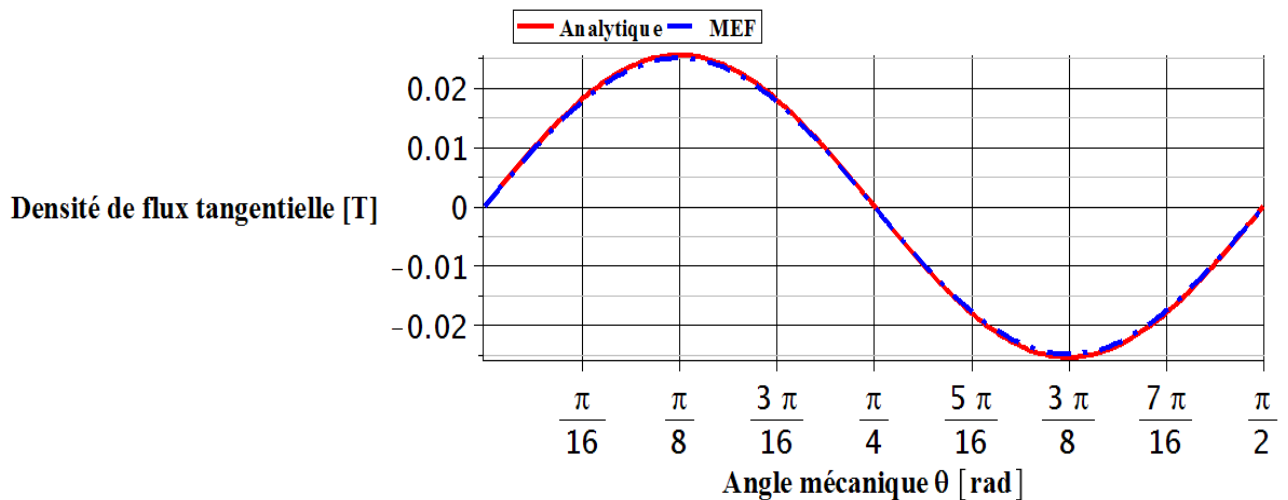


Fig. 3.9 - Comparaison de la solution tangentielle de champ magnétique calculée analytiquement et par la MEF

➤ *Aimantation radiale*

La répartition du champ au milieu de l'entrefer pour un moteur à aimant permanent à quatre pôles en surface de rotor interne, avec les paramètres donnés dans le tableau 3.1, a été calculée en utilisant les équations (3.57) et (3.58). Sur la figure 3.10 et la figure 3.11, nous représentons les inductions radiales et tangentielles dues aux aimants dans l'entrefer.

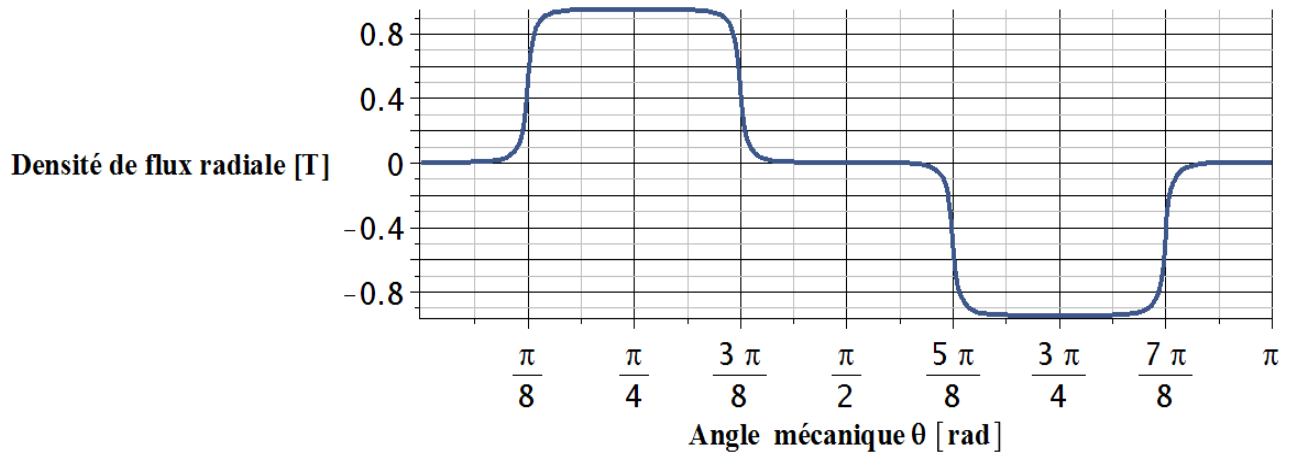


Fig. 3.10 - Solution analytique de champ magnétique radial

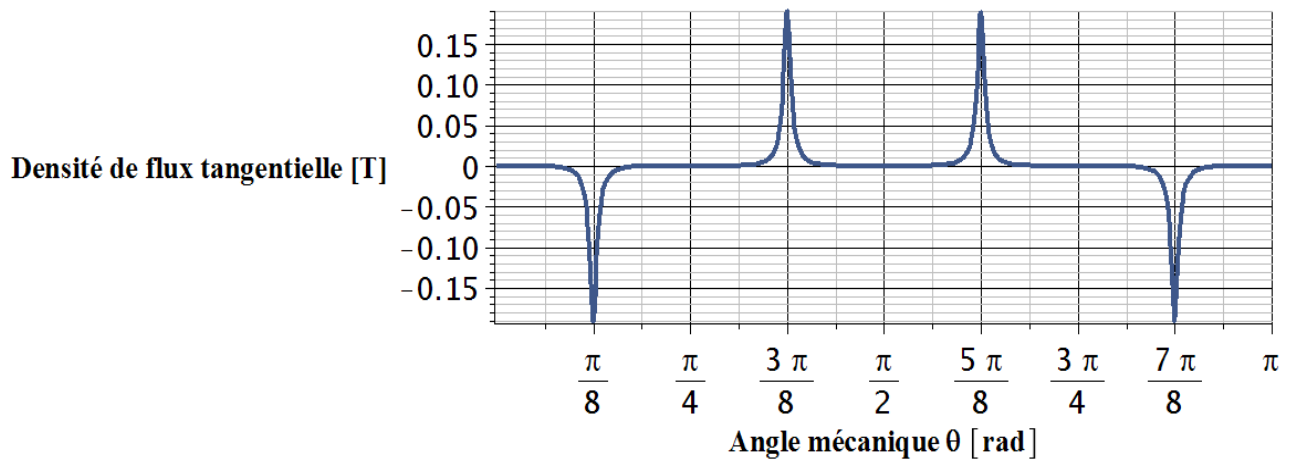


Fig. 3.11 – Solution analytique de champ magnétique tangentiel

3.4 - Calcul analytique des performances électromagnétiques

3.4.1 - Calcul analytique du F.c.e.m

La forme d'onde de F.c.e.m d'un moteur à aimant permanent peut être calculée à partir de la distribution de la densité de flux sans charge avec la connaissance de la distribution d'enroulement d'induit.

Selon la loi de Faraday, la tension induite dans une bobine unique est égale à la dérivée négative du flux de la bobine, c'est-à-dire :

$$E_c(t) = N_c \frac{d\phi_c(t)}{dt} \quad (3.62)$$

Le flux magnétique à chaque bobine est défini par

$$\phi_c(t) = LR \int_{-\theta_p/2}^{\theta_p/2} B_{sr}(r, \theta, t) dt \quad (3.63)$$

Où L est la longueur axiale du moteur, R est le rayon d'enroulement moyen, θ_p est le pas de la bobine. La F.c.e.m totale par phase est calculée en ajoutant les tensions induites dans toutes les bobines de l'enroulement de phase connecté en série. Les trois phases du F.c.e.m sont représentées sur la figure 3.12 pour une magnétisation idéale de la structure de Halbach où la F.c.e.m induite est sinusoïdale et la plus appropriée pour les moteurs à aimant permanent.

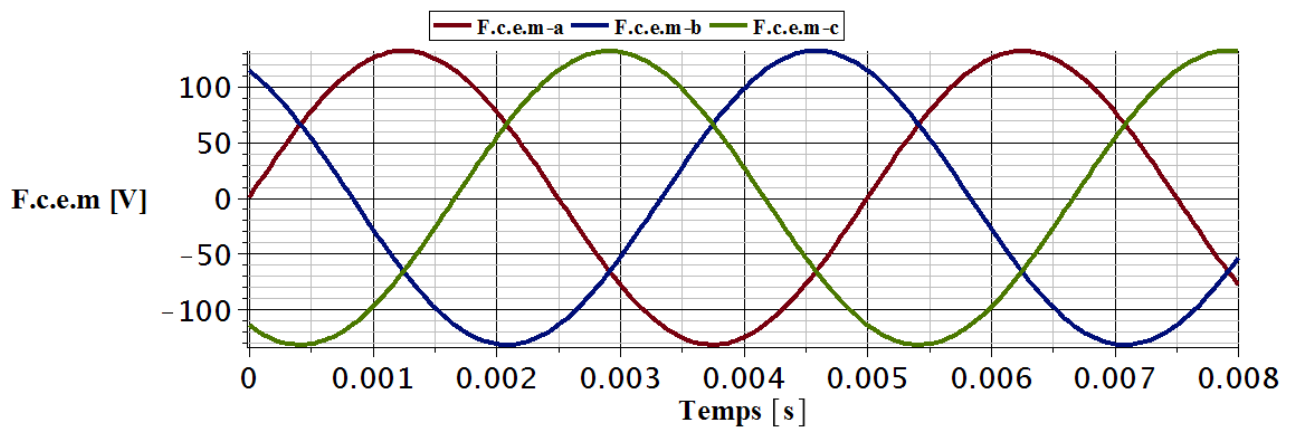


Fig. 3.12 – F.c.e.m des trois phases en fonction du temps

Les tensions induites dans les encoches auxiliaires sont déphasées de sorte qu'elles doivent être additionnées en tant que vecteurs, ce qui revient à prendre en compte le facteur de distribution :

$$k_d = \frac{\sin\left(pq \frac{\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(p \frac{\alpha}{2}\right)} \quad (3.64)$$

Où q est le nombre d'encoches par pôle et par phase, et α est le déphasage entre les tensions induites dans deux encoches adjacentes. Dans un enroulement à trois phases, le nombre total des spires par phase connectées en série est donné par $N_s = N_c Q_s / 6a_p$ pour une seule

couche d'enroulement. Pour un enroulement à deux couches $N_s = N_c Q_s / 3 a_p$, où a_p est le nombre de chemins parallèles.

Les F.c.e.m inverses induites dans les enroulements b et c peuvent être, facilement, obtenus à partir d'enroulement a à un décalage de 120 et 240 degrés électriques, respectivement. Par la suite, les F.c.e.m de ligne sont trouvés à partir des F.c.e.m par phase.

3.4.2 - Calcul analytique du couple électromagnétique

Le couple généré par le PMSM est calculé en utilisant l'expression suivante:

$$T_{em} = \frac{p}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(t) i_m(t) \quad (3.65)$$

Avec

$$e_m(t) = [E_A(t) E_B(t) E_C(t)] \quad (3.66)$$

Et

$$i_m(t) = \begin{bmatrix} I \cos(\omega t) \\ I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

La figure 3.13 montre le couple électromagnétique calculé, analytiquement, au courant nominal du stator.

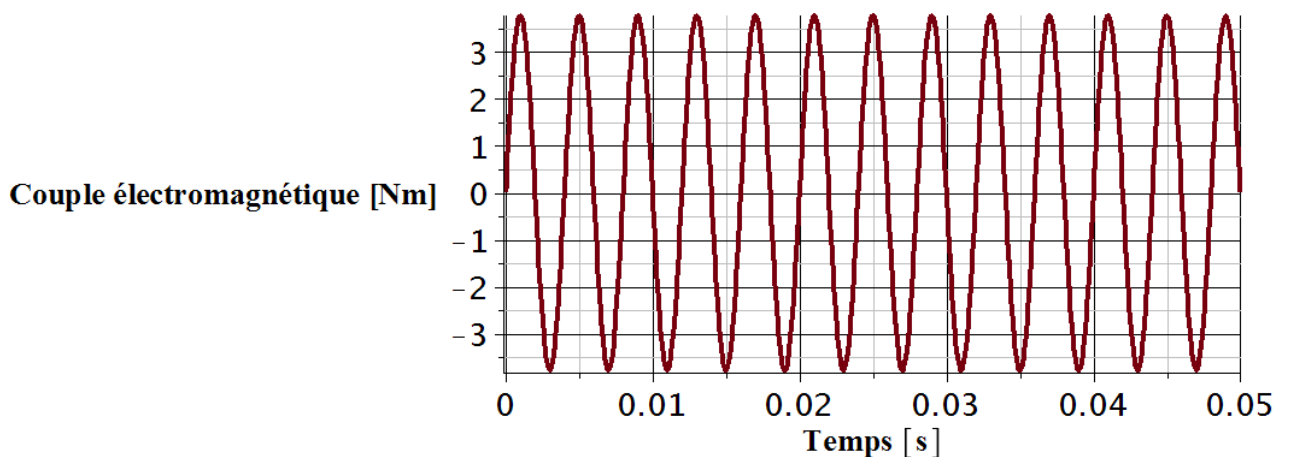


Fig. 3.13 - Couple électromagnétique

3.4.3 - Effet de la température

En général, la densité de flux rémanent B_r , croître avec la température, comme illustré sur la figure 3.14.

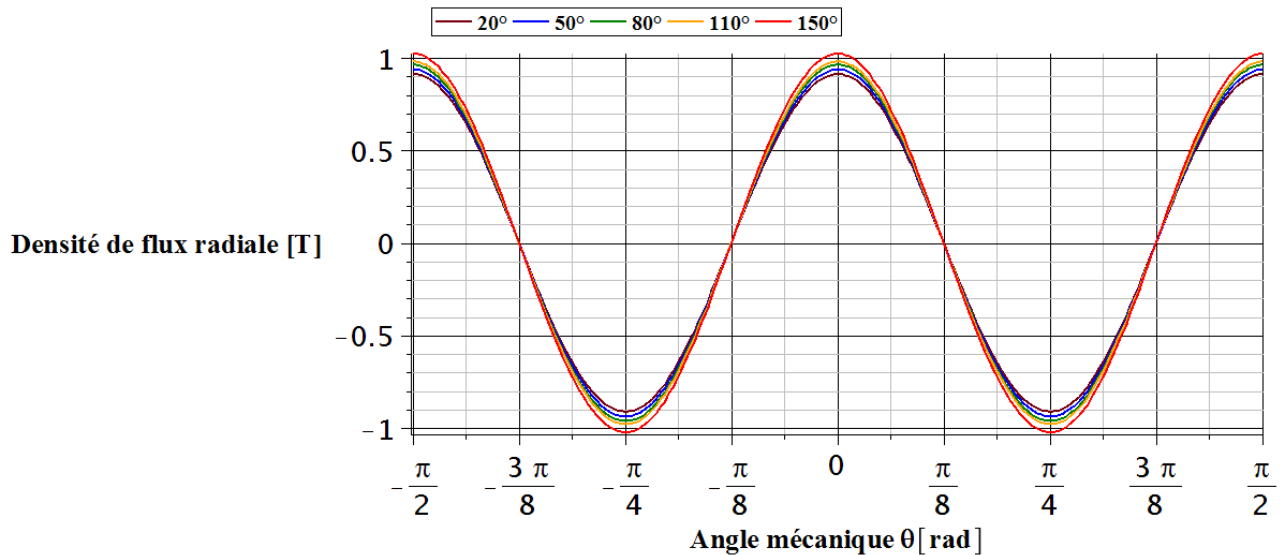


Fig. 3.14 - Composante radiale de la densité de flux des différentes températures

Cet effet est, habituellement, spécifié en fonction du coefficient réversible de température B_r cité en % par degré Celsius. Si ce coefficient donne le symbole α_{B_r} , alors la densité de flux rémanent à la température T ° est donnée par :

$$B_r(t) = B(20) \times (1 + \alpha_{B_r}(T - 20/100)) \quad (3.68)$$

Où $B_r(20)$ est la valeur de B_r à 20 °.

L'influence de la température de l'aimant sur la forme d'onde du F.c.e.m est également étudié, analytiquement, et présenté sur la figure 3.15. L'élévation de température des aimants augmente leur densité de flux de rémanence, et par conséquent la production de couple.

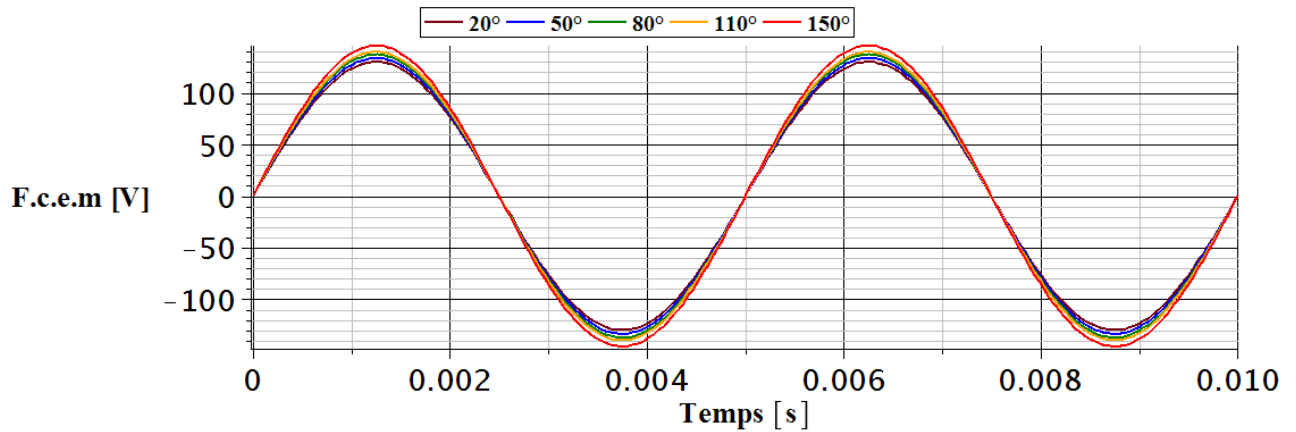


Fig. 3.15 - F.c.e.m des différentes températures en fonction du temps

3.5 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle analytique en coordonnées polaires, en utilisant le potentiel magnétique scalaire pour analyser le champ magnétique dans la machine à aimant permanent sans encoches à rotor interne. Le modèle développé permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques de fonctionnement. Il a été démontré que le rotor magnétisé en structure de Halbach a une densité de flux dans l'entrefer, strictement, sinusoïdal. La répartition de l'induction dans l'entrefer est fortement influencée par le type d'aimantation (Halbach et radiale) des aimants.

Afin de tenir compte de la géométrie complexe de la machine, un outil de calcul basé sur la méthode des éléments finis est utilisé dans le quatrième chapitre.

CHAPITRE 4

MODÉLISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

4.1 - Introduction

Le fonctionnement des machines électriques est directement lié à la distribution des lignes de champs au sein de leur structure. Ces champs électromagnétiques peuvent être exprimés en fonction d'équations de Maxwell, cependant, les performances de la machine peuvent être prédites en résolvant ces équations par diverses méthodes, dont certaines sont illustrées à la figure 4.1. La connaissance de cette distribution permet de déterminer les grandeurs nécessaires à leur dimensionnement comme le flux, les inductances, le couple électromagnétique ...etc.

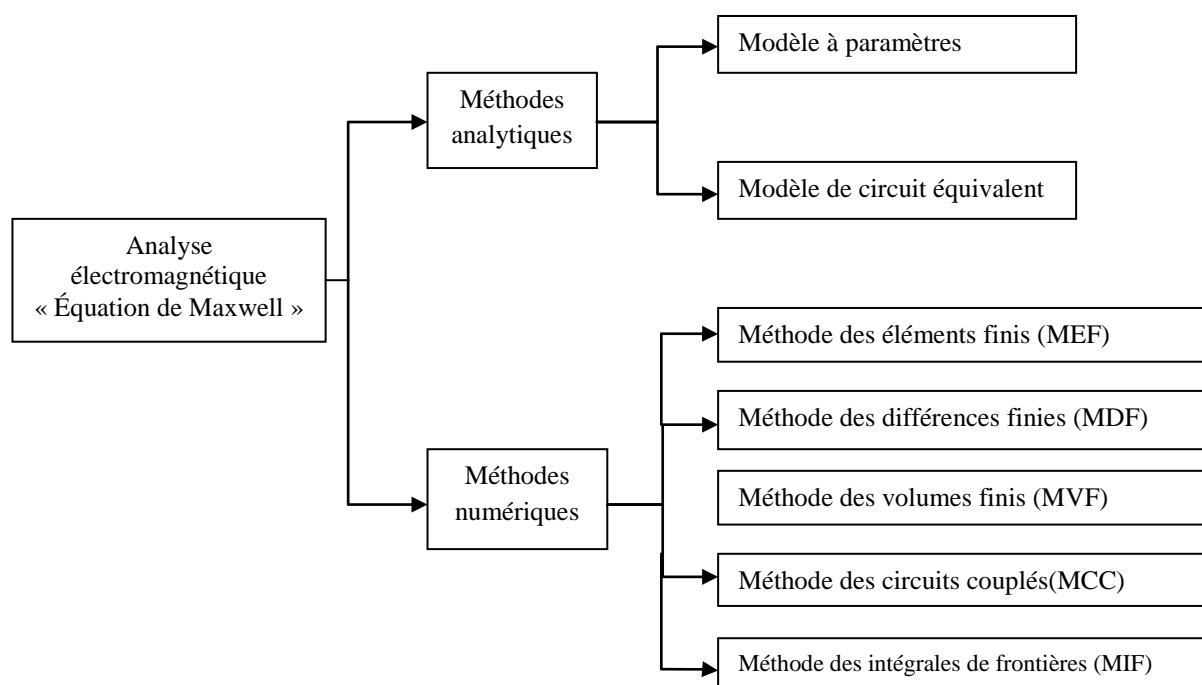


Fig. 4.1 - Différentes méthodes de résolution des équations de Maxwell

Avec les méthodes analytiques, la résolution des systèmes électromagnétiques a des caractéristiques non linéaires et présente des problèmes de calcul, cependant elle ne permet pas de tenir compte des spécifications géométriques de la machine, ainsi que de la nature de ses matériaux. De nos jours, l'accroissement de possibilités de calcul et l'évolution des méthodes numériques ont permis de prendre en considération des phénomènes de plus en plus complexes et de fournir des solutions satisfaisantes pour un grand nombre de problèmes. La méthode des éléments finis (MEF) est l'une des méthodes numériques les plus utilisées pour le calcul du champ magnétique dans les machines électriques.

Le but de ce chapitre est de tenir en compte la structure réelle de la machine, nous introduisons une présentation générale de la méthode des éléments finis 2D. Ensuite, nous allons étudier l'effet de la segmentation des aimants par la structure de Halbach sur les performances de la machine sans encoches et encoché et les comparer aux performances d'une machine standard (structure radiale). L'étude consiste en une analyse basée sur la MEF qui met en évidence la différence de certains paramètres magnétiques tels que : le champ, les densités de flux, l'induction magnétique, les harmoniques d'ordre supérieur et le couple. Enfin, une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des structures envisagées est abordée [76].

4.2 - Présentation de la MEF

L'objectif de cette méthode est de remplacer le modèle décrit dans un espace continu par un modèle discret équivalent. Pour cela, on découpe le domaine de résolution en éléments géométriques simples : c'est le maillage. Ensuite, on applique le jeu d'équations à résoudre à chacun de ces éléments simples. L'assemblage de toutes ces équations sur l'ensemble des éléments conduit à un système d'équations linéaire à résoudre. On détermine, alors, la solution pour un nombre fini d'éléments. La solution sur tout le domaine s'obtient, alors, par interpolation. On suppose que la résolution des équations à résoudre est une combinaison linéaire des fonctions élémentaires définies sur des sous-domaines. Cependant, le principe de la méthode consiste à trouver la répartition des valeurs qui vérifie l'équation aux dérivées partielles du phénomène étudié et qui vérifie ses conditions aux limites.

De nombreuses thèses et publications donnent de plus amples détails à propos du choix des fonctions élémentaires et de la décomposition du domaine étudié [93] - [96].

4.2.1- Étape d'analyse et forme d'application de la MEF

L'analyse par la MEF pour un modèle physique peut être, généralement, exprimée par les étapes suivantes:

4.2.1.1 - Pré-processeur (prétraitement)

Ce module a pour but l'acquisition complète de l'objet à modéliser avec toutes ses caractéristiques géométriques et physiques; pour la décomposition en éléments finis, il doit réaliser les fonctions suivantes :

- Description de la géométrie,
- Maillage,
- Description des caractéristiques physiques.

Le maillage consiste à déterminer l'ensemble des nœuds et des éléments qui composent le domaine d'étude. Cette discrétisation doit respecter les limites du domaine et des objets. La description des caractéristiques physiques sert à :

- Définir le type du problème (magnétostatique, magnétodynamiques, magnéto-thermique...etc.),
- Associer un matériau à chaque région qui compose le domaine,
- Décrire les caractéristiques physiques des matériaux ;en électricité, ce sont en général des caractéristiques électromagnétiques telles que: perméabilité magnétique, conductivité électrique, densité de courant...etc.
- Décrire les sources,
- Décrire les conditions aux limites (conditions de Dirichlet, conditions cycliques, conditions de Neumann...).

4.2.1.2 - Processeur (traitement)

Le processeur est le module chargé de mettre en œuvre des éléments finis, c'est-à-dire, la résolution du système d'équations linéaires ou non linéaires provenant d'une formulation projective ou variationnelle. Ce module reçoit en entrée la discrétisation du domaine, les caractéristiques physiques et les conditions aux limites. Il produit en sortie les valeurs des inconnues en chaque nœud du maillage.

4.2.1.3 - Post-processeur (post-traitement)

C'est un programme graphique qui affiche les résultants sous forme de champ de contour et de densité.

Le programme permet aussi à l'utilisateur d'inspecter le champ aux points arbitraires et d'évaluer différentes intégrales et tracer diverses quantités d'intérêt le long des contours définis par l'utilisateur.

Il existe de nombreuses formes d'applications par des éléments finis, dont certaines sont structurelles, magnétiques et thermiques. Ces applications peuvent être classées en différents types de problèmes de champ, tels que:

Régime statique : les caractéristiques de ce modèle sont:

- Les sources d'entrée sont invariantes dans le temps.
- Utilisées pour l'analyse en régime permanent DC /charge fixe.

Régime transitoire : les caractéristiques de ce modèle sont:

- Les sources d'entrée sont des variantes dans le temps.
- Utilisées pour l'analyse en régime transitoire AC / variation de charge.

Régime permanent : les caractéristiques de ce modèle sont:

- Les sources de champ sont variables dans le temps, mais périodiques.
- Utilisées pour l'analyse en régime permanent AC / variation constante de la charge.

4.2.2 - Avantages et inconvénients de la MEF

Comparée à d'autres techniques numériques, la MFE présente les avantages suivants : le 1^{er} avantage de cette méthode est qu'il facilite la prise en compte des conditions aux limites portant sur les gradients de la fonction (condition de type Newman). Ceci est, nettement, plus compliqué pour les autres méthodes [97]. En outre, cette méthode présente une souplesse considérable dans le choix du maillage : On peut choisir, de façon quasiment arbitraire, la position et le nombre de nœuds, la forme et la répartition des domaines élémentaires. Ceci implique 3 conséquences :

- Aucun problème lié au contour de forme quelconque ne se pose pour la MEF.
- La réalisation d'éléments de dimensions variables se fait sans difficulté dans la MEF. Ceci est, particulièrement, appréciable pour l'étude des structures et des conditions hétérogènes, pour lesquelles on a besoin d'un maillage serré dans certaines régions (les régions étroites). Par contre, les autres régions autorisent l'utilisation d'un maillage plus large.

- Finalement, si l'on désire calculer la fonction en certains points bien particuliers du domaine, il suffit de choisir des nœuds en ces points.

Toutefois, la MEF présente une certaine difficulté de programmation et nécessite un délai non négligeable pour arriver à un résultat. Bien que la MEF (comme toutes les autres méthodes de modélisation) ne puisse pas, être à 100 % précise, sa capacité à résoudre des problèmes complexes avec des degrés élevés de précision est tout à fait un élément essentiel dans la conception des machines électriques.

