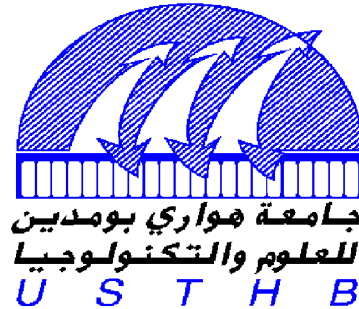


N° d'ORDRE : 12/2012-M/EL

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
« HOUARI BOUMEDIEN »
FACULTE D'ELECTRONIQUE ET D'INFORMATIQUE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER

EN : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : Systèmes Electro-Energétiques

Par Mr- MEZAËCHE Farouq

Sujet

Analyse des performances électromagnétiques de machines à aimants montés sur la surface du rotor

Soutenu publiquement le 07/01/2012, devant le jury composé de :

Mr- A. NAIT SEGHIR	Maître de Conférences/A à l'USTHB	Président
Mr- L. HADJOUT	Maître de Conférences/A à l'USTHB	Directeur de Mémoire
Mr- S. BOUAZABIA	Maître de Conférences/A à l'USTHB	Examineur
Mr- Y. OUAZIR	Maître de Conférences/A à l'USTHB	Examineur

Résumé

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer des modèles pour le calcul des performances de machines synchrones à aimants permanents. Ces modèles sont basés sur la résolution des équations de champ couplées aux équations électriques. Deux modèles de calculs sont développés. L'un utilisant des solutions analytiques et le deuxième exploite la méthode des éléments finis.

Le modèle analytique, en 2 D, que nous avons développé permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques caractéristiques du fonctionnement pour différentes configurations de machines à aimants montés sur la surface du rotor. Ces expressions constituent un outil rapide et efficace pour une analyse paramétrique et pour un pré dimensionnement géométrique.

Le modèle numérique développé, basé quant à lui sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la géométrie réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties. De plus on a considéré une alimentation en tension de la machine. A l'aide de cet outil, on a affiné l'analyse des performances des structures envisagées en étudiant certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique.

Mots-clés : Machines à aimants permanents, modélisation électromagnétique, aimantation, modèles analytiques, méthode des éléments finis.

Abstract

The work carried in the context of this thesis, has developed models for calculating the performance of a synchronous machine with permanent magnets mounted on the rotor surface. These models are based on solving the field equations coupled to the electrical equations. Two calculation models are developed. One using analytical solutions and the second uses the finite element method.

The analytical model, in 2 D, which we developed to determine the expressions of the electromagnetic quantities operating characteristics for different machine configurations magnet mounted on the rotor surface, these expressions are a fast and efficient tool for parametric analysis and a pre geometric dimensioning.

The numerical model developed, which is based on the other hand on solving the field equations by the finite element method in 2D, takes into account the exact geometry of the machine, electrical and magnetic characteristics of its parts. In addition we also considered a power supply of the machine. Using this tool, we have refined the analysis of the performance of structures considered by studying certain characteristics inaccessible by analytical modeling.

Keywords: permanent magnet machines, electromagnetic modeling, magnetization, analytical models, finite element method.

Avant-propos

Ce travail a été accompli au Laboratoire des Systèmes Electriques et Industriels (LSEI) du département d'Electrotechnique de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedién (USTHB).

Je tiens tout d'abord à remercier Dr. L. HADJOUT, pour avoir accepté la direction de ce mémoire, pour son soutien, sa disponibilité, ses conseils avisés, et surtout sa rigueur.

Je tiens également à adresser mes remerciements aux Dr. A. NAIT SEGHIR, Dr. Y. OUAZIR et Dr. S. BOUAZABIA pour l'honneur qu'ils me font en participant au l'examen de ce travail. Merci à Mr. H. BENS Aidanne pour son aide technique indispensable. J'exprime également mes remerciements à mes amis du LSEI.

Un grand merci à ma grande famille, à mes parents, ainsi qu'à mes frères et mes sœurs pour leur aide indispensable durant ces deux années. Malgré la distance, leur soutien familial a toujours constitué le dernier rempart de ma motivation dans les moments de doutes. Pour finir, merci à Belkheir, Oualid, Zakarya et Hichem pour leurs soutiens.

Farouq Mezaâche.

Liste des figures et des tableaux

Liste des figures

CHAPITRE I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Fig. I.1	: Courbes de désaimantation pour des différents matériaux à aimant permanent	4
Fig. I.2	: Formes des encoches du stator	7
Fig. I.3	: La configuration des enroulements d'une MSAP à 4 pôles	8
Fig. I.4	: Coupe transversale de machines à 4 pôles	9
Fig. I.5	: Types d'aimantations des aimants sous un pôle	10
Fig. I.6	: Conception des aimants et leurs aimantations dans l'entrefer	11
Fig. I.7	: Aimants permanents ayant des blocs de différentes orientations	11
Fig. I.8	: Différentes catégories et techniques de minimisation des ondulations du couple ..	12
Fig. I.9	: Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant	14
Fig. I.10	: Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4 pôles	15
Fig. I.11	: Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants	15
Fig. I.12	: Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAPs	16

CHAPITRE II : Modèle analytique de calcul de champ de machines à aimants à entrefer lisse

Fig. II.1	: Structure du type machine étudiée	21
Fig. II.2	: Modèle en 2D d'une machine synchrone à aimant de 4-pôles	24
Fig. II.3	: Présentation des domaines d'étude en 2-D	24
Fig. II.4	: Conditions aux limites entre deux milieux	25
Fig. II.5	: Modèles des aimants	26
Fig. II.6	: Présentation spatiale de l'aimantation radiale sous un pôle	27
Fig. II.7	: Présentation spatiale de l'aimantation mixte sous un pôle	28
Fig. II.8	: Présentation spatiale de l'aimantation tournante sous un pôle	28
Fig. II.9	: Modélisation des encoches statoriques	29
Fig. II.10	: Distribution de la densité volumique équivalente sous un pôle	31
Fig. II.11	: Présentation des modèles d'étude	32
Fig. II.12	: Le modèle circuit de la machine synchrone à aimants	38
Fig. II.13	: Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants	39

CHAPITRE III : Modélisation par élément finis d'une machine synchrone à aimants

Fig. III.1	: Organigramme des différents modules utilisés en Flux-2D	46
Fig. III.2	: Configuration du stator et répartition des bobinages	48
Fig. III.3	: Dimension de l'encoche du stator	48
Fig. III.4	: Les trois architectures du rotor	49
Fig. III.5	: Modélisation des encoches par une densité de courant équivalente	49
Fig. III.6	: Géométrie d'un pôle du moteur	49
Fig. III.7	: Courbe B(H) du matériau M270-35A	50
Fig. III.8	: Coupe transversale et maillage du domaine d'étude	51

Fig. III.9 :	Structure du maillage au niveau de l'entrefer.....	51
Fig. III.10 :	Conditions aux limites appliquées aux frontières du domaine	52
Fig. III.11 :	Modèle d'étude sur le quart du moteur.....	52
Fig. III.12 :	Calcul des performances du moteur à aimants en présence de l'effet des encoches	53
Fig. III.13 :	Modèle pour calculer le couple de détente	53
Fig. III.14 :	Couplage éléments finis-circuits électriques	54
Fig. III.15 :	Couplage circuit électrique-éléments finis pour le calcul les F.E.Ms.....	56
Fig. III.16 :	Couplage circuit électrique-éléments finis dans le cas d'alimentation par courants	56
Fig. III.17 :	Couplage circuit électrique-éléments finis dans le cas d'alimentation par tensions.....	56
Fig. III.18 :	Tension rectangulaire de 120°	58
Fig. III.19 :	Couplage onduleur de tension-éléments finis	58
Fig. III.20 :	Modèle circuit (onduleur + phases statoriques).....	59

CHAPITRE IV : Analyse des performances

Fig. IV.1 :	Inductions magnétiques dans l'entrefer.....	62
Fig. IV.2 :	Formes d'ondes de la force électromotrice pour différents sens d'aimantation (à 1500 tr/mn).....	62
Fig. IV.3 :	Formes d'ondes du couple d'interaction pour différentes sens d'aimantation (alimentation par courants sinusoïdales).....	63
Fig. IV.4 :	Représentation des aimantations créées par les aimants	64
Fig. IV.5 :	Représentation des inductions magnétiques créées par les aimants	64
Fig. IV.6 :	Représentation des potentiels vecteurs magnétiques créés par les aimants	64
Fig. IV.7 :	Représentation des inductions magnétiques créées par courants.....	65
Fig. IV.8 :	Carte de lignes et de la densité du champ pour la structure à aimantation radiale.....	65
Fig. IV.9 :	Carte de lignes et de la densité du champ pour la structure à aimantation mixte	66
Fig. IV.10 :	Carte de lignes et de la densité du champ pour la structure à aimantation tournante.....	66
Fig. IV.11 :	a) Distribution du Champ magnétique pour la structure à aimantation radiale b) La perméabilité relative dans les différentes régions	67
Fig. IV.12 :	Carte de lignes et de la densité du champ dans le cas où la densité de courant existe seule.....	67
Fig. IV.13 :	Répartition de la composante radiale au niveau de l'entrefer (Effet de la saturation).....	68
Fig. IV.14 :	Carte de la densité du champ au niveau de la machine (Structure à aimantation radiale)	69
Fig. IV.15 :	Répartition de la composante radiale de l'induction en présence des encoches	70
Fig. IV.16 :	Formes d'ondes de la force électromotrice (Influence de sens d'aimantation).	70
Fig. IV.17 :	Spectre d'harmonique de la force électromotrice pour les trois types d'aimantations	71
Fig. IV.18 :	Influence de la forme du courant sur le couple d'interaction pour les différents sens d'aimantations	72
Fig. IV.19 :	Influence du sens d'aimantation sur le couple d'interaction pour les différentes formes de courant	73
Fig. IV.20 :	Influence du sens d'aimantation sur le couple électromagnétique ($V_{max}=70$ V)	74
Fig. IV.21 :	Influence de la forme de la tension sur le couple électromagnétique	75

Fig. IV.22 :	La forme de la tension et du courant de phase.....	76
Fig. IV.23 :	Couple développé par le moteur alimenté par onduleur de tension, pour les trois types d'aimantations	76
Fig. IV.24 :	Influence de l'épaisseur sur le couple moyen.....	77
Fig. IV.25 :	Influence de l'épaisseur sur le taux d'ondulation du couple	78
Fig. IV.26 :	Influence de l'ouverture sur le couple moyen	79
Fig. IV.27 :	Influence de l'ouverture sur le taux d'ondulations du couple	80
Fig. IV.28 :	Influence du sens de l'aimantation sur le couple de détente	80
Fig. IV.29 :	Effet de la géométrie des aimants sur le couple de détente pour une aimantation radiale.....	81
Fig. IV.30 :	Effet de la géométrie des aimants sur le couple de détente pour une aimantation mixte	81
Fig. IV.31 :	Effet de la géométrie des aimants sur le couple de détente pour une aimantation tournante.....	81

Liste des tableaux

Tableau II.1 :	Caractéristiques de base de la machine étudiée	20
Tableau III.1 :	Paramètres géométriques du stator	46
Tableau III.1 :	Séquence de fonctionnement des interrupteurs	58

Liste des abréviations et des symboles

Liste des abréviations

2D	Deux dimensions
BaCO ₃	Carbonate de Baryum
OAC	Optimisation Assistée par Ordinateur
AEF	Analyse par Eléments Finis
FEM	Force électromotrice
IM	Moteur à Induction
MEF	Méthode des Eléments Finis.
MSAP	Machine Synchrone à aimants Permanents.
NdFeB	Néodyme-Fer-Bore
SmCo	Samarium-Cobalt
SrCO ₃	Carbonate de Strontium

Liste des symboles

B_r	Induction rémanente
B	Induction magnétique
D	Déplacement électrique
e	Epaisseur de l'entrefer
ea	Epaisseur des aimants
e_i	Force électromotrice de la phase i ($i=a, b, c$)
E	Intensité du champ électrique
F	Coefficient de foisonnement
h	Rang harmonique du temps
H	Intensité du champ magnétique.
H_c	Champ coercitif
i_{is}	Courant de phase statorique i ($i=a, b, c$)
I	Intensité du courant de phase
j	Nombre de blocs d'aimants sous un pôle
J_{ex}	Densité de courant
K_{bn}	Coefficient de bobinage de l'enroulement statorique
K_{fn}	Coefficient de bobinage de filtrage :
K_{dn}	Coefficient de bobinage de distribution :
K_{rn}	Coefficient de bobinage de raccourcissement
K_{in}	Coefficient de bobinage d'inclinaison

L	Inductance propre des enroulements statoriques
L_u	Longueur active
M	Inductance mutuelle des enroulements statoriques
M_r	Composante radiale de l'aimantation des aimants.
M_θ	Composante tangentielle de l'aimantation des aimants.
M_{rn}	Amplitude des harmoniques de rang n de l'aimantation radiale
$M_{\theta n}$	Amplitude des harmoniques de rang n de l'aimantation tangentielle
n	Rang harmonique d'espace
N	Nombre de conducteurs dans une encoche
p	Nombre de paires de pôles
R_4	Rayon externe de la machine
R_3	Rayon d'alésage
R_1	Rayon du fer rotorique
R_s	Résistance des enroulements statoriques
S	Section équivalente à la couche des conducteurs d'une phase/pole,
T_c	Température de Curie
v_{is}	Tension de phase statorique i ($i=a, b, c$)
Z	Nombre d'encoches statoriques
α_0	Ouverture des aimants sur un pas polaire.
β	Angle de raccourcissement (d'enroulements statoriques)
γ_i	Angle de décalage horizontal de l'axe du rotor
Γ	Couple d'interaction du moteur à aimants
ϵ	Permittivité du milieu du champ électromagnétique.
ξ	Ouverture de l'encoche statorique
μ	Perméabilité du milieu du champ électromagnétique.
μ_a	Perméabilité des aimants
μ_0	Perméabilité d'air
μ_r	Perméabilité relative
θ	Coordonnée rotorique
θ_0	Décalage initial du rotor par rapport au stator
θ_j	Angle du sens d'aimantation.
θ_s	Coordonnée statorique
ρ	Densité volumique de charge électrique.
σ	Conductivité du milieu du champ électromagnétique.
τ_D	Pas dentaire.
Φ_a	Flux total par phase (a)
Ω	Vitesse de rotation

Table des matières

Résumé	i
Abstract	ii
Avant-propos	iii
Liste des figures et des tableaux	iv
Liste des abréviations et des symboles	vii

Introduction générale	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE I : Généralités sur les machines synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction	3
I.2. Types des aimants permanents	4
I.2.1. Les Alnicos	5
I.2.2. Les Ferrites	5
I.2.3. Les aimants à terres rares	5
I.3. Classification des machines à aimants	6
I.3.1. Conception du stator	6
I.3.2. Conception du rotor	8
I.3.2.1. Machines à aimants insérés	8
I.3.2.2. Machines à aimants montés en surface	9
I.3.2.3. Types d'aimants	9
I.4. Formes de l'induction magnétique dans l'entrefer	10
I.5. Fluctuations du couple dans les machines à aimants	11
I.6. Alimentations des moteurs synchrones à aimants	13
I.6.1. Structure avec alimentation par courant	13
I.6.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux	13
I.6.1.2. Alimentation par courants rectangulaires	14
I.6.1.3. Alimentation par onduleur	15
I.6.2. Structure avec alimentation en tension	15
I.7. Applications et avantages des machines à aimants	17
I.8. Conclusion	18

CHAPITRE II : Modèle analytique de calcul de champ de machines à aimants à entrefer lisse

II.1. Introduction	19
II.2. Caractéristiques de la machine étudiée	20
II.3. Equations de Maxwell	22
II.4. Formulation en potentiel vecteur magnétique	22
II.5. Hypothèses Simplificatrices	23

II.6. Présentation des domaines d'étude	24
II.7. Modélisation des sources.....	26
II.7.1. Modèles des aimants.....	26
a) Aimantation radiale	27
b) Aimantation mixte	27
c) Aimantation tournante.....	28
II.7.2. Modélisation des courants statoriques.....	28
a) Alimentation sinusoïdale	29
b) Alimentation non- sinusoïdale.....	30
II.8. Expressions des potentiels vecteurs magnétiques.....	32
II.8.1. Potentiels créés par les aimants seuls	32
II.8.2. Potentiel créé par les courants (en l'absence des aimants)	34
a) Alimentation sinusoïdale	34
b) Alimentation non- sinusoïdale.....	34
II.9. Performances de la machine étudiée.....	35
II.9.1. Calcul des inductions magnétiques	35
a) Inductions dues aux aimants.....	35
b) Inductions magnétiques dues aux courants	36
II.9.2. Flux et Force Electromotrice à vide	36
II.9.3. Calcul du Couple d'interaction	37
a) alimentation en courants sinusoïdaux	37
b) alimentation en courants rectangulaires.....	37
II.10. Modèle circuit électrique d'une machine synchrone à aimants.....	38
II.10.1. Hypothèses simplificatrices	38
II.10.2. Equations électriques de la machine.....	38
II.10.3. Calcul des paramètres du circuit électrique	40
II.10.3.1. Calcul des inductances propres et mutuelles	40
a) Inductance propre.....	40
b) Inductance mutuelle	41
II.10.3.2. Calcul de la résistance d'une phase statorique.....	41
II.11. Conclusion.....	41