4.2.3 - Bref historique de l'analyse par la MEF

Historiquement, l'idée fondamentale de la MEF remonte loin en arrière, elle prend ses origines dans le besoin de résoudre des problèmes complexes d'élasticité et d'analyse de structures en ingénierie civil et aéronautique. Les premiers développements de la MEF ont été proposés par Richard Courant en 1940 qui a introduit le concept de formulation variationnelle, qui est à la base de toute méthode d'éléments finis.

La première utilisation de la MEF pour résoudre les problèmes de champ magnétique est impliquée sur des machines électriques tournantes remontées aux années 1960. Ahamed et Erdelyi [98] ont présenté un modèle mathématique pour la machine du pôle saillant en fonction d'équations différentielles partielles. Erdelyi et al. [99] ont ensuite mis en œuvre la théorie basée sur cette méthode pour créer un modèle d'élément fini pour modéliser le comportement en régime transitoire d'un moteur à courant continu. Après, au début des années 1970, Silvester et son équipe de l'Université de M. C. Gill à Montréal se sont intéressés à l'adaptation de la MEF [100], [101], précédemment, utilisée en mécanique et en génie civil, à la résolution des problèmes elliptiques de l'électrotechnique.

4.2.4 - Principe

Les problèmes magnétostatique et magnétodynamique formulés sur un domaine Ω de frontière Γ peuvent s'exprimer de façon générale sous la forme :

$$L(u) = f \quad \text{dans} \quad \Omega \quad (4.4)$$

$$M(u) = g \quad \text{sur} \quad \Gamma \quad (4.2)$$

L et M sont des opérateurs différentiels. f et g sont des fonctions connues et u est la solution recherchée. Pour résoudre, numériquement, le problème, il faut l'écrire sous sa forme intégrale. On l'obtient soit par la méthode de Galerkin, soit par la minimisation d'une fonctionnelle. Ces 2 solutions donnent le même résultat :

$$F(u) = \int_{\Omega} u' (L(u) - f) d\Omega = 0 \quad (4.3)$$

Où u' est la fonction de pondération choisie, à priori. Cette équation traduit le fait que si u est la solution du problème ($L(u) - f$), alors sa projection sur l'espace des fonctions qui la décrivent u' est, totalement, nulle sur le domaine de résolution Ω .

4.2.5 - Formulations mathématiques du modèle physique

Les équations de Maxwell sont utilisées pour décrire les champs magnétiques non linéaires, dans la machine électrique, et comment ils se rapportent à leurs sources. Dans ces formulations, J. C. Maxwell tenait à décrire des relations entre les 4 grandeurs vectorielles caractérisant le champ électromagnétique, qui dépendent de l'espace et du temps. Ce sont le champ électrique E , le champ magnétique H , l'induction magnétique B et l'induction électrique D . Nous disposons, alors, du système d'équations suivant :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.4)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (4.5)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.6)$$

$\frac{\partial D}{\partial t}$ est la densité du courant de déplacement (négligeable à basse fréquence) [A/m²].

Les équations (4.4) - (4.5) sont les équations de couplage électromagnétique. Tandis que l'équation (4.6) est l'équation de conservation. Ces équations ne suffisent pas pour résoudre les problèmes électromagnétiques, il faut toujours leur joindre des relations qui définissent la matière ou le milieu à étudier. La divergence nulle du flux magnétique \vec{B} dans l'équation (4.4), indique qu'aucune source n'est présente. L'équation (4.5) décrit la réaction du champ magnétique \vec{H} sur la densité de courant électrique J .

L'équation (4.6) représente l'induction du champ électrique \vec{E} qui convient du taux de changement négatif du flux magnétique.

Les formulations mathématiques pour le modèle physique impliquent la résolution du problème électromagnétique. Ceci est fait en résolvant la distribution du champ magnétique à partir d'une source d'entrée c'est-à-dire en résolvant l'équation (4.5). Pour simplifier, la densité du courant de déplacement est négligeable. Par conséquent, le champ magnétique est proportionnel à la densité de flux exprimée en équation (4.7):

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (4.7)$$

où, μ est la perméabilité du matériau

En substituant l'équation (4.7) à l'équation (4.5), nous obtenons:

$$\vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu} \vec{B} = J \quad (4.8)$$

L'équation (4.8) présente beaucoup d'inconnues. Par conséquent, elle nécessite une résolution numérique très complexe. Notre intérêt sera limité aux modèles décrivant les phénomènes électromagnétiques dans les dispositifs électrotechniques, particulièrement les machines électriques. L'utilisation du potentiel vectoriel magnétique A et du potentiel scalaire ψ permet de réduire le nombre des inconnues. La relation entre ces deux valeurs potentielles et les variables de champ est montrée dans les équations (4.9) et (4.10) respectivement.

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (4.9)$$

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{\nabla} \psi \quad (4.10)$$

En remplaçant l'équation (4.9) par (4.8):

$$\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = J \quad (4.11)$$

En simplifier ce problème avec le Laplacien de \vec{A} , alors l'équation (4.11) peut être exprimée comme suit:

$$\frac{1}{\mu}(\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \vec{A}) - \vec{\nabla}^2 \vec{A}) = J \quad (4.12)$$

Dont l'unicité est assurée, en imposant la Jauge de Coulomb $\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0$ pour donner:

$$-\frac{1}{\mu} \vec{\nabla}^2 \vec{A} = J \quad (4.13)$$

La densité de courant peut être exprimée en fonction de valeurs de champ montrées dans l'équation (4.14) et les valeurs de champ peuvent alors être remplacées par des potentiels des équations (4.9) - (4.10).

$$J = \sigma(\vec{E} + v \times \vec{B}) \quad (4.14)$$

$$J = \sigma \left(-\vec{\nabla} \psi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + v \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) \right) \quad (4.15)$$

Où σ est la conductivité du matériau et v est la vitesse d'un matériau par rapport à un référentiel donné. À partir des équations (4.13) - (4.15):

$$-\frac{1}{\mu} \vec{\nabla}^2 \vec{A} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - v \times \sigma (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = -\sigma \vec{\nabla} \psi \quad (4.16)$$

L'équation (4.16) est le modèle physique de l'équation directrice sans excitation magnétique permanente. Pour créer un modèle impliquant une excitation par aimant permanent, le matériau de l'aimant permanent peut être modélisé par un modèle de vecteur d'aimantation basé sur la courbe $B-H$.

Considérant l'excitation par aimant permanent, l'équation (4.7) devient:

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (4.17)$$

Où \vec{M} est le vecteur de magnétisation.

En substituant l'équation (4.17) dans (4.2) l'équation peut être modifiée pour inclure l'excitation de l'aimant permanent en plus de l'excitation du courant seulement:

$$-\frac{1}{\mu} \vec{\nabla}^2 \vec{A} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - v \times \sigma (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = -\sigma \vec{\nabla} \psi + \vec{\nabla} \times \vec{M} \quad (4.18)$$

$\sigma \vec{\nabla} \phi$ décrit le terme d'entrée du courant d'induit résultant et $\vec{\nabla} \times \vec{M}$ décrit le terme d'entrée du courant résultant aux aimants permanents. Par souci de simplification, ces deux termes seront écrits comme J_a et J_m respectivement. Pour éliminer le terme de vitesse, l'état de mouvement est pris comme état de référence et la vitesse relative devient nulle. L'équation (4.18) est alors réduite à :

$$-\frac{1}{\mu} \vec{\nabla}^2 \vec{A} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -J_a + J_m \quad (4.19)$$

L'équation (4.19) est l'équation générale qui régit le modèle physique avec des champs variables dans le temps, en tenant compte de l'excitation magnétique actuelle et permanente. En deux dimensions, le potentiel du vecteur magnétique n'a que des composantes de l'axe z, il peut donc être réduit au potentiel de l'axe z (A_z). L'équation directrice pour une analyse bidimensionnelle est donc donnée par :

$$-\frac{1}{\mu} \vec{\nabla}^2 A_z + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = -J_a + J_m \quad (4.20)$$

L'équation (4.20) aux dérivées partielles peut être considérée comme l'équation du système. Avec le potentiel vecteur magnétique A_z utilisé comme variable clé, l'ensemble du domaine d'étude peut être discrétisé par un maillage d'éléments finis.

4.2.6 - Discrétisation du domaine d'étude

La MEF résout l'équation (4.20) aux dérivées partielles en recherchant une fonction approximative qui décrit le comportement de chaque élément. Les éléments sont maintenus ensemble par des nœuds. La précision de la solution dépend de la taille des éléments. Un maillage plus petit entraîne une plus grande précision, mais nécessite plus d'éléments pour constituer le domaine d'étude, ce qui entraîne un temps de calcul plus long. En général, le maillage devrait être plus dense lorsque les gradients de changement de champ sont les plus grands mais moins dense lorsque le changement de champ est relativement constant.

4.2.6.1 - Différents types d'éléments

Le domaine d'étude est discrétisé en éléments géométriques de formes simples. Pour les domaines unidimensionnels, les segments de ligne interconnectés constituent la structure linéaire. Pour une géométrie 2D, on utilise les triangles ou les quadrilatères.

Pour une géométrie en 3D, on utilise les tétraèdres, les prismes ou les hexaèdres. Dans notre cas, on n'utilisera que les triangles en 2D, parce qu'ils ont l'avantage de s'adapter mieux aux géométries complexes et permettent une numérotation systématique des points à l'aide d'algorithmes simples. La figure 4.2 montre quelques éléments typiques pour des problèmes (1D, 2D ou 3D).

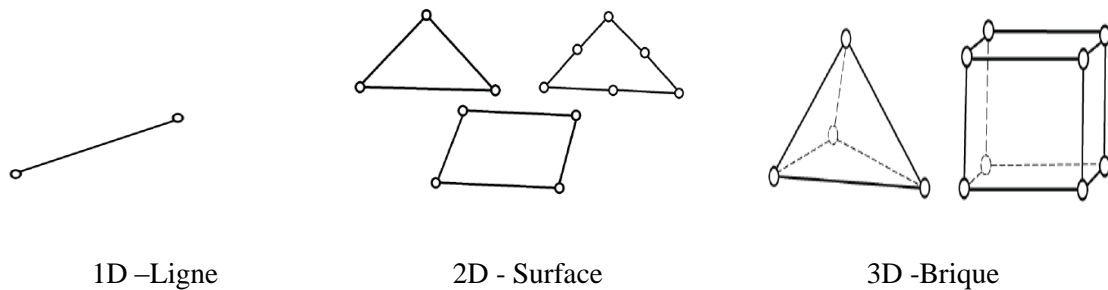


Fig. 4.2 - Eléments finis typiques

4.2.6.2 - Fonction d'approximation

La fonction inconnue u , dans un découpage par éléments finis, peut être approchée par des fonctions d'approximations, dont l'expression varie d'un type à l'autre. Ces fonctions d'approximations doivent assurer la continuité du potentiel aux interfaces des éléments.

a - Discrétisation spatiale

Pour les éléments finis nodaux, les valeurs de l'inconnue recherchée sont déterminées aux nœuds du maillage, c'est à dire au sommet des éléments. Les éléments de ce maillage sont supposés petits, pour pouvoir faire l'approximation que l'inconnu u soit linéaire avec les coordonnées de l'espace [90], [91].

Sur chaque élément e du maillage, la solution u est de la forme :

$$u^e(x, y) = a^e + b^e x + c^e y \quad (4.21)$$

Les constantes a , b et c sont à déterminer par la résolution d'équation (4.21). L'inconnue u^e est non nulle dans l'élément et nulle ailleurs. La valeur approchée de l'inconnue u dans un point du domaine d'étude Ω est donnée par :

$$u(x, y) = \sum_{e=1}^{n_e} u^e(x, y) \quad (4.22)$$

e caractérise le numéro d'élément et n_e est le nombre total des éléments du domaine d'étude Ω . La solution (4.21) doit vérifier :

$$\forall i = 1, 2, 3 \quad \Rightarrow u^e(x_i, y_i) = u_i^e \quad (4.23)$$

Où u_i^e est la valeur de la solution au nœud i de l'élément e . Soit :

$$\begin{cases} u_1^e = a^e + b^e x_1 + c^e y_1 \\ u_2^e = a^e + b^e x_2 + c^e y_2 \\ u_3^e = a^e + b^e x_3 + c^e y_3 \end{cases} \quad (4.24)$$

Que l'on peut exprimer sous la forme :

$$u_i^e = \sum_{i=1}^n N_i^e u_i^e \quad (4.25)$$

N_i^e sont les fonctions d'interpolation, appelées aussi fonctions de formes, vérifiant les propriétés suivantes :

$$N_i^e(x_j, y_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (4.26)$$

$$\sum_{i=1}^3 N_i^e(x, y) = 1 \quad (4.27)$$

Tenant compte des coordonnées spatiales des éléments, les expressions des N_i sont données par :

$$\begin{cases} N_1 = \frac{1}{2S} [(x_2 y_3 - x_3 y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y] \\ N_2 = \frac{1}{2S} [(x_3 y_1 - x_1 y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y] \\ N_3 = \frac{1}{2S} [(x_1 y_2 - x_2 y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y] \end{cases} \quad (4.28)$$

S caractérise la surface d'un élément. Elle est donnée par :

$$S = \frac{1}{2} [(x_2 - x_1) + (y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)] \quad (4.29)$$

La figure 3.3 représente le repérage d'un élément. La numérotation des nœuds, pour chaque élément, se fait selon le sens antihoraire partant d'un point quelconque afin d'avoir une surface d'éléments positive.

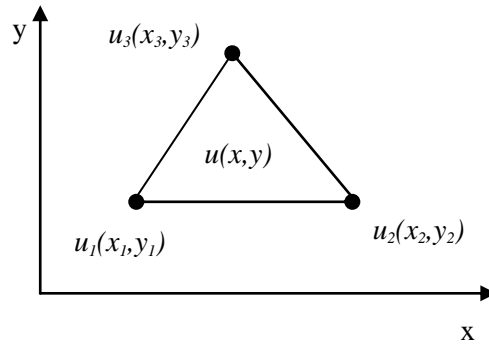


Fig. 4.3 - Repérage d'un élément triangulaire bidimensionnel

On remplace u dans l'équation (4.3) et l'on aboutit à un système d'équations linéaires que l'on peut mettre sous la forme matricielle :

$$[K] [U] = [F] \quad (4.30)$$

$[K]$ est la matrice carrée de dimension égale au nombre de points du maillage, $[F]$ est un vecteur de même dimension et $[U]$ caractérise le vecteur des inconnues aux nœuds du maillage.

b - Discrétisation temporelle

La dérivée partielle d'une grandeur u par rapport au temps est représentée par une différence finie à condition que le pas de temps Δt considéré soit, suffisamment, petit [97]:

$$\frac{\partial u}{\partial t} \approx \frac{\Delta u}{\Delta t} = \frac{u_k - u_{k-1}}{\Delta t} \quad (4.31)$$

Procédons, alors, à la résolution du problème des éléments finis d'inconnu U :

$$[K] [U] + [M] \frac{\partial [U]}{\partial t} = [F] \quad (4.32)$$

En transformant la dérivée par rapport au temps, on aboutit à l'équation :

$$\left([K] + \frac{1}{\Delta t} [M] \right) [U_k] = \left([F] + \frac{1}{\Delta t} [M] [U_{k-1}] \right) \quad (4.33)$$

Partant d'une valeur initiale $[U_0]$ de l'inconnue, on calcule de proche en proche les termes de la suite $[U_k]$ en résolvant à chaque fois l'équation (4.33).

Dans le cas particulier des grandeurs sinusoïdales, on utilise la notation complexe. En effet, si u est une grandeur sinusoïdale d'amplitude U_0 , de pulsation ω et de phase φ , alors, sa représentation complexe est la suivante :

$$u = \Re(\bar{u}) \quad \text{avec} \quad \bar{u} = U_0 e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (4.34)$$

On peut, alors, résoudre le problème avec des inconnues complexes et revenir aux grandeurs temporelles par la suite. Supposons la résolution du problème (4.32) où l'inconnue $[\bar{U}]$ est de pulsation sinusoïdale ω . En utilisant la notation complexe, il devient :

$$([K] + j\omega [M]) [\bar{U}] = [\bar{F}] \quad (4.35)$$

Cette équation décrit un système matriciel classique d'inconnues complexes.

4.2.7 - Formulation intégrale

Le principe de la MEF est basé sur une formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et leurs conditions aux limites. On trouve 2 types de formulation :

- Formulation variationnelle.
- Formulation par les résidus pondérés.

4.2.7.1 - Formulation variationnelle

L'utilisation de la méthode variationnelle exige la connaissance au préalable de la fonctionnelle d'énergie du système à étudier. Cette fonctionnelle est déterminée à partir du principe de l'action Hamiltonienne qui stipule l'existence d'une fonctionnelle de type intégrale définie par [101] :

$$\mathfrak{J}(u) = \int_{\Omega} L \, d\Omega \quad (4.36)$$

Avec L est la fonction de Lagrange qui résulte de la coénergie du système de type cinétique et son énergie potentielle et u est l'inconnue du problème.

4.2.7.2 - Formulation par les résidus pondérés

Le principe de la méthode des résidus pondérés est de choisir des fonctions de projections qui minimisent l'intégrale du résidu de l'approximation dont l'expression est :

$$\int_{\Omega} R \, \phi_i \, d\Omega = 0 \quad \text{avec} \quad R = DG(u) - g \quad (4.37)$$

Où R est le résidu de l'approximation. $DG(u)$ représente l'opérateur différentiel et g et ϕ_i caractérisent, respectivement, la fonction définie dans le domaine de résolution et la fonction de projection.

Les valeurs de u qui permettent d'annuler l'intégrale sont les solutions du système algébrique obtenu. Parmi les méthodes qui découlent de la méthode des résidus pondérés, nous citons :

- La méthode de collocation par points qui utilise les fonctions de Dirac comme fonctions de pondération (projection) [102].
- La méthode des moindres carrés utilise la minimisation de la norme quadratique de l'erreur sur l'équation et les conditions aux limites [102].
- La méthode de Galerkin consiste à choisir les fonctions de projection identiques aux fonctions d'approximations [103].

4.2.8 - Définition des conditions aux limites

Pour que le problème soit complètement défini, il faut déterminer la contribution des conditions aux limites sur les frontières du domaine d'étude, ainsi que les conditions de passage entre les différents milieux constituant ce domaine.

Les conditions aux limites imposées affectent la précision et l'efficacité de la solution de la MEF. Il existe trois groupes principaux de conditions aux limites:

- Condition de Dirichlet
- Condition de Neumann
- Condition de périodicité

4.2.8.1- Condition de Dirichlet

Dans la condition aux limites de Dirichlet, une valeur du potentiel magnétique \vec{A} est assignée aux limites (Γ). Ces conditions sont le plus souvent imposées sur la surface du diamètre intérieur du rotor C-D et le diamètre extérieur du stator A-B comme indiqué sur la figure 4.4.

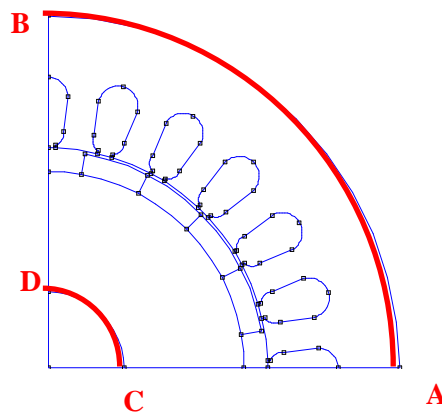


Fig. 4.4 - Condition de Dirichlet

Il est courant d'attribuer la condition $\vec{A} = 0$, à condition que le flux de fuite au-delà de ces limites soit négligeable. La perméabilité magnétique élevée des matériaux du noyau assure que la majorité du flux est contenue dans les limites, et rendant les hypothèses proposées valides.

4.2.8.2 - Condition de Neumann

La condition aux limites de Neumann qui se trouve sur le plan des axes axisymétriques est satisfaite lorsque la dérivée de \vec{A} est assignée pour être normale à la limite (Γ). La condition aux limites de Neumann est normalement imposée à une région qui a une symétrie.

4.2.8.3 - Condition de périodicité

Les conditions aux limites périodiques sont assignées entre deux ou plusieurs lignes de délimitation en utilisant des symétries dans la distribution de la géométrie ou du champ magnétique. Parmi ces lignes, une ligne principale est sélectionnée et les autres lignes sont exprimées en fonction du potentiel de la ligne principale.

Cette limite peut réduire, considérablement, la taille du modèle numérique. La figure 4.5 montre la machine à 4 pôles avec un quart de symétrie.

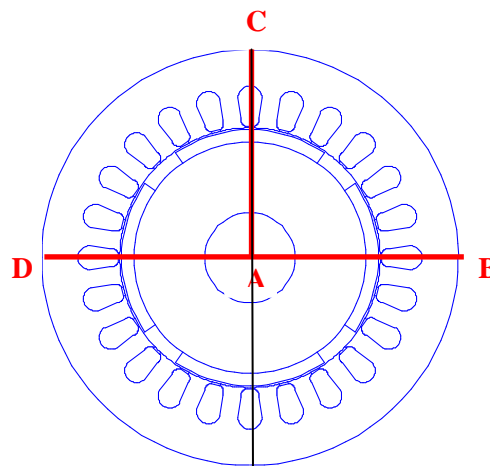
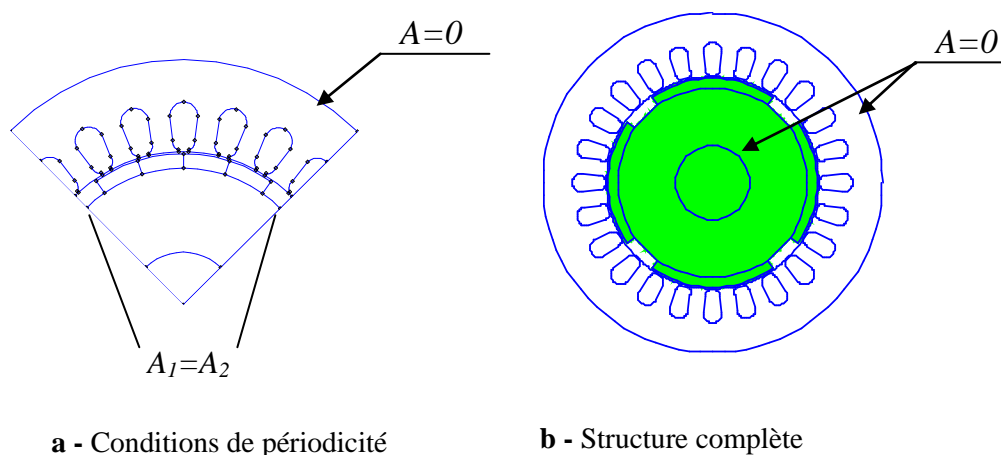


Fig. 4.5 - Machine à quart de symétrie cyclique

Il est conseillé de résoudre les problèmes de conditions aux limites analytiquement. Cependant, la plupart des problèmes pratiques n'ont pas de solution analytique, de sorte que des méthodes approximatives populaires telles que la méthode de Galerkin sont utilisées pour dériver les équations de la MFE. Dans le cas des machines tournantes, deux cas peuvent se présenter selon le domaine d'étude (Fig.4.6).



a - Conditions de périodicité

b - Structure complète

Fig. 4.6 - Conditions aux limites sur une machine tournante

4.3 - Détermination des paramètres et performance de la machine par la MEF

Le tracé de la géométrie d'étude a été réalisé à l'aide d'un logiciel (libre sur le réseau internet) FEMM (Finite Element Method Magnetics) version 4.2. Ce logiciel est doté d'une interface de dessin conviviale et permet d'effectuer des maillages automatiques et génèrent des fichiers de données des maillages accessibles aux utilisateurs.

L'utilisation de l'interface devient difficile lorsque la structure à tracer est complexe, cependant ce logiciel offre une solution robuste qui est l'exécution des programmes écrits sous le langage MATLAB. Nous avons exploité cet interfaçage (FEMM – MATLAB) pour programmer la structure à étudier.

Les étapes d'un processus de conception de base sont les suivantes:

- Construction de la géométrie et affectation de maillage (discrétisation).
- Définition des propriétés du matériau.
- Analyse de performances.

4.3.1- Dimensions géométriques de la MSAP

Dans ce paragraphe, la description de la structure de la machine est limitée à la géométrie des parties actives. La figure 4.7 montre une coupe transversale de la géométrie et la figure 4.8 montre les détails de la structure. La plupart des paramètres géométriques sont représentés sur ces deux figures.

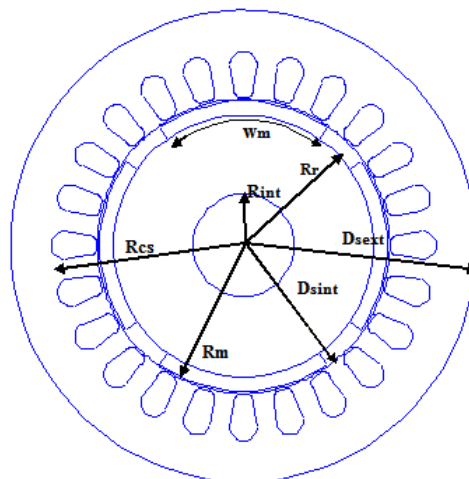


Fig. 4.7 - Paramètres géométriques de la machine à 2 paires de pôles et 24 encoches

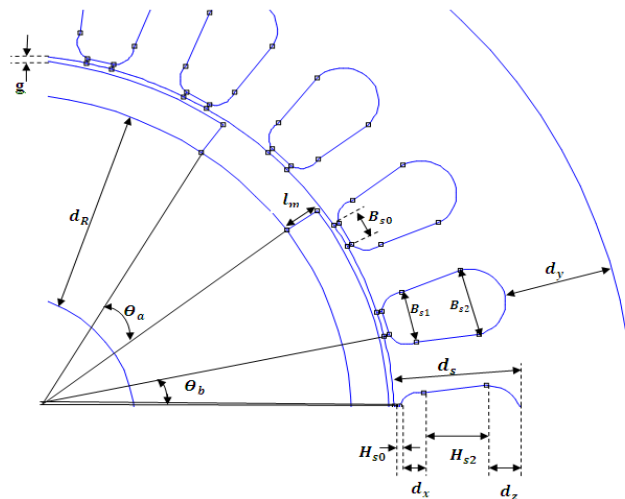


Fig. 4.8 - Coupe de la machine

4.3.1.1 - Géométrie d'induit élargissement

Par rapport au fonctionnement électromagnétique de la machine, le rotor n'a pas besoin d'être un cylindre plein. Il doit juste être d'une épaisseur suffisante pour assurer le rebouclage des lignes de champs sans dépasser un niveau d'induction donné dans le matériau. Comme le montrent la figure 4.7 et la figure 4.8, le rotor à aimants déposés possède une géométrie, relativement, simple.

La partie ferromagnétique est une culasse cylindrique de rayon extérieur R_{int} , de rayon intérieur R_{rotor} et d'épaisseur d_R . Celle-ci est identique à l'épaisseur de la culasse statorique.

En tenant compte de ces considérations, nous déduisons :

$$R_{int} = D_{ints} - g - l_m - d_R \quad (4.38)$$

$$R_{rotor} = D_{ints} - g - l_m \quad (4.39)$$

Les aimants montés sur la surface extérieure de la culasse rotorique ont le rayon intérieur R_{rotor} , le rayon extérieur R_m et l'épaisseur l_m . Le rayon extérieur des aimants vaut :

$$R_m = D_{ints} - g \quad (4.40)$$

L'angle créé par la longueur de l'arc d'aimant pour un pôle est :

$$\theta_m = \frac{\widehat{w}_m}{R_{rotor}} \quad (4.41)$$

L'angle de la dent d'induit est :

$$\theta_a = \frac{2\pi}{2p} - \theta_m \quad (4.42)$$

Où $2p$ est le nombre de pôles.

4.3.1.2 - Géométrie d'inducteur

Le stator est constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques composant la culasse d'épaisseur d_y et les dents. La culasse est assimilée à un cylindre creux de rayons intérieur R_{cs} et extérieur D_{exts} . À partir de la figure 4.7 et la figure 4.8, on déduit :

$$R_{cs} = D_{ints} + d_s \quad (4.43)$$

$$D_{exts} = D_{ints} + d_s + d_y \quad (4.44)$$

La profondeur des encoches d_s vaut :

$$d_s = H_{s0} + d_x + H_{s2} + d_z \quad (4.45)$$

Le nombre d'encoches par pôle est donné par :

$$N_{ep} = \frac{N_{enc}}{2p} \quad (4.46)$$

Où N_{enc} représente le nombre d'encoches au stator.

La profondeur d_y de la culasse vaut :

$$d_y = D_{exts} - (D_{ints} + d_s) \quad (4.47)$$

L'angle de la dent d'inducteur est donné par :

$$\theta_b = \frac{2\pi}{N_{enc}} - \frac{B_{s0}}{D_{ints}} \quad (4.48)$$

4.3.2 - Définition des propriétés du matériau

Les propriétés matérielles sont constituées de diverses lois de comportement comme illustré au tableau 4.1:

Tab. 4.1 - Propriétés matérielles constituant les diverses lois de comportement

Type de matériel	Propriété du matériel	Équations constitués
Magnétique	μ : Perméabilité magnétique	$\vec{B} = \mu \vec{H}$ (4.49)
Diélectrique	ε : Permétivité électrique	$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$ (4.50)
Conductivité	σ : Conductivité électrique	$\vec{J} = \sigma \vec{E}$ (4.51)

Selon les matériaux utilisés μ , ε et σ peuvent être indépendantes de H et de E . Dans ce cas, le milieu est dit linéaire. Soit, elles ont les mêmes valeurs dans toutes les directions en un point donné. Le milieu, ici, est dit isotrope. D'autre part, si ces propriétés ne varient pas d'un point à l'autre, le milieu est supposé homogène.

4.3.2.1- Courbe de magnétisation

La figure 4.9 présente la courbe de magnétisation du matériau utilisé dans la construction du rotor et du stator de la machine, on distingue trois régions différentes :

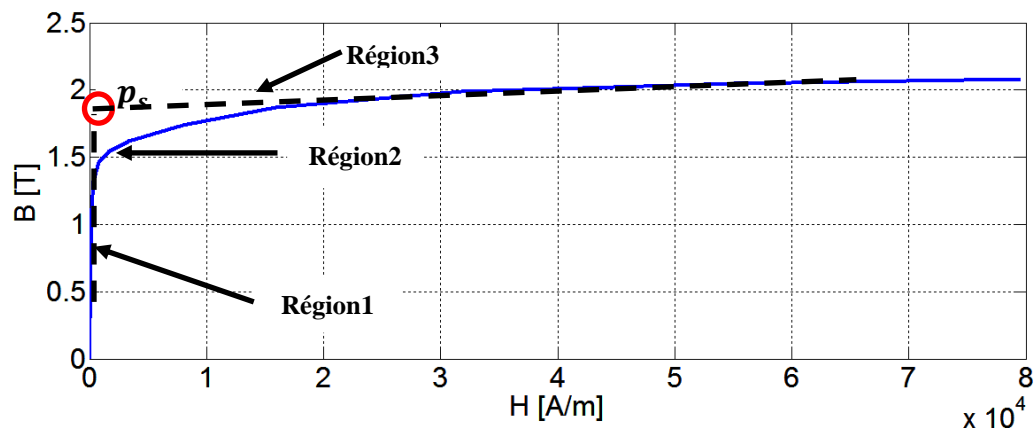


Fig. 4.9 - Courbe de magnétisation de fer

- **Région1** : Représentation linéaire de la région insaturée $\mu_0 \mu_r$.
- **Région2** : Région saturée représentée par une courbe arc-tangente.
- **Région3** : Ligne asymptote passant par le point p_s ;

$$B = \mu_0 H + p_s \quad (4.52)$$

On constate que cette caractéristique magnétique présente deux zones différentes qui sont :

➤ **Zone linéaire**

Dans cette zone, l'induction magnétique est en relation linéaire et proportionnelle avec le champ magnétique selon la relation suivante :

$$B(H) = \mu_0 \mu_r H \quad (4.53)$$

➤ **Zone non linéaire (saturation du milieu ferromagnétique)**

Lorsque H devient trop grand, B ne varie presque plus. Le matériau ferromagnétique est dit saturé (μ est variable), mais la relation (4.43) reste toujours valable.

$$B(H) = \mu_0 H + \frac{2J_s}{\pi} \arctan\left(\frac{\pi(\mu_r - 1)}{2\mathcal{P}_s}\right) \quad (4.54)$$

Où μ_0 est la perméabilité magnétique de l'espace libre, μ_r est la perméabilité relative initiale et \mathcal{P}_s est la polarisation magnétique de saturation.

Les aimants permanents sont choisis comme source de champ de rotor. La performance des aimants est le plus souvent décrite dans le deuxième quadrant de la courbe $B-H$. La cote de température de l'aimant est choisie de sorte que le genou de la courbe de démagnétisation ne pénètre pas dans le deuxième quadrant, et la courbe $B-H$ peut être représentée par une fonction linéaire, comme le montre la figure 4.10. Cette fonction linéaire unidirectionnelle peut être représentée par :

$$B(H) = \mu_0 \mu_r H + B_r \quad (4.55)$$

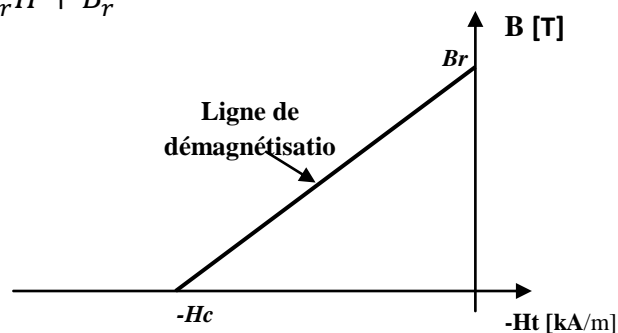


Fig. 4.10 - Représentation des caractéristiques de démagnétisation des aimants permanents

4.3.2.1 – Choix du matériau de l'aimant

L'aimant de la machine étudiée est constituée d'un acier magnétique permanent XG196 / 96 qui possède une densité de flux résiduel de 0,96 T, une force coercitive de 690 kA / m, un produit d'énergie magnétique maximum de 183 kJ/m³ et une perméabilité magnétique relative égale à 1. Le second quadrant, correspondant la boucle d'hystérésis d'un aimant permanent, est représenté sur la figure 4.11. Il est semblable à la boucle d'hystérésis du matériau ferromagnétique dans la nature. Cependant, la boucle d'hystérésis de XG196 / 96 est caractérisée par une grande valeur de densité de flux résiduel.

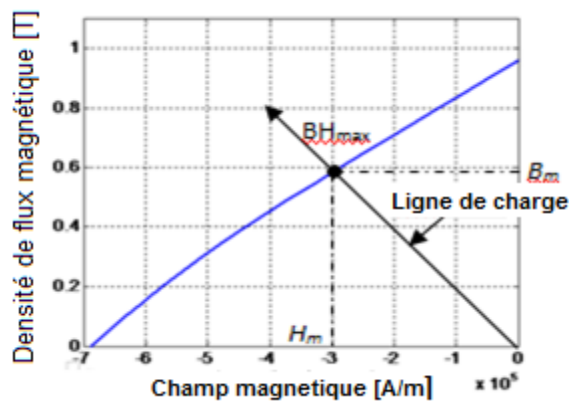


Fig. 4.11 - Courbe de magnétisation du matériau d'aimant permanent XG196/96

La coercivité H_c correspondant à la valeur de l'intensité du champ magnétique, est nécessaire pour réduire la densité du flux de matériau jusqu'à zéro. L'importance de l'aimantation rémanente est qu'elle peut produire un flux magnétique dans un circuit magnétique en absence d'excitation externe. Les orientations les plus fréquentes sont: radiale, parallèle et structure de Halbach.

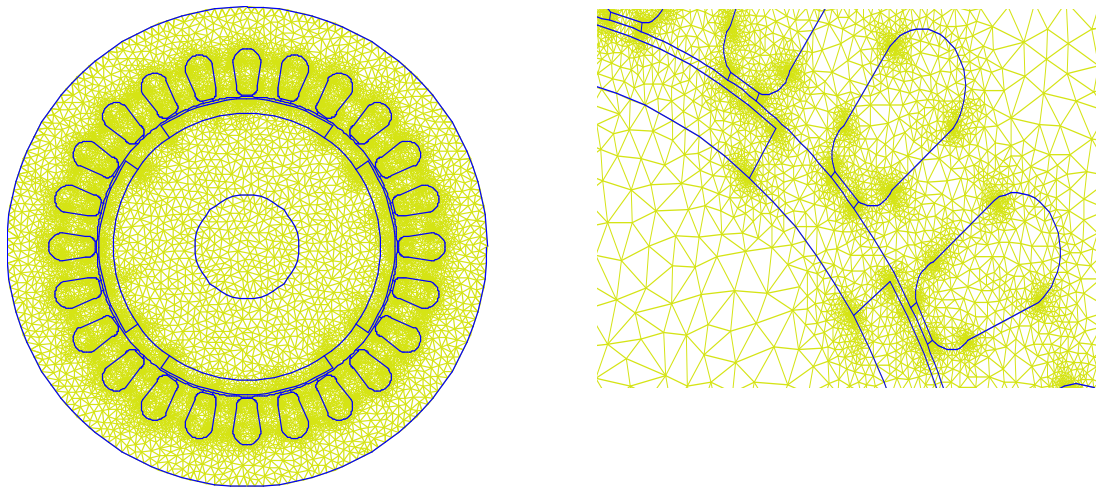
4.3.3 - Maillage de la machine

Dans l'analyse par la MEF, la précision de la solution approximative dépend dans une large mesure de la qualité du maillage. Certaines règles générales pour le maillage comprennent:

- Le maillage doit être bien proportionné.
- Les éléments idéaux pour un maillage de surface doivent être des triangles ou des carrés équilatéraux.

- Le maillage ne doit pas être inutilement fin.

Le maillage sur toute la section de la machine est donné sur la figure 4.12.a, celui-ci comporte ainsi 52473 nœuds et 104759 éléments. Afin de minimiser les erreurs de calcul (la MEF donne de bons résultats avec des éléments réguliers). Le nombre d'éléments qui constitue le stator, l'entrefer et le rotor est choisi en fonction de la précision et du temps de calcul recherché.



a - Maillage sur toute la section de la machine

b - Zoom sur le maillage global

Fig. 4.12 - Maillage de la structure étudiée

Pour l'analyse électromagnétique, il est possible de limiter l'étude à un pas polaire. Cependant, afin de pouvoir effectuer des calculs de champ pour plusieurs positions du rotor, un maillage sur toute la section de la machine est nécessaire. La résolution est représentée par un vecteur qui donne la valeur des potentiels, de l'induction et du champ dans tous les nœuds du maillage. Une fois le maillage créé, la qualité du maillage peut être validée par des observations telles que:

- Les lignes de champ doivent être continues dans une région spécifiée.
- La force d'action doit être égale à la force de réaction dans une machine tournante.
- Le courant et la tension à travers une bobine doivent être les mêmes lorsqu'ils sont calculés par différentes méthodes.

4.4 - Résolution et résultats

La méthode des éléments finis magnétiques (MEFM) est utilisée dans cette étude. FEMM est un logiciel libre qui peut être utilisé pour effectuer des problèmes électrostatiques thermiques et magnéto-statiques sur des domaines bidimensionnels planaires et axisymétriques. La géométrie du moteur, le maillage et l'analyse sont réalisés à l'aide d'un script Lua qui est supporté par FEMM pour faciliter le changement et le contrôle de la géométrie du moteur.

4.4.1 - Structure des aimants permanents

Il est nécessaire de disposer d'un système spécifique pour obtenir la direction d'aimantation désirée; cela dépend de la forme des aimants permanents utilisés dans la machine électrique. En effet, si les aimants ont une forme courbe, il existe d'autres procédures: aimantation parallèle et radiale, structure de Halbach ; ils fournissent différentes distributions de champ magnétique dans le circuit magnétique du moteur. Le processus de magnétisation est adopté pour le modèle de Halbach, qui nécessite un circuit magnétique spécial.

La section transversale du PMSM sans encoches et aimanté par la structure de Halbach idéale est représentée sur la figure 4.13. Chaque pôle de rotor contient des aimants XG196 / 96 magnétisés pour avoir des signaux sinusoïdaux qui sont obtenus en utilisant un nombre maximal de segments comme représenté sur la figure 4.13.

On considère une machine infiniment longue, ainsi l'effet de la longueur axiale est négligé.

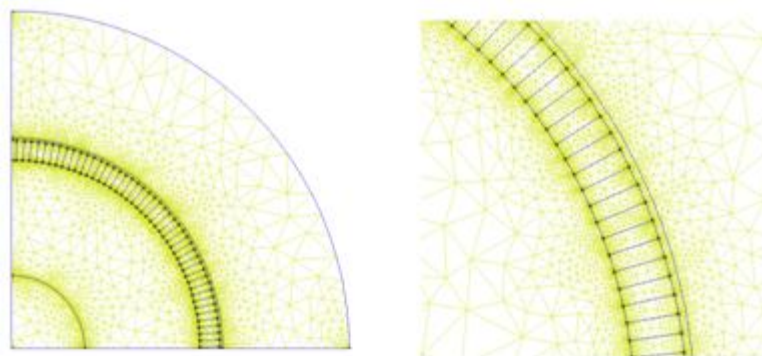


Fig. 4.13 - Maillage d'un quart de la machine et zoom

La figure 4.14 représente un détail agrandi de l'entrefer et du déplacement de l'aimantation des aimants magnétiques. La taille du maillage a été ajustée en utilisant un

solveur adaptatif pour réduire les erreurs dans les zones critiques, à savoir les extrémités des dents.

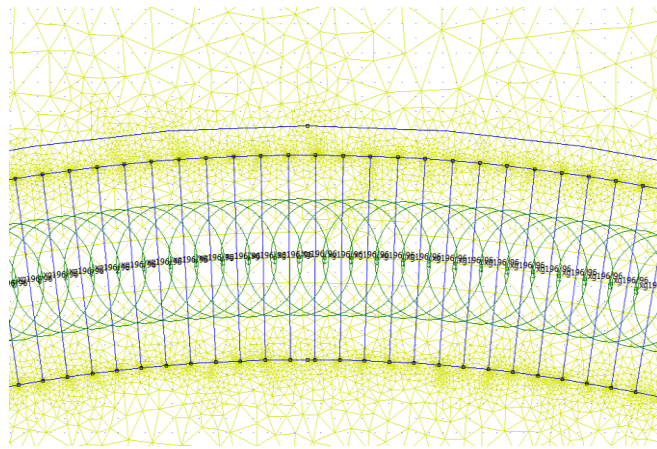


Fig. 4.14 - Maillage d'éléments finis de la géométrie agrandie à la zone d'entrefer

4.4.2 - Stator lisse

Le modèle en élément fini et la distribution de flux dans le moteur à aimant permanent sans encoches sont représentés sur les figures 4.15 et 4.16. Puisque la cartographie conforme suppose intrinsèquement que le fer est infiniment perméable, la même hypothèse a été faite, également, dans toute simulation par la MEF.

La figure 4.15 montre les distributions de champ magnétique de la machine à aimant magnétique aimanté à stator lisse et rotor interne, obtenue à partir de la solution numérique. La direction de la densité de flux est représentée par des flèches et son amplitude est illustrée en utilisant le contour coloré. Les résultats montrent qu'une concentration de flux magnétique apparaît aux deux angles de chaque aimant adjacent du côté du stator lorsque le rapport entre arc polaire et pôle n'est pas unitaire. L'induction magnétique et les lignes de densité de flux sont présentées à la figure 4.16.

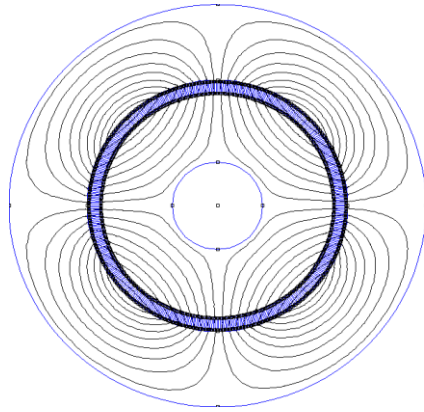


Fig. 4.15 - Distribution de flux dans le PMSM sans encoches

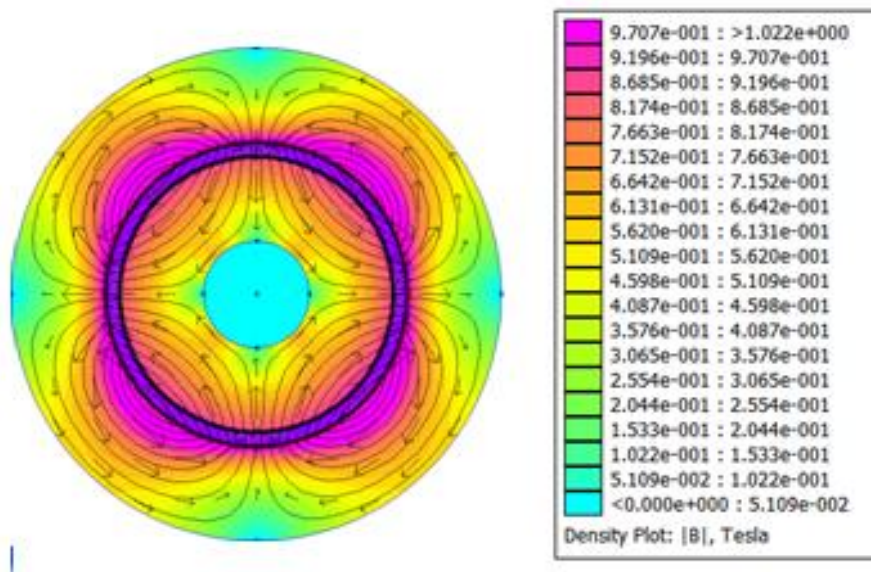


Fig. 4.16 - Induction magnétique [T]

4.4.3 - Stator encoché

4.4.3.1 - Réalisation des aimants

L'étape suivante concerne l'étude de la réalisation des aimants: il est nécessaire d'établir en combien de sections divisé l'aimant et son amplitude angulaire. Les solutions peuvent être multiples; par conséquent, une méthode a été étudiée pour obtenir les meilleurs résultats. Ainsi la quantité choisie comme paramètres permet d'effectuer l'évaluation de la procédure de simulation. Le meilleur choix est celui qui offre la plus grande valeur pour l'induction magnétique. En pratique, la structure du moteur est la même; seulement les aimants ont été changés, et ont été divisés dans certaines sections (7-16-23-35-70). La division est faite de sorte qu'au milieu de l'aimant, l'induction magnétique est radiale (90°) et aux extrémités de l'aimant ; il correspond à 0° .

De cette façon, le nombre de sections affecte les directions de l'induction magnétique B nécessaire dans les différents secteurs.

D'après les données présentées dans le tableau 4.2, il est déduit que les meilleures solutions pour l'induction magnétique ont été trouvées à partir de la division en 16 sections. Cependant, l'amélioration est presque minime et les divisions supplémentaires deviennent plus complexes dans la phase de réalisation. L'augmentation des sections n'apporte pas les avantages supplémentaires. Pour ce qui concerne les secteurs nécessaires à la réalisation d'un aimant, leur meilleur nombre semble être de 16; un plus grand nombre ne produit pas d'augmentation significative de l'induction magnétique. Il est également nécessaire de prendre en compte les plus grandes complications lorsque le nombre de secteurs augmente, surtout lorsque les bénéfices ne sont pas significatifs.

Tab. 4.2 - Variation d'induction magnétique selon le nombre de divisions

Division	Induction magnétique B[T]
7 Sections	1,008
16 Sections	1,330
23 Sections	1,104
35 Sections	1,154
70 Sections	0,9863

Après le choix du nombre approprié de secteurs de subdivision dans chaque aimant, nous allons étudier simultanément le cas d'une machine standard et d'une machine à aimants segmentés par la structure de Halbach qui comporte 4 pôles. Une petite fuite est présentée dans les simulations et elle est, généralement, négligée, en comparaison avec la totalité du flux sur la partie active de la structure.

Le cylindre de Halbach est réalisé par un assemblage de plusieurs segments uniformément aimantés comme le montre la figure 4.17.b, dans le cas d'un cylindre constitué de 16 segments d'aimants. Le nombre des segments d'aimant dans la configuration de la structure Halbach n'est pas égal au nombre des pôles magnétiques de la machine. Ce nombre dépend du modèle de magnétisation, qui doit assurer le nombre désiré des pôles magnétiques et les ondes du champ d'entrefer pour qu'elles soient le plus sinusoïdales possible.

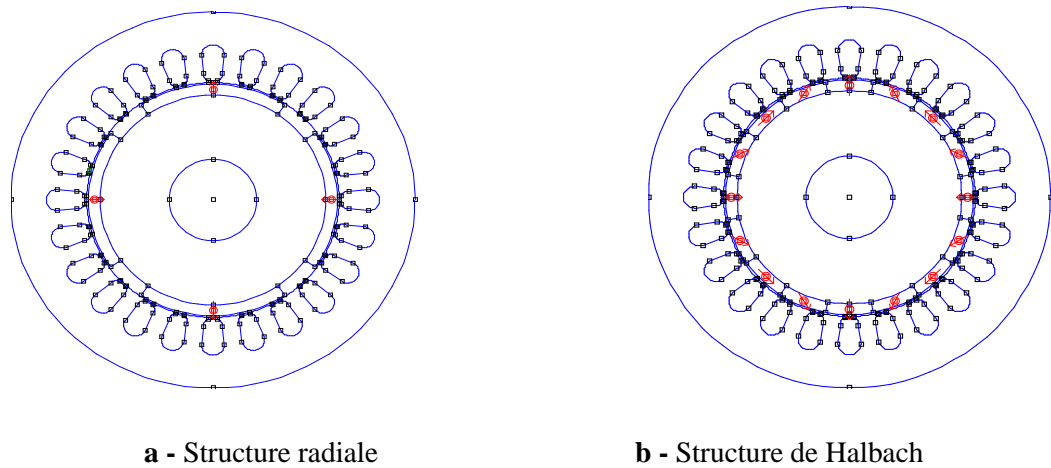


Fig. 4.17 - Structures de la machine

Dans la figure 4.18, nous montrons la distribution des lignes de champs dans les deux structures de la machine dans les mêmes conditions et cette figure permet de comparer les comportements d'une structure radiale et d'une structure de Halbach, successivement, en charge. Les lignes de champ passent toujours dans les aimants dans la structure de Halbach alors que le champ est nul dans certains aimants dans la structure radiale.

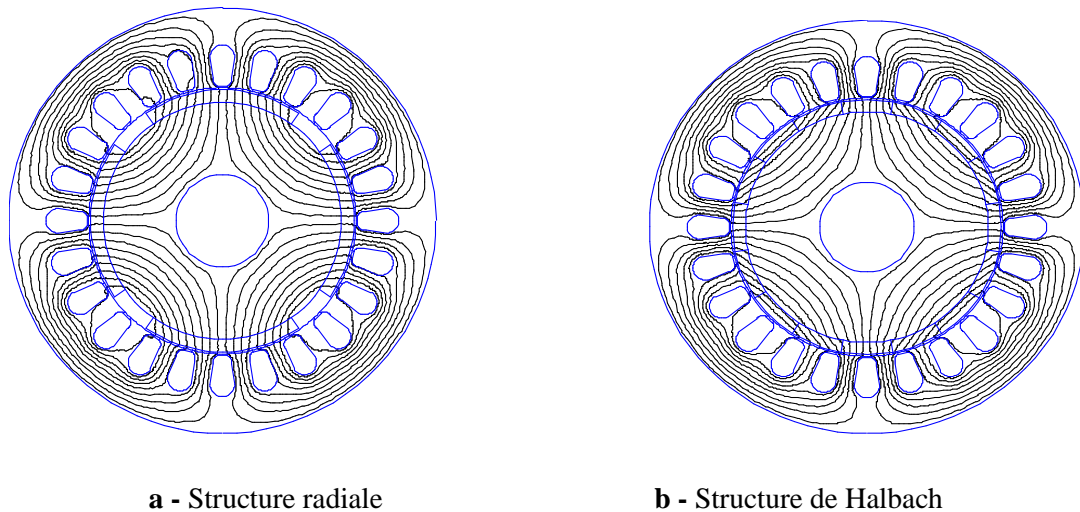
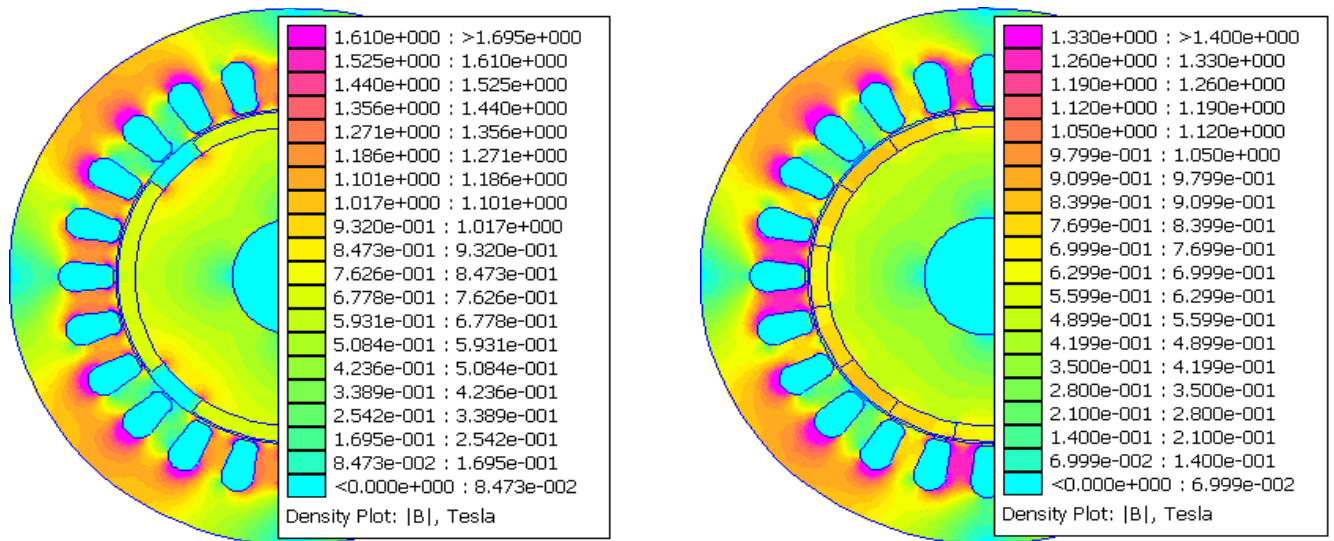


Fig. 4.18 - Lignes de champs pour deux structures de machine

La structure de Halbach empêcherait les flux de fuites. Cependant, le flux magnétique est guidé par les aimants.

La figure 4.19 représente la carte de densité de flux magnétique des deux structures de machine. Dans la figure 4.19.a, le champ magnétique est produit par un aimant permanent (structure de Halbach) créant un champ magnétique maximal de 1,33 T, et pour la structure radiale (Fig.4.19.b) la valeur maximale de l'induction magnétique est égale 1,61 T.



a - Structure radiale

b - Structure de Halbach

Fig. 4.19. Densité du flux magnétique pour deux structures de machine

La figure 4.20 présente une comparaison des inductions de la structure radiale et la structure de Halbach et la figure 4.21 montre l’allure de l’induction radiale dans l’entrefer sur deux périodes électriques dans le cas de la machine standard et celui de la machine à aimants segmentés. Une analyse spectrale de l’induction est faite dans les deux cas et on observe que l’amplitude de l’induction d’entrefer est légèrement réduite pour la machine à aimants segmentés (structure de Halbach) avec la même période. L’harmonique fondamentale a une amplitude normalisée de 70 dans le cas de la machine standard et 62 pour la machine à aimants segmentés.