CHAPITRE III : Modélisation par élément finis d'une machine synchrone à aimants

III.1. Introduction	42
III.2. La méthode des éléments finis	43
III.3. Logiciel de résolution	43
III.3.1. Présentation du code de calcul.....	44
III.3.2. Structure du Flux2D	44
III.4. Modèle numérique du moteur synchrone à aimants.....	46
III.4.1. Présentation des modèles.....	46
III.4.1.1. Configuration du stator	46
III.4.1.2. Configuration du rotor	47
III.4.2. Modèle numérique avec stator lisse	48
III.4.3. Dimensions géométriques.....	48
III.4.4. Propriétés physiques.....	49

III.4.5. Maillage et conditions aux limites	49
a) Condition de Dirichlet	50
b) Condition Anticyclique	50
III.5. Modèle numérique en présence des encoches statoriques	51
III.5.1. Domaine d'étude	51
III.5.2. Calcul du couple de détente	51
III.6. Couplage circuits - éléments finis.....	53
III.6.1. Principe du couplage champ-circuit	54
III.6.2. Calcul des forces électromotrices.....	54
III.6.3. Alimentation en courant	55
III.6.4. Alimentation en tension.....	55
a) alimentation par des tensions sinusoïdales	56
b) alimentation par des tensions rectangulaires	56
III.6.5. Alimentation par onduleur de tension	57
III.7. Conclusion.....	59

CHAPITRE IV : Analyse des performances

IV.1. Introduction	60
IV.2. Validation des modèles d'analyse	61
a) Validation des inductions magnétiques.....	61
b) Validation des force-électromotrices	62
c) Validation des couples d'interactions	63
IV.3. Analyse du champ électromagnétique	63
IV.3.1. Cartes du champ.....	65
a) Aimants seuls	65
b) Courants seuls	67
IV.3.2. Etat magnétique de la machine	68
IV.3.3. Effet des encoches.....	69
IV.4. Analyse des forces électromotrices	70
IV.5. Analyse du couple électromagnétique pour une alimentation en courants.....	71
a) Influence de la forme du courant	72
b) Influence du sens d'aimantation	73
IV.6. Analyse du couple électromagnétique pour une alimentation en tensions	74
a) Alimentation par des tensions sinusoïdales et rectangulaires	74
b) Alimentation par onduleur de tension.....	76
IV.7. Influence de la géométrie des aimants.....	77
a) Influence de l'épaisseur des aimants sur le couple moyen.....	77
b) Influence de l'épaisseur des aimants sur le taux d'ondulations du couple	78
c) Influence de l'ouverture des aimants sur le couple moyen	78
d) Influence de l'ouverture des aimants sur le taux d'ondulations du couple	79
IV.8. Analyse du couple de détente.....	80
IV.9. Conclusion	82
Conclusion générale.....	83
Références bibliographiques	85

Introduction générale

Ces dernières années, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) remplacent progressivement les moteurs à induction dans plusieurs domaines d'application [KHA09]. Cela devient une tendance en raison de certaines caractéristiques clés des MSAP, telle que la compacité, l'efficacité, la robustesse, la fiabilité, et l'adaptation de leur forme avec l'environnement de travail. [ROJ10, WAN10, WU11].

Aujourd'hui, les machines à aimants occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance (robotique, électroménager, etc...); de moyenne puissance (machines à outils, véhicules électriques; aéronautique, etc...) pour les entraînements à vitesse variable ainsi que pour les grandes puissances en particulier dans la traction ferroviaire, la propulsion navale et la production de l'énergie électrique (éoliennes) [CHE96, CHO11, LIN08].

Les matériaux magnétiques jouent un rôle vital dans les machines électriques [VIS08]. Depuis plusieurs années, le développement de nouveaux matériaux, les aimants permanents (NdFeB) notamment, l'amélioration des performances des tôles magnétiques ainsi que la mise au point de logiciels de calcul puissants ont permis de mettre sur le marché des machines électriques très performantes [PER07, ZAH08]. Une attention particulière a été accordée aux machines à aimants permanents montés sur la surface du rotor en raison de leurs avantages multiples.

Les machines à aimants présentent une grande diversité de structures. Cette diversité porte beaucoup plus sur la structure du rotor car ces machines présentent en général un stator analogue à celui des machines synchrones ou asynchrones classiques.

Dans les MSAP, il y a deux catégories principales pour les topologies du rotor et du stator, respectivement. Pour le rotor, les aimants peuvent être montés soit sur la surface ou enterrés à l'intérieur du rotor. Pour le stator, la configuration d'enroulement peut être soit concentrée ou à enroulements distribués.

Le couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents est très lié à son mode d'alimentation et à la structure interne de son inducteur. Ce couple est principalement affecté par les fluctuations de la distribution du champ, qui dépendent de la configuration de l'inducteur et par la présence des encoches. A haute vitesse, les ondulations du couple peuvent

être généralement filtrées par l'inertie du système. Cependant, à basse vitesse, ces ondulations deviennent particulièrement indésirables et ne peuvent être tolérées dans des applications telles que l'asservissement du contrôle de position. [BOU09].

L'objectif de ce travail est de développer des modèles pour le calcul des performances de machines à aimants. Ces modèles sont basés sur la résolution des équations de champ couplées aux équations électriques. Deux modèles de calculs sont développés. L'un utilisant des solutions analytiques et le deuxième exploite la méthode des éléments finis. Il s'agit ensuite, en exploitant les modèles développés, d'analyser l'influence de l'aimantation des aimants et des différents modes d'alimentations sur les performances de la machine envisagée. Une attention particulière sera portée aux forces électromotrices et aux couples développés.

Ce mémoire est organisé comme suit :

Le premier chapitre présente des généralités sur les aimants et leurs utilisations comme inducteur dans les machines électriques. Les modes d'alimentation de ces machines sont aussi présentés.

Le deuxième chapitre présente l'outil d'analyse basé sur le calcul analytique du champ de la machine synchrone à aimants montées en surfaces. Nous abordons dans une deuxième partie de ce chapitre le modèle circuit.

Le troisième chapitre présente l'analyse par éléments finis des moteurs synchrones à aimants en utilisant le code de calcul représenté par Flux2D. A l'aide de cet outil, nous développons une résolution couplée entre les équations de champ et les équations circuits de la machine.

Le quatrième chapitre contient l'étude de l'influence de l'aimantation des aimants et de l'alimentation de la machine sur les performances électromagnétiques notamment sur l'amplitude et la forme du couple.

Une conclusion clôture les quatre chapitres de ce travail.

CHAPITRE. I

Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction

A l'origine, l'actionneur à aimant dérive exclusivement de la machine à collecteur mécanique où l'excitation fixe a été remplacée, presque sans changement technologique, par un aimant permanent.

La mise au point d'aimants de plus en plus performants a conduit à un développement de plus en plus important des machines à excitation naturelle.

L'excitation des moteurs à aimants est fournie par des aimants permanents, le système balais collecteur étant éliminé, donnant ainsi une structure simple et robuste [ABO05].

Les moteurs à aimants permanents sont particulièrement bien adaptés pour des performances élevées en raison de leur capacité maximale à développer un couple élevé et essentiellement leur relation linéaire entre le couple et le courant statorique [SLE94].

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAPs) sont de plus en plus appliqués dans divers domaines tels que la traction, l'automobile, la robotique et la technologie aérospatiale.

Dans ce chapitre, nous donnons un aperçu sur les aimants et sur la famille des machines électriques à aimants en précisant les différentes structures de leur stator et de leur rotor. Nous présentons aussi les modes de leurs alimentations en fonctionnement synchrone.

I.2. Types des aimants permanents

L'utilisation des aimants permanents améliore l'efficacité des machines, car il n'y a pas de pertes de puissance dans les enroulements d'excitation et mène à la diminution de la masse de la machine [WAC11].

Les propriétés des aimants permanents affectent directement sur les performances de la machine. Il existe trois classes des aimants permanents utilisés actuellement pour les machines électriques [EHS10, WAC11]:

- Les Alnicos (Al, Ni, Co, Fe),
- Les Céramique (ferrites),
- Les matériaux à terres rares: le samarium-cobalt (SmCo), et le néodyme-fer-bore (NdFeB).

Les caractéristiques de démagnétisation des différents aimants à température normale (20°) sont montrées dans la figure (I.1).

Les courbes $B(H)$ moyennes présentées sur la figure (Fig. I.1) s'abaissent quand la température s'élève et au-delà d'une température T_c (température de Curie), le matériau perd totalement ses propriétés magnétiques. Le point de Curie varie avec les matériaux mais il se situe habituellement entre 700° et 900°. Pour réduire l'induction rémanente de sa valeur B_r jusqu'à zéro, il faut dépenser une certaine quantité d'énergie.

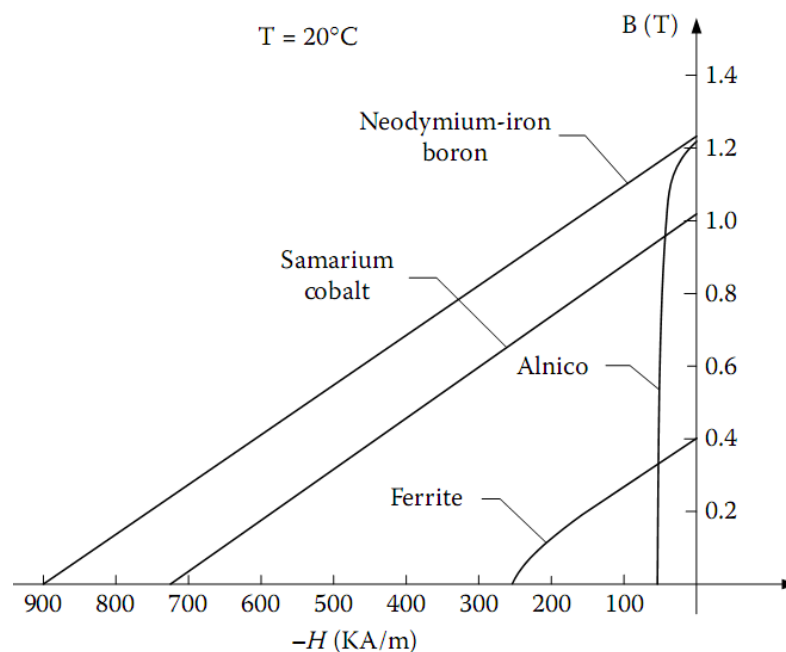


Fig. I.1 : courbes de désaimantation pour des différents matériaux à aimant permanent [EHS10]

Pour les matériaux doux, cette quantité d'énergie est assez faible (de l'ordre de 10 J/m^3) tandis que les matériaux durs, requièrent des quantités d'énergie élevées (de l'ordre de 50000 J/m^3). Ce qui distingue précisément les matériaux à aimants permanents des autres matériaux.

Les matériaux utilisés pour la fabrication des aimants permanents doivent donc posséder à la fois une induction rémanente B_r élevée et un champ coercitif H_c de grande intensité de sorte que l'énergie requise pour les désaimanter soit aussi grande que possible.

I.2.1. Les Alnicos

L'Alnicos est un alliage d'aluminium (Al), nickel (Ni) et le cobalt (Co) avec de petites quantités d'autres éléments ajoutés pour améliorer les propriétés de l'aimant. Ces aimants ont une grande résistance à la corrosion, et possède une résistance mécanique élevée et de très hautes températures de travail [KHO10], leurs température de service est « $500 \text{ }^\circ \text{C}$ » [WAC11]. Ils sont caractérisés par [LED09] :

$$B_r = 0,8 \text{ à } 1,1 \text{ T}, \quad H_c = 100 \text{ à } 150 \text{ kA / m}, \quad (BH)_{\max} = 60 \text{ à } 90 \text{ kJ / m}^3.$$

Les Alnicos ont été utilisés dans les moteurs ayant une puissance de quelques Watt à 150 kW. Les aimants permanents à base des Alnicos ont été utilisés dans l'industrie à partir des années 1940 à environ 1970, lorsque les ferrites sont devenues les matériaux les plus utilisés [EHS10].

I.2.2. Les Ferrites

Les aimants à base de Céramiques en ferrite sont faits d'un composite d'oxyde de fer et de la carbonate de baryum (BaCO_3) ou carbonate de strontium (SrCO_3). Ces matériaux ont été largement disponibles depuis les années 1950 [KHO10]. Leurs température de service maximale est de $300 \text{ }^\circ \text{C}$ [WAC11]. Ils sont caractérisés par [LED09] :

$$B_r = 0,3 \text{ à } 0,4 \text{ T}, \quad H_c = 200 \text{ à } 300 \text{ kA / m}, \quad (BH)_{\max} = 25 \text{ à } 30 \text{ kJ / m}^3.$$

I.2.3. Les aimants à terres rares

Au cours des trois dernières décennies, des progrès plus importants en ce qui concerne la densité d'énergie $(BH)_{\max}$ ont été réalisés avec le développement des terres rares. La première génération des aimants permanents à terres rares est basée sur la composition du samarium-cobalt (SmCo_5) dans les années 1960 et a été commercialisée depuis le début des années 1970 [EHS10]. Leur température de service maximale est de « $300 \text{ }^\circ \text{C}$ » [WAC11].

Les aimants (SmCo_5) sont caractérisés par [LED09]:

$$B_r = 0,8 \text{ à } 1 \text{ T}, \quad H_c = 500 \text{ à } 800 \text{ kA / m}, \quad (BH)_{\max} = 120 \text{ à } 250 \text{ kJ / m}^3.$$

Aujourd'hui les NdFeB, sont produits en quantités croissantes, ils ont de meilleures propriétés magnétiques que celles des SmCo, mais seulement à la température ambiante. Les courbes de démagnétisation, en particulier la force coercitive, sont fortement dépendantes de la température

[EHS10]. Leur température de service maximale est de $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ [WAC11]. Les aimants NdFeB sont caractérisés par [LED09]:

$$B_r = 0,8 \text{ à } 1,2 \text{ T}, \quad H_c = 700 \text{ à } 900 \text{ kA / m}, \quad (BH)_{\max} = 200 \text{ à } 300 \text{ kJ / m}^3.$$

En général, les principales caractéristiques pour la sélection d'un aimant permanent pour son utilisation dans les machines électriques peuvent être résumées comme suit [KHO10]:

- Haute densité d'énergie.
- Une caractéristique de démagnétisation linéaire dans le voisinage du deuxième quadrant (courbe BH).
- Une grande stabilité par rapport à la température.
- Haute résistance spécifique pour atténuer les courants de Foucault.
- Durabilité contre la corrosion et de démagnétisation.
- Faible coût.

I.3. Classification des machines à aimants

Il y a plusieurs façons de classer les machines à aimants permanents, ils sont basés sur l'orientation du champ magnétique, la position du rotor par rapport au stator, la forme de la force électromotrice (F.E.M), la disposition des aimants dans le rotor, et la présence des encoches statoriques [ISL09].

I.3.1. Conception du stator

La structure du stator d'une machine synchrone à aimant est similaire à celle d'une machine à induction. Selon l'application, la distribution de la force-électromotrice pourrait être sinusoïdale ou trapézoïdale [MI01].

Basés sur le courant d'excitation, les machines à aimants peuvent être classées en deux types [KHA09]:

- Machine à FEM sinusoïdale
- Machine à FEM trapézoïdale

Dans le cas d'une machine à aimant permanent à FEM sinusoïdale, le flux dans les enroulements du stator est produit par les aimants ayant une répartition sinusoïdale autour de l'entrefer. Tandis que dans une machine à FEM trapézoïdale il est réparti trapézoïdalement autour de l'entrefer [KHA09].

Les machines à aimants peuvent aussi être classées en fonction de la présence ou non des encoches dans le stator [ISL09] :

- Machine avec stator encoché conventionnelle.
- Machine avec stators sans encoches (surface enroulé)

Dans une machine sans encoches statoriques, le couple de détente est presque nulle. Pour les moteurs ayant les mêmes dimensions et les mêmes matériaux magnétiques, le niveau de couple moyen dans un moteur sans encoches est plus faible que le couple moyen dans un moteur encoché [ISL09].