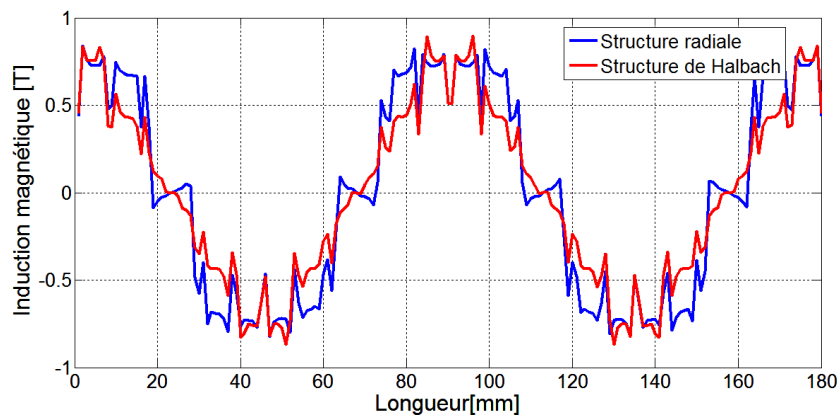


Fig. 4.20 - Comparaison des inductions de la structure radiale et la structure de Halbach

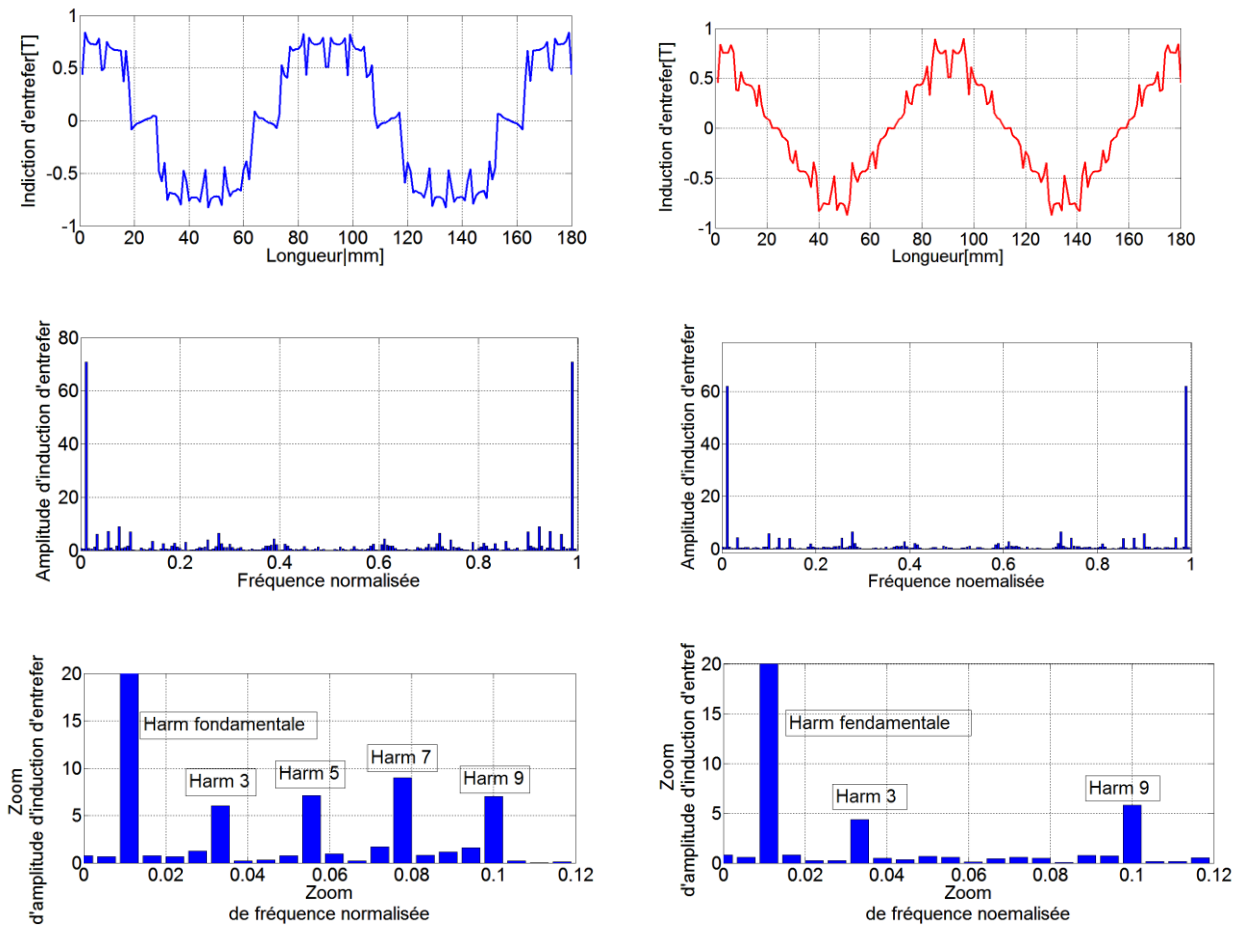


Fig. 4.21 - Induction et leur harmonique pour deux structures de machine

La concentration du flux est le point le plus important de la structure de Halbach. Nous présentons sur la figure 4.22 les formes d’ondes des flux de phase pour les deux structures de machine étudiées sur 360° mécaniques. L’amplitude du flux de la machine à aimants segmentés (structure de Halbach) est plus faible que l’amplitude de la machine standard ($9,74 \times 10^{-6}$ Wb contre $1,16 \times 10^{-5}$ Wb).

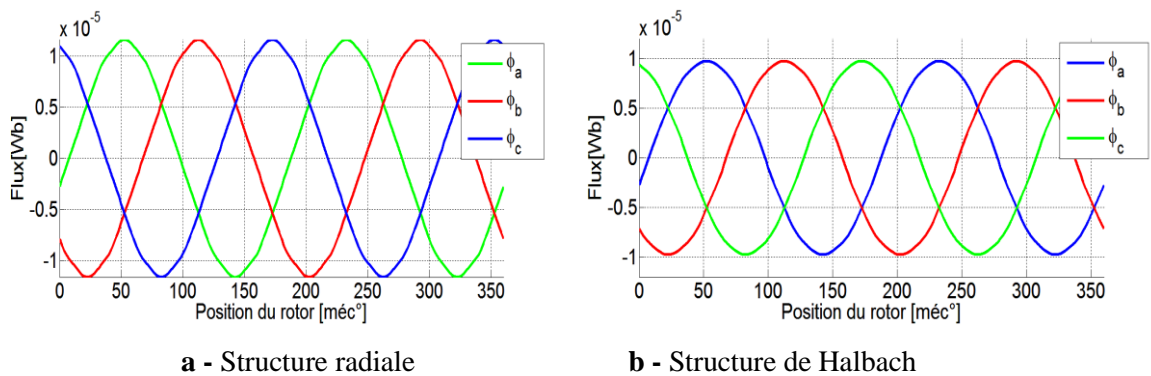


Fig. 4.22 - Variation du flux magnétique des trois phases pour deux structures de machine

Le couple produit par l'interaction des harmoniques fondamentaux de l'induction radiale et du champ tangentiel est présenté sur la figure 4.23. Celle-ci montre l'allure de ce couple en fonction de la position du rotor. Sa période est 15° mécaniques correspondant à un pas d'encoches.

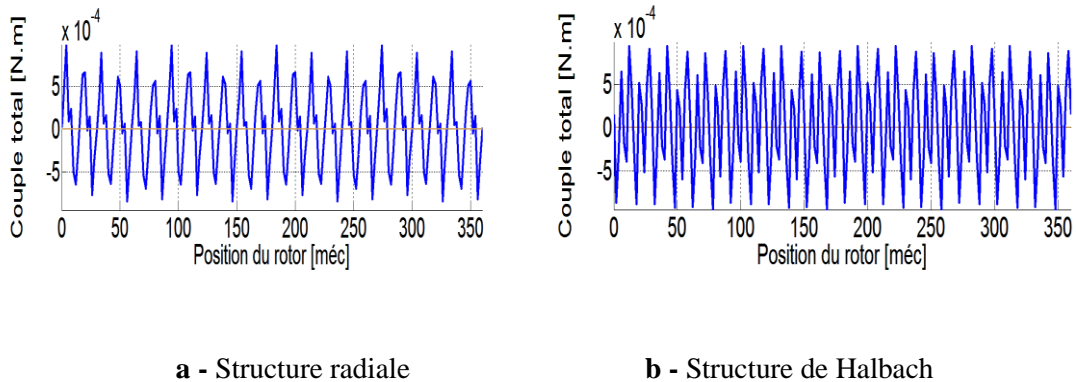


Fig. 4.23 - Variation du couple en fonction de la position du rotor pour deux structures de machine

4.5 - Influence des paramètres de la machine

Dans cette partie, nous analysons l'influence de certaines caractéristiques géométriques des structures de machines à aimants montés sur la surface du rotor et magnétisés par la structure de Halbach. Celui-ci comme indiqué par plusieurs auteurs est directement lié à la forme d'onde de la répartition de l'induction à l'entrefer.

4.5.1 - Distribution de champ magnétique

4.5.1.1 - Influence de l'ouverture des aimants

En faisant varier certaines des variables géométriques, nous pouvons produire des chiffres qui nous conduisent dans la direction d'une bonne conception. Les figures 4.24.a et 4.24.b montrent ce qui se passe lorsque l'écart entre les aimants est petit ou grand, respectivement. Toutes les dimensions autres que l'écart sont les mêmes (différents axes faussent la perception). Le pourcentage de champs de bandes dans la conception à fossé étroit est significatif (supérieur à 50%).

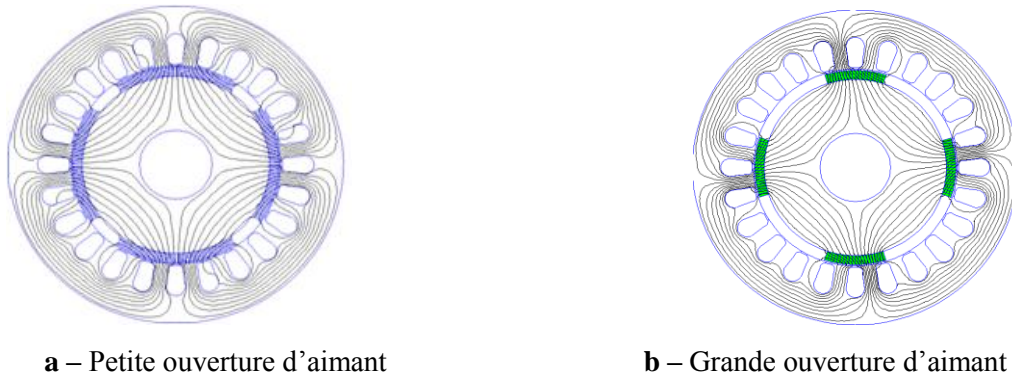


Fig. 4.24 - Lignes de flux pour différentes ouvertures d'aimants

4.5.1.2 - Influence de l'épaisseur des aimants

Un autre facteur qui contribue à la sévérité des champs dans les extrémités de la machine est l'épaisseur de l'entrefer. Intuitivement, il doit être aussi mince que possible. Les figures 4.25.a et 4.25.b montrent comment des conceptions de moteurs avec différentes épaisseurs d'entrefer affectent le niveau de champ dans les extrémités de la machine, les lignes de flux s'annulent de plus en plus à l'extérieur des limites imposées par le noyau, Toutes les dimensions autres que l'écart sont les mêmes (différents axes faussent la perception).

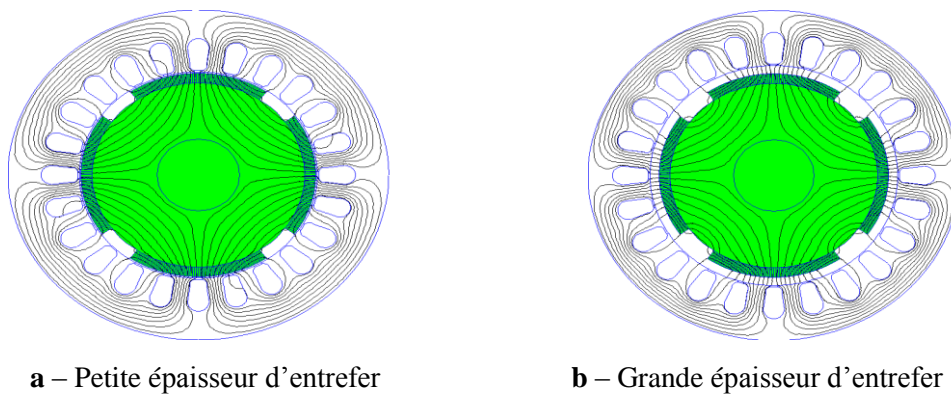


Fig. 4.25 - Lignes de flux pour différentes épaisseurs d'aimants

4.5.1.3 - Influence de l'épaisseur de stator

Les figures 4.26.a et 4.26.b montrent comment différentes épaisseurs du stator affectent la densité des lignes de champ dans le stator. Nous observons que les lignes étroitement emballées dans la conception du stator mince indiquent une densité de flux très élevée dans le stator. Toutes les dimensions autres que l'épaisseur du stator sont les mêmes.

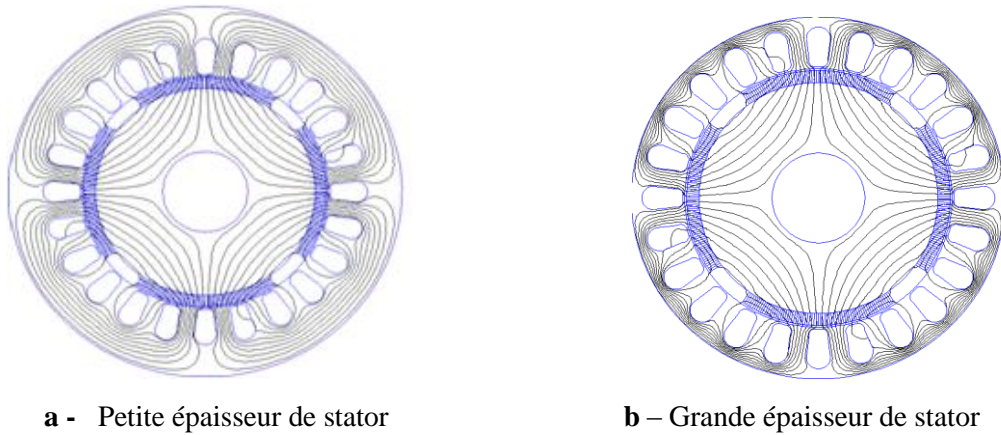


Fig. 4.26 - Lignes de flux pour différentes épaisseurs du stator

4.6 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une analyse numérique (MEF) pour la réduction de l'harmonique dans une machine à aimant permanent sous environnement Matlab. Deux structures d'une machine sont comparées avec deux types de magnétisations (radial / Halbach) en vue d'étudier les caractéristiques suivantes : le flux magnétique, l'induction et le couple dans l'entrefer. Il est montré que les harmoniques sont bien limités dans la machine à structure de Halbach.

Dans cette étude, nous avons aussi mis en évidence l'influence des certains paramètres sur la distribution de champ magnétique. On obtient alors les distributions de densité de flux souhaitées en optimisant la géométrie de la machine à aimant permanent avec des méthodes d'optimisations.

Dans le prochain chapitre, on donnera une application de l'optimisation dans le domaine de conception pour l'amélioration des performances de la machine à aimants montés sur la surface du rotor.

CHAPITRE 5

CONCEPTION PAR OPTIMISATION MULTI-OBJECTIFS D'UN PMSM MAGNÉTISÉ PAR LA STRUCTURE DE HALBACH EN UTILISANT LA MÉTHODE DE MONTE-CARLO

5.1 -Introduction

La conception des machines électriques est, généralement, précédée d'un pré-dimensionnement dans lequel il faut répondre aux exigences de vitesse et de flexibilité. La recherche de nouveaux outils d'optimisation dans la conception des machines électriques est une préoccupation continue des chercheurs en génie électrique. Une déclaration de problème de conception par des spécifications requises est transformée en un problème d'optimisation mathématique. En effet, le couplage d'un algorithme d'optimisation contraint avec un modèle analytique permet d'explorer de vastes solutions spatiales de convergence et de meilleure configuration.

Nous présentons dans ce chapitre la méthode de Monte-Carlo qui est utilisée pour optimiser les dimensions et les distributions de champ de la machine basée sur un modèle analytique. Ensuite, on considère les caractéristiques des conceptions primaires et optimisées et celles-ci sont comparées pour satisfaire l'exigence de flux déterminée lors de la dernière étape. Finalement, la MEF est utilisée pour le calcul du champ électromagnétique en régime transitoire de la machine optimisée, les performances (le couple, la densité de perte, la densité de courant, le flux et les distributions de densité de flux magnétique) sont simulées et analysées [104].

5.2 - Méthode de Monte-Carlo

Différentes méthodes d'optimisation ont été utilisées dans la conception de la machine. La méthode de Monte-Carlo joue un rôle important parmi ces méthodes [40], [105] - [109]. Le mécanisme d'une méthode de Monte-Carlo basé sur l'idée de prendre une population aléatoire simple et d'estimer les résultats souhaités de cet échantillon. En résumé, la méthode de Monte-Carlo implique, essentiellement, trois étapes:

- Générer un échantillon aléatoire des paramètres d'entrée en fonction des distributions (supposées) des entrées.
- Analyser (de façon déterministe) chaque ensemble d'entrées dans l'échantillon.

- Estimer les résultats probabilistes souhaités, et l'incertitude dans ces résultats utilise l'échantillon aléatoire simple.

La méthode de Monte-Carlo est flexible et facile à mettre en œuvre et à modifier. Cependant, il existe certains inconvénients de la méthode, inclus les problèmes très complexes. Néanmoins, un grand nombre de réplifications peuvent être nécessaires pour obtenir un résultat précis. Dans cette partie, la méthode de Monte-Carlo est utilisée pour calculer les paramètres de conception optimale pour des valeurs numériques données des paramètres du matériau.

5.2.1- Historique

En mathématiques, on appelle méthodes de Monte-Carlo les techniques permettant d'évaluer une quantité déterministe à l'aide des tirages aléatoires. C'est de cette idée de recours au hasard que vient la dénomination « Monte-Carlo », par allusion au célèbre quartier de Monaco réputé pour son casino...

Historiquement, ce n'est qu'à la fin de la Seconde Guerre mondiale que naîtront les méthodes de Monte-Carlo. Ces méthodes ont été développées au laboratoire de Los Alamos dans le cadre du projet Manhattan visant à mettre au point la bombe atomique. L'idée originale vient du mathématicien Stanislaw Ulam, grand amateur de jeux de hasard qui introduit cette méthode en 1946 pour calculer la probabilité d'obtenir une main gagnante au jeu de cartes du "solitaire". Les premières simulations d'Ulam étaient minutieusement effectuées avec une calculatrice, mais ses idées poussèrent John Von Neumann en 1947 à organiser ces simulations sur ENIAC (l'un des premiers ordinateurs numériques) pour résoudre le problème de la diffusion des neutrons dans les matières fissiles. Ainsi il travaille avec Enrico Fermi, Robert Richtmyer et Nicholas Metropolis sur ces idées. Bien que la méthode ait été connue et utilisée auparavant, ce n'est qu'avec l'apparition de tels ordinateurs qu'elle est devenue pratique. En 1949, Ulam et Metropolis signent le premier article [110] décrivant le principe des méthodes de Monte-Carlo. C'est Metropolis qui nommera cette classe de méthodes de son nom, en référence au casino de la ville de Monte Carlo.

Ainsi, Metropolis voulait rendre un hommage à la passion de Ulam pour le poker [111].

5.2.2 - Les étapes de l'algorithme de Metropolis

L'algorithme de Metropolis offre un moyen élégant et puissant de générer un échantillonnage des géométries appropriées à un ensemble physique désiré, tel qu'un ensemble thermique. Ceci est accompli grâce à des règles étonnamment simples, n'impliquant presque rien de plus que de déplacer un atome à la fois par un petit déplacement aléatoire.

Nous résumons ici les étapes de l'algorithme de Metropolis :

➤ Étape 1

Une règle de déplacement des points est fixée. Mathématiquement, cela revient à choisir une probabilité de transition $p(R^n \rightarrow R^{n+1})$.

➤ Étape 2

On se donne une répartition initiale des points R_0 répartis, aléatoirement, dans l'espace. À la convergence, les résultats ne dépendent pas de ce choix initial.

➤ Étape 3

Pour chaque marcheur R , on cherche un nouveau point pour la marche. On propose pour cela un nouveau point R^{n+1} suivant la probabilité de transition $p(R^n \rightarrow R^{n+1})$.

➤ Étape 4

La nouvelle position R^{n+1} est acceptée avec une probabilité

$$A(R^n \rightarrow R^{n+1}) = \min[1, p(R^{n+1} \rightarrow R^n) / p(R^n \rightarrow R^{n+1})] \quad (5.1)$$

Si le point R^{n+1} est accepté, R^{n+1} devient le nouveau point, sinon R^n devient le point suivant dans la marche.

➤ Étape 5

On recommence les étapes 3 et 4 autant de fois qu'on le désire. Plus on itère le jeu, plus les erreurs statistiques seront diminuées. Toutefois la contrepartie de cette précision accrue est un temps de calcul plus important.

Dans les années 1960, les chercheurs ont commencé à développer un type différent d'algorithme de Monte-Carlo pour l'évolution dynamique des systèmes d'un état à l'autre. La première application de cette approche pour un système atomique d'un recuit par irradiation pourrait être la simulation par Beeler en 1966 [112], ainsi que dans l'adsorption de surface, la diffusion et la croissance [113], physique statistique [114] et, probablement, d'autres zones aussi. Dans les années 1990, la terminologie de cette approche est établie, comme Monte-Carlo cinétique, bien que les premiers articles n'utilisent, généralement, pas ce terme.

5.3 - Description de la méthode

La méthode de Monte-Carlo est une méthode d'approximation, au sens statistique. Il n'y a pas de définition précise de ce qu'est une technique de type Monte-Carlo, mais la description la plus habituelle consiste à dire que les méthodes de ce type se caractérisent par l'utilisation du hasard pour résoudre des problèmes centrés sur le calcul d'une valeur numérique.

Pour utiliser une méthode de Monte-Carlo, nous devons d'abord mettre sous la forme d'un souhait la quantité que l'on cherche à calculer. Il est souvent simple par exemple le calcul d'intégrale, mais peut-être plus compliqué, également, aux équations aux dérivées partielles. À la fin de cette étape, il reste à calculer une quantité de la forme $E(X)$, c'est-à-dire l'espérance de la variable aléatoire X . Pour calculer $E(X)$, on a besoin de savoir simuler une variable aléatoire selon la loi de X . On a, alors, une suite $X(i)_{1 \leq i \leq N}$, où N est les réalisations de la variable aléatoire, X est alors approché :

$$E(X) \approx \frac{1}{N} (X_1 + \dots + X_N) \quad (5.2)$$

Applications de la méthode : en finance, en sismologie, télécommunication, ingénierie physique, biologie et sciences sociales.

5.3 - Conception par optimisation multi-objectifs et évaluation des performances d'un PMSM

La démarche que nous essayons est d'approuver un modèle analytique fondé sur des formules mathématiques pour travailler avec des valeurs exactes à la place de leur estimation et utilisation d'algorithme classique d'optimisation (méthode de Monte-Carlo), absolument, pour avoir une comparaison.

5.3.1 - Conception préliminaire

La section transversale du moteur utilisée dans la conception préliminaire du moteur est représentée sur la figure 5.2. Elle comprend vingt-quatre encoches dans le stator et l'aimant permanent à quatre pôles dans le rotor et segmenté par la structure de Halbach. Le matériau d'aimant utilisé est le XG 196/96. Les paramètres géométriques considérés sont le diamètre du stator sur le côté de l'entrefer D , l'épaisseur de l'aimant h_m et la longueur axiale L dans la direction de l'axe Z .

5.3.1.1 - Hypothèses

Les hypothèses suivantes sont faites et prennent en compte lors de la solution analytique pour la distribution des lignes de flux produites dans une paire de pôles p d'une machine aimantée par la structure de Halbach.

- L'aimant est, entièrement, magnétisé et orienté selon la direction d'aimantation de la structure de Halbach.
- Tout flux produit par l'aimant permanent est lié à un enroulement du stator.
- Le moteur a une structure de stator encoché.
- L'épaisseur du rayon intérieur r et l'arc de dent δ sont nuls dans les deux modèles.

5.3.1.2 - Densité de flux d'entrefer

La première considération dans la stratégie d'optimisation est de trouver la valeur de la densité de flux magnétique B à l'interface de stator / entrefer.

Comme sera mentionné, plus tard, B est, exclusivement, en fonction de la géométrie du moteur pour une densité de flux rémanent donnée; par conséquent, le modèle analytique doit être capable de calculer B à l'interface désirée pour un ensemble donné des contraintes géométriques qui comprennent r et d . La méthode proposée par Xia et al [30] et Zhu et al. [74] sera étendu pour calculer le champ magnétique des moteurs à aimants permanents aimanté par la structure de Halbach.

Les équations analytiques de la densité de flux en un point (r, θ) défini par les coordonnées polaires au centre du rotor sont données par :

$$B_{mag}(r, \theta) = \frac{-4B_r \cdot p}{K_0(1+p)} (1 + \mu_r) \times \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{p+1} \right] \\ \times \left[\left(\frac{r}{R_s} \right)^{p-1} \left(\frac{r}{R_s} \right)^{p+1} \left(\frac{R_m}{r} \right)^{p+1} \right] \cdot \cos(p\theta) \quad (5.3)$$

Où K_0 est donné par :

$$K_0 = 2 \cdot \left\{ (1 - \mu_r) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2p} \right\} \left[(1 - \mu_r) + (1 + \mu_r) \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2p} \right] \\ - (1 - \mu_r) \left[(1 + \mu_r) + (1 - \mu_r) \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2p} \right] \quad (5.4)$$

p est le nombre de paires de pôles, n est l'ordre dans la série de Fourier de la forme d'onde de densité de flux. R_r et R_m et R_s sont les paramètres géométriques, B_r est l'induction rémanente de l'aimant.

5.3.2 - Optimisation analytique

Un modèle analytique est constitué des équations mathématiques qui relient les paramètres caractérisant le fonctionnement d'un système à concevoir aux paramètres géométriques qui décrivent sa structure et aux paramètres caractéristiques des matériaux utilisés. Cependant, il est très souvent utilisé lors des premières étapes du dimensionnement à partir des données d'un cahier des charges pour fournir une géométrie préliminaire ou comparer les performances respectives de différentes structures et technologies des machines.

5.3.2.1 - Modèle analytique

Dans la conception des structures des moteurs électriques, la première phase est de substituer les modèles analytiques pour des bases de données empiriques. Ces structures ne sont pas bien adaptées à tout type d'application, étant donné que chacune présente des exigences ponctuelles, même s'ils sont capables de donner une solution qui répond, d'une manière ou d'une autre, aux spécifications d'un cahier de charges. Pour trouver la meilleure solution, les modèles analytiques sont incontournables [115].

Le modèle analytique analysé dans ce chapitre est utilisé et développé par Pinkham [116]. Il utilise des expressions approchées de la densité d'entrefer qui sont indépendantes de R , L et p . Les valeurs du rayon interne r et l'épaisseur de la culasse δ sont zéro dans le modèle. Le couple est, approximativement, proportionnel à:

$$T \propto (pBRL)^2 \frac{\frac{\sigma_c R^2}{p}}{pL + R} \quad (5.5)$$

Lorsque l'amplitude de la densité de flux B est indépendante de R , L et p et est donnée par :

$$B = \frac{B_{rem} h_m}{g + h_m} \quad (5.6)$$

La dérivée partielle par rapport à R se simplifie à:

$$\frac{\partial T}{\partial R} = \frac{pB^2 V^2 s}{\frac{pV}{R^2} + R} \left(\frac{2pV}{R^3} - 1 \right) \quad (5.7)$$

La valeur de R au couple maximal est:

$$R = (2pV)^{1/3} \quad (5.8)$$

Et l'on peut, facilement, montrer que p au couple maximal est infini. Cette équation peut s'écrire:

$$p \frac{L}{R} = \frac{1}{2} \quad (5.9)$$

Nous cherchons d'abord une expression approximative de la valeur optimale de R en fonction de p , V et r . Il sera vérifié que l'expression dérivée pour r égale à zéro, $pL/R = 3/2$ tient également, lorsque r est non nul. Avec le volume du stator tel qu'indiqué ci-dessus, la solution pour R est:

$$R = \frac{[12\tau^2(9pV + \sqrt{(9pV)^2 - 12\tau^2r^6})]^{2/3} + 12\tau^2r^2}{6\tau[12\tau^2(9pV + \sqrt{(9pV)^2 - 12\tau^2r^6})]^{1/3}} \quad (5.10)$$

Le couple maximal est proportionnel à:

$$T \propto V^{3/2} \quad (5.11)$$

Par conséquent, la valeur du couple augmente en augmentant le rayon r , seulement si, $PL > 1/2$. Autrement, la valeur du couple augmente si la longueur axiale augmente.

5.3.3 - Optimisation par la méthode de Monte-Carlo

Du fait de son intérêt à comprendre à la fois des algorithmes d'optimisation dans lesquels toute fonction objective est explorée, pour ses propriétés de convergence bien comprises et son efficacité de fournir une conception optimale, l'algorithme d'optimisation de Monte-Carlo est prédominant pour le problème complexe qui est choisi pour assurer une meilleure conception d'optimisation. De plus, l'avantage de la méthode dans les systèmes physiques est sa tendance à être simple, flexible, hautement évolutive et éminemment parallèle pour réduire le temps de calcul. Il est, également, intéressant, car il calcule la performance d'un échantillon et permet une analyse statistique détaillée qui est très difficile à faire par d'autres méthodes. L'idée dans la technique de Monte-Carlo est de réitérer l'expérience plusieurs fois pour obtenir de nombreuses quantités d'intérêt en utilisant la loi de diverses méthodes analytiques et statistiques.

5.3.3.1 - Fonction objective

Dans ce chapitre, un problème d'optimisations multi-objectifs avec des multiples contraintes a été utilisé. Le procédé de la méthode est décrit par les équations (5.12) - (5.15). Les variables de conception sont:

$$\vec{x} = [x_1, x_2, \dots, x_d], \vec{x} \in R^d \quad (5.12)$$

Les contraintes de la conception sont les suivantes:

$$g_j(\vec{x}) \leq 0, j = 1, \dots, m \quad (5.13)$$

Les frontières des paramètres de conception sont:

$$x_i^l \leq x_i \leq x_i^k, i = 1, \dots, d \quad (5.14)$$

Et la fonction objective est:

$$f(\vec{x}) = [f_1(\vec{x}), f_2(\vec{x}), \dots, f_k(\vec{x})] \quad (5.15)$$

L'objectif principal de cette étude est la conception d'une machine à aimant permanent à haut rendement et à faible poids actif. Alors, les objectifs de conception sont définis par la fonction suivante:

$$\text{maximise } F(x) = \min[Z_j(x)] \quad (5.16)$$

Lorsque $x \in X$ (région faisable) et $(Z_j(x))$ est calculé pour la valeur cible optimale non négative $f_j > 0$ comme suit:

$$Z_j(x) = \frac{f_j - f_j}{f_j} \quad (5.17)$$

Les principaux objectifs de la conception sont les suivants:

- Minimiser la masse active qui contribue au coût du moteur.
- Maximiser le rendement.
- Maximiser le couple nominal.

5.3.3.2 - Variables et contraintes de conception

Les paramètres de géométrie du moteur étudié doivent être obtenus à partir de la solution à un problème d'optimisation par l'application de la méthode de Monte-Carlo et de la comparaison avec ceux obtenus analytiquement. L'objectif est de minimiser le poids et de répondre aux exigences et aux contraintes qui garantissent certaines spécifications requises.

Dans l'optimisation multi-objectifs, les variables de conception sont choisies pour optimiser, simultanément, toutes les fonctions objectives et vérifier que le résultat est raisonnable. Si une conception particulière n'est pas réalisable, ainsi qu'elle est inutile et une nouvelle itération commence. Cinq paramètres de conception sont choisis au hasard dans une plage spécifiée donnée dans le tableau 5.1: nombre de paires de pôles p , rayon intérieur r , rayon d'entrefer R , longueur axiale L , hauteur d'aimant h_m , longueur d'arc de dent δ . La méthode Monte-Carlo est appliquée pour optimiser les variables par rapport à la fonction objective.

Tab .5.1 - Variables utilisées dans la conception optimisée

	Inférieur	Supérieur	Unité
Rayon intérieur du stator r	35,5	45,5	mm
Rayon extérieur du rotor R	35	45	mm
Longueur axiale L	50	80	mm
Hauteur d'aimant h_m	2	5	mm
Nombre de paires de pôles p	2	10	paires de pôles

Les variables de conception sont le nombre de paires de pôles, la longueur de la machine et d'autres paramètres géométriques. Les variables et ses limites (inférieures et supérieures) sont indiquées dans le tableau 5.1.

L'épaisseur des aimants permanents a été considérée et limitée à 5 mm pour éviter une fuite de flux trop importante entre deux aimants permanents adjacents. Il existe un certain nombre de contraintes imposées à la conception. Ces contraintes sont:

- Rendement minimal: $\eta \geq 0,8$
- Longueur axiale minimale: $L = 50\text{mm}$

5.3.3.3 - Procédure d'optimisation

Dans cette partie, les paramètres de conceptions optimales sont déterminés en calculant le couple pour des combinaisons aléatoires de ces paramètres. Les fonctions objectives correspondantes sont définies comme suit:

➤ Rendement du moteur calculé par:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{T\Omega}{T\Omega + \frac{2}{3} \left(\frac{T}{p\lambda}\right)^2 R_a} \quad (5.18)$$

Où T , Ω sont, respectivement, le couple de sorties et la vitesse de rotation, λ est le flux de phase, et R_a est la résistance d'enroulement de phase.

➤ Le couple de sortie pour un rendement et une vitesse donnés est:

$$T = \frac{1 - \eta}{\eta} \times \frac{3}{2} \Omega \times (pB_{ag}2\pi RL)^2 \times \left(\frac{\sigma_c A_w}{L_w}\right) \quad (5.19)$$

Où B_{ag} est l'amplitude de la densité de flux de l'entrefer donnée par l'équation (5.20), σ_c est la conductivité du cuivre, A_w est la section transversale du fil donnée par l'équation (5.21), et L_w est la longueur du fil.

$$B_{ag} = \frac{B_{re} h_m}{g + h_m} \left(1 - e^{-\frac{L}{pR}}\right) \quad (5.20)$$

$$A_w = \pi R^2 - \pi(r + \delta R/p)^2 - \frac{2p \left(R - r - \frac{\delta R}{p}\right) \delta R}{p} \quad (5.21)$$

La masse active du moteur est exprimée en Grammes par la relation suivante:

$$\mathcal{M} = \pi \sigma L \left(\left(R + h_m + \frac{\delta R}{p} \right)^2 - r^2 \right) \quad (5.22)$$

Dans la section précédente, les paramètres de conception optimale ont été étudiés en supposant que δ est constante. Pour être sûr que δ n'est pas une constante puisqu'elle dépend de p , R , et de la hauteur de l'aimant h_m que nous cherchons à optimiser. Une optimisation d'une conception précise doit donc utiliser à la fois la densité de flux rémanent B_{re} et la densité de flux de saturation B_{sat} comme constants connue au lieu de δ .

5.3.3.4 - Organigramme de la conception d'optimisation

L'organigramme donné par la figure 5.1 montre les diverses étapes effectuées au cours de la procédure de conception d'optimisation, depuis, le choix des variables initiales jusqu'au calcul du rendement et du poids.

L'exécution du code commence par les spécifications de performance telles que les variables initiales de conception du moteur. Chaque paramètre de conception et limite de pénalité peuvent être variés dans son domaine. Cependant, l'approche proposée comporte deux étapes.

La première étape est le calcul des paramètres de conception avec le modèle analytique. Comme on peut le voir, le rendement et le poids, qui sont, étroitement, liés aux dimensions et aux distributions de densité de flux du stator, sont minimisés en utilisant un modèle analytique.

La deuxième étape est l'application de la méthode de Monte-Carlo pour optimiser la conception analytique obtenue par les étapes suivantes:

1. Définir l'espace de la solution. Sélectionner les paramètres à optimiser. Ici, les paramètres sont le nombre de paires de pôles p , le rayon intérieur r , le rayon d'entrefer R , la longueur axiale L , la hauteur d'aimant h_m et l'arc de dent δ .
2. Définir une fonction multi-objectif vectorielle. Dans notre cas : un poids minimum, un rendement maximum et un couple élevés qui sont à la fois les objectifs de conception.
3. Initialiser le programme avec des emplacements et des vitesses aléatoires.
4. En supposant une conception qui répondait aux critères de faisabilité, son poids et son rendement sont comparés à une liste de «bonnes» conceptions existantes qui ont été sauvegardées à partir d'itérations précédentes. L'algorithme se termine après avoir testé la convergence spécifique et la réalisation optimale. À ce stade, le concepteur a discuté l'analyse de performance pour la conception proposée. Si l'optimisation est satisfaite, le processus d'optimisation de conception doit être arrêté et la nouvelle conception est enregistrée.

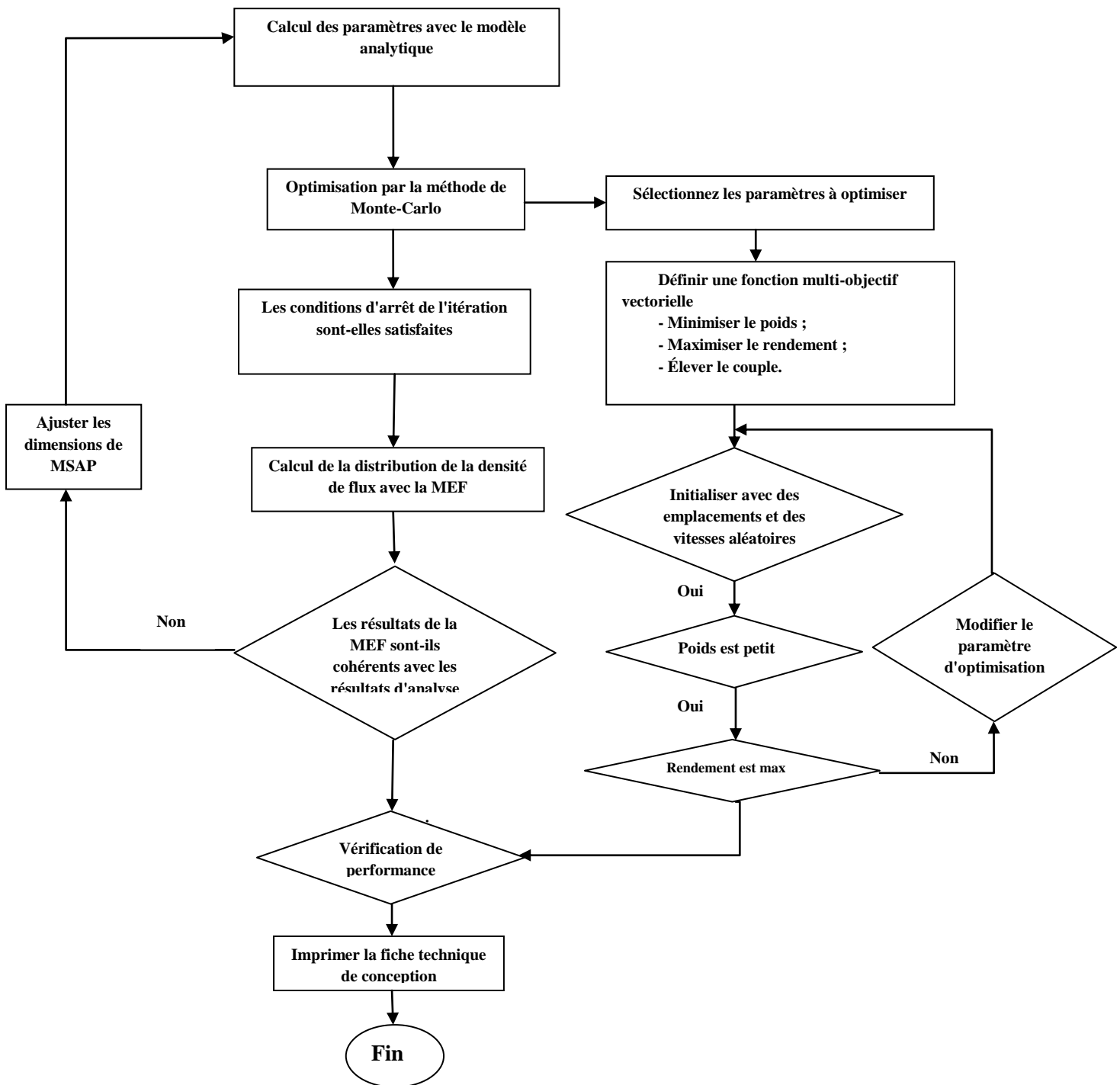


Fig. 5.1 - Organigramme de conception d'optimisation

5.3.3.5 - Résultats de l'optimisation

En ce qui concerne l'organigramme représenté sur la figure 5.1, les résultats analytiques sont donnés dans le tableau 5.2.

Les paramètres de la machine obtenue à partir de l'analyse sont résumés dans le tableau 5.3

Tab. 5.2 - Spécifications de conception primaire

Dimension des paramètres sélectionnées	Valeurs
Nombre de paires de pôles p	4
Rayon intérieur du rotor R_i	13 mm
Rayon extérieur du rotor R_r	33,5 mm
Rayon intérieur du stator R_s	37,5 mm
Rayon d'aimant permanent R_m	37 mm
Épaisseur d'entrefer a_g	0,5 mm
Densité de flux rémanent B_{rem}	0,96 T
Densité de flux de saturation en fer B_{sat}	1,9 T
Facteur de fuite d'aimant k_m	0,93
Conductivité de XG196/96 σ	$6,9 \cdot 10^5$
Hauteur d'aimant h_m	3,5 mm
Longueur axiale L	65 mm

Tab. 5.3 - Résultats analytiques

Paramètres sélectionnés	Résultats analytiques
Couple considéré	3,9366 N.m
Rendement	83,64 %
Poids total	5,01765 Kg

5.3.3.6 - Résultats comparatifs

L'optimisation multi-objectifs est appliquée pour trois objectifs, c'est-à-dire le rendement, le couple et la masse. Les paramètres de conception optimisés et le rendement prévu sont présentés sur la figure 5.2 en fonction de la masse active.

Dans cette partie, les résultats d'optimisation de Monte-Carlo sont comparés avec les expressions analytiques dérivées dans la dernière section. Comme montré sur la figure 5.2, le rayon d'entrefer augmente lorsque la masse du moteur atteint, approximativement 1500 g. L'équation (5.9) prévoit une augmentation de $\frac{1}{2}$ de nombre de pôles.

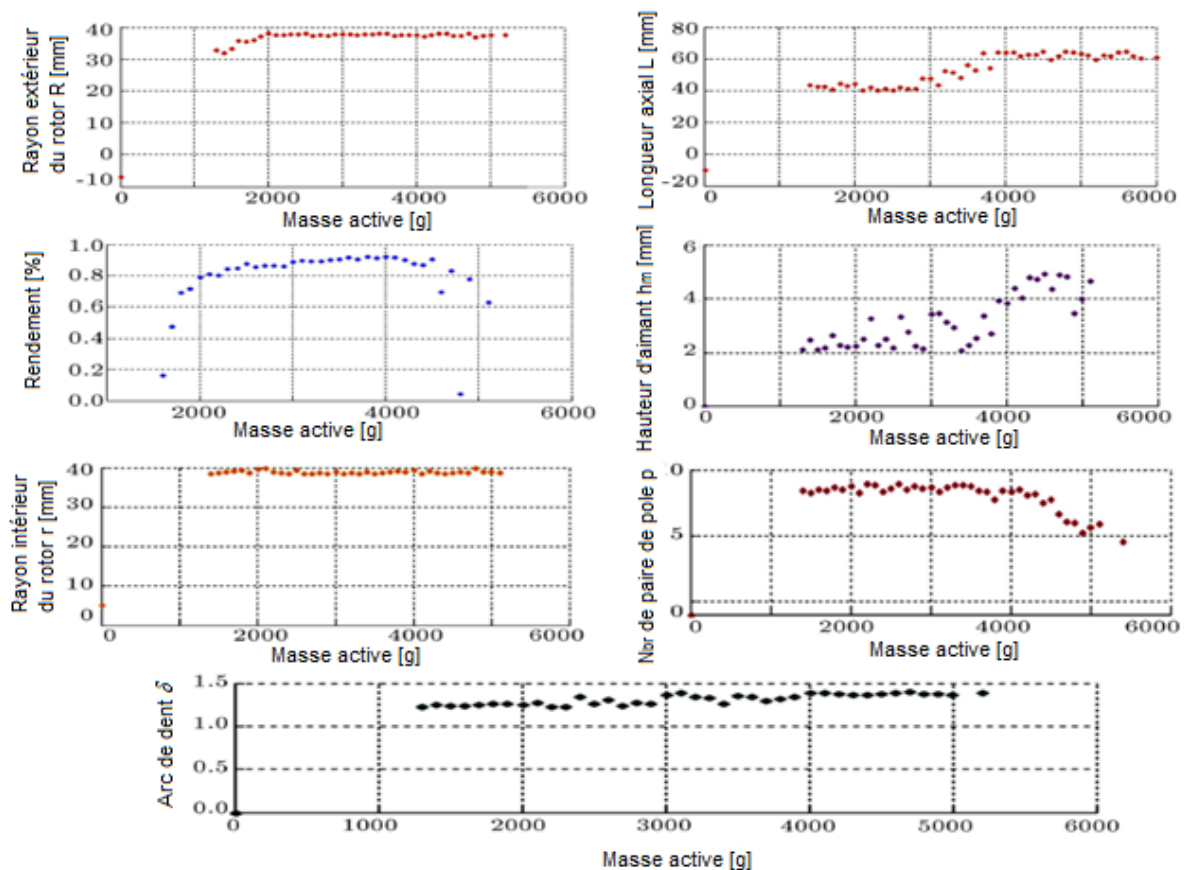


Fig. 5.2 - Paramètres de conception optimale par rapport à la masse active du moteur

Les résultats de Monte-Carlo montrent que le nombre de pôles augmente pour avoir 8 pôles dans l'intervalle entre 1500 g - 4000 g, après cet intervalle le nombre de pôles diminue pour avoir la masse de la machine primaire. L'équation (5.10) a été dérivée sur la base de l'hypothèse que l'équation (5.9) était valide, tandis que l'hypothèse est appliquée seulement quand le rayon interne est nul. Les résultats de Monte-Carlo vérifient cette hypothèse et se maintiennent, également, approximativement lorsque le rayon intérieur est non nul. Cependant, en raison des approximations décrites dans l'optimisation analytique, les résultats désirés sont confirmés.

Dues au grand nombre d'itérations, les conceptions ne sont pas vraiment optimales. Néanmoins, avec un nombre suffisant d'itérations, la liste peut atteindre, arbitrairement, la courbe optimale. Nous notons que tous les points de la figure 5.2 ne représentent pas des points de fonctionnement pratiques continus, et que la pente initiale de la courbe de rendement par rapport à la masse est nulle.

En outre, le rendement augmente plus vite que la masse linéaire dans un régime de rendement très faible.

Les résultats d'optimisation sont résumés dans le tableau 5.4.

Tab. 5.4 - Spécifications de la conception optimale

Quantités	Valeurs
r	38,5 mm
R	38 mm
L	55 mm
h_m	2,8 mm
p	8
δ	1,375 electrical radian
\mathcal{M}	3800 g
η	0,91

5.3.4 - Discussion des résultats d'optimisation

Il est intéressant de considérer les paramètres choisis pour les valeurs optimales de masse et de rendement (Fig.5.1). Comme il a été discuté à l'avance, dû aux erreurs de quantification dans le calcul des paramètres optimal de la machine, en supposant qu'une conception satisfait aux critères de faisabilité, son rendement, son couple et sa puissance de sortie sont comparés pour les deux modèles précédents.

5.3.4.1- Caractéristique rendement - vitesse

La figure 5.3 montre le rendement de la machine qui utilise l'interpolation effectuée dans Matlab sur toute la gamme de vitesses. La figure présente deux zones distinctes avec un rendement élevé, où le premier commence devant la ligne de la vitesse nominale (1500 tr/min). Ensuite, le deuxième démarre à la vitesse nominale et s'élève le long de la ligne de 2000 tr/min pour la conception primaire et 2500 tr/min pour une conception optimisée. Étant donné que cette zone a la plus grande étendue de puissance avec un rendement élevé (80%), il est naturel de supposer cette vitesse de rotation par le choix des conditions pour l'échange.

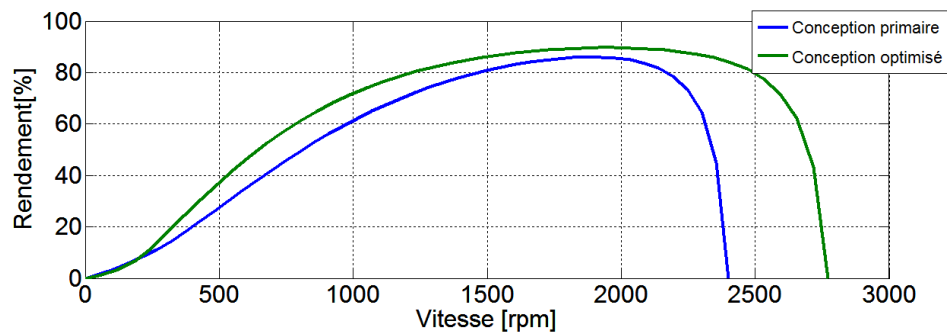


Fig. 5.3 - Caractéristique rendement - vitesse

5.3.4.2 - Caractéristique couple - vitesse

La variation du couple avec la vitesse de rotation pour deux topologies est calculée et représentée, graphiquement, à la figure 5.4. La vitesse et le couple sont inversement proportionnels, la vitesse diminue si le couple augmente. À la vitesse nominale (1500 tr/min), la valeur du couple dans la conception optimisée est supérieure à la valeur de la conception primaire.

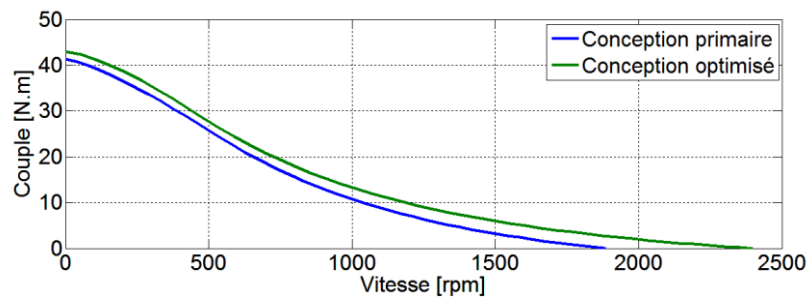


Fig. 5.4 -Caractéristique couple - vitesse

5.3.4.3 - Caractéristique puissance-vitesse

La caractéristique puissance - vitesse est également calculée pour les deux modèles précédents. La figure 5.5 compare les caractéristiques de puissance - vitesse pour deux modèles. On peut voir qu'à vitesse inférieure, la machine a la même performance pour les deux modèles. Cela est dû au régime de puissance constant (0 - 500 tr/min) où le courant garde sa valeur nominale, mais dans le régime d'affaiblissement du flux au-dessus de la vitesse (500 tr/min), l'amplitude et la position du vecteur de courant doivent être ajustées.

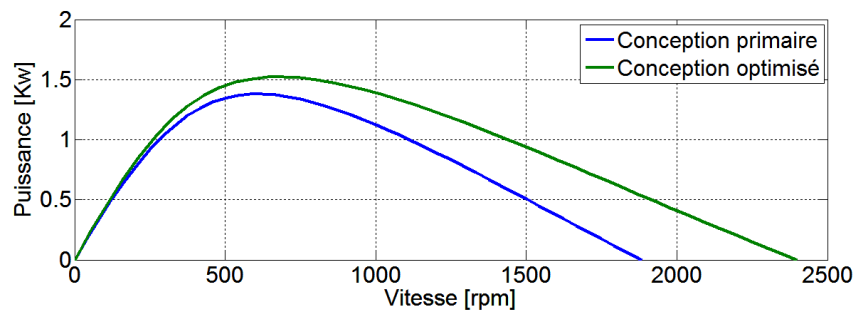


Fig.5.5 - Caractéristique puissance-vitesse

5.3.5 - Résultats de la MEF en régime transitoires

La MEF 2D est appliquée pour les calculs de performances de la machine optimisée. Elle est un outil bien établi dans la conception et la modélisation des machines électriques. Afin de réduire le temps de calcul, la géométrie du moteur décrite est réduite pour ne couvrir qu'un seul pôle à l'aide de conditions aux limites et de symétrie. La précision des résultats de calcul est liée au nombre de nœuds, de lignes connectées et des mailles d'analyse. Cependant, la solution du problème est obtenue après trois étapes: prétraitement, traitement et post-traitement. Dans le prétraitement, la géométrie du moteur et les propriétés du matériau sont définies, en spécifiant les conditions aux limites, indiquant la partition de maillage et les paramètres de mouvement sont groupés.

Nous notons que le logiciel Maxwell utilisé dans ce travail adopte le maillage adaptatif, pour sa conception, il modifie la dimension de grille par itération répétée et finalement forme un maillage rationnel. Durant l'étape de traitement, un solveur de mode transitoire à un pas temporel a été effectué. Ensuite, les quantités magnétiques exactes à l'intérieur du moteur sont calculées numériquement. Enfin, le solveur magnétostatique a été utilisé pour vérifier la valeur du couple développé pour les valeurs de courant particulières.

5.3.5.1- Équation gouvernante

L'équation gouvernante de la machine à aimant permanent magnétisé par la structure de Halbach est:

$$\sigma \frac{dA}{dt} - \left(\frac{1}{\mu_0} \nabla^2 A \right) - \sigma v \times (\nabla \times A) = -\sigma \nabla \psi + \nabla \times M \quad (5.23)$$

Où A est la composante axiale du potentiel vectoriel magnétique, μ_0 est la perméabilité de l'espace libre et σ est la conductivité électrique, v est la vitesse du matériau et M est le vecteur d'aimantation. ψ est le potentiel scalaire électrique lié à d'autres variables de champ par:

$$B = \nabla \times A \quad (5.24)$$

$$E + \frac{dA}{dt} = -\nabla\psi \quad (5.25)$$

Où B et E sont, respectivement, la densité du flux magnétique et l'intensité du champ électrique. Considérant l'analyse bidimensionnelle, et si le terme de vitesse est évité, le problème sera réduit à une forme scalaire et le vecteur magnétique dans l'axe $Z(A_z)$ devient:

$$\sigma \frac{dA_z}{dt} - \left(\frac{1}{\mu_0} \nabla^2 A_z \right) = -\sigma \nabla\psi + \nabla \times M \quad (5.26)$$

L'équation (5.26) représente l'équation de base du problème qui doit être résolu par la MEF.

5.3.5.2 - Conditions aux limites

Avant l'étape de traitement, les conditions aux limites doivent être imposées sur le domaine de solution. Les conditions aux limites les plus importantes dans l'analyse par la MEF sont les conditions de frontière de Dirichlet, Neumann et périodique. Les conditions aux limites de Dirichlet sont imposées à la surface du stator et l'arbre comme indiqué sur la figure 5.6.

$$A|_{\Gamma_B} = A|_{\Gamma_A} = 0 \quad (5.27)$$

Les conditions aux limites de Neumann sont spécifiées pour forcer les lignes de flux de passer aux frontières et exactement à un angle de 90° .

$$\frac{\partial A}{\partial n} = 0 \quad (5.28)$$

Les conditions aux limites périodiques sont appliquées, généralement, dans le cas où le modèle est réduit à un pas de pôle. Dans ce cas, la relation entre les valeurs potentielles aux différentes positions est:

$$A|_{\Gamma_H} = -A|_{\Gamma_G} \quad (5.29)$$

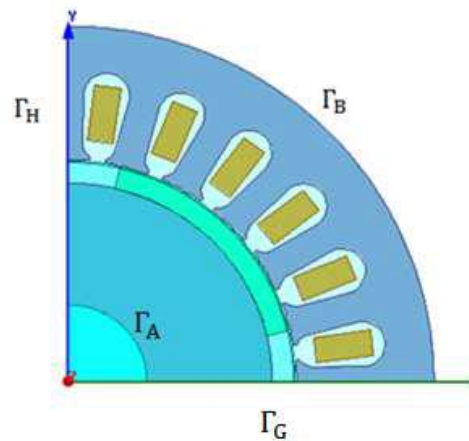


Fig. 5.6 - Conditions aux limites d'une machine tournante

La figure 5.7 présente le maillage de la machine a conception préliminaire.