Il y a plusieurs formes pour les encoches statoriques, où différents types sont présentés dans [PYR08]. La figure I.2 illustre quelques formes d'encoches utilisées dans les machines à aimants.

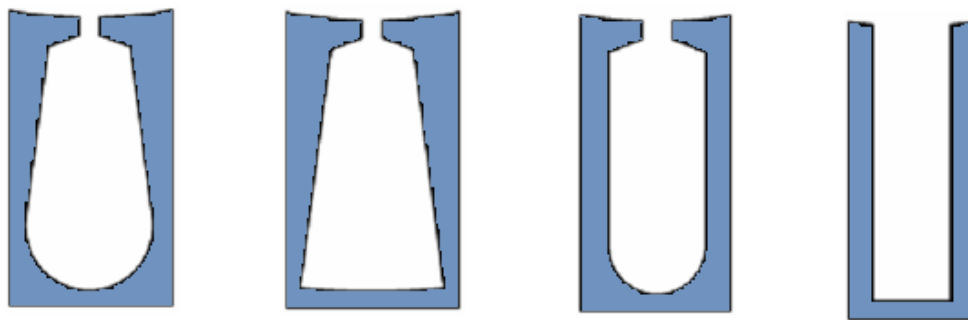


Fig. I.2: Formes d'encoches du stator [BRE10].

Les performances des machines à aimants permanents montés en surface avec deux types d'enroulements distribués et concentriques ont été évalués dans [MAG04].

Les conceptions avec enroulements concentriques sont souvent utilisées dans les petits moteurs ainsi que dans les servomoteurs en raison de leur courte tête de bobines et qu'ils occupent des petites tailles [ABO05].

L'utilisation de bobinages concentriques dans les MSAP a plusieurs avantages: la force électromotrice (FEM) est assez sinusoïdale, le couple de détente est de faible amplitude et un volume de cuivre réduit qui permet de réduire les pertes Joules [ABO05].

Cependant, il peut également être noté que les machines à aimants avec bobinages concentriques ont quelques inconvénients par rapport à une machine avec enroulements distribués: les pertes par courants de Foucault dans les aimants et les variations des forces magnétiques sur les dents du stator peuvent être potentiellement élevées. Le dernier point peut être à l'origine de bruit acoustique et de vibrations excessives du moteur [MAI10, TAN11].

La figure (I.3) illustre la configuration des enroulements concentriques et distribués d'une MSAP à 4 pôles.

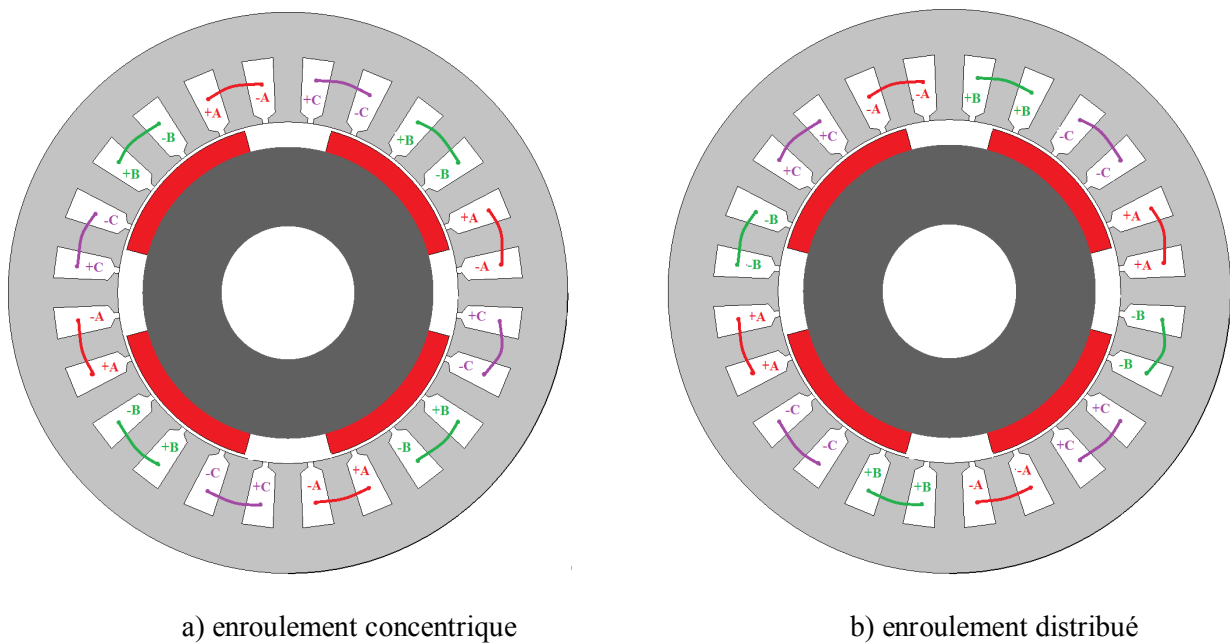


Fig. I.3 : La configuration des enroulements d'une MSAP à 4 pôles [SAI01].

I.3.2. Conception du rotor

Plusieurs géométries du rotor des machines à aimants sont présentées dans la littérature. Selon l'emplacement des aimants sur le rotor, on peut trouver deux principales classes [DEH10, KHO10, SEB86]:

- Rotor avec aimants permanents insérés
- Rotor avec aimant montés en surface

I.3.2.1. Machines à aimants insérés

Les machines synchrones à aimants insérés sont développées en intégrant les aimants permanents dans la structure du rotor. Cela conduit à une saillance magnétique dans le rotor, qui produit un couple de réluctance. Ce type de machine est souvent utilisé dans l'entraînement des véhicules électriques.

Une machine synchrone à aimants avec un rotor de 4 pôles est montrée dans la figure (I.4-a).

Les caractéristiques de la machine à aimants insérés peuvent être résumées comme suit [BOS88] :

- la machine est plus robuste permettant ainsi une vitesse de fonctionnement beaucoup plus élevée,
- l'entrefer effectif étant faible, l'effet de la réaction d'induit est dominant.
- Une saillance inversée est introduite dans la machine ($X_{qs} > X_{ds}$), et par conséquent le couple est affecté par l'effet de réluctance.

I.3.2.2. Machines à aimants montés en surface

Parmi les principaux types de structures de rotor, le rotor avec aimants montés en surface, comme indiqué dans la figure (I.4-b) sont couramment utilisés dans les moteurs synchrones à aimants permanents à cause de leur simplicité [LED09, SAL03].

Dans une machine à aimants montés en surface, les aimants sont généralement aimantés radialement. La construction de la machine est assez simple et qu'elle présente un bon coût, et de simple structure, car les aimants peuvent être attachés à la surface du rotor [SAL03].

Le flux de fuite du rotor dans cette construction est très faible en raison de l'écart d'air important vu par le flux de fuite sur le bord des aimants [SEB86].

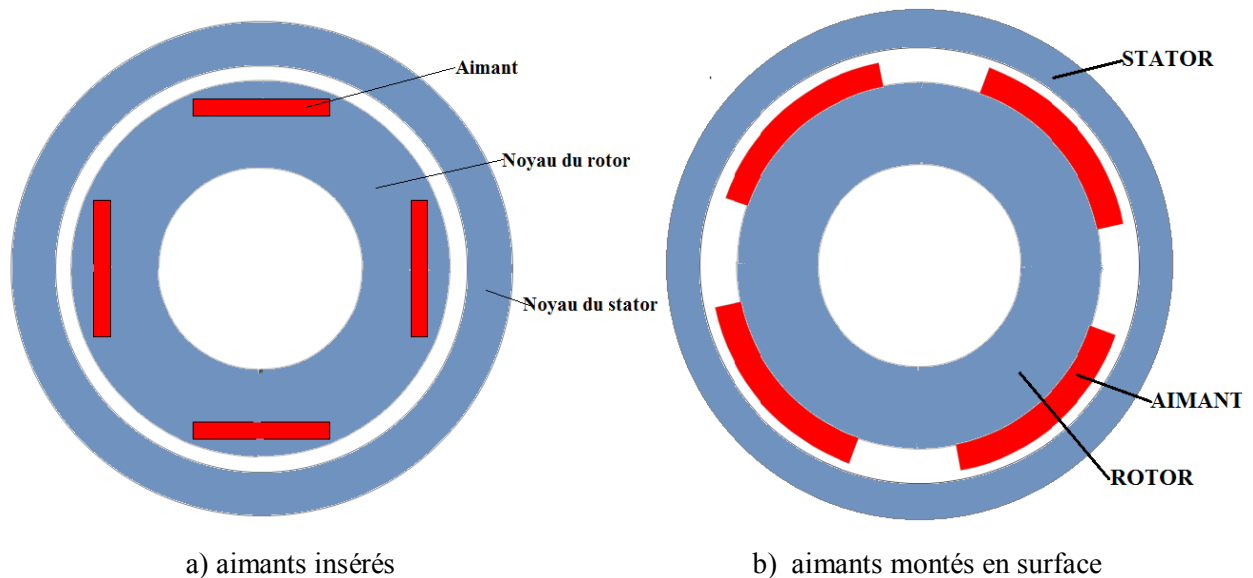


Fig. I.4 : Coupe transversale de machines à 4 pôles.

I.3.2.3. Types d'aimantations

Une combinaison des types tangentielle et radiale peuvent être utilisés dans la conception des rotors en introduisant autres types aimantations par exemple on trouve : aimants avec aimantation mixte ou tournante, comme il est présenté par la figure (I.5).

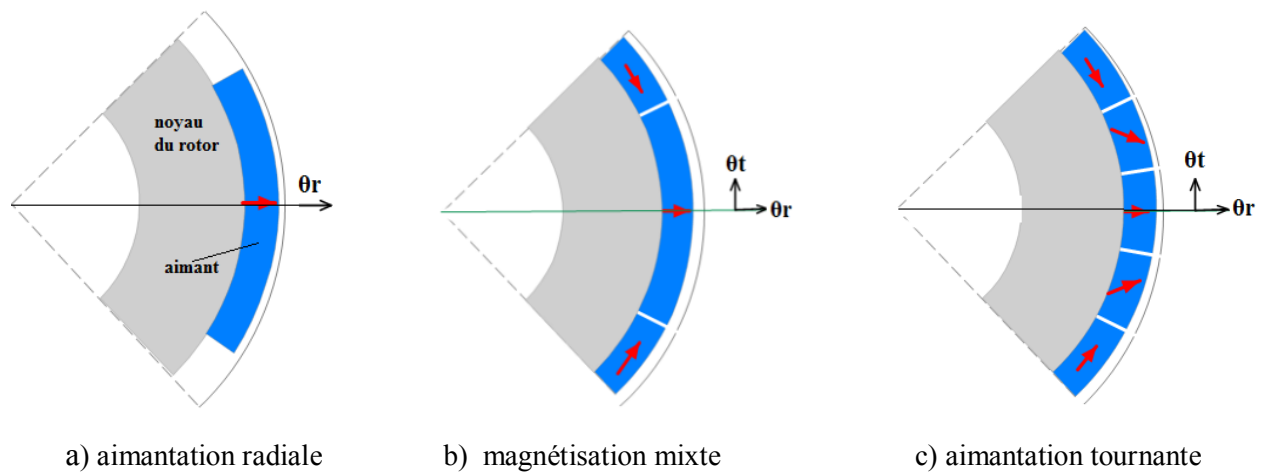


Fig. I.5 : Types d'aimantations des aimants sous un pôle.

I.4. Forme de l'induction magnétique dans l'entrefer

La connaissance précise de la distribution du champ magnétique dans l'entrefer est un élément clé de l'évaluation des performances des moteurs synchrones à aimants, tels que, les inductances d'enroulement, la force électromotrice (FEM). Limite de démagnétisation, les pertes du stator, les pertes par courants de Foucault dans les parties tournantes, le couple moyen et le couple de détente, les vibrations et le bruit acoustique, la configuration magnétique (par ex. : l'épaisseur des aimants, le rapport entre l'ouverture des aimants et l'ouverture du pôle, etc.), direction de l'aimantation (par exemple, radial, parallèle, Halbach, etc.), la longueur de l'entrefer, et la combinaisons entre le nombre des pôles et le nombre des encoches ont des effets significatifs sur la distribution du champ magnétique dans l'entrefer [DUB09].

Différentes méthodes ont été proposées dans la littérature pour avoir une forme proche de la sinusoïde de la distribution d'induction magnétique dans l'entrefer pour réduire les fluctuations du couple électromagnétique.

Une méthode simple consiste sur l'élimination d'un ou plusieurs harmoniques en ajustant la largeur de l'aimant sous un pôle. Cependant, cette méthode peut réduire la densité de force de l'aimant et le couple de la machine, car ils sont aussi influencés par la largeur des pôles.

Une autre méthode présentée en [ISF09], basé sur l'utilisation de blocs d'aimants de différentes hauteurs sous un pôle, comme indiqué dans la figure (I.6). Cependant, ce type de configuration lorsqu'il est utilisé dans une machine à aimant, provoque un écart non uniforme dans l'entrefer de la machine provoquant un bruit audible, ainsi la résistance de l'air conduit à une détérioration des performances de la machine. Cette méthode a besoin des pièces d'aimants avec des dimensions différentes, qui à son tour accroître la complexité et le coût de fabrication du pôle.

La troisième méthode est traduite par la conception d'un pôle comprenant des blocs d'aimants d'intensité de champ différente, tel que le bloc situant en centre ayant une forte intensité par rapport aux autres blocs. Cette conception résulte une aimantation non uniforme (figure. I.8) par rapport aux autres pièces. Cette méthode présente des problèmes, parmi lesquels la présence d'un entrefer non-uniforme.

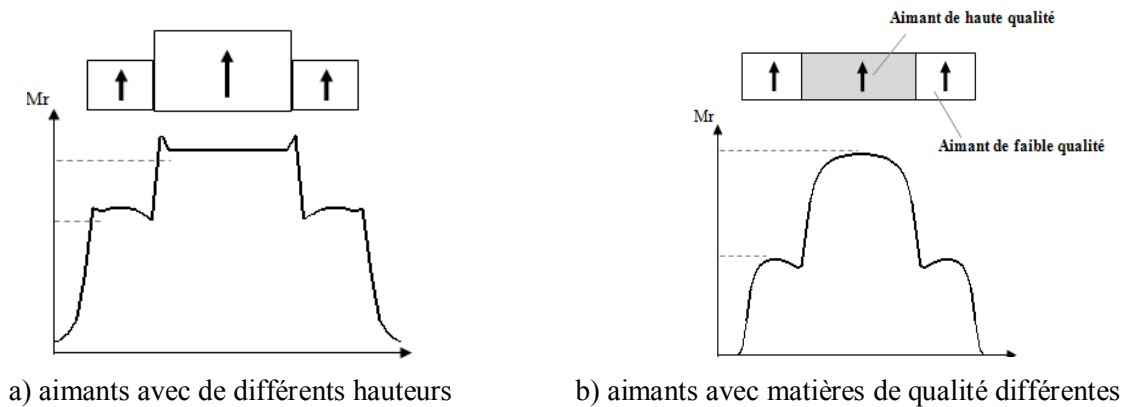


Fig. I.6 : Conception des aimants et leurs aimantations dans l'entrefer.

La quatrième méthode utilise des aimants formés par plusieurs pièces, chacune ayant une aimantation d'orientation de 0° jusqu'à 90° (figure. I.7). Cette méthode exige beaucoup de pièces avec différents tailles. Cela augmente également la complexité et le coût de fabrication des machines à aimants permanents. Dans ce travail, un intérêt a été porté à ce type de configuration.

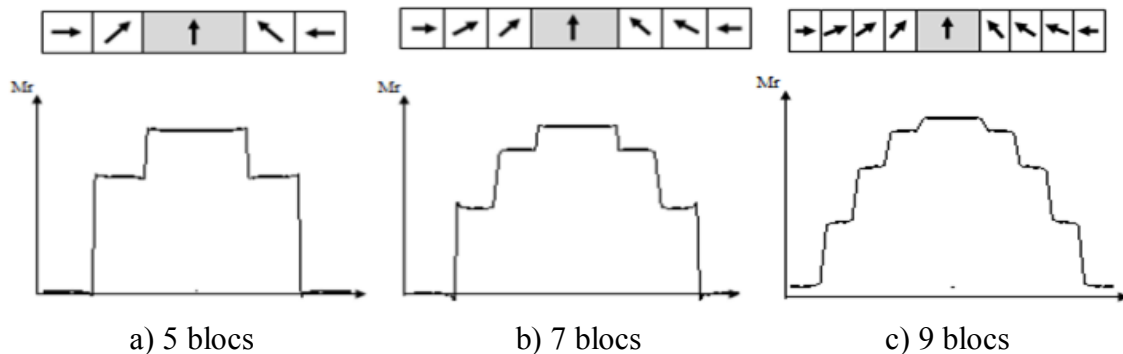


Fig. I.7: Aimants permanents ayant des blocs de différentes orientations.