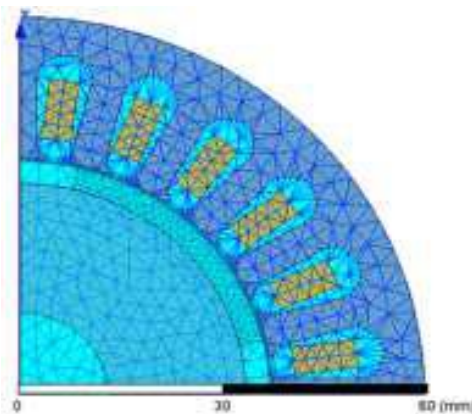
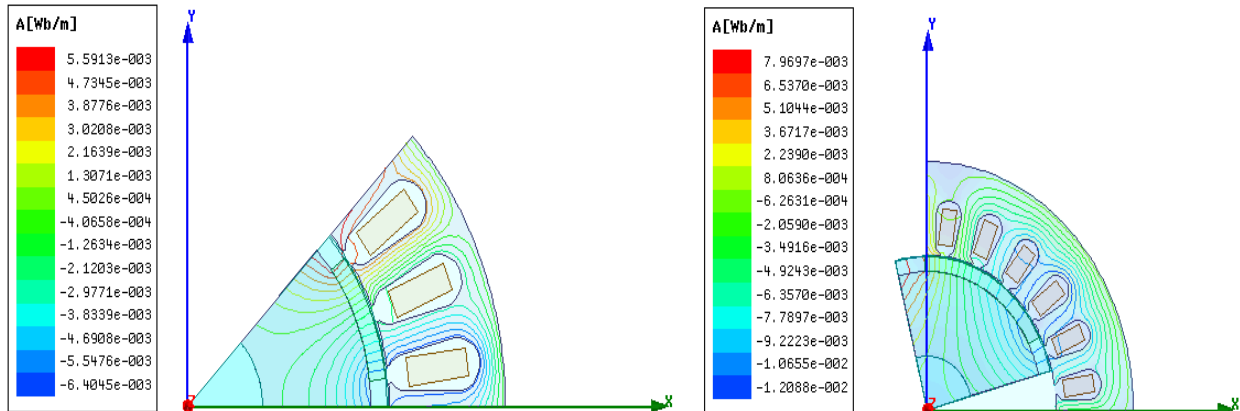


Fig.5.7 - Vue du maillage pour la conception préliminaire

5.3.5.3 - Résultats et comparaison

Pour calculer avec précision les performances du moteur, la conception par la MEF est présentée par : la forme de la ligne de flux, la distribution de la densité de flux et les maillages sur : la figure 5.8 et la figure 5.9, respectivement, pour les deux conceptions préliminaire et optimisée par approche de Monte-Carlo.

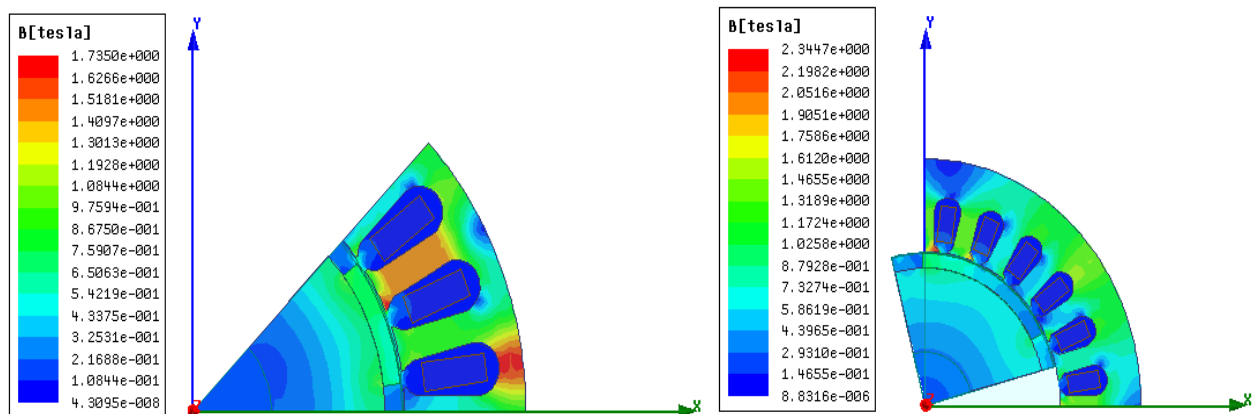
Les valeurs maximales de la densité de flux pour les segments d'aimant sont de 2,07 T et 1,63 T pour la conception préliminaire et optimisée, respectivement.



a – Conception optimisée

b – Conception préliminaire

Fig. 5.8 -Représentation de ligne de la densité de flux magnétique



a – Conception optimisée

b – Conception préliminaire

Fig. 5.9 - Distribution de densité de flux magnétique

L'avantage de l'analyse par la MEF est la validité de conception par optimisation qui dépend de la précision du modèle. Par conséquent, l'évaluation est effectuée par une comparaison du résultat obtenu par le modèle analytique et ceux obtenus par la MEF en régime transitoire.

Lorsque le moteur est actionné à un temps transitoire pour deux modèles préliminaires et optimisés, les formes d'onde des flux triphasés calculées ensemble par un modèle 2D

sont représentées sur la figure 5.10, et la figure 5.11 montre les profils des courants d'enroulement triphasés de la conception optimisée.

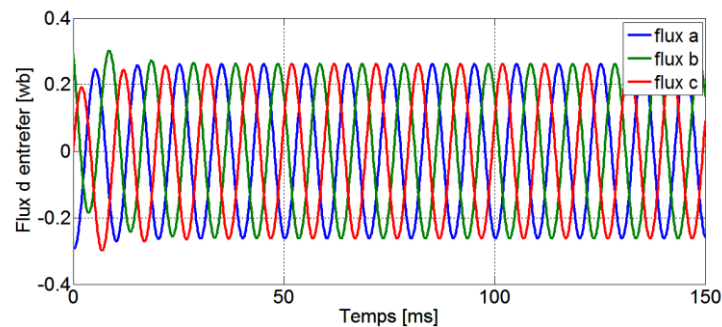


Fig. 5.10 - Variation de flux d'entrefer de machine optimisée

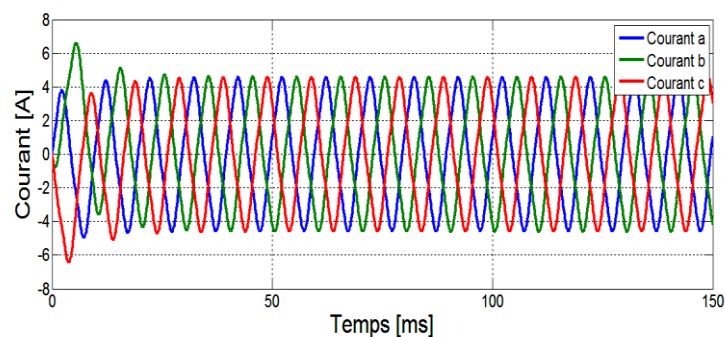


Fig. 5.11 - Variation des trois phases du courant d'enroulement pour la machine optimisée

La figure 5.12 présente le couple en fonction de temps. Le couple a été comparé pour les deux machines, la conception préliminaire avec un courant de 1,54 A, et la conception optimisée avec un courant de 4,5 A. Le couple estimé pour la conception préliminaire et optimisée est d'environ 3,95 N.m et 6,37 N.m, respectivement.

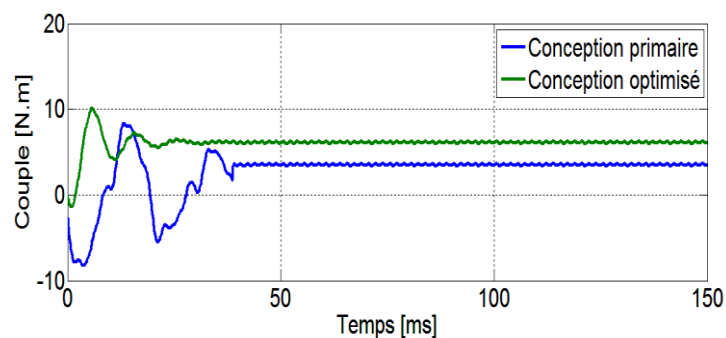


Fig. 5.12 - Variation de couple en fonction du temps pour deux machines préliminaire et optimisée

À partir de la puissance d'entrée, plusieurs termes de perte peuvent être identifiés. Les pertes résultantes sont présentées à la figure 5.13. Il a montré que les pertes de la machine optimale sont inférieures à celles de la machine préliminaire. Le rendement est également amélioré, en particulier dans la région à grande vitesse. En général, la machine optimale maintient un rendement élevé dans toute la région de la procédure lorsqu'elle possède une prolongation de la plage constante de vitesse - puissance.

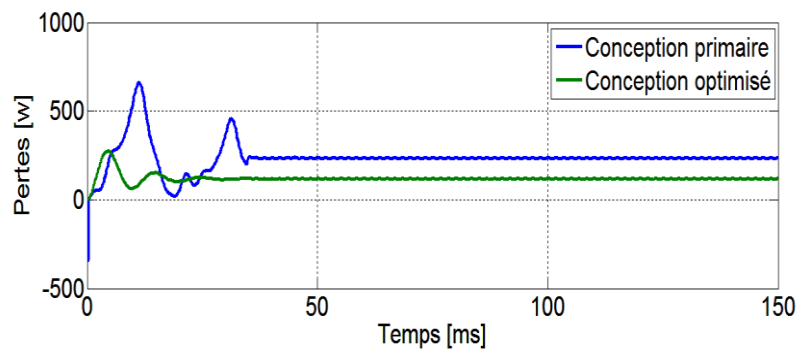


Fig.5.13 - Variation des pertes en fonction du temps pour deux machines préliminaire et optimisée

Les résultats numériques obtenus par la MEF sont donnés dans le tableau 5.5, qui montre qu'un bon accord entre les valeurs calculées par la MEF et les valeurs analytiques calculées à la conception optimale. On constate que l'erreur est inférieure à 6% et on peut conclure que le modèle analytique est, raisonnablement, adéquat pour prouver l'efficacité de l'optimisation de conception.

Tab. 5.5 - Résumé des résultats optimaux de la conception

Quantity	Analytique	FEM
Densité de flux fondamental	1,65 T	1,63 T
Courant	4,42 A	4,5 A
Couple	6,25 N.m	6,37 N.m
Puissance	958 W	960 W
F.c.e.m fondamental	179,88 V	178 V

5.7 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une conception optimisée pour la PMSM. Pour des performances dynamiques élevées, deux méthodes sont comparées, la méthode analytique et la méthode de Monte-Carlo. Cette méthode a été utilisée pour calculer les valeurs optimales des cinq paramètres de conception en fonction de la masse pour donner des valeurs de paramètres du matériau, les résultats obtenus ont été comparés avec des relations optimales dérivées au calcul analytique.

Les objectifs de conception concernant l'optimisation de la structure sont atteints. En conclusion, la conception optimisée offre de meilleures performances en fonction du rendement amélioré de 91% au lieu de 83%, de poids réduit de 24% et d'un couple nominal de la machine de 6,37 N.m au lieu de 3,93 N.m. La machine optimisée a été conçue et les résultats obtenus sont validés tout au long parla MEF en régime transitoire en utilisant le modèle 2D. Enfin, l'exigence de flux déterminée dans cette étude a été satisfaite.

CHAPITRE 6

CONCEPTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UNE NOUVELLE STRUCTURE D'UN MOTEUR A AIMANT PERMANENT

6.1 - Introduction

Les progrès de l'ingénierie et de la technologie ont contribué à de nombreux domaines tels que les machines de contrôle, les véhicules électriques, la communication, la technologie de défense militaire et l'énergie renouvelable. Parmi ceux-ci, la conception du moteur efficace est la plus importante pour les parties mobiles des robots, les véhicules et les dispositifs de production industrielle qui sont, généralement, des moteurs avec des conceptions et des structures différentes. Qu'ils soient des machines à aimants permanents ou des machines sans aimants ; ils doivent obéir aux règles d'excitation de la force magnétique.

L'analyse par la MEF donne des résultats très précis avec un temps de calcul court en utilisant la solution de type magnétodynamique. Cependant, le problème des harmoniques ne peut pas être négligé, car le mouvement du rotor doit être pris en compte. La plupart des procédures de conception utilisées pour les machines électriques visent à obtenir de meilleures performances avec le contenu harmonique le plus bas possible.

La conception présentée rapporte des résultats électromagnétiques sur un nouveau moteur à aimant permanent par la MEF. L'étude comprend à la fois des simulations bidimensionnel (2D) et des solutions transitoires avec analyse harmonique. Enfin, nous avons présenté des résultats préliminaires sur des flux magnétiques, des tensions, des courants et des couples mécaniques [117].

6.2 - Description du moteur

6.2.1 - Modèle du moteur

La configuration préliminaire du moteur à aimant permanent proposé est représentée sur la figure 6.1. Dans l'aspect du modèle bidimensionnel (2D), le moteur a été dessiné en représentation maître-esclave sur une surface de 60 degrés et peut être, également, simulé sur une surface à cycle complet. Dans cette structure, le rotor interne comprend un arbre en acier inoxydable au milieu, un noyau cylindrique monté en surface sur cet acier inoxydable et les aimants ont été intégrés dans le noyau du rotor pour une meilleure répartition du flux du rotor au stator. La machine a 12 pôles saillants et les aimants sont orientés vers l'entrefer.

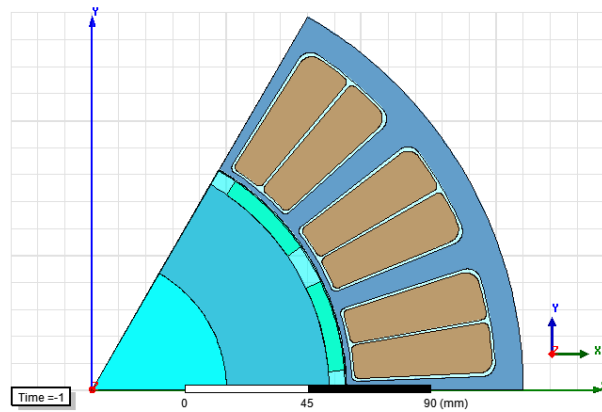


Fig. 6.1- Configuration 2D du moteur proposé

Dans la partie statorique (Fig. 6.1), un système à double enroulement est positionné dans chaque encoche pour fournir une excitation double. Dans ce contexte, le stator a 18 encoches au total et les enroulements sont rangés pour former une excitation triphasée. Les paramètres qui détaillent la géométrie sont présentés dans le tableau 6.1.

Tab. 6.1 - Paramètres de conception de la machine

Paramètres	Caractéristiques
Rayon intérieur du rotor	55 mm
Rayon extérieur du rotor	94 mm
Rayon intérieur du stator	94,5 mm
Rayon extérieur du stator	160 mm
Nombre de phases	3
Nombre de bobines	36
Nombre de pôles	12
Épaisseur d'aimant	6 mm
Matériau du corps statorique	M22-29G
Matériau du corps rotorique	Ferrite
Matériau d'aimant	NdFe30
Matériau d'arbre	Acier inoxydable
Matériau de fil	Cuivre
Type de noyau	stratifié radialement
Entrefer	0,5 mm

Brièvement, on peut dire que la présente machine a un diamètre de 64 cm et que la longueur peut être augmentée en fonction de l'échelle de puissance désirée. Les enroulements ont une longueur radiale de 2 cm. Ainsi l'excitation des enroulements peut être mieux transmise à la machine pour fournir un bon couple mécanique.

6.2.2 - Connexions d'excitation

Pour exciter les enroulements, une excitation triphasée est prévue comme présentée sur la figure 6.2. Ce type d'excitation peut nous fournir un bon support pour calculer les solutions transitoires. Chaque enroulement de phase peut être alimenté par des tensions V_i et chaque phase a été modélisée avec une résistance de $R = 0,75 \Omega$. Cependant, d'autres circuits externes peuvent être, également, appliqués pour exciter la machine. Dans notre simulation, nous avons ajusté la tension pour une phase à 127 V. Les connexions du circuit externe nous permettent de simuler les conditions de fonctionnement du moteur avec les connexions d'alimentation réelle du moteur.

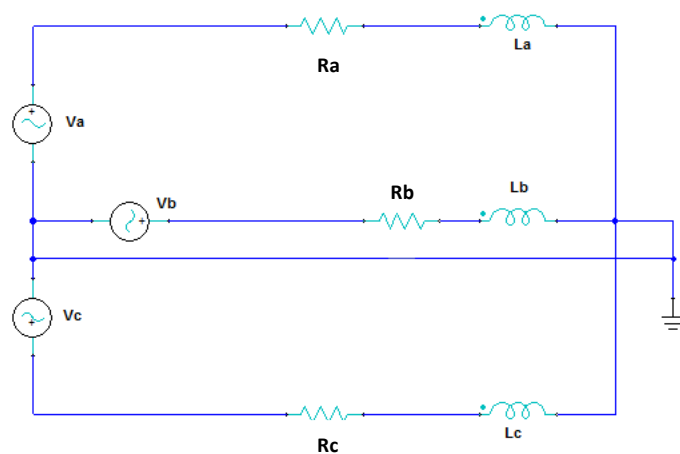


Fig. 6.2 - Circuit d'excitation externe pour trois phases

6.2.3 - Type d'enroulement

Le type d'enroulement du stator utilisé dans une machine électrique est déterminé par le nombre des encoches Q_c , le nombre de paires de pôles p et le nombre de phases m . Ces paramètres de la machine déterminent le nombre des encoches par pôle et phase q , qui est donné par l'équation (6.1).

$$q = \frac{Q_c}{mp} \quad (6.1)$$

Dans l'enroulement concentré, la polarité opposée de la bobine de phase correspondante est située dans l'encoche suivante (Fig. 6.3). Selon le type d'enroulement du stator, il peut s'agir d'un stator à une ou deux couches. Le choix dépend des caractéristiques de performance souhaitées de la machine.

L'enroulement à une seule couche crée une inductance élevée et une faible inductance mutuelle, ce qui conduit à une meilleure capacité de tolérance aux pannes. D'autre part, l'enroulement à double couche a des composants harmoniques inférieurs de la F.m.m d'entrefer, ce qui entraîne des ondulations de couple plus petites et des pertes de courant de Foucault moins élevées [63] - [65]. Dans cette étude, les configurations d'enroulement sont classées comme double couche, telles que montrées dans la figure 6.3.

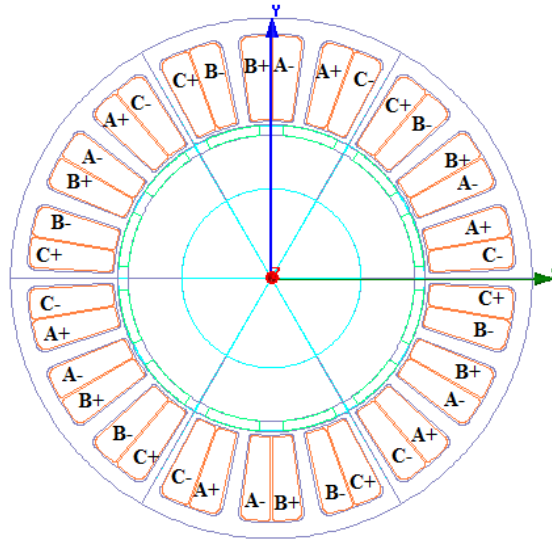


Fig. 6.3 - Enroulements concentrés à double couche

6.2.4 - Quantités électromagnétiques

Selon les lois générales de l'électromagnétisme, la conservation de l'énergie peut être appliquée pour estimer la performance de l'actionneur en fonction de quantités globales. Les quantités électromagnétiques telles que : les courants dans les phases et les champs magnétiques peuvent être examinés par des simulations et les performances du moteur peuvent être déterminées. Cependant, au régime transitoire, le niveau de flux maximal doit être déterminé tout au long du chemin du flux pour prouver l'épaisseur optimale dans les encoches.

Dans les machines à aimant permanent, le couple électromagnétique et la relation de puissance peuvent être résumés en:

$$P_{em}(t) = T_{em}(t)\Omega_r \quad (6.2)$$

T_{em} est le couple électromagnétique de la machine et Ω_r représente la vitesse de rotation en rad/s. La puissance électromagnétique est ensuite exprimée, simplement, par la somme sur toutes les phases à une vitesse de rotation constante, de sorte que le couple électromagnétique est déterminé par :

$$T_{em}(t) = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^3 U_k(t) i_k(t) = \frac{2}{\Omega_r} U i \quad (6.3)$$

Où U et i sont la F.e.m et le courant dans une phase, respectivement. Le courant dans chaque phase est écrit par :

$$I = \frac{T \Omega_r}{2U} \quad (6.4)$$

La F.e.m est calculée à partir de la variation du flux traversant une bobine en utilisant la loi de Faraday. Lorsque le rotor tourne à un pas polaire, c'est-à-dire : π/p , un aimant prend la place d'un aimant adjacent et le flux Φ dans la bobine est alors inversé comme:

$$U = \frac{N_c}{2} \frac{d\Phi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = N_c \frac{\Phi}{\pi/p} \quad (6.5)$$

Ce processus génère une F.e.m en fonction de la variation de flux où N_c est le nombre de conducteurs par phase (le nombre de conducteurs est égal à deux fois le nombre de tours) et Φ est le flux correspondant à un tour par phase. Contrairement, aux enroulements distribués, les enroulements concentrés effectuent un facteur d'enroulement inférieur à l'unité. Cela signifie qu'en raison de la distribution différente des encoches Q_s et des pôles p , la F.e.m induite dans chaque phase n'est pas l'addition de la valeur absolue du F.e.m induite dans chaque conducteur, puisqu'ils sont déphasés. Selon la loi d'induction de Faraday on a:

$$e = n_s k_w \frac{d\Phi}{dt} \quad (6.6)$$

Où e est la force électromotrice induite, n_s est le nombre de spires par encoche, et k_w est le facteur d'enroulement fondamental. Ensuite, la fonction du flux dans l'entrefer peut être écrite par:

$$\Phi_e = B_e S_p \quad (6.7)$$

Où S_p est la surface d'un pôle magnétique et B_e est la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer. En combinant les équations (6.3) - (6.4) et (6.7), l'expression du couple est transformée en équation (6.8):

$$T_{em} = N_c I B_e \frac{S_e}{\pi} \quad (6.8)$$

Où $S_e = 2pS_p$ est la surface totale d'entrefer. Cette équation montre que le couple produit est proportionnel à la multiplication de la surface d'entrefer par l'induction de l'entrefer. La force magnétomotrice (f.m.m) produite par les bobines ($N_c I$) peut être ajoutée pour le nombre de conducteurs par phase comme :

$$N_c = \left(v \left(\frac{V}{B_e D_s L_m \Omega_r \frac{N_{enc}}{3}} \right) + 1 \right) \frac{N_{enc}}{3} \quad (6.9)$$

Où v est la partie entière, V est la tension d'alimentation, N_{enc} est le nombre total des encoches, D_s est le diamètre d'alésage et L_m est la longueur de fer. Pour les MSAP à flux radial, la surface totale d'entrefer est exprimée en:

$$S_e = \pi D_s L_m \quad (6.10)$$

Considérant les équations (6.8) - (6.9), le courant dans une phase est exprimé en fonction de l'induction dans l'entrefer, du couple électromagnétique et des dimensions de la machine comme indiqué sur équation (6.11):

$$I = \frac{T_{em}}{N_c B_e D_s L_m} \quad (6.11)$$

6.2.5 - Paramètres des matériaux

Le stator et la partie extérieure du rotor sont faits d'un matériau ferromagnétique doux, contrairement, aux aimants qui sont faits de matériaux ferromagnétiques durs. La figure 6.4 présente la courbe $B-H$ du matériau de l'aimant, c'est-à-dire : NdFeB.

Ce matériau a une densité de flux résiduel plus élevée et une force coercitive plus élevée par rapport aux autres matériaux magnétiques.

Généralement, la limite de température pour les particules est inférieure à 120 °C en raison de leurs courbes de démagnétisation qui dépendent de la température. Dans les études récentes, cette limite a été portée à 180 °C pour les échantillons de mélange d'alliage N_b . Les caractéristiques du matériau sont indiquées sur la figure 6.4.

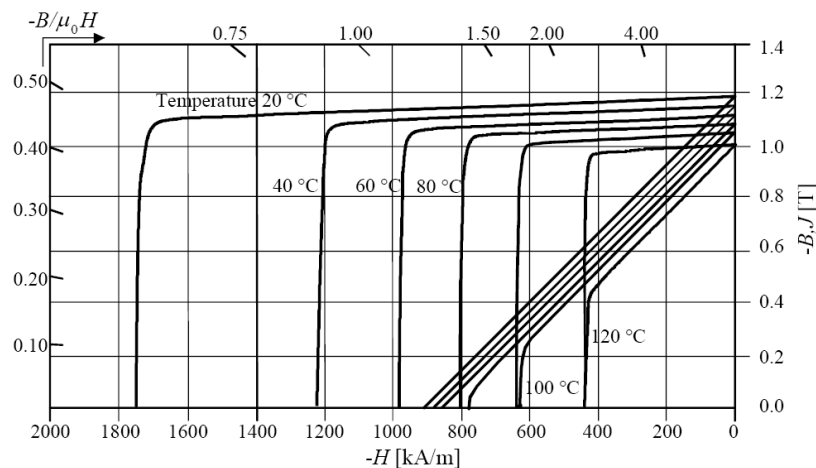


Fig. 6.4 - Caractéristiques matérielles d'un échantillon NdFeB [118]

Le tableau 6.2 résume les paramètres du moteur : la puissance, la tension nominale et la fréquence. Pour notre conception préliminaire, une puissance de 3 kW a été suffisante, alors que la longueur de la machine peut être augmentée et cela peut conduire à des valeurs de puissance plus élevées.

Tab. 6.2 - Caractéristiques de machine

Paramètres	Valeurs et unités
Puissance de sortie	3 kW
Tension nominale	127 V
Fréquence	60 Hz

6.3 - Résultats et discussion

6.3.1- Analyse par la MEF

Dans les problèmes actuels, la MEF commence par la définition de la géométrie de la machine, les conditions aux limites et la détermination de la structure du maillage.

Habituellement, le moteur à flux radial a une géométrie cylindrique et les propriétés matérielles des composants tels que la perméabilité magnétique, la constante diélectrique et la densité de courant sont des points clés à définir à la géométrie d'entrée. En fonction de conditions aux limites, les définitions fondamentales sont, les conditions de Dirichlet, où la valeur du champ de solution est maintenue constante, et les conditions de Neumann, où la dérivée de solution du champ est mise à zéro. En particulier dans les problèmes magnétiques, la condition de Dirichlet force les lignes de flux magnétiques parallèles à la frontière, alors que la condition de Neumann force les lignes de flux perpendiculaires à la frontière. En outre, une périodicité de solutions peut être utilisée pour définir une unipolaire d'une machine multipolaire en arrangeant les frontières sur des côtés opposés de la géométrie pour être égales.

Pour prédire avec précision les performances de la machine, une analyse par la MEF 2D est appliquée à la nouvelle conception obtenue par le circuit magnétique équivalent. Pour évaluer les performances dynamiques du contrôle du flux proposé, la machine passe de l'état stable à 300 tr/min. Cependant, pour atteindre la caractéristique globale de la machine, des vitesses plus élevées devraient, également, être examinées et seront exécutées pour les futurs travaux. Le modèle d'analyse par la MEF a été utilisé pour explorer les problèmes de champ afin de fournir les fonctions de la densité de flux B et le flux φ . Dans le présent travail, la structure de maillage global est définie dans la figure. 6.5.