I.5. Fluctuations du couple dans les machines à aimants

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont largement utilisés dans les machines-outils et dans la robotique. Il est nécessaire pour une conception optimale d'analyser le couple du moteur. Parmi les causes de l'ondulation du couple d'interaction, on trouve le couple de détente qui est produit par l'interaction entre les pôles du rotor et la denture du stator et il est indépendant du courant de charge. Ainsi, le couple de commutation est produit par l'interaction des courants

statoriques avec les pôles du rotor. Les deux, le couple de détente et le couple de commutation sont directement dépendants de la distribution de l'induction magnétique [DEL89, URR10].

Le couple de détente est une caractéristique indésirable mais inévitable dans les moteurs synchrones à aimants permanents. Ce couple produit des ondulations du couple moteur qui sont traduites par des bruits et des vibrations mécaniques indésirables.

La méthode conventionnelle de réduction du couple de détente est, principalement, en modifiant la forme de pôles d'induit en utilisant des méthodes de perméance ou numériques afin que les composantes harmoniques qui génèrent ce type de couple devrait être de nulle [KOH02], cela nous permet d'analyser et d'optimiser les performances de la machine [DEL89].

Dans la conception des moteurs synchrones à aimants, y a plusieurs méthodes ont été développés par plusieurs chercheurs pour minimiser les ondulations du couple notamment par [BOUK10]. Ces méthodes peuvent être classées en deux méthodes générales [CHA99] :

La première implique la conception de la machine elle-même afin de maximiser l'efficacité et de minimiser les ondulations du couple. En optimisant les aimants permanents et les paramètres géométriques (ouverture des encoches), le couple de détente peut être réduit de manière significative [LIN09].

La seconde méthode repose sur le contrôle de l'alimentation du moteur, notamment les onduleurs pour établir le fonctionnement optimal d'un moteur donné.

La Fig. I.8 donne une classification des approches et méthodes de réduction des ondulations de couple dans les machines à aimants.

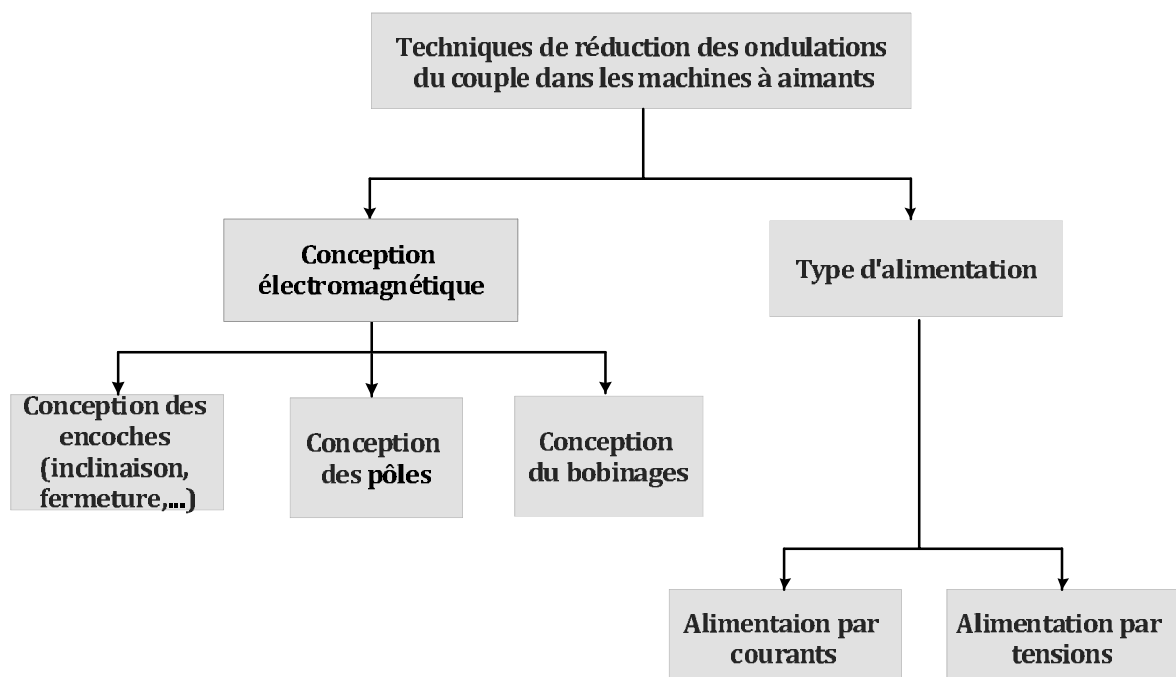


Fig. I.8 : Différentes catégories et techniques de minimisation des ondulations du couple.

I.6. Alimentation des moteurs synchrones à aimants

Ces dernières années, avec les progrès dans les matériaux magnétiques, les semi-conducteurs de puissance, et notamment dans la théorie du contrôle, le type d'alimentation d'où le système d'entraînement des moteurs synchrones à aimant permanents (MSAP) jouent un rôle extrêmement important dans les applications dont la gamme est de faible à moyenne puissance [WAN11].

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être alimentées par deux principaux types d'alimentation :

- la structure d'alimentation en courant,
- la structure d'alimentation en tension.

Le choix du type d'alimentation va dépendre du type de moteur utilisé en termes de puissance et de la dynamique désirée [LIU11]. Pour notre travail, on va utiliser les deux types pour alimenter le moteur synchrone à aimants permanents.

Cependant, nous pouvons donc avoir des F.E.Ms de différentes formes, Pour les machines à F.E.M trapézoïdale, la structure à commutation de courant sera la mieux adaptée mais la durée de la commutation sera liée à l'impédance interne de la machine quelle que soit la rapidité des interrupteurs.

La structure à commutation de tension possède une dynamique plus importante que la structure à commutation de courant [BOUK10] car elle ne dépend pas de l'impédance interne de la machine.

I.6.1. Structure avec alimentation par courant

I.6.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux

Pour réaliser des courants de référence de forme sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de la position du rotor possédant une bonne définition angulaire ou bien, plus rarement, faire l'estimation de celle-ci [CHA08]. En pratique, les courants de référence de forme sinusoïdale sont obtenus au moyen de mémoires adressées à partir du codeur de position et lues par des convertisseurs numérique-analogique.

L'amplitude de ces courants peut être ajustée en changeant la valeur de la tension de référence de ces convertisseurs.

Les courants réels circulant dans la machine sont mesurés par des capteurs qui doivent nécessairement posséder un isolement galvanique. Pour mettre en œuvre le système de contrôle

des courants qui élabore la commande des interrupteurs de l'onduleur à partir de la comparaison des courants réels et des courants de références.

I.6.1.2. Alimentation par courant rectangulaires

Les courants ont la forme de créneaux de 120° de largeur. Il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant. Tous les 60° , le courant est commuté d'une phase à l'autre comme représenté sur la figure (I.9).

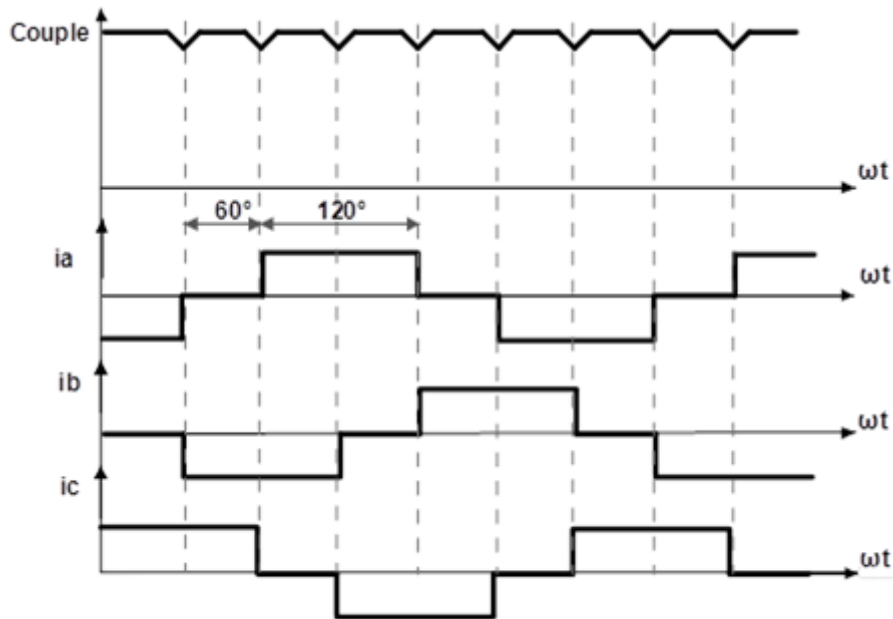


Fig. I.9 : Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant.

Le couple apparaît donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développé par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement. Il est clair que si l'on cherche à minimiser les ondulations du couple résultant, les courbes de FEM de deux phases alimentées à courant constant doivent avoir une variation trapézoïdale en fonction de la position du rotor, avec un palier de largeur suffisante (plus de 60°).

On peut également noter que si le critère essentiel est la minimisation des ondulations du couple, les courants doivent être centrés par rapport aux courbes des FEM. Cela revient à un décalage nul entre les ordres de commutation et les FEM.

La différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, seule la position du rotor au moment des commutations est nécessaire [TUL96].

I.6.1.3. Alimentation par onduleur

Plusieurs moteurs synchrones sont de type d'alimentation par courant. Dans les gammes de puissance plus élevée, s'est engagé directement avec les onduleurs, et dans les gammes de puissance plus faible, il est avec des onduleurs à modulation de largeur d'impulsion [GUN01].

Cette structure est basée sur le schéma de principe du pont de Graëtz à six thyristors. Ce commutateur a pour rôle d'aiguiller le courant dans les enroulements statoriques de la machine, à partir d'un courant continu fourni par une source de courant. En général, cette source de courant est constituée d'un pont redresseur à interrupteur statique, à partir d'une source d'alimentation triphasée, régulée en courant et associée à une inductance dite de « lissage » servant à réduire les ondulations du courant et rendant la source plus proche d'une source idéale comme indiqué sur la figure (I.10) [THO84].

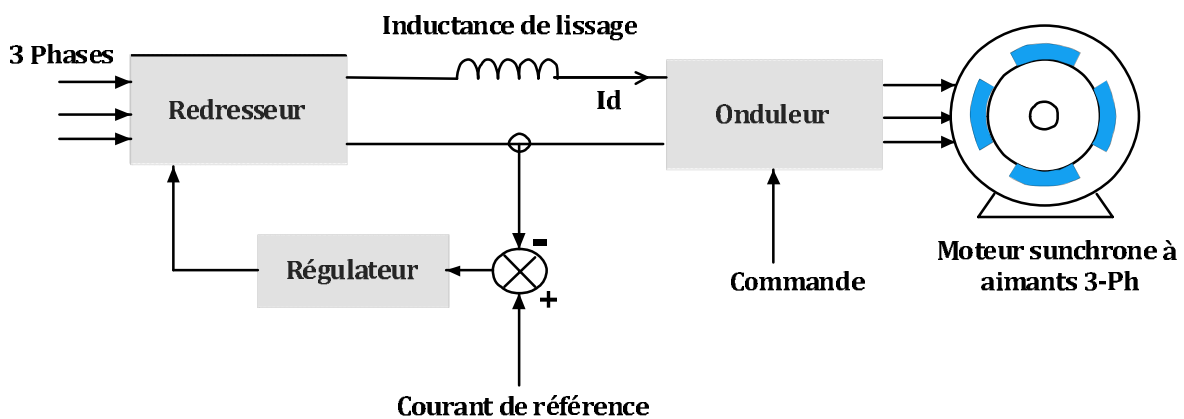


Fig. I.10 : Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4-pôles.

I.6.2. Structure avec alimentation en tension

Dans ce cas, l'alimentation à fréquence variable de la machine s'effectue à partir d'une source de tension continue V_c et par modification périodique de la tension aux bornes de la machine. La structure de la figure (I.11) diffère peu de celle de la commutation en courant. Cependant, on ajoute un condensateur en parallèle sur la sortie du redresseur afin d'absorber les ondulations de tension du redresseur en vue d'obtenir une tension continue.

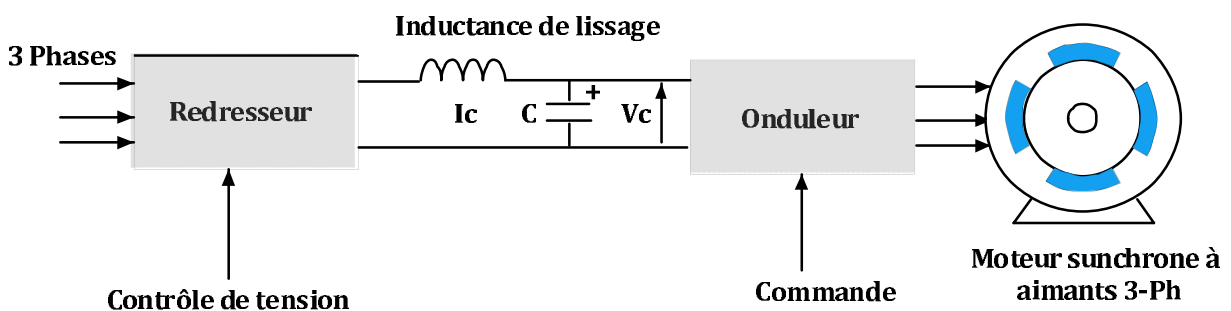


Fig. I.11 : Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants.

Avec cette même structure, peuvent être distinguées plusieurs manières d'élaborer la séquence de commande des interrupteurs et de régler la valeur de la tension appliquée à la machine.

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur la même branche, on parle, dans ce cas, d'un onduleur du type 180° (Fig. I.12-b).

Si on considère un onduleur avec des interrupteurs parfaits, on peut alors la représenter sous la forme simplifiée de la figure (I.12-a).

Il existe un deuxième type de séquence de commande qui est représenté sur la figure (I.12-c), la forme d'onde obtenue avec cet onduleur, appelé onduleur de type 120° , La commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur la même branche.

Dans ce cas, pendant les intervalles où aucun des interrupteurs n'est commandé, la tension aux bornes de la machine va dépendre des conditions de fonctionnement. En effet, pendant ces intervalles, les diodes de roue libre peuvent conduire, ce qui fixe le potentiel aux bornes de la phase à $+V_c/2$ ou $-V_c/2$ ou ne pas conduire et, dans ce cas, ce potentiel est compris entre $+V_c/2$ et $-V_c/2$ et dépend de la F.E.M. et des tensions induites par les courants circulant dans les autres phases.

La séquence de commande représentée sur la figure (I.12-b), est la plus usuelle. Elle correspond à une durée de commande des interrupteurs égaux à 120° , qui comporte des zones où la tension n'est pas fixée par la commande et dépend des conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, la tension ne peut être assimilée à un créneau de 120° de largeur que lors de fonctionnement à très basse vitesse (F.E.M. négligeable).

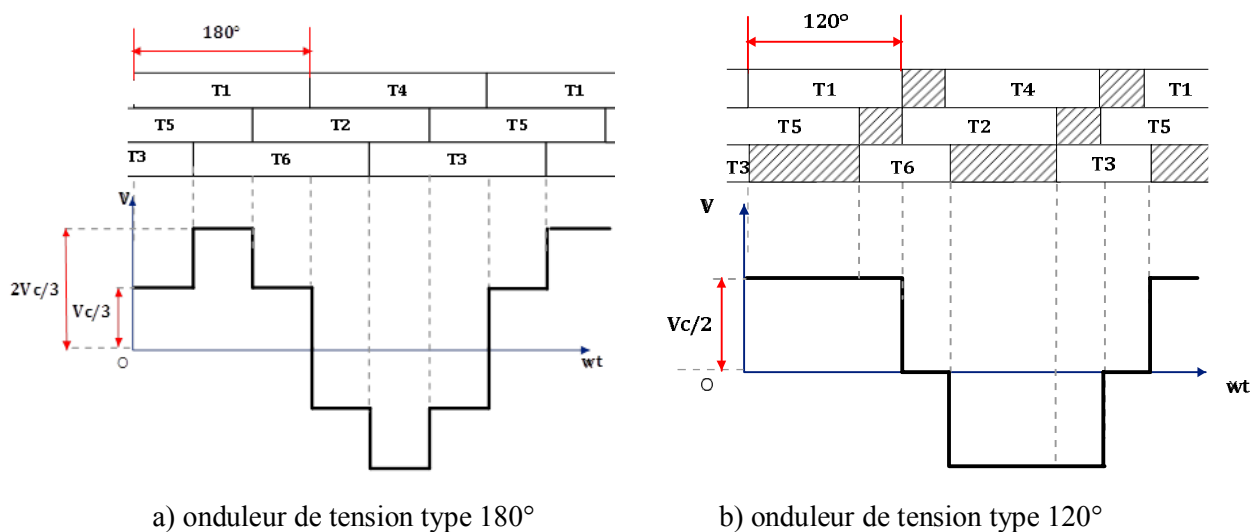


Fig. I.12 : Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAPs.