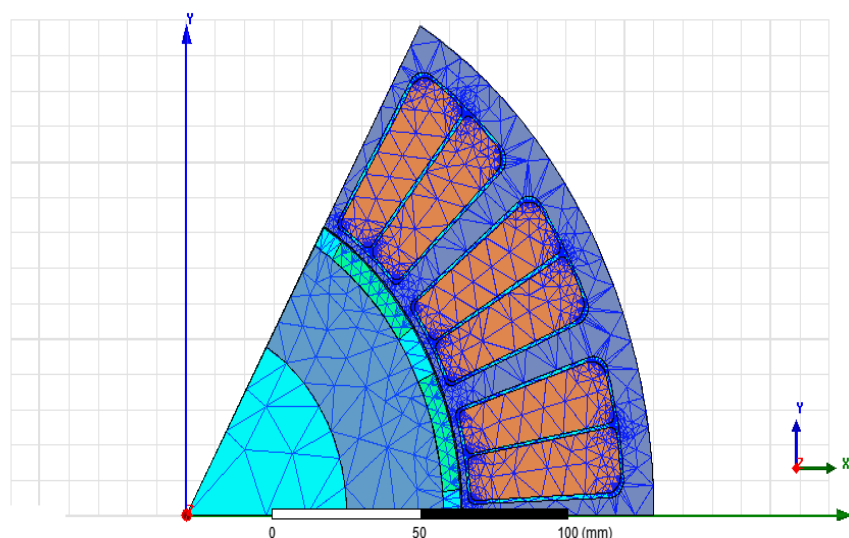
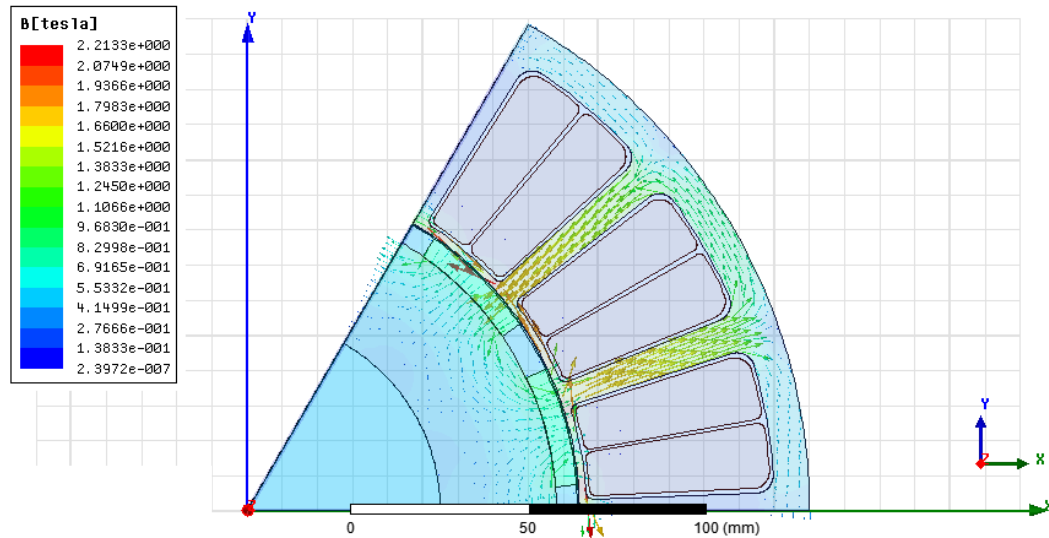
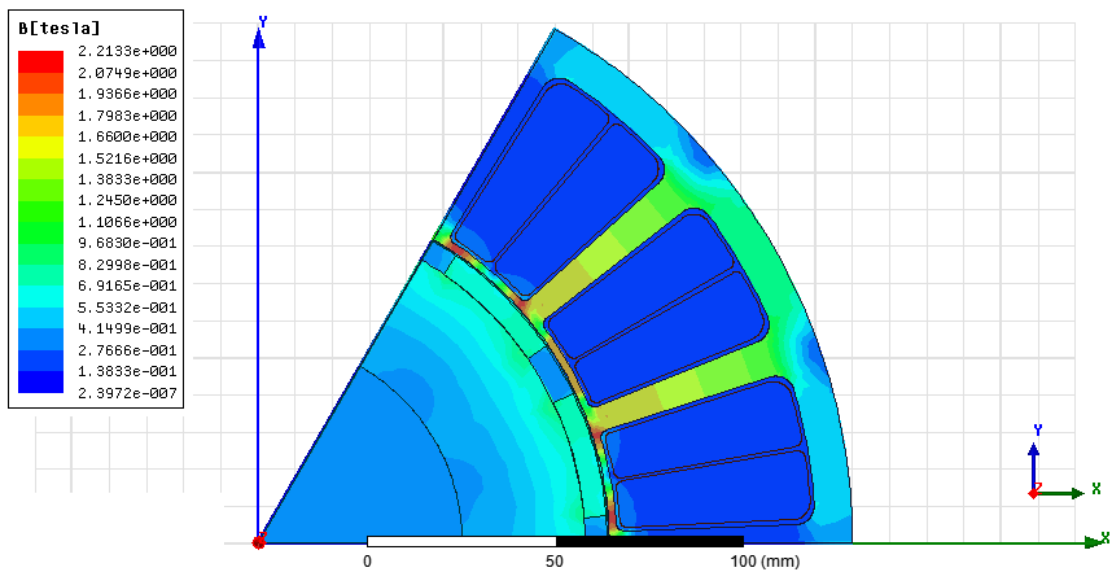


Fig. 6.5 - Structure de maillage de la machine proposée

Les résultats des solutions magnétostatiques et la distribution des lignes de densité de flux sont présentés sur la figure 6.6. Alors que la représentation vectorielle est représentée sur la figure 6.6.a, la figure 6.6.b donne les amplitudes de la densité de flux.



a - Représentation vectorielle de la densité de flux magnétique



b - Intensité de la densité de flux magnétique

Fig. 6.6 - Amplitude et distribution des lignes de la densité de flux magnétique

Selon ces analyses, il a été prouvé que les champs situés dans les encoches sont acceptables avec la valeur actuelle d'épaisseur des dents. Ces régions ont des valeurs maximales de densités de flux autour de 1,8 T, ce qui est suffisant pour la machine. Pour les bords internes des encoches, cette valeur augmente jusqu'à 2 T et c'est dans la limite.

Puisque les valeurs pour chaque nœud peuvent être connues, l'épaisseur des dents du stator peut être optimisée, facilement. On notera que, cette simulation a été calculée pour un entrefer extrêmement petit (0,5 mm), et dans les conditions optimisées (1,5 mm), les valeurs du champ devraient diminuer. Pour la relation entre la densité de flux magnétique et l'entrefer, nous nous référons à l'étude [119].

6.3.2 - Régime transitoire et analyse harmonique

Dans le régime transitoire, la formule d'excitation doit être, initialement, exprimée en :

$$V = V_{max} * \sin(\omega_{rad} * t + \theta_0) \quad (6.12)$$

$$\omega_{rad} = \left(360 * \vartheta_{rpm} * \frac{p}{60}\right) * \frac{\pi}{180} \quad (6.13)$$

Notez que le moteur est excité avec une connexion triphasée équilibrée et en général une excitation sinusoïdale est appliquée. À chaque pas du temps, les phases ont un décalage de 120 degrés. Dans la formule ci-dessus, V_{max} , ω_{rad} , ϑ_{rpm} et p représentent la valeur maximale de la tension d'enroulement, la pulsation de l'excitation, la vitesse du moteur en tours par minute et le nombre de paires de pôles, respectivement.

6.3.2.1 - Analyse de Fourier

L'analyse de Fourier permet la décomposition de la forme d'onde non sinusoïdale du courant avec la somme de signaux sinusoïdaux, pour des fréquences et amplitudes différentes [120]. La transformation des courbes périodiques en analyse de Fourier pour déterminer les formes d'onde d'harmonique est, largement, utilisée dans les caractéristiques de la machine électrique [121] ou d'autres [122]. Nous effectuons une analyse harmonique des performances de la machine à aimant permanent. L'analyse de cette dernière est écartée, car on sait que, pour ce type de machine, le signal de flux magnétiques, les tensions, les courants et les couples mécaniques sont riches en harmoniques d'ordre élevé.

a - Expressions mathématiques

La forme la plus couramment utilisée de la décomposition en série de Fourier d'une fonction $f(t)$ est la forme algébrique suivante :

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (6.14)$$

Où n est un entier naturel et $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_0$ où f_0 est la fréquence fondamentale et a_0 est une constante qui représente la moyenne de la fonction. On calcule les coefficients a_n et b_n avec les formules suivantes:

$$\begin{cases} a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t) dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t) \cos(n\omega t) dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad (6.15)$$

Le calcul des coefficients de la décomposition en série de Fourier d'une fonction $f(t)$ se simplifie lorsque la fonction à décomposer est paire ou impaire.

B - Taux de distorsion harmonique

L'une des solutions destinées à apercevoir la présence d'harmoniques est le calcul du taux de distorsion harmonique (*THD*). Lorsque le *THD* est égal à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau. Il est donné par l'expression :

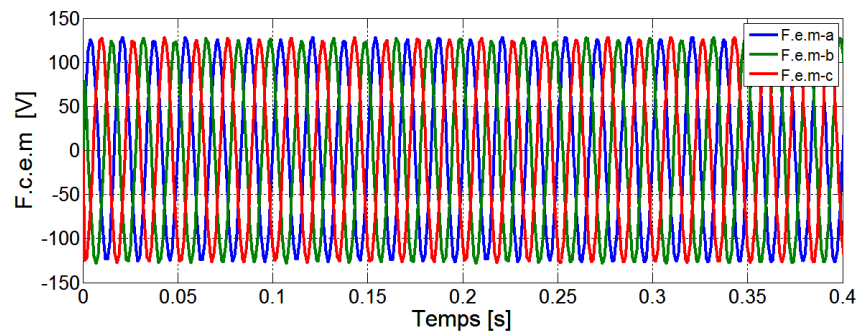
$$THD = \frac{\sqrt{f^2 - f_1^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{f_2^2 + f_3^2 + \dots + f_n^2}}{f_1} \quad (6.16)$$

6.3.2.2 - Performances

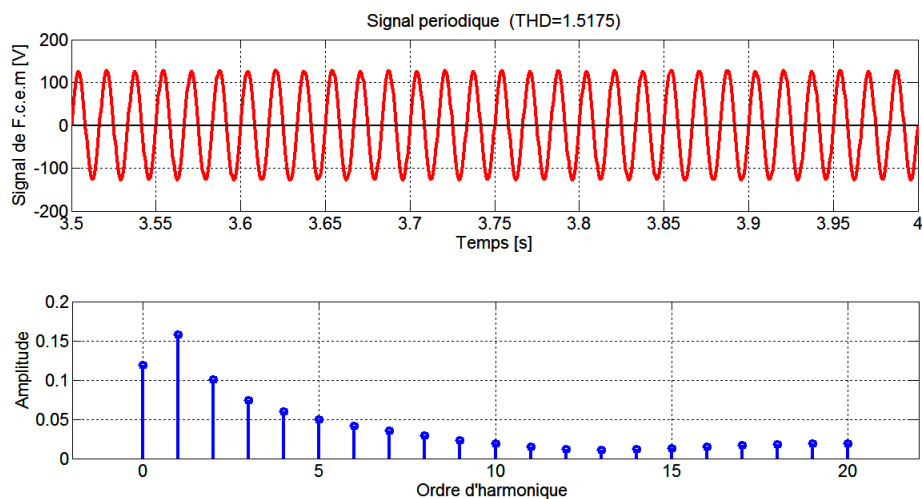
a - F.c.e.m

La force contre-électromotrice (F.c.e.m) dans les enroulements B et C peut être, facilement, obtenue à partir de celle de l'enroulement A de 120 et 240 degrés électriques, respectivement. La figure 6.7 représente la F.c.e.m et son spectre d'harmonique à 300 tr/min pour le cas sans charges. À la vitesse de 300 tr/min, la tension crête à crête maximale est de 126 V. Les formes d'onde obtenues sont sinusoïdales et les déphasages sont, parfaitement, conservés pour les trois phases.

Les formes d'onde des F.c.e.m sont des signaux électriques périodiques par période de 2π qui admettent une asymétrie par rapport aux abscisses, ainsi que le signal du F.c.e.m est troublé par des harmoniques de rangs supérieurs même si le fondamental est prévalent. Ceci est dû à l'effet des encoches sur le signal de F.c.e.m. L'analyse harmonique nous donne un aperçu de la qualité du signal de la F.c.e.m.



a – F.c.e.m des phase A, B, C



b - Aperçu détaillé et spectre d'harmoniques (phase A, sans charge, 127 V, 300 tr/min)

Fig. 6.7 - Forme d'onde de F.c.e.m

Des simulations ont été effectuées pour différentes vitesses comme illustré à la figure 6.8. Selon les simulations transitoires, les amplitudes maximales augmentent jusqu'à 129 V pour 1200 tr/min. Il est à noter que la vitesse du rotor et l'amplitude de F.c.e.m ont une relation linéaire.

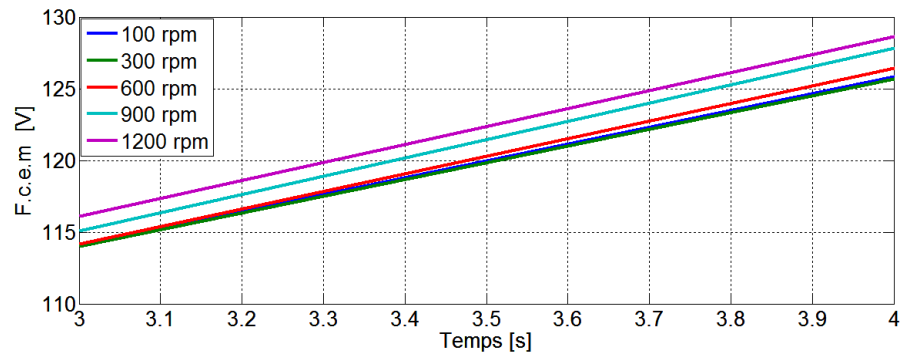
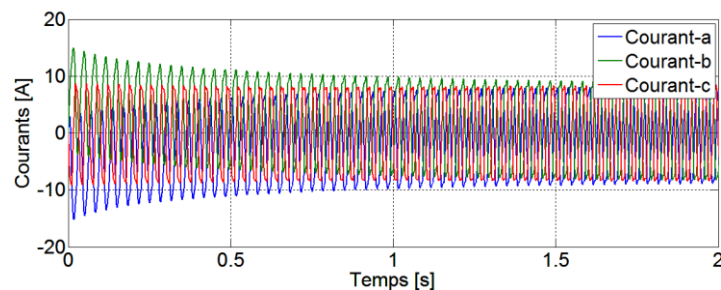


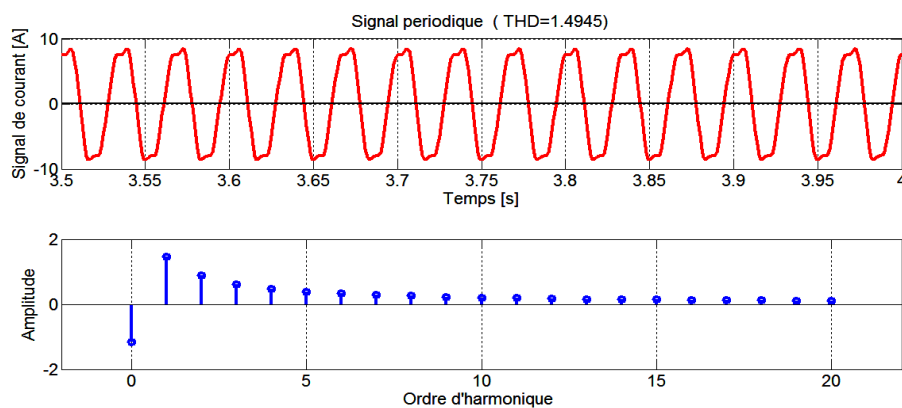
Fig. 6.8 - F.c.e.m en fonction du temps pour différentes vitesses du rotor

b - Courant

Pour cette nouvelle machine, le profil du courant est très important pour la détermination des pertes et la section du fil des enroulements. Les courants circulants à travers les phases et leur spectre harmonique sont représentés sur la figure 6.9 à 300 tr/min. Les amplitudes maximales des courants sont simulées de 8,5 A à 300 tr/min. Ces quantités de courant sont suffisantes pour que les fils puissent être transportés et les déphasages sont, également, très bien observés. Cela indique que la conception de la machine est stable pour chaque phase à 300 tr/min.



a – Courants de charges instantanées des phase A, B, C



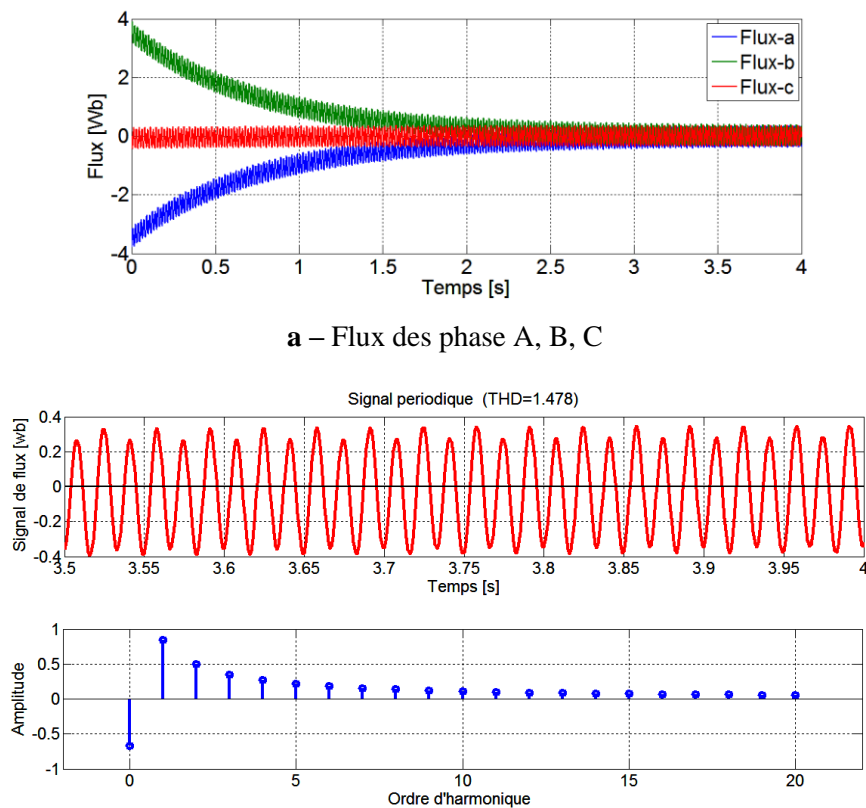
b - Aperçu détaillé et spectre d'harmoniques (phase A, à vide, 127 V, 300 tr/min)

Fig. 6.9 - Courbe de courant

Les courants des phases dans les enroulements connectés en série sont représentés sur la figure 6.9.a. Initialement, il est indiqué que les formes d'onde sont identiques pour chaque phase. Dans les parties minimales et maximales des formes d'onde de courant, il existe de faibles distorsions du signal sinusoïdal idéal. Les résultats de l'exécution de la décomposition harmonique de Fourier sur une phase du courant sont représentés sur la figure. 6.9.b en fonction de l'ordre des harmoniques.

c - Flux magnétique

La figure 6.10 illustre les caractéristiques du flux magnétique et le spectre harmonique du moteur pour un fonctionnement à vide. Après les solutions transitoires, les trois phases donnent la même valeur de flux avec $\pm 0,36$ Wb pour 300 tr/min. Notez que l'aspect sinusoïdal dans la forme d'onde donne une idée de la tension induite de phase. Le déphasage est, également, clair. Le spectre d'harmonique du flux magnétique est représenté sur la figure 6.10. On peut voir qu'à part le composant fondamental, les composants spatiaux ont des valeurs ≤ 10 d'ordre harmonique.



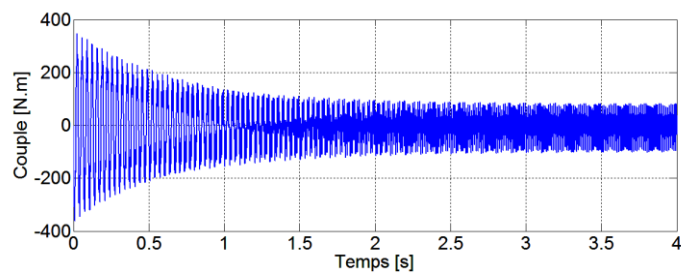
b - Aperçu détaillé et spectre d'harmoniques (phase A, à vide, 127 V, 300 tr/min)

Fig. 6.10 - Flux magnétique

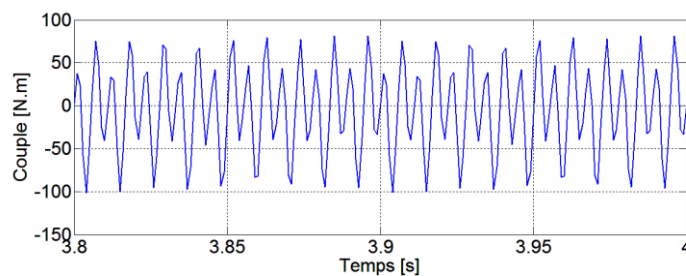
d - Couple mécanique

Les simulations du modèle préliminaire donnent un couple mécanique, comme illustré à la figure 6.11. La simulation globale de la variation du couple mécanique est représentée sur la figure 6.11.a, alors que la dernière partie de la simulation entière est représentée sur la figure 6.11.b pour 300 tr/min.

Selon cette caractéristique, la machine peut produire une valeur moyenne du couple de 65 N.m. Cependant, le couple prend des valeurs négatives et positives puisque la simulation a été réalisée à vide. L'oscillation régulière qui peut être observée découle de la force magnétique dépendant de la position du rotor. En régime permanent, le couple atteint une valeur nominale élevée avec une oscillation régulière et cela est observé en raison de l'effet de saturation et de la géométrie de la machine.



a - Temps de simulation total du couple



b - Zoom sur le couple

Fig. 6.11 - Variation du couple à 300 tr/min

e - Taux d'ondulation du couple

Certaines applications nécessitent un couple avec un taux d'ondulation réduit. Cependant, nous essayons de minimiser les ondulations dans le couple qui sont dues principalement à la disposition des enroulements et des aimants dans la structure du moteur. Le taux d'ondulation est défini par:

$$\tau(\%) = \frac{\Gamma_{\max} - \Gamma_{\min}}{\Gamma_{\text{moy}}} \cdot 100 \quad (6.17)$$

Nous considérons un paramètre qui nous permet de réduire le taux d'ondulation du couple, c'est l'ouverture des aimants.

Les ondulations du couple sont dues à la structure de la machine et à la forme d'onde du courant d'alimentation. La figure 6.12 montre que les ondulations du couple sont liées à celles du couple de détente. L'ondulation minimale du couple résultant correspond à une ouverture des aimants de 50 %.

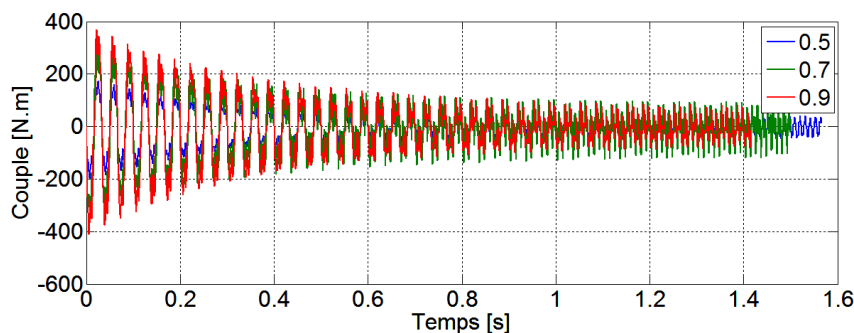


Fig. 6.12 - Variation du couple à 300 tr/min pour des différentes valeurs d'ouvertures des aimants

6.4 - Conclusion

Dans la présente étude de ce chapitre, une nouvelle conception du moteur à aimant permanent a été présentée. Les résultats de l'analyse par la MEF en magnétostatique et en régime transitoire ont prouvé que le moteur triphasé est prometteur pour sa forme d'onde sinusoïdale de tension induite et de courant pour des charges électriques plus faibles. Les résultats magnétostatiques ont prouvé que les dents du noyau du stator sont optimisées pour 0,5 mm. La nouvelle machine peut être excitée par trois phases. La valeur moyenne du couple a été calculée à 65 N.m pour le fonctionnement à vide.

La présence de l'harmonique doit être soigneusement prise en compte, lors du processus de conception de la machine pour minimiser son impact sur l'analyse des performances. Diverses techniques sont disponibles pour minimiser ces effets indésirables, mais de tels sujets dépassent la portée de cette étude.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Dans ce chapitre, des conclusions sont tirées des travaux décrits dans cette thèse et des recommandations sont faites pour d'autres recherches. Les conclusions sont regroupées en quatre catégories. Celles-ci correspondent aux quatre objectifs de la thèse énumérées au chapitre 1:

1. Modélisation analytique;
2. Modélisation numérique par la MEF;
3. Optimisation de la géométrie de la machine pour les meilleures dimensions données;
4. Conception d'une nouvelle structure de machine.

Afin de concevoir une machine électrique, un modèle de la machine électrique a été nécessaire pour analyser la géométrie conçue. Nous avons contribué au développement d'un modèle analytique général qui est capable de prédire les performances électromagnétiques des machines à aimants permanents sans encoches avec aimantation radiale et en structure de Halbach. Le modèle développé permet de déterminer les expressions caractéristiques des grandeurs électromagnétiques du fonctionnement. Il a été démontré que le rotor magnétisé par la structure de Halbach a une densité de flux dans l'entrefer forte et sinusoïdale. En outre, les résultats pour les structures de rotor interne avec deux modèles de magnétisation différents ont été comparés pour confirmer la précision des expressions analytiques et l'efficacité de l'approche analytique. Cependant, la répartition de l'induction à l'entrefer est, fortement, influencée par le sens de l'aimantation des aimants (Halbach et radiale). En outre, l'élévation de la température des aimants diminue leur densité de flux de rémanence, et par conséquent la production de couple.

La modélisation de la machine comprend le modèle magnétostatique basé sur la MEF en 2D, et le modèle électrique. Le modèle magnétostatique a permis de déterminer avec une précision satisfaisante les paramètres électromagnétiques de la machine : induction, flux magnétique, couple de la machine.

Ces paramètres sont injectés dans le modèle électrique de la machine, par conséquent il existe un couplage indirect entre les équations du champ magnétique et les équations électriques de la machine. L'étude concerne une analyse à base de la MEF qui met au point les différences des champs magnétiques, essentiellement, la densité de flux, et une étude analytique basée sur le développement harmonique de l'expression d'induction magnétique. Concernant cette analyse, les résultats d'étude par la MEF montrent que les harmoniques dues aux ondulations d'induction magnétique sont réduites dans la machine à structure de Halbach. Ensuite, l'optimisation de la géométrie de la machine qui est proposée, pour avoir les distributions de densité de flux souhaitées, montre l'influence de certains paramètres sur la distribution du champ magnétique.

Une géométrie optimale de la machine a été trouvée. Les principaux objectifs d'optimisation sont les suivants : minimiser la masse active qui contribue au coût du moteur, maximiser le rendement et maximiser le couple nominal. Pour ces performances dynamiques élevées, deux méthodes sont comparées : une méthode analytique et la méthode de Monte-Carlo ont été utilisées pour calculer les valeurs optimales des cinq paramètres de conception en fonction de la masse pour des valeurs de paramètres matériels donnés. Les résultats obtenus ont été comparés aux relations optimales dérivées de l'analyse. D'après cette étude on peut conclure que la conception optimisée offre de meilleures performances en fonction du rendement amélioré, du poids réduit et d'un couple nominal de la machine. Les résultats obtenus sont validés par la MEF transitoire en utilisant le modèle 2D ; le but recherché dans cette étude a été donc satisfait.

Une nouvelle conception du moteur à aimant permanent a été présentée. La configuration de la machine proposée possède plusieurs avantages. Les résultats de l'analyse par la MEF en magnétostatique et en régime transitoire ont prouvés que le moteur triphasé est prometteur pour sa forme d'onde de tension sinusoïdale induite et son courant pour des charges électriques plus faibles. On outre l'analyse harmonique nous donne un aperçu sur la qualité des signaux. Les formes d'ondes sinusoïdales et leurs valeurs de *THD* sont, également, attrayantes pour les études préliminaires. Diverses techniques sont disponibles pour minimiser ces effets indésirables, mais de tels sujets dépassent la portée de cette étude.

Notre travail a présenté des contributions à divers domaines : la modélisation, l'analyse, la conception et de l'optimisation de machines électriques ; il existe plusieurs directions dans lesquelles des recherches plus approfondies pourraient s'appuyer sur les résultats présentés dans ce travail. Bien qu'offrant déjà d'une bonne précision, l'étude peut être davantage améliorée. Cela peut être fait de la manière suivante:

- Le modèle analytique est très complexe, en particulier le domaine de la machine à stator encoché. Certains travaux peuvent être faits sur la généralisation du modèle pour qu'il soit, également, valable pour les autres géométries de machines. Une amélioration qui doit certainement être faite est pour recalculer la solution du chapitre 3 pour un stator à encoche puisque car ces derniers étant les plus couramment utilisés.
- Dans l'optimisation, la recherche peut être effectuée par le bon choix des coefficients attachés à chaque indice de performance d'optimisation multi-objectifs à somme pondérée. Il est recommandé d'effectuer d'abord une étude des objectifs de conception de la machine et des compromis dans différentes applications. Une approche qui est capable de convertir de tels objectifs et compromis en chiffres avant chaque indice de performance est recommandé.
- Les deux méthodes dérivées dans le chapitre 5, celle de Monte-Carlo et celle de l'optimisation analytique, ont des avantages et des inconvénients; une comparaison de celles-ci avec d'autres méthodes d'optimisation sera, certainement, une entreprise intéressante et valable.
- Les performances du modèle proposé au chapitre 6 peuvent être améliorées en étudiant les moyens d'inclure les effets 3D. Reste à savoir si cette modélisation 3D devrait être faite, analytiquement, en régime magnétodynamique et transitoire. Ces effets 3D peuvent être modélisés, séparément, ou en procédant à une cartographie de l'espace. Cette méthode est constituée en principe d'expressions analytiques, avec des vérifications par l'élément fini dans le cas où cela est nécessaire, c'est-à-dire qu'il s'agit d'une méthode hybride.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Multon, B. « Application des aimants aux machines électrique », Doctoral dissertation, Ecole normale supérieur de Rennes, 2010.
- [2] Collocott, S. J., J. B. Dunlop, P. B. Gwan, B. A. Kalan, H. C. Lovatt, W. Wu, & P. Watterson, « Applications of rare-earth permanent magnets in electrical machines: from motors for niche applications to hybrid electric vehicles », In China Magnet Symposium, Xi'an, China, 2004.
- [3] Jahns, T, « Getting rare-earth magnets out of EV traction machines: a review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains », *IEEE Electrification Magazine*, vol. 05, no. 01, pp.6-18, 2017.
- [4] Qiao, Z., Pan, S., Xiong, J., Cheng, L., Lin, P., & Luo, J, « Electromagnetic and microwave-absorbing properties of plate-like Nd–Ce–Fe Powder », *Journal of Electronic Materials*, vol. 46, no.01, pp. 660–667, 2017.
- [5] Cavagnino, A., Lazzari, M., Profumo, F., & Tenconi, A, « A comparison between the axial flux and the radial flux structures for pm synchronous motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 06, pp. 1517–1524, 2002.
- [6] Arslan, S & kurt, E , « Design optimization study of a torus type axial flux machine », *ECRES 2017 5. European Conference on Renewable Energy Systems*, Vizyon Publishing House, pp. 1–9, 2017.
- [7] Zhao, C., & Zhu, H, « Design and analysis of a novel bearingless flux-switching permanent magnet motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 08, pp. 6127–6136, 2017.
- [8] Faiz, J., Valipour, Z., Shokri-Kojouri, M., & Khan, M.A, « Design of a radial flux permanent magnet wind generator with low coercive force magnets », *2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), IEEE*, pp. 1–7, 2016.
- [9] Park, H. J., Woo, D. K., Jung, S. Y., & Jung, H. K, « Modeling and analysis of magnet skew in axial flux permanent-magnet motor via field reconstruction method », *19th International Conference of Electrical Machines and Systems (ICEMS), IEEE*, pp. 1–4. 2016.

- [10] Virtič, P., Vražić, M., & Papa, G, « Design of an axial flux permanent magnet synchronous machine using analytical method and evolutionary optimization », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 01, pp. 150–158, 2016.
- [11] Hemeida, A., Taha, M., Abdallah, A. A. E., Vansompel, H., Dupré, L., & Sergeant, P, « Applicability of fractional slot axial flux permanent magnet synchronous machines in the field weakening region », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 01, 111–121, 2017.
- [12] P. Kumar & P. Bauer, « Improved analytical model of a permanent magnet brushless DC motor », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 44, no. 10, pp. 2299–2309, 2008.
- [13] M. Markovic & Y. Perriard, « Optimization design of a segmented Halbach permanent-magnet motor using an analytical model», *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 45, no. 07, pp. 2955–2960, 2009.
- [14] A. Rahideh & T. Korakianitis, « Analytical open-circuit magnetic field distribution of slotless brushless permanent magnet machines with rotor eccentricity », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 47, no. 12, pp. 4791–4808, 2011.
- [15] A. Rahideh, & T. Korakianitis, « Analytical magnetic field calculation of slotted brushless permanent-magnet machines with surface inset magnets », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 48, no. 10, pp. 2633–2649, 2012.
- [16] A. Rahideh, & T. Korakianitis, « Analytical calculation of open-circuit magnetic field distribution of slotless brushless PM machines », *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 44, pp. 99–114, 2013.
- [17] Z. Q. Zhu, D. Howe, & C. C. Chan, « Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent magnet machines », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 38, no. 01, pp. 229–238, 2002.
- [18] X.Wang, Q. Li, S.Wang, & Q. Li, «Analytical calculation of air-gap magnetic field distribution and instantaneous characteristics of brushless DC motors », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 18, no. 03, pp. 424–432, 2003.
- [19] K. F. Rasmussen, J. H. Davies, T. J. E. Miller, M. I. McGilp, & M. Olaru, « Analytical and numerical computation of air-gap magnetic fields in brushless motors with surface permanent magnets », *IEEE Transaction on Industry applications*, vol. 36, no. 06, pp. 1547–1554, 2000.

- [20] A. B. Proca, A. Keyhani, A. EL-Antably, W. Lu, & M. Dai, « Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 18, no. 03, pp. 386–391, 2003.
- [21] K. Boughrara, B. L. Chikouche, R. Ibtouen, D. Zarko , & O. Touhami, « Analytical model of slotted air-gap surface mounted permanent-magnet synchronous motor with magnet bars magnetized in the shifting direction », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 45, no. 02, pp. 747–758, 2009.
- [22] S. Jang, H. W. Cho, S. H. Lee, H. S. Yang, & Y. H. Jeong, « The influence of magnetization pattern on the rotor losses of permanent magnet high-speed machines », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 40, no. 04, pp. 2062–2064, 2004.
- [23] P. Zheng, J. Zhao, R. Liu, C. Tong, & Q. Wu, « Magnetic characteristics investigation of an axial-axial flux compound-structure PMSM used for Hevs », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 46, no. 06, pp. 2191–2194, 2010.
- [24] 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 Transaction on Magnetic*, vol. 42, no. 07, pp. 1828–1833, 2006.
- [25] D. Zarko, D. Ban, & T. A. Lipo, « Analytical solution for cogging torque in surface permanent-magnet motors using conformal mapping », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 44, no. 01, pp. 52–65, 2008.
- [26] H. Bali, A. Bellara, G. Barakat, Y. Amara, R. Ibtouen, « On load 2D exact analytical solution of magnetic field in slotted surface mounted PM radial flux synchronous machines: coupling with electric circuit equations », *Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 34, pp. 260–269, 2010.
- [27] Y. N. Zhilichev, « Analytic solutions of magnetic field problems in slotless permanent magnet machines », *International Journal of Computer, Math, Electric, Electron Energy*, vol. 19, no. 04, pp. 940–955, 2000.
- [28] P-D. Pfister, .& Y. Perriard, « Slotless permanent-magnet machines: general analytical magnetic field calculation », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 47, no. 06, pp. 1739–1752, 2011.
- [29] M. Marinescu & N. Marinescu, « New concept of permanent magnet excitation for electrical machines – Analytical and numerical computation », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 28, pp. 1390–1393, 1992.

- [30] Z. P. Xia, Z. Q. Zhu, & D. Howe, « Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 44, no. 04, pp. 1864–1872, 2004.
- [31] K. Halbach, « Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material », *Nucl. Instrum. Methods*, vol. 169, pp. 1–10, 1980.
- [32] J. C. Mallinson, « One-sided fluxes – A magnetic curiosity », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. MAG-9, pp. 678–682, 1973.
- [33] H. Bali, Y. Amara, G. Barakat, R. Ibtouen & M. Gabsi, « Analytical modeling of open circuit magnetic field in wound field and series double excitation synchronous machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, pp. 3802–3815, 2010.
- [34] N.A. Karim, J. Azzouzi & G. Barakat, « Winding functions theory and Maxwell's equations coupled analytical modeling of an axial flux PM synchronous machine », *International Review of Electrical Engineering*, vol. 01, pp. 27–35, 2006.
- [35] T.Senju, N.Urasaki, T. Kinjo, H. Sekine & T.Funabashi, « Parameter measurement for surface-mounted permanent magnet synchronous motor taking stator iron loss into account », *Electric Power Components and Systems, Taylor & Francis*, vol. 33, pp. 1237–1251, 2005.
- [36] R. Ravaud, & G. Lemarquand, « Halbach structures for permanent magnets bearings », *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 14, pp. 263–277, 2010.
- [37] Z. Q. Zhu, Z. P. Xia, Y. F. Shi, D. Howe, A. Pride, & X. J. Chen, « Performance of Halbach magnetized brushless AC motors », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 39, no. 05, pp. 2992–2994, September 2003.
- [38] W. H. Chang, J. H. Chen, & L. P. Hwang, « Single-sided mobile NMR with a Halbach magnet », *Magn. Reson. Imag.*, vol. 24, pp. 1095–1102, 2006.
- [39] C. Ham, W. Ko, & Q. Han, « Analysis and optimization of a Maglev system based on the Halbach magnet arrays », *J. Appl. Phys*, vol. 99, pp. 08P510, 2006.
- [40] Kroese, Dirk P., Thomas Taimre, & Zdravko I. Botev, « Handbook of monte carlo methods », John Wiley & Sons, vol. 706. 2013.
- [41] Ismail, M. S., M. Moghavvemi, & T. M. I. Mahlia, « Genetic algorithm based optimization on modeling and design of hybrid renewable energy systems », *Energy Conversion and Management*, vol. 85, pp. 120–130, 2014.

- [42] Pablo. G-T, Francisco L-I, Carlos A. G-V, Antonio J. G-M & Luis M. F-R, Francisco. J, « Long-term optimization based on PSO of a grid-connected renewable energy/battery/hydrogen hybrid system », *Internartional Journal of Hydrogen Energy*, vol. 39, no. 21, pp.10805-10816, 2014.
- [43] Caner, Murat, & al., « Design optimization of Halbach array permanent magnet motor to achieve sensorless performance using genetic algorithm», *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 35, no. 05, 2016.
- [44] Duan, R. Harley, G. & Habetler, T. G. « Multi-objective design optimization of surface mount permanent magnet machine with particle swarm intelligence », *IEEE Swarm Intelligence Symposium*, pp. 1–5, St. Louis, MO, 2008.
- [45] Jang, S.M. Jeong, S.S. Wan Ryu, D. & Choi, S.K., « Design and analysis of high speed slotless PM machine with Halbach array », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 37, no. 4, pp. 2827–2830, 2001.
- [46] Sadeghi, S. & Parsa, L., « Multiobjective design optimization of five-phase halbach array permanent magnet machine », *IEEE Transactions On Magnetics*, vol. 47, no. 06, pp. 1658–1666, 2011.
- [47] Mardanehi. M, Mirsalim. M & AliAhmadi. M, « A modified analytical approach in modelling and design of axial–flux permanent magnet machines», *Amir Kabir Journal Scientia Iranica*, vol. 17, no. 64-a, pp. 63–69, 2006.
- [48] Davood, A. K & Amir, N. « Design and simulation of PWM rectifier connected a PM generator of micro turbine unit », *Scientia Iranica*, vol. D 19, no. 03, pp. 820–828, 2012.
- [49] Hashemi, Z. Mardaneh & M. Sha Sadeghi M, « High performance controller for interior permanent magnet synchronous motordrive using artificial intelligence methods », *Scientia Iranica*, vol. D 19, no. 6, pp. 1788–1793, 2012.
- [50] Duan, Yao, & Dan M. Ionel, « A review of recent developments in electrical machine design optimization methods with a permanent-magnet synchronous motor benchmark study », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no.03, pp. 1268–1275. 2013.
- [51] Wang, J. Howe, D. & Jewell, G.W. « Analysis and design optimization of an improved axially magnetized tubular permanent-magnet machine », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.19, pp. 289–295, 2004.

- [52] Zhu, Z. Q. Wu, L. J. & Xia, Z. P. « An accurate subdomain model for magnetic field computation in slotted surface mounted permanent-magnet machines », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 46, no.04, pp. 1100–1115, 2010.
- [53] B. N. Cassimere, S. D. Sudhoff, & D. H. Sudhoff, « Analytical design model for surface-mounted permanent magnet synchronous machines », *IEEE Transaction on. Energy Conversion*, vol. 24, no. 02, pp. 347–357, 2009.
- [54] S. Vaez-Zadeh & A. R. Ghasemi, « Design optimization of permanent magnet synchronous motors for high torque capability and low magnet volume », *Electric Power System. Res*, vol. 74, no. 02, pp. 307–313, 2005.
- [55] Makni, Z. Besbes, M. & Marchand, C. « Multi-physics design methodology of permanent – magnet synchronous motors », *IEEE Transaction Vehicul Technolgy*, vol. 56, no.04, pp. 1524–1530, 2007.
- [56] Legranger, J. Friedrich, G. Vivier, S. & Mipo, J. C, « Combination of finite-element and analytical models in the optimal multidomain design of machines: Application to an interior permanent-magnet starter generator », *IEEE Transaction Industrial Application*, vol. 46, no. 01, pp. 232–239, 2010.
- [57] Kurt, E., Gör, H., & Döner, U, « Electromagnetic design of a new axial and radial flux generator with the rotor back-irons », *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 17, pp. 7019–7026, 2016.
- [58] Kurt, E, Gör, H & Demirtas, M, « Theoretical and experimental analyses of a single phase permanent magnet generator (PMG) with multiple cores having axial and radial directed fluxes », *Energy Conversion Management*, vol. 77, pp.163-172, 2014.
- [59] Xu, L., Ye, L, Zhen L., & El-Antably, A, « A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation », *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 31, no. 02, pp. 373–378, 1995.
- [60] Gan, J., Chau, K. T., Chan, C. C., & Jiang, J. Z, « A new surface-inset, permanent-magnet, brushless DC motor drive for electric vehicles », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 05, pp. 3810–3818, 2000.
- [61] Cheng, M., Chau, K. T., & Chan, C. C, « Design and analysis of a new doubly salient permanent magnet motor », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 04, pp. 3012–3020, 2001.

- [62] Gör, H., & Kurt, E, « Preliminary studies of a new permanent magnet generator (PMG) with the axial and radial flux morphology », *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 17, pp. 7005–7018, 2016.
- [63] A. M. El-Refaie & T. M. Jahns, « Impact of winding layer number and magnet type on synchronous surface PM machines designed for wide constant-power speed range operation », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, pp. 53–60, 2008.
- [64] Tangudu, Jagadeesh K., & Thomas M. Jahns, « Comparison of interior PM machines with concentrated and distributed stator windings for traction applications», *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). IEEE*, 2011.
- [65] Di Tommaso, A. O., Mastromauro, R., Miceli, R., Rizzo, R., & Viola, F, « Cogging torque comparison of Interior Permanent Magnet Synchronous Generators with different stator windings », *6th International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP). IEEE*, 2017.
- [66] Ounnadi. M, « Elaboration d'une modèle d'étude en régime dynamique d'une machines permanents », Thèse de Magister, Université de Tizi -ouzou, Algérie, 2011.
- [67] Abdelaoui. H, « Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimant permanent par variables électriques », Thèse de Magister, Université de Tizi -ouzou, Algérie, 2009.
- [68] Boukais. B, « Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : Application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi -ouzou, Algérie, 2012.
- [69] Couderc. M, « Contribution à l'élaboration d'une méthodologie générale de conception des machines à aimants permanents à haute vitesse », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 2008.
- [70] Lateb. R, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à marine par POD », Thèse de Doctorat, Groupe de recherche en électrotechnique et en électronique de Nancy, 2006.
- [71] Bouloukza. I, Mordjaoui. M & Dib. D, « Analytical calculation of partial differential equations applied to electrical machines with ideal Halbach permanent magnets », *International Congress In Honour Of Professor Ravi P. Agarwal ,Uludag University, Bursa.Turkey*, 2014.

- [72] Bouzid. B, Mordjaoui. M & Bouloukza. I, «Analytical calculation of permanent magnetic synchronous machine with ideal Halbach rare earth permanent magnets », *Entech '14 / Iii. International Energy Technologies Conference*, Istanbul, 2015 .
- [73] Z. Q. Zhu, D. Howe, & C. C. Chan, « Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 01, pp. 229–238, 2001.
- [74] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, & B. Ackermann, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, part I: Open-circuit field », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 01, pp. 124–135, 1993.
- [75] Aurélien. V, « Contribution à l'amélioration des performances des machines à courant continu à aimants permanents dans des applications automobiles à forts courants », Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2010.
- [76] Bouloukza. I, Mordjaoui. M, Medoued. A & Guerboussa. F, « Magnetic field analysis of Halbach permanent magnetic synchronous machine », *International Conference On Control, Engineering & Information Technology (Ceit'14) Proceedings* - Copyright Ipco, Issn 2356-5608, 2014.
- [77] Krishnan. R, « Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives », Blacksburg, Virginia, U.S.A, 2010.
- [78] S. Jang, S. Lee, & I. Yoon, « Design criteria for detent force reduction of permanent-magnet linear synchronous motors with Halbach array », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 38, no. 05, pp. 3261–3263, 2002.
- [79] L. Li, M. Ma, B. Kou, & Q. Chen, « Analysis and optimization of slotless electromagnetic linear launcher for space use », *IEEE Transaction on Plasma Science.*, vol. 39, no. 01, pp. 127–132, 2011.
- [80] W. J. Kim, M. T. Berhan, & J. H. Lang, « Analysis and implementation of a tubular motor with Halbach magnet array », in *Proc. IEEE Industry Application Soc., 31th Annu. Meeting*, vol. 01, pp. 471–478, 1996.
- [81] Y. Son, Y. You, & B. Kwon, « Optimal design to increase thrust force in electromagnetic linear actuator for fatigue and durability test machine », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 47, no. 10, pp. 4294–4297, 2011.
- [82] H. A. Leupold, A. Tilak, & E. Potenziani, « Permanent magnet spheres: design, construction, and application », *Journal on Applied Physic*, vol. 87, pp. 4730, 2000.

- [83] C. Xia, H. Li, & T. Shi, « 3-D magnetic field and torque analysis of a novel Halbach array permanent-magnet spherical motor », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 44, no. 08, pp. 2016–2020, 2008.
- [84] J. Jansen, C. M. M. Van Lierop, E. A. Lomonova & A. J. A. Vandenput, « Modeling of magnetically levitated planar actuators with moving magnets », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 43, no. 01, pp. 15–25, 2007.
- [85] W. Min, M. Zhang, Y. Zhu, F. Liu, G. Duan, J. Hu, & W. Yin, « Analysis and design of novel overlapping ironless windings for planar motors », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 47, no. 11, pp. 4635–4642, 2011.
- [86] S. J. Lee, J. M. Kenkel, & D. C. Jiles, « Design of permanent-magnet field source for rotary-magnetic refrigeration systems », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 38, no. 05, pp. 2991–2993, 2002.
- [87] L. Jian, K. T. Chau, Y. Gong, J. Z. Jiang, C. Yu, & W. Li, « Comparison of coaxial magnetic gears with different topologies », *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 45, no. 10, pp. 4526–4529, 2009.
- [88] R. Post, K. Fowler, & S. Post, « A high efficiency electromechanical battery », *Proc. IEEE*, vol. 81, no. 30, pp. 462–474, 1993.
- [89] S. Jang, S. Jeong, D. Ryu, & S. Choi, « Comparison of three types of PM brushless machines for an electro-mechanical battery », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 05, pp. 3540–3543, 2000.
- [90] Benghalia. R, « Élaboration d'un modèle mixte éléments finis - Macro - élément pour l'étude dynamique d'un actionneur à structure symétrique : Cas de la machine synchrone », Mémoire de Magister, Université du 20 août 1955, Skikda, Algérie, 2003.
- [91] Mehasnia. R, « Mise en oeuvre d'une solution mixte analytique — éléments finis pour un problème 2D évolutif : Logiciel MAGANAL », Thèse de Magister, Université du 20 août 1955, Skikda, Algérie, 1999.
- [92] Zarko. D, « A systematic approach to optimized design of permanent magnet Motors with reduced torque pulsations », Thèse de Doctorat, University Of Wisconsin, Madison, 2004.
- [93] Dureisseix. D, « Méthodes numériques appliquées à la conception par éléments finis », Document, ENS de Cachan, puis Université Montpellier, France, 2003.

- [94] S. Basseville & F. Feyel, « Méthodes de résolution en éléments finis », Exposé, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, S3733 - S373, France, 2006.
- [95] Haddar. H, « Quelques aspects pratiques de la méthode des éléments finis », Cours éléments finis, ENSTA, Université de Paris, France, 2006.
- [96] Chong. L, « design of an interior permanent magnet machine with concentrated windings for field weakening applications », Thèse de doctorat, University of new south wales, 2011.
- [97] Boulekza. I, « Modélisation et calcul couplé du champ électromagnétique dans les machines asynchrones en régime transitoire », Thèse de Magister, Université Skikda, Algérie, 2009.
- [98] S. V. Ahamed & E. A. Erdelyi, « Nonlinear theory of salient pole machines », *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-85, pp. 61-70, 1966.
- [99] E. A. Erdelyi, S. V. Ahamed, & R. D. Burtness, « Flux distribution in saturated DC machines at no-load », *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 84, pp. 375–381, 1965.
- [100] P. Silvester & M. V. K. Chari, « Finite element solution of saturable magnetic field problems », *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-89, pp. 1642-1651, 1970.
- [101] M. V. K. Chari & P. Silvester, « Finite-element analysis of magnetically saturated D-C machines », *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-90, pp. 2362-2372, 1971.
- [102] A. Magnus, « Analyse numérique 2 », Institut de Mathématique Pure et Appliquée, Université Catholique de Louvain, Belgique, 2006.
- [103] V. Dolean, H. Fol, S. Lanteri & S. Piperno, « Méthodes de type Galerkin discontinue pour la résolution numérique des équations de Maxwell en régime fréquentiel », Unité de Recherche INRIA, Sophia Antipolis, France, 2006.
- [104] Bouloukza. I, Mordjaoui. M, Medoued. A & Soufi. Y, « Multi objective optimization design and performance evaluation of slotted Halbach PMSM using Monte Carlo method ». *Scientia Iranica Journal*, vol.25, no.03, pp.1533-1544, 2018.
- [105] A.F. Voter, « Introduction to the Kinetic Monte Carlo method », published in *Radiation Effects in Solids*, K.E. Sickafus & E.A.Kotomin, eds., Springer, 2005.

- [106] Durand. A, « Simulation et apprentissage Monte-Carlo de stratégies d'intervention en santé publique », Memoire pour l'obtention du grade de maitre en Sciences, Université Laval Québec, 2011.
- [107] E. Ailam, M.Elbaa, S.Bentridi B.Douine, K.Berger & J.Leveque, « Résolution de l'équation de Laplace par la méthode de Monte Carlo : application à une bobine Supraconductrice », CISTEM 2016 - Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb, Marrakech, Maroc, 2016.
- [108] Bouabça. T, « Introduction d'orbitales corrélées dans les approches Monte-Carlo Quantiques », Thèse de Doctorat, Université Toulouse III — Paul Sabatier, 2009.
- [109] Senesky, M. K, « Electromagnetic generators for portable power applications », Thèse de Doctorat, University of California, Berkeley, 2005.
- [110] N. Metropolis, S. Ulam, *Journal of the statistical association*, vol. 44, pp. 335–341, 1949.
- [111] N. Metropolis, « The beginning of the Monte-Carlo method », *Los Ala-mos Science* 1987.
- [112] J.R. Beeler, Jr., *Phys. Rev.* **150**, 470, 1966.
- [113] K. Binder, in *Monte Carlo Methods in Statistical Physics* (Springer Topics in Current Physics,
- [114] K. Binder & M.H. Kalos, in *Monte Carlo Methods in Statistical Physics – Springer Topics in Vol. 7 – edited by K.Binder – Springer, Berlin, 1979.*
- [115] Makni. Z, « Contribution au développement d'un outil d'analyse multi - physique pour la conception et l'optimisation d'actionneurs électromagnétiques », Thèse de Doctorat, Université Paris-sud, Faculté des sciences d'Orsay, France, 2006.
- [116] Pinkham, A.P. «Modeling and optimization of permanent magnet motors», *Doctoral Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, 2008.*
- [117] Bouloukza. I , Mordjaoui. M , Kurt. E , Bal. G &Ökmen. C, «Electromagnetic design of a new radial flux permanent magnet motor», *Journal Of Energy Systems*, vol. 02, no.01, pp.13-27.
- [118] Neorem Magnets Oy, Technical pages in www.neorem.fi, 2003.
- [119] Kurt E & Gor, H, « Electromagnetic design of a new axial flux generator », 6th international conference electronics, computer and artificial intelligence ECAI, *In: IEEE proc*, pp. 39–42, 2014.

- [120] El mokhtari. M, « Etude des harmoniques générées dans les réseaux électrique, 2014.
- [121] Benakcha. M, Benalia. L, Ameer. F & Tourqui. D.E. « Control of dual stator induction generator integrated in wind energy conversion system », *Journal of Energy Systems*, vol. 01, no. 01, pp. 21–31, 2017.
- [122] Rocha, J. E., & C. Sanchez. «The energy processing by power electronics and its impact on power quality», *International Journal of Renewable Energy Development*, vol. 01, no. 03, pp. 99, 2012.

LISTE DES COMMUNICATIONS ET PUBLICATIONS

- [1] Bouloukza. I, Mordjaoui. M, Medoued. A and Guerboussa. F, « Magnetic field analysis of Halbach permanent magnetic synchronous machine », *International Conference On Control, Engineering and Information Technology (Ceit'14) Proceedings* - Copyright Ipco, Issn 2356-5608, 2014.
- [2] Bouloukza. I, Mordjaoui. M and Dib. D, «Analytical calculation of partial differential equations applied to electrical machines with ideal Halbach permanent magnets », *International Congress In Honour Of Professor Ravi P. Agarwal ,Uludag University, Bursa.Turkey, June 23-26, 2014.*
- [3] Bouzid. B, Mordjaoui. M and Bouloukza. I, «Analytical calculation of permanent magnetic synchronous machine with ideal Halbach rare earth permanent magnets », *Entech '14 / Iii. International Energy Technologies Conference, Istanbul, December 2015 .*
- [4] Bouloukza. I, Mordjaoui. M, Medoued. A and Khelifa. M, « Modélisation et simulation dynamique avec commande de position d'une MSAP », *3ème Conférence Internationale, sur la maintenance et la sécurité industrielle, Cimsi' 2015, Université 20 aout 1955 de Skikda, Algérie, 2015.*
- [5] Khelifa. M, Mordjaoui. M, Medoued. A and Bouloukza. I, « Développement d'un logiciel de dimensionnement des machines électriques basé sur une méthode analytique optimale », *3ème Conférence Internationale, sur la maintenance et la sécurité industrielle, Cimsi' 2015, Université 20 aout 1955 de Skikda, Algérie, 2015.*
- [6] Bouloukza. I, Mordjaoui. M, Medoued. A and Soufi. Y, « Multi objective optimization design and performance evaluation of slotted Halbach PMSM using Monte Carlo method», *3th European Conference on Renewable Energy Systems, ECRES. Antalya. Turkey, October 2015.*
- [7] Bouloukza. I , Mordjaoui. M , Kurt. E , Bal. G and Ökmen. C, « Preliminary electromagnetic design of a new radial flux permanent magnet motor», *5th European Conference on Renewable Energy Systems, ECRES. Sarajevo / BOSNIA and HERZEGOVINA. Proceedings -ISBN: 978-605-86911-5-5, August 2017.*
- [8] Bouloukza. I , Mordjaoui. M , Kurt. E , Bal. G and Ökmen. C , «Electromagnetic design of a new radial flux permanent magnet motor», *Journal Of Energy Systems, vol. 2, no.1, pp.13-27. Doi: 10.30521/Jes.397836, March 2018.*

- [9] Bouloukza. I, Mordjaoui. M, Medoued. A and Soufi. Y, « Multi objective optimization design and performance evaluation of slotted Halbach PMSM using Monte Carlo method ». *Scientia Iranica Journal*, 25(3), 1533-1544, Juin 2018. Doi: [10.24200/Sci.2017.4361](https://doi.org/10.24200/Sci.2017.4361)