I.7.Applications et avantages des machines à aimants

Les moteurs synchrones à aimants sont présent pour les petites et moyennes puissances jusqu'à quelques dizaines de kilowatts, plus rarement jusqu'aux des centaines de kilowatts. Ils sont systématiquement associés à une alimentation électronique. Cette catégorie d'applications comprend les machines-outils, les robots, et plus généralement les entraînements à performances élevées. Grace à leur rendement élevé, les moteurs synchrones à aimants occupent également une place importante dans les prototypes de véhicules électriques ou hybrides.

Les plus grands utilisateurs des machines synchrones à aimants aujourd'hui sont de loin l'industrie automobile; MSAPs semblent être les meilleurs moteurs de propulsion pour les véhicules routiers électriques et hybrides. Toutefois, on trouve les alternateurs à aimants qui sont utilisés dans d'autres applications des automobiles telles que les alimentations auxiliaires dans les camions et les véhicules [ISL09].

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont largement utilisés et sont l'objet des recherches intenses [ROM11]. Comme leur coût ne cesse de diminuer, ils ont la possibilité de devenir une force dominante dans le marché des applications industrielles [GUP90, LAN10].

Il y a plusieurs avantages des moteurs à aimants par rapport à ses homologues [ISL09]:

- Ils fonctionnent à un facteur de puissance plus élevé par rapport aux moteurs à induction (IM) en raison de l'absence de courant magnétisant,
- Ils ne nécessitent pas d'entretien régulier comme les machines synchrones conventionnelles à rotor bobiné,
- Leurs rotors ne nécessitent aucune alimentation extérieure donc pas de pertes Joules dues aux enroulements,
- Ils ont des niveaux faibles de bruit et de vibrations que les moteurs à réluctance variable,
- Ils présentent de basse inertie du rotor et donc une réponse rapide.
- Ayants de densités d'énergie plus élevé et ayants une structure compacte avec l'environnement de travail.

Un des problèmes les plus importants dans les moteurs à aimants permanents est l'ondulation du couple qui est inhérent à leur conception. Cette ondulation est parasite, et peut conduire à des vibrations mécaniques, le bruit acoustique et des problèmes dans les systèmes d'entraînement. La minimisation de ces ondulations est d'une grande importance dans la conception de MSAPs [GUE10].

I.8. Conclusion

Les performances des machines synchrones à aimants peuvent être améliorées en utilisant des techniques de conception optimale, par le choix du type d'aimantation des aimants et par l'adaptation d'une alimentation selon l'application.

Toutefois, les aspects électromagnétiques de la machine ne sont pas encore totalement explorés, la marge d'amélioration est vaste quand on l'approche dans une perspective de conception.

Dans la première partie de ce chapitre, la géométrie, l'exploitation, la classification, et quelques applications de MSAPs ont été présentés.

Dans la deuxième partie, les différents types d'alimentation des moteurs synchrones à aimants ont été exposés.

Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montées sur la surface du rotor. Ces machines sont les plus utilisées à cause de leurs simplicités.

Dans le chapitre suivant, un modèle analytique de calcul de champ de ce type de machines sera développé.

CHAPITRE II

Modèle analytique de calcul de champ de machines à aimants à entrefer lisse

II.1. Introduction

L'analyse du champ électromagnétique est l'un des principaux aspects qui attire toujours l'attention des chercheurs.

La distribution du champ magnétique dans l'entrefer d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est essentielle pour l'évaluation de ses performances en termes de couple moteur et surtout ces ondulations.

Les approches communes pour le calcul du champ d'entrefer sont basées sur des méthodes analytiques, méthodes analytiques et numériques combinées, et purement numérique par l'exploitation de la méthode éléments finis (MEF) [BOU10]. Les modèles analytiques sont des outils importants pour l'analyse qualitative des performances. Ils sont aussi très efficaces lors d'une optimisation notamment dans un pré dimensionnement des MSAPs [JWU11].

L'objectif de ce chapitre est de développer dans la première partie un modèle analytique de calcul de champ d'une machine synchrone à aimants montés sur la surface du rotor à entrefer lisse. Ce modèle est basé sur les équations de Maxwell. Les expressions analytiques des performances de la machine seront présentées dans cette partie.

Dans la deuxième partie on présente un modèle circuit de la machine où les paramètres électriques et les forces électromotrices des phases sont calculés en exploitant le modèle analytique de calcul de champ.

II.2. Caractéristiques de la machine étudiée

Le type de machine étudiée (Fig. II.1), est celle à entrefer lisse excitée par des aimants permanents. Le stator comporte un bobinage triphasé classique. Les trois phases peuvent être alimentées soit par un onduleur de courants ou encore par un onduleur de tension.

Les aimants montés sur la surface du rotor, ont une aimantation qui peut être, radiale, parallèle ou à répartition sinusoïdale. Les caractéristiques de base, de la machine étudiée, sont indiquées sur le tableau (I.1).

Tableau II.1: Caractéristiques de base de la machine étudiée

-Aimants de types N_dFeB	$B_r = 1.18 \text{ T}$
-Perméabilité des aimants	$\mu_r = 1.07$
-Nombre de conducteurs dans une encoche	$N = 40$
-Intensité du courant de phase	$I = 6 \text{ A}$
-Nombre d'encoches statoriques	$Z = 24$
-Ouverture de l'encoche statorique	$\xi = (1/3) \tau_D$
-Nombre de paires de pôles	$p = 2$
-Rayon externe de la machine	$R_4 = 56.2 \text{ mm}$
-Rayon d'alésage	$R_3 = 28.10 \text{ mm}$
-Rayon du fer rotorique	$R_1 = 23.97 \text{ mm}$
-Épaisseur de l'entrefer	$e = 0.55 \text{ mm}$
-Épaisseur des aimants	$e_a = 3.58 \text{ mm}$
-Longueur active	$L_u = 50.82 \text{ mm}$

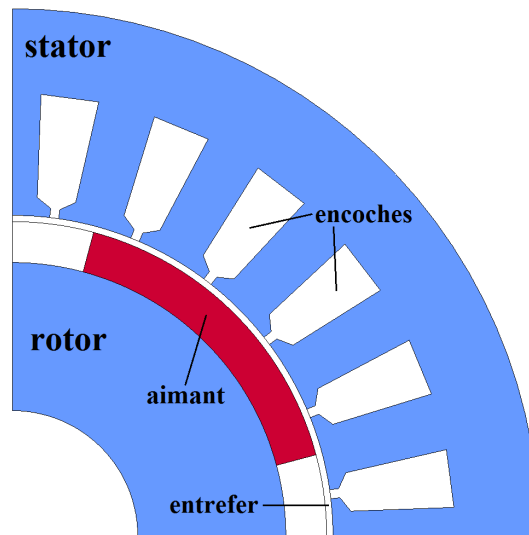


Fig. II.1 : Structure du type machine étudiée sur un pôle.

II.3. Equations de Maxwell

La modélisation des structures de machines à aimants montés sur la surface du rotor peut être effectuée en utilisant les équations de Maxwell, ils sont généralement donnés sous la forme différentielle suivante:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

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

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

Les symboles en gras représentent les quantités vectorielles. Il y a cinq vecteurs du champ dans les équations de (II.1) à (II.4) : l'intensité du champ magnétique \vec{H} , l'induction magnétique \vec{B} , l'intensité du champ électrique \vec{E} , le déplacement électrique \vec{D} et la densité de courant \vec{J}_{ex} . Tout champ électromagnétique peut être décrit en termes de ces cinq vecteurs, où ρ est la densité volumique de charge électrique.

Pour les matériaux de milieux isotropes, les vecteurs de champs ont également liés par les relations constitutives des milieux données par:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.6})$$

$$\vec{\mathbf{J}}_i = -\sigma \vec{\mathbf{E}} \quad (\text{II.7})$$

Où μ , σ , et ϵ sont respectivement la perméabilité, la conductivité et la permittivité du milieu du champ électromagnétique.

L'équation (II.7) est pour les courants induits seulement où $\vec{\mathbf{J}}$ est la somme des courants sources et les courants induits, exprimé par :

$$\vec{\mathbf{J}} = -\vec{\mathbf{J}}_{\text{ex}} + \vec{\mathbf{J}}_i \quad (\text{II.8})$$

Les équations de Maxwell et les relations constitutives fournissent une représentation mathématique du champ électromagnétique.

Ces équations peuvent être simplifiées, pour les applications de basse fréquence, le rayonnement électromagnétique n'est pas considéré, donc le terme (dD/dt) dans l'équation (II.1) qui représente un champ électrique variable dans le temps devient nulle, cette équation s'écrit:

$$\text{rot } \vec{\mathbf{H}} = -\vec{\mathbf{J}}_{\text{ex}} + \vec{\mathbf{J}}_i \quad (\text{II.9})$$

Dans le cas des machines à aimants permanent, et dans la région des aimants l'équation (II.5) peut s'écrire sous la forme:

$$\vec{\mathbf{B}} = \mu \vec{\mathbf{H}} + \vec{\mathbf{M}} \quad (\text{II.10})$$

où $\vec{\mathbf{M}}$ est l'aimantation des aimants.

II.4. Formulation en potentiel vecteur magnétique

Dans cette section, en se plaçant dans le cas des régimes quasi-stationnaires et l'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique permet d'aboutir à l'équation générale.

Dans le calcul du champ électromagnétique rotationnel on utilise largement la notion d'un potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} défini par la relation :

$$\text{rot } \vec{\mathbf{A}} = \vec{\mathbf{B}} \quad (\text{II.11})$$

Par ailleurs, en substituant l'équation (II.10) dans (II.11), le champ magnétique peut être représenté en termes de potentiel vecteur par:

$$\text{rot } \vec{\mathbf{A}} = \mu \vec{\mathbf{H}} + \vec{\mathbf{M}} \quad (\text{II.12})$$

Comme, le champ magnétique est dérivable à partir du potentiel électromagnétique, une solution du champ peut être obtenue une fois que ces vecteurs potentiels sont déterminés.

La raison majeure pour le calcul du vecteur potentiel au lieu de calculer le champ, en particulier dans les problèmes en 2D, est qu'il réduit le nombre de variables à résoudre. L'induction magnétique ayant deux composantes en 2D, cependant, le potentiel vecteur magnétique a une seule composante (z) suivant l'axe de la machine.

Ainsi, la résolution des potentiels réduit le nombre de degrés de liberté et, qui conduit à des solutions plus rapides.

Afin de résoudre les potentiels vecteurs, une équation générale pour eux doit être tirée. Par substitution de l'équation (II.12) dans (II.9), on trouve :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{J}_{\text{ex}} + \text{rot} \left(\frac{\vec{M}}{\mu} \right) \quad (\text{II.13})$$

Où μ représente la perméabilité du milieu ($\mu = \mu_0$ dans l'air et dans les conducteurs et $\mu = \mu_a$ au niveau des aimants permanents).

En adoptant une condition supplémentaire sur \vec{A} définie par la jauge de Coulomb qui s'écrit $\text{div}(\vec{A}) = 0$ dans le cas des régimes basses fréquences, l'équation (II.13) devient :

$$\Delta \vec{A} - \mu \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\mu \vec{J}_{\text{ex}} + \text{rot} \vec{M} \quad (\text{II.14})$$

II.5. Hypothèses Simplificatrices

Les principales hypothèses adoptées dans notre étude sont:

- Les courants statoriques sont ramenés aux isthmes des encoches,
- Le stator de la machine peut être supposé lisse.
- La machine est considérée suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés.
- Le modèle d'étude de la machine est considéré comme étant invariant par translation suivant l'axe Oz de rotation de la machine. La répartition du champ est alors déterminée dans un plan perpendiculaire à cet axe (Fig. II.2).

Sous ces hypothèses, le domaine d'étude, dans un système de coordonnées polaires (r, θ), est réduit à la zone contenant les aimants et l'entrefer mécanique. Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants l'équation (II.14) devient :

$$\Delta \vec{A} = -\mu \vec{J}_{\text{ex}} + \text{rot} \vec{M} \quad (\text{II.15})$$

La dernière équation peut être résolue sur la totalité de la section de la machine.

La connaissance du potentiel vecteur nous permet de calculer les inductions magnétiques, la force électromotrice, ainsi que le couple d'interaction développé par la machine.

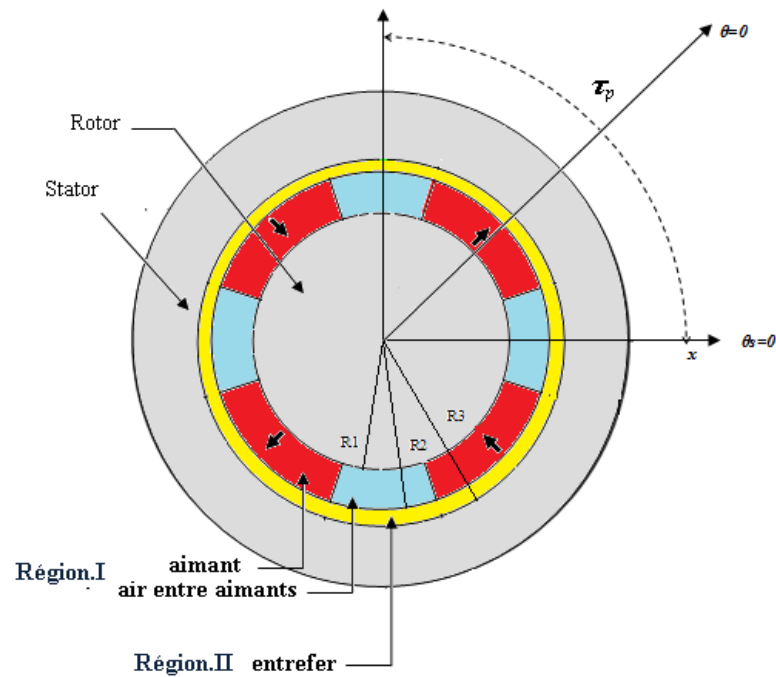


Fig. II.2: Modèle en 2D d'une machine synchrone à aimant de 4-pôles.

II.6. Présentation des domaines d'étude

En tenant compte de la géométrie simplifiée (Fig. II.3). Deux régions sont considérées:

- Région I: représentée par l'entrefer, limitée par ($R2 < r < R3$).
- Région II: qui comprend les aimants, limitée par ($R1 < r < R2$).

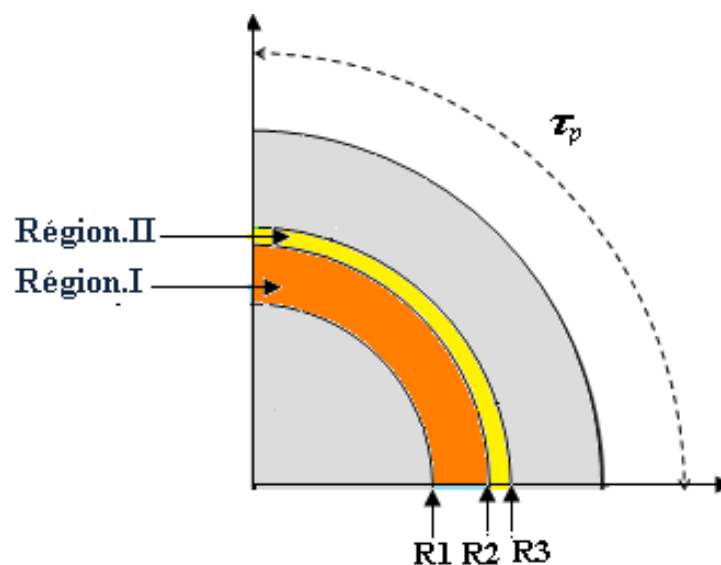


Fig.II.3: Présentation des domaines d'étude en 2-D

L'équation (II.15) s'écrira après modification dans le système de coordonnées cylindriques, comme suit :

- Dans la région des aimants

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left[\frac{\partial \mathbf{M}_r}{\partial \theta} - \mathbf{M}_\theta \right] \quad (\text{II.16})$$

Où M_r et M_θ représentent respectivement la composante radiale et tangentielle de l'aimantation.

- Dans la région d'entrefer

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.17})$$

Les composantes du champ magnétique (B) et (H) peuvent être trouvées que si nous résolvons les équations du champ pour différentes parties de la configuration du machine définie par des conditions aux limites en terme de continuité pour les composantes normales et tangentielles des vecteurs (B) et (H) à l'interface entre deux milieux 1 et 2 (qui sont différents en perméabilité) (Fig. II.4) [KOP84].

A l'équation (II.17) on adjoint celles relatives aux conditions aux limites et d'interface pour les différents milieux magnétiques :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 = \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 \quad (\text{II.18})$$

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{H}_1 = \vec{n}_2 \wedge \vec{H}_2 = \vec{J}_s \quad (\text{II.19})$$

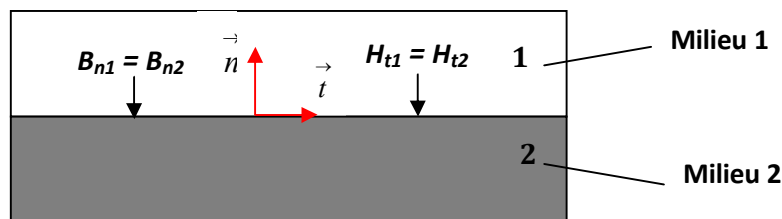


Fig. II.4 : Conditions aux limites entre deux milieux.

Sous les hypothèses considérées, qui sont concordantes avec l'objectif visé, le principe de la résolution qu'on adopte, dans notre travail, consiste à rechercher les expressions du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Les champs produits par les différentes sources sont calculés séparément. Pour se faire, celles-ci seront exprimées en fonction de la variable angulaire θ et du temps.

II.7. Modélisation des sources

II.7.1. Modèles des aimants

La prise en compte des aimants dans la modélisation des machines électriques se fait très souvent par [HAD06]:

- Du modèle Ampérien. Des densités volumique et surfacique fictives de courants, équivalentes à l'aimantation sont définies. Celles-ci sont respectivement réparties dans le volume et sur la surface des aimants (Fig. II.5-a).
- Du modèle Coulombien. On considère dans ce cas des densités de charges magnétiques équivalentes (Fig. II.5-b).

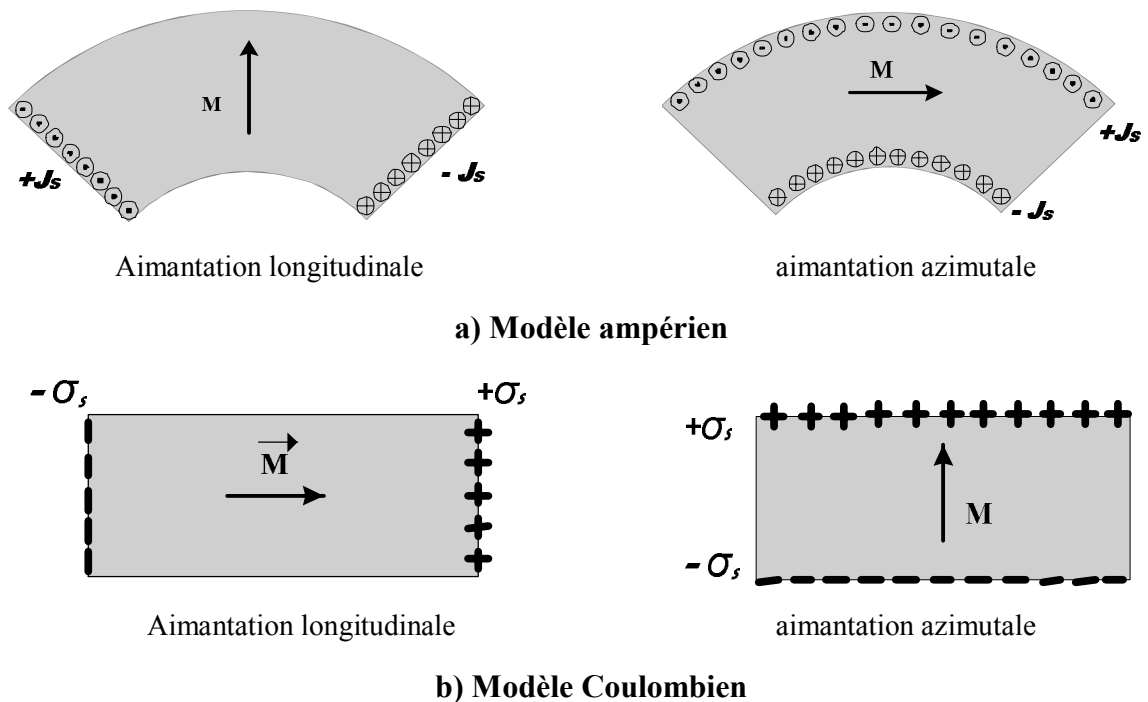


Fig. II.5 : Modèles des aimants

Dans la mesure où les composantes M_r et M_θ de l'aimantation apparaissent directement dans l'équation de la répartition du potentiel. Ces deux dernières composantes de l'aimantation peuvent être développées en série de Fourier [BOU09] ainsi :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_{rn} \cos(np\theta) \\ M_\theta = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_{\theta n} \sin(np\theta) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

où:

- p : désigne le nombre de paires de pôles,

- M_{rn} et $M_{\theta n}$ sont respectivement, les amplitudes des harmoniques de rang n des composantes M_r et M_θ .

Les coefficients de Fourier pour différents sens d'aimantation sont :

a) Aimantation radiale

$$\begin{cases} M_{rn} = \frac{4 M_0}{\pi n} \sin\left(np \frac{\pi}{2} \alpha_0\right) \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Où α_0 représente l'ouverture des aimants sur un pas polaire.

L'allure de la composante radiale de l'aimantation, ainsi que la segmentation des aimants sous un pôle sont illustrées par la figure (II.6).

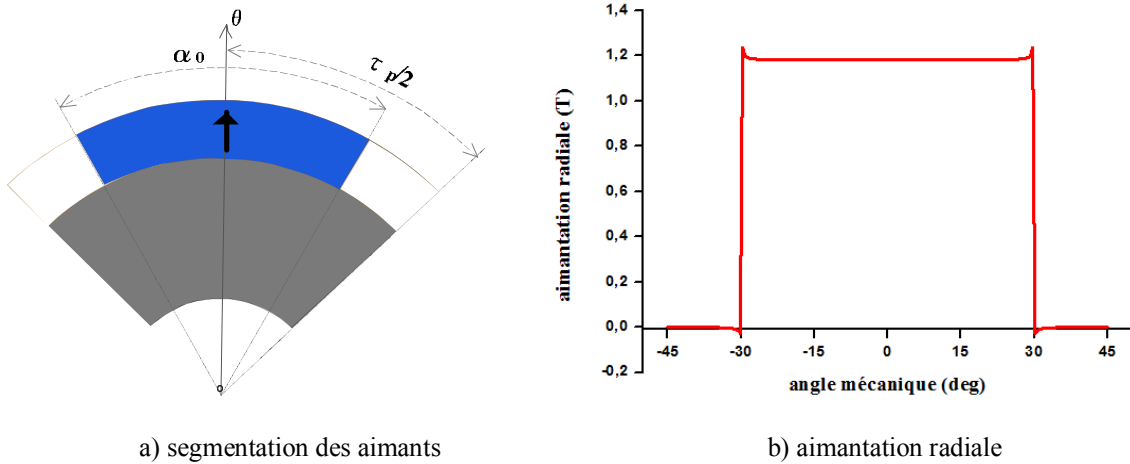


Fig. II.6 : Présentation spatiale de l'aimantation radiale sous un pôle.

b) Aimantation mixte

$$\begin{cases} M_{rn} = \frac{4 M_0}{\pi n} \sin\left(np \frac{\pi}{2} \alpha_0\right) \\ M_{\theta n} = \frac{4 M_0}{\pi n} \left(\cos\left(\frac{np \alpha_0}{2}\right) - \cos\left(\frac{np \alpha_0}{4}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

L'allure des deux composantes radiale et tangentielle de l'aimantation mixte, ainsi que la segmentation des aimants sous un pôle sont illustrées par la figure (II.7).

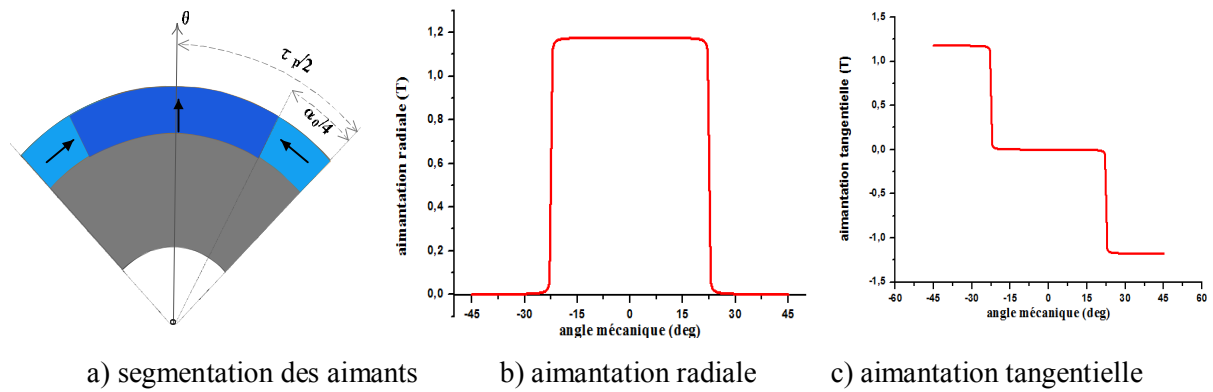


Fig. II.7 : Présentation spatiale de l'aimantation mixte sous un pôle.

c) Aimantation tournante

$$\begin{cases} M_m = \frac{4M_0}{\pi n} \sin(\theta_j) [\sin(np\theta_0 j) - \sin(np\theta_0(j-1))] \\ M_{\theta n} = \frac{4M_0}{\pi n} \cos(\theta_j) [\cos(np\theta_0 j) - \cos(np\theta_0(j-1))] \end{cases} \quad (II.23)$$

Où : j est le nombre de blocs d'aimants sous un pôle et θ_j est l'angle du sens d'aimantation.

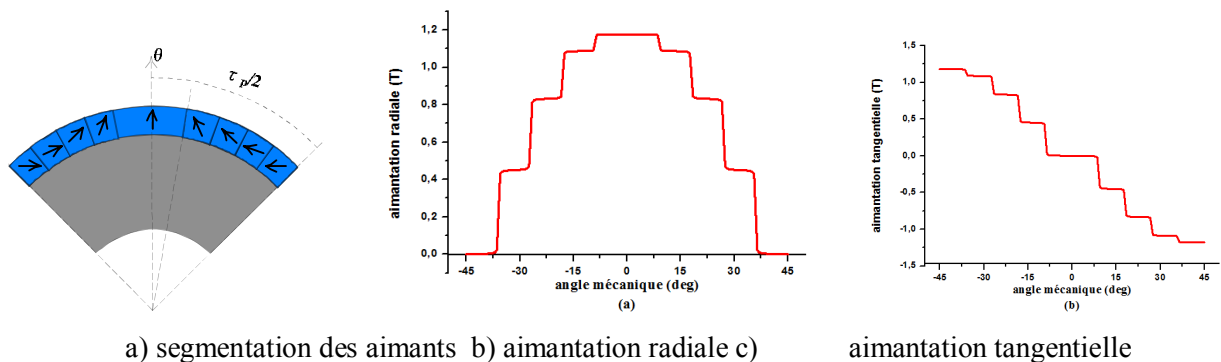


Fig. II.8 : Présentation spatiale de l'aimantation tournante sous un pôle.

II.7.2. Modélisation des courants statoriques

La machine étudiée présente trois enroulements identiques régulièrement décalés de $2\pi/(3p)$ dans l'espace. Si on néglige l'effet des dents statorique, les ampères-tours injectés dans l'encoche peuvent être alors assimilés à une densité superficielle de courant placée au droit de l'isthme d'encoche (Fig. II.9).

Au niveau du stator, l'origine des angles est choisie confondue avec l'axe de symétrie de la phase (a) du bobinage statorique et tous les points sont repérés par l'angle (θ_s).

La relation entre les coordonnées statorique (θ_s) et rotorique (θ)s'écrit :

$$\theta_s = \theta + \theta_0 + \Omega t \quad (\text{II.24})$$

Où θ_0 représente le décalage initial du rotor par rapport au stator et Ω la vitesse de rotation mécanique du rotor.

Notons que tous les angles sont exprimés en radian mécanique.

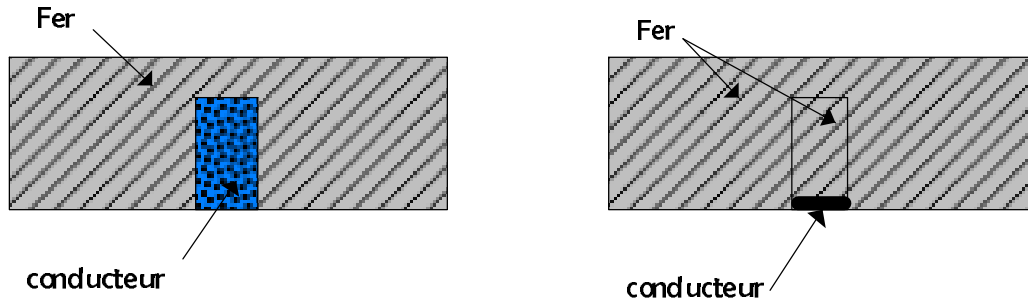


Fig. II.9 : Modélisation des encoches statoriques

a) Alimentation sinusoïdale

Pour des courants triphasés sinusoïdaux d'amplitude I_m sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

A partir des courants sinusoïdaux dans l'équation (II.25), on peut exprimer les densités superficielles équivalentes au niveau du rayon d'alésage R_3 , qui sont définies dans le repère statorique, elles s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J_a = \sum_n J_n \cos(np\theta_s) \cos(\omega t) \\ J_b = \sum_n J_n \cos(np\theta_s - n\frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ J_c = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + n\frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

La densité résultante équivalente au système de courants triphasés s'écrit alors:

$$J(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \nu \omega t) \quad (\text{II.27})$$

$$\text{Avec : } v = \begin{cases} -1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ +1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

Où seuls les harmoniques $6m \pm 1$ sont non nuls.

$$\text{Avec : } J_n = \frac{4pNI_m}{\pi R_3} K_{bn}$$

Où:

- N : est le nombre de conducteurs dans une encoche,
- p : est le nombre de paires de pôles,
- K_{bn} : le coefficient de bobinage de l'enroulement statorique, exprimé par, [HAD06] :

$$k_{bn} = k_{fn} k_{dn} k_{rn} k_{in} \tag{II.28}$$

Pour un bobinage ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase entier (q), les différents coefficients sont exprimés ainsi :

- K_{fn} coefficient de filtrage : $K_{fn} = \frac{\sin(np\xi/2)}{(np\xi/2)}$ où ξ représente l'ouverture de l'encoche

- K_{dn} coefficient de distribution : $K_{dn} = \frac{\sin(np\tau_D)}{2\sin(np\tau_D/2)}$ où τ_D est le pas dentaire

- K_{rn} coefficient de raccourcissement : $K_{rn} = \sin(\frac{np\beta}{2})$ où β est l'angle de raccourcissement

- K_{in} coefficient d'inclinaison $K_{in} = \frac{\sin(n\gamma_i)}{n\gamma_i}$ où γ_i est l'angle de décalage horizontal de l'axe

d'une encoche par rapport à l'axe de la machine.

Dans le repère rotorique cette densité est exprimée par la relation suivante :

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta + (np\Omega + v\omega)t + \theta_0) \tag{II.29}$$

b) Alimentation non- sinusoïdale

Pour des courants triphasés harmoniques dans le temps exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = \sum_k I_k \cos(k\omega t) \\ i_b = \sum_k I_k \cos(k(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \\ i_c = \sum_k I_k \cos(k(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \tag{II.30}$$

Avec: I_k est l'amplitude de l'harmonique de temps d'ordre k .

Pour une alimentation en courants de forme d'onde rectangulaire de 120, il s'exprime par :

$$I_k = \frac{4I_m}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \quad (\text{II.31})$$

Les densités superficielles équivalentes s'écrivent:

$$\begin{cases} J_a = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(k\omega t) \cos(np\theta_s) \\ J_b = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos\left(k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cos\left(n\left(p\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ J_c = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos\left(k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cos\left(n\left(p\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

$$\text{Avec } J_{n,k} = \frac{4pNI_k}{\pi R_2} k_{bn}$$

La densité résultante devient dans le repère lié au rotor :

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(np\theta_s + \nu k\omega t) \quad (\text{II.33})$$

$$\text{Avec } \nu = \begin{cases} +1 & \text{si } n+k=6m \\ -1 & \text{si } n-k=6m \end{cases}$$

Relevons que seules les combinaisons d'harmoniques de rang $n \pm k = 6m$ produisent des densités harmoniques non nulles. La figure (II. 10) illustre la forme de la densité de courants équivalents.

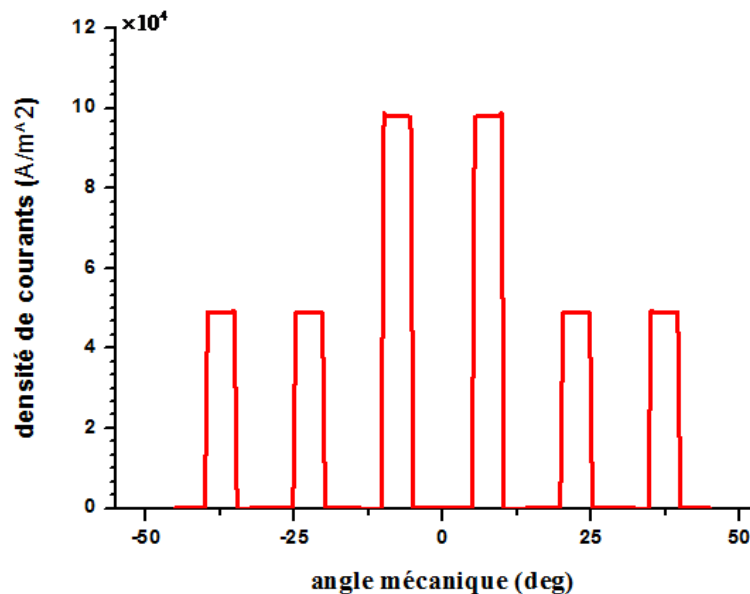


Fig. II.10 : Distribution de la densité volumique équivalente sous un pôle

II.8. Expressions des potentiels vecteurs magnétiques

Les expressions du potentiel vecteur magnétique dans les différentes parties actives de la machine sont effectuées à partir de la résolution analytique de l'équation (II.15) associée aux expressions des termes sources relatives aux aimants et aux courants.

La linéarité du modèle permet de déterminer séparément les contributions des aimants et des courants (Fig. II.11).

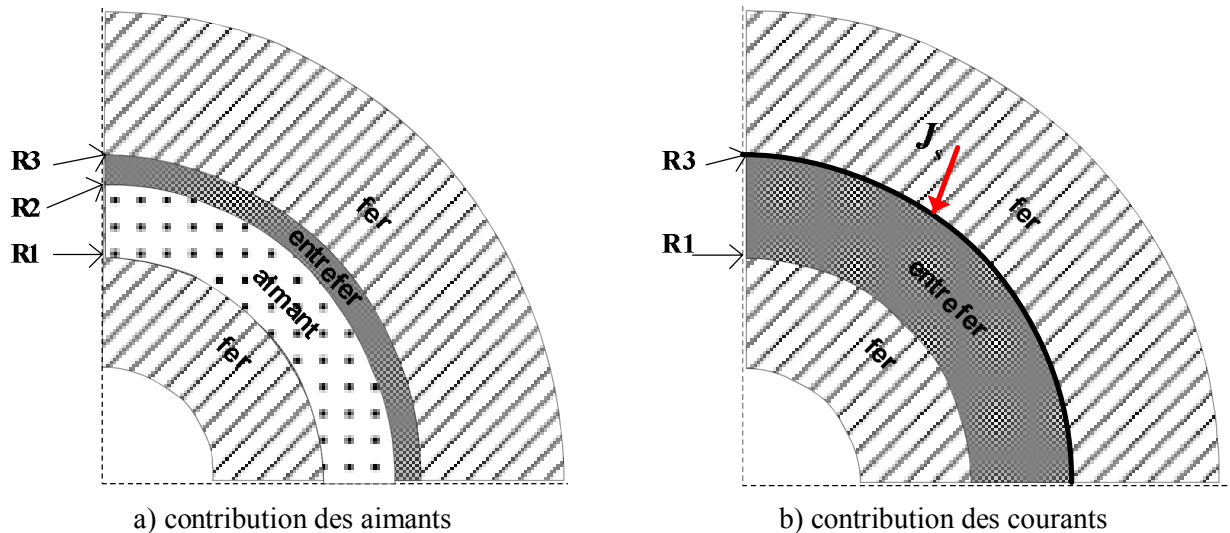


Fig. II.11 : Présentation des modèles d'étude.

II.8.1 Potentiels créés par les aimants seuls

Dans ce cas, on a deux zones (Figure I.11.a) :

- Zone (1) : contenant les aimants d'épaisseur ($R_1 < r < R_2$)
- Zone (2) : contenant l'entrefer d'épaisseur ($R_2 < r < R_3$)

- Dans la région des aimants :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_{az}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_{az}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_{az}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left[\frac{\partial \mathbf{M}_r}{\partial \theta} - \mathbf{M}_\theta \right], \quad (\text{II.34})$$

- Dans la région d'entrefer mécanique :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ez}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_{ez}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ez}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.35})$$

Il y a plusieurs méthodes pour résoudre les équations (II.34) et (II.35), parmi lesquels la méthode de séparation de variables, donc les expressions des potentiels s'expriment par :

- Dans la région d'entrefer mécanique :

$$A_{ez}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (e_{1an} r^{np} + e_{2an} r^{-np}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.36})$$

- Dans la région des aimants :

$$A_{az}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (a_{1n} r^{np} + a_{2n} r^{-np} + \Psi_{r_n}(r) + \Psi_{\theta_n}(r)) \sin(np\theta) \quad (\text{II.37})$$

Avec : $\Psi_{r_n}(r)$ et $\Psi_{\theta_n}(r)$ représentent la solution particulière de l'équation (II.34), qui s'expriment par :

$$\Psi_{r_n}(r) = \begin{cases} \frac{np M_{rn}}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} np M_{rn} r \ln(r) & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

$$\Psi_{\theta_n}(r) = \begin{cases} \frac{M_{\theta n}}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} M_{\theta n} r \ln(r) & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

où : e_{1an}, e_{2an}, a_{1n} et a_{2n} représentent les constantes d'intégration liées à chaque harmonique d'espace de rang n . Elles sont calculées en utilisant les conditions aux limites et d'interfaces suivantes:

$$\text{- au niveau de rayon } R_1 : \frac{\partial A_{az}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.41})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_3 : \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.42})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_2 : \begin{cases} A_{ez} = A_{az} \\ \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \frac{1}{\mu_a} \frac{\partial A_{az}}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

II.8.2 Potentiels créés par les courants (en l'absence des aimants)

Dans ce calcul, la réaction magnétique induite au niveau des parties conductrices de la machine est négligée. L'équation de répartition du potentiel à résoudre dans l'entrefer mécanique et les aimants, s'écrit :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ze,a}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_{ze,a}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ze,a}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.44})$$

Où (e) et (a) indiquent respectivement la zone de l'entrefer et celle de l'aimant. La résolution de l'équation (II.44), donne les expressions des potentiels vecteurs pour les différentes alimentations considérées.

a) Alimentation sinusoïdale

- Dans la région d'entrefer mécanique :

$$A_{ze}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (e_{c1n} r^{np} + e_{c2n} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.45})$$

- Dans la région des aimants:

$$A_{za}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (a_{c1n} r^{np} + a_{c2n} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.46})$$

b) Alimentation non sinusoïdale

Dans la région d'entrefer mécanique :

$$A_{ze}(r, \theta) = \sum_{n,k}^{\infty} (e_{c1nk} r^{np} + e_{c2nk} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1 k\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.47})$$

Dans la région des aimants:

$$A_{za}(r, \theta) = \sum_{n,k}^{\infty} (a_{c1nk} r^{np} + a_{c2nm} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1 k\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.48})$$

Les différentes constantes définies dans les expressions (II. 45) à (II. 48) sont déterminées en exploitant les conditions aux limites. Celles-ci sont données par :

$$\text{- au niveau de rayon } R_3 : \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \mu_0 J \quad (\text{II.49})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_1 : \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.50})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_2 : \begin{cases} A_{ez} = A_{az} \\ \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \frac{1}{\mu_r} \frac{\partial A_{az}}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

II.9. Performances de la machine étudiée

II.9.1 Calcul des inductions magnétiques

La distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer dans une machine électrique est rarement sinusoïdale. En fait, dans la plupart des cas, il peut être représenté par un développement en série de Fourier qui contient des composantes harmoniques impaires.

Les composantes radiale et tangentielle de l'induction créée par les sources du champ sont reliées au potentiel vecteur magnétique par:

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \quad (\text{II.52})$$

$$B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r} \quad (\text{II.53})$$

Les différentes expressions nécessaires des inductions magnétiques radiales et tangentielles dues aux aimants et aux courants au niveau de l'entrefer magnétique de la machine seront présentées dans la section suivante. Ces expressions sont utilisées par la suite pour déterminer le couple d'interaction de la machine.

a) Inductions dues aux aimants

- Inductions créées au niveau de l'entrefer :

$$B_{er}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} (e_{1an} r^{np} + e_{2an} r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (\text{II.54})$$

$$B_{e\theta}(r, \theta) = -\sum_{n=1,3,5}^{\infty} np (e_{1an} r^{np-1} - e_{2an} r^{-np-1}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.55})$$

- Inductions créées au niveau des aimants :

$$B_{ar}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} [a_{1an} r^{np} + a_{2an} r^{-np} + \Psi_{rn}(r) + \Psi_{\theta n}(r)] \cos(np\theta) \quad (\text{II.56})$$

$$B_{a\theta}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} -np [a_{1an} r^{np-1} - a_{2an} r^{-np-1} + \Psi'_{rn}(r) + \Psi'_{\theta n}(r)] \sin(np\theta) \quad (\text{II.57})$$

b) Inductions magnétiques dues aux courants

- Inductions créées au niveau de l'entrefer :

$$B_{er}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} (e_{1cn} r^{np} + e_{2cn} r^{-np}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.58})$$

$$B_{e\theta}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np (e_{1an} r^{np-1} + e_{2an} r^{-np-1}) \cos(np\theta) \quad (\text{II.59})$$

- Inductions créées au niveau des aimants :

$$B_{ar}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} [a_{1an} r^{np} + a_{2an} r^{-np} + \Psi_{rn}(r) + \Psi_{\theta n}(r)] \sin(np\theta) \quad (\text{II.60})$$

$$B_{a\theta}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np [a_{1an} r^{np-1} - a_{2an} r^{-np-1} + \Psi'_{rn}(r) + \Psi'_{\theta n}(r)] \cos(np\theta) \quad (\text{II.61})$$

II.9.2 Flux et Force Electromotrice à vide

La force électromotrice (FEM) dans une bobine, selon la loi de Faraday, est produite par un flux magnétique variable qui passe par cette bobine, la FEM induite est donnée par:

$$e = \frac{-d\Phi}{dt} \quad (\text{II.62})$$

Pour calculer la force électromotrice induite dans une phase statorique, on détermine dans un premier temps, le flux embrassé par les conducteurs de cette phase.

Le flux élémentaire par pôle et par phase :

$$d\Phi(t) = dN \int_{(z)} \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II.63})$$

Sachant que, l'ensemble différentiel du conducteur dN est :

$$dN = C(\theta_s, t) dS \quad (\text{II.64})$$

L'invariance, par translation suivant l'axe Oz du système étudié, permet d'exprimer le flux total par phase produit par les aimants sous la forme suivante :

$$\Phi(\omega t) = 2pL_u \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} A(R_3, \theta) C(\theta_s, t) R_3 d\theta_s \quad (\text{II.65})$$

Où: L_u et R_3 désignent respectivement la longueur utile et le rayon d'alésage de la machine.

En outre $A(R_3, \theta)$ et $C(\theta_s, t)$ désignent respectivement le potentiel vecteur magnétique créé par les aimants et la densité des conducteurs de la phase considéré

Le terme $C(\theta_s, t)$ est donné par l'expression suivante:

$$C(\theta_s) = \sum_n C_n \cos(np\theta_s) \quad (\text{II.66})$$

$$\text{Où : } C_n = \frac{4pN_c}{\pi R_3} k_{bn}$$

Après l'intégration l'expression du flux par phase devient:

$$\Phi(\omega t) = \pi L_u \sum_n C_n (e_{1an} R_3^{np} + e_{2an} R_3^{-np}) \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.67})$$

Selon (II.62) l'expression de la force électromotrice induite par phase est donnée par:

$$e = -L_u \pi n\omega \sum_n C_n (e_{1an} R_3^{np} + e_{2an} R_3^{-np}) \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.68})$$

II.9.3. Calcul du Couple d'interaction

Le couple d'interaction développé par le type de machines étudiées est calculé en utilisant les moments des forces de Laplace s'exerçant sur la densité de courants placée au niveau du rayon d'alésage. Ce couple est exprimé par la relation suivante :

$$\Gamma(\theta) = 2pL_u R_3^2 \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} J_s B_\theta d\theta \quad (\text{II.69})$$

a) alimentation en courants sinusoïdaux

Pour une alimentation par courants sinusoïdaux, l'expression du couple s'écrit :

$$\Gamma(\theta) = \frac{3}{2} L_u R_2 \pi p \sum_{n=1}^{\infty} n J_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos(np\theta_0 + (n + \nu)\omega t) \quad (\text{II.70})$$

$$\text{Avec : } \nu = \begin{cases} -1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ +1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

b) alimentation en courants rectangulaires

Pour une alimentation par des créneaux de courants, l'expression du couple s'écrit :

$$\Gamma(\theta) = \frac{3}{2} L_u R_2 \pi p \sum_{n,k} J_{n,k} (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos((n + \nu k)\omega t + np\theta_0) \quad (\text{II.71})$$

$$\text{Avec : } \nu = \begin{cases} +1 & \text{si } n + k = 6m \\ -1 & \text{si } n - k = 6m \end{cases}$$

II.10. Modèle circuit électrique d'une machine synchrone à aimants

II.10.1 Hypothèses simplificatrices

Dans ce cadre, les hypothèses suivantes sont prises en compte pour la mise en équation de la machine synchrone à aimants :

- Les enroulements statoriques sont décalés de 120° électrique.
- L'effet d'encoches et la saturation du circuit magnétique ne sont pas considérés.
- Les courants de Foucault, l'effet de peau et l'effet de la température sur les paramètres de la machine sont négligés.

II.10.2 Equations électriques de la machine

La résistance des enroulements du stator de chaque phase est $R_s = R_a = R_b = R_c$. Les inductances propres, et les inductances mutuelles sont respectivement $L = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$ et $M = M_{ab} = M_{ba} = M_{ca}$.

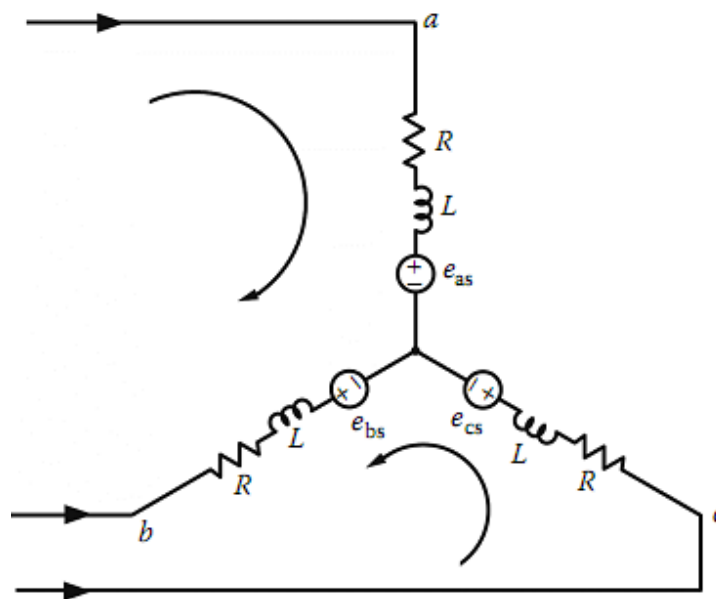


Fig. II.12: Le modèle circuit de la machine synchrone à aimants.

L'équation de tension dans le référentiel du stator (abc) peut être mise sous forme matricielle [CHE07, ROM11, XIN03]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \quad (\text{II.72})$$

Où:

$[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$: Vecteur des tensions de phases.

$[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$: Vecteur des courants de phases.

$[E_s] = [e_a \ e_b \ e_c]^T$: Vecteur des FEM de phases.

Ces FEM peuvent être calculés par l'expression (II.68) du modèle analytique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{La matrice résistance,}$$

$$\text{et } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} : \text{la matrice d'inductance.}$$

En général, les trois phases du stator sont connectées en étoile de sorte que:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{II.73})$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule l'inductance cyclique de la machine ($L_s = L - M$) limite les courants de phases, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

Les courants de phases peuvent être représentés par la figure (II.13) :

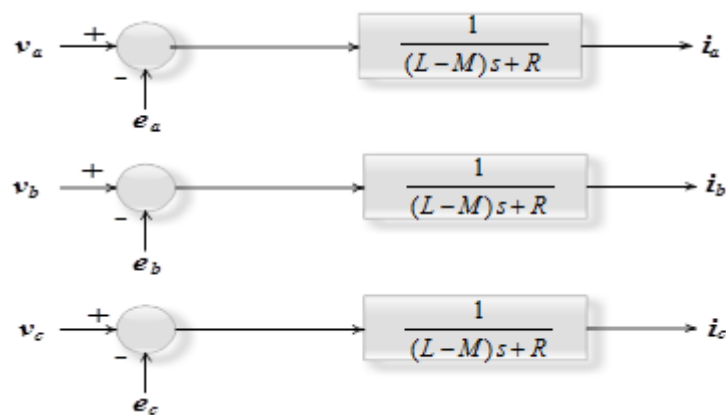


Fig. II.13: Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants.

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à partir des FEM [JWU11]:

$$\Gamma_e = \frac{e_a i_{as} + e_b i_{bs} + e_c i_{cs}}{\Omega} \quad (\text{II.74})$$

où : Ω est la vitesse de rotation.

II.10.3. Calcul des paramètres du circuit électrique

II.10.3.1. Calcul des inductances propres et mutuelles

Le paramètre le plus important d'un convertisseur d'énergie est son inductance L , définie comme étant le rapport entre les valeurs instantanées de flux produit et les courants.

Si plusieurs bobines sont alimentées par des courants au même temps, l'inductance calculée est une inductance L globale qui comprend la self de la bobine choisie (ex : L_{aa}) et les inductances mutuelles dues aux alimentations d'autres bobines, M_{ab} , M_{ac} , ...

Le système d'équations définissant la relation flux/inductance est donnée par :

$$\begin{aligned}\Phi_a &= L_{aa}i_{as} + M_{ab}i_{bs} + M_{ac}i_{cs} \\ \Phi_b &= M_{ba}i_{as} + L_{bb}i_{bs} + M_{bc}i_{cs} \\ \Phi_c &= M_{ca}i_{as} + M_{cb}i_{bs} + L_{cc}i_{cs}\end{aligned}\quad (\text{II.75})$$

L'inductance globale peut s'écrire :

$$L = L_{aa} + M_{ab} \frac{i_{bs}}{i_{as}} + M_{ac} \frac{i_{cs}}{i_{as}} \quad (\text{II.76})$$

a) Inductance propre

Pour calculer la self d'une bobine, les courants circulant dans les autres bobines doivent être nuls, dans ces conditions:

$$L_{aa} = \left. \frac{\Phi_a}{i_{as}} \right|_{i_{bs}, i_{cs}=0} \quad (\text{II.77})$$

Tel que Φ_a est le flux total par phase (a) produit par le courant dans la même phase, qui est donné par l'expression suivante :

$$\Phi_a(\omega t) = 2pL_u \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} A_c(R_3, \theta) C_a(\theta_s, t) R_3 d\theta_s \quad (\text{II.78})$$

Où $A_c(R_3, \theta)$ est le potentiel vecteur magnétique créée par courant de la phase (a) dans l'entrefer de la machine et $C_a(\theta_s, t)$ représente la densité des conducteurs de la phase (a).

b) Inductance mutuelle

Le flux circulant dans les bobines non alimentées ($i_{bs} = 0, i_{cs} = 0$) nous permet de déduire leur inductance mutuelle avec la bobine alimentée:

$$M_{ba} = \frac{\Phi_b}{i_{as}} \Big|_{i_{bs}, i_{cs}=0} \quad (\text{II.79})$$

II.10.3.2 Calcul de la résistance d'une phase statorique

La résistance par phase est donnée par l'expression suivante:

$$R_{ph} = 2p N_s^2 \rho \frac{l}{FS} \quad (\text{II.80})$$

Avec :

- $2p$: le nombre de bobines,
- N_s : le nombre de spires,
- S : la section équivalente à la couche des conducteurs d'une phase par pôle,
- F : le coefficient de foisonnement ($0 < F < 1$) (est la surface occupée par les brins / surface totale).

II.11. Conclusion

Une méthode pour la modélisation des machines à aimants permanents a été développée dans ce chapitre. Le modèle est basé sur le calcul analytique du champ en 2-D. Des hypothèses simplificatrices ont été utilisées pour simplifier le modèle.

Les expressions des grandeurs électromagnétiques développées dans le modèle analytique contiennent les paramètres géométriques qui permettent une étude rapide et souple du comportement dimensionnel de la structure sans encoches excitée par des aimants permanents montés sur la surface rotorique.

Différents types d'aimantations ont été utilisés. A partir des expressions des potentiels vecteurs magnétiques, les performances de la machine ont été calculées, ainsi que l'expression du couple d'interaction.

Enfin, le calcul des paramètres des circuits électriques de notre machine y compris les inductances et la résistance par phase sont abordés.

Pour tenir compte de la géométrie réelle des structures étudiées et de l'état magnétique du fer, au chapitre suivant sera présentée la modélisation par éléments finis en utilisant le logiciel Flux 2D.

CHAPITRE III

Modélisation par éléments finis d'une machine synchrone à aimants

III.1. Introduction

Une autre méthode d'analyse, qui s'avère être plus précise et plus efficace que les méthodes traditionnelles, est l'approche numérique qui permet de résoudre les équations du champ magnétique. Cette méthode a été implémentée dans les systèmes de conception assistée par ordinateur, et en particulier celles utilisant les éléments finis (MEF).

Dans ce chapitre, la modélisation d'une MSAP par la méthode des éléments finis sera présentée qui nous permettra de déterminer les performances de la machine notamment celles inaccessibles avec le modèle analytique tels que l'état magnétique de la machine ainsi que le couple de détente. Toutes les simulations ont été réalisées avec le logiciel FLUX 2D® (version 10.4) de CEDRAT.

III.2 La méthode des éléments finis

L'utilisation des éléments finis en électrotechnique s'est imposée grâce à son aptitude à résoudre les équations de Maxwell, généralement non linéaire, dans des domaines de formes géométriques complexes. Les résultats sont précis mais les temps de calcul sont relativement long comparativement aux méthodes analytiques.

Dans le secteur des machines électriques, le calcul par éléments finis a prouvé son efficacité pour résoudre les équations du champ électromagnétique sur une grande variété de géométries de machines et de matériaux. Pour toutes ces raisons, les éléments finis sont plutôt utilisés pour la conception ainsi que le dimensionnement de nouvelles structures de machines.

Ainsi, la méthode des éléments finis comprend toutes les données d'entrée requises : section géométrique exacte de noyaux du stator et du rotor, la densité de courant dans les enroulements du stator, toutes les caractéristiques des matériaux du moteur (aimants permanents, fil de cuivre, les courbes BH), et les conditions aux limites des régions qui seront analysés [LEF10].

III.3. Logiciel de résolution

Les développements récents dans le domaine de l'informatique et des technologies de logiciels ont rendu possible l'utilisation extensive de l'analyse par éléments finis (FEA) à toutes les étapes du processus de conception.

Pour la conception de machines à haut rendement, l'utilisation d'outils de simulation puissants, permettant un dimensionnement précis, est donc renforcée. Cependant, ces outils doivent être plus simples d'accès et doivent mieux s'inscrire dans la démarche de conception. Ils doivent permettre d'obtenir rapidement les résultats attendus et être automatisables de manière à pouvoir définir plus facilement des processus de dimensionnement ou d'optimisation [LAC07].

Les logiciels à éléments finis modernes sont souvent à structure modulaire où les différentes étapes de résolution sont [FLU10]:

- introduction des données géométriques et des propriétés physiques,
- maillage,
- résolution,
- exploitation des résultats.

Sont séquentiellement exécutées.

Les modules associés à ces tâches doivent pouvoir être séparément accessibles. Ainsi, une géométrie discrétisée pourra servir à traiter plusieurs cas où seules les sources d'excitation ou les conditions aux limites sont modifiées. Lors d'une optimisation de formes, l'utilisateur doit

également pouvoir faire varier un paramètre géométrique sans devoir refaire le maillage ou réintroduire les conditions aux limites.

C'est dans cette perspective que nous avons opté pour une nouvelle formulation, mieux adaptée pour notre problème : il s'agit d'une méthode dite directe permettant de résoudre simultanément les équations couplées du champ magnétique et des circuits électriques. Cette formulation est implantée dans le logiciel d'éléments finis Flux-2D [FLU10] que nous allons présenter dans ce qui va suivre.

On peut citer autre logiciels aux fonctionnalités équivalentes, comme : ANSYS, COMSOL, OPERA2D, MAXWELL2D, JMAG, SIMAP, ...

III.3.1 Présentation du code de calcul

Le logiciel d'analyse par éléments finis Flux2D est un logiciel de Conception Assistée par Ordinateur (CAO). Il calcule sur des sections planes (problèmes plans ou problèmes à symétrie de révolution) le comportement magnétique, électrique ou thermique des dispositifs. Ces états permettent d'accéder à de nombreuses grandeurs globales ou locales: champ, potentiel, flux, énergie, force, etc. [FLU10].

III.3.2 Structure du Flux2D

Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage.

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés [FLU10] :

- **Module pré-processeur**

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinies (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

- **Module processeur**

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

- **Module post-processeur de Flux-2D (PostPro_2D)**

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

De façon générale, l'enchaînement des programmes de Flux-2D, doté d'une interface de Windows est schématisé par la figure (III.1).

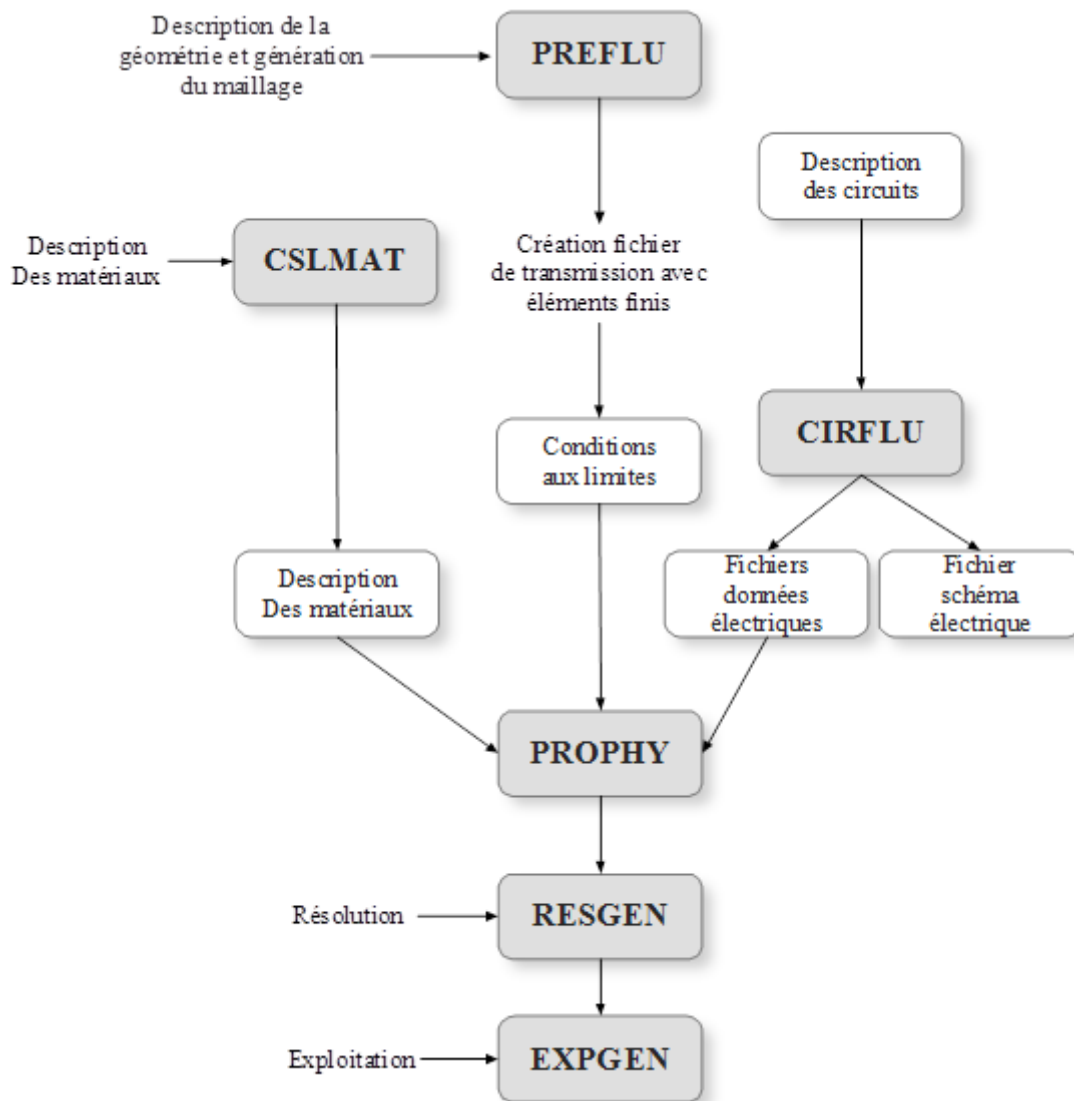


Fig. III.1 : Organigramme des différents modules utilisés en Flux-2D

III.4. Modèle numérique du moteur synchrone à aimants

Le moteur synchrone à aimants est modélisé en utilisant la méthode des éléments finis (MEF), qui donne de bons résultats à l'état stationnaire, ce qui peut donner des informations sur les performances du moteur à vide.

Nous allons analyser les configurations du stator et pour chaque configuration du rotor. L'effet des géométries des aimants sur la forme de l'induction magnétique dans l'entrefer est étudié. Enfin, les performances des trois types de géométrie du rotor sont abordées et comparées.

III. 4.1. Présentation des modèles

III.4.1.1 Configuration du stator

Un stator typique construit avec un acier feuilleté comporte des encoches uniforme le long du diamètre interne est considéré avec des enroulements en cuivre.

Le stator comporte 24 encoches, 230 mm de diamètre intérieur et 327mm de diamètre extérieur. Les autres caractéristiques sont présentées dans le tableau (III.1). Les dimensions de l'encoche du stator sont indiquées sur la Figure (III.3).

Table. III.1 : Paramètres géométriques du stator

Paramètres	Symbole	Valeur et unité (mm)
- Rayon externe du stator	R_4	46.20
- Rayon interne du stator	R_3	28.10
- Longueur utile axiale	L_u	50.82
- Nombre d'encoches du stator	N_s	24
- Largeur de l'ouverture d'encoche	b_{so}	0.8
- Hauteur de l'ouverture d'encoche	h_{so}	0.8
- Largeur d'encoche	b_{ss}	3.4
- Hauteur d'encoche	h_{ss}	9
- Largeur du bas d'encoche	b_{sm}	4.6

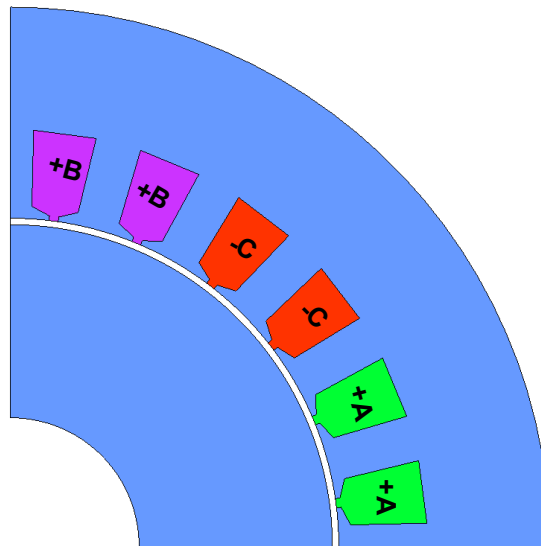


Fig. III.2 : Configuration du stator et répartition des bobinages.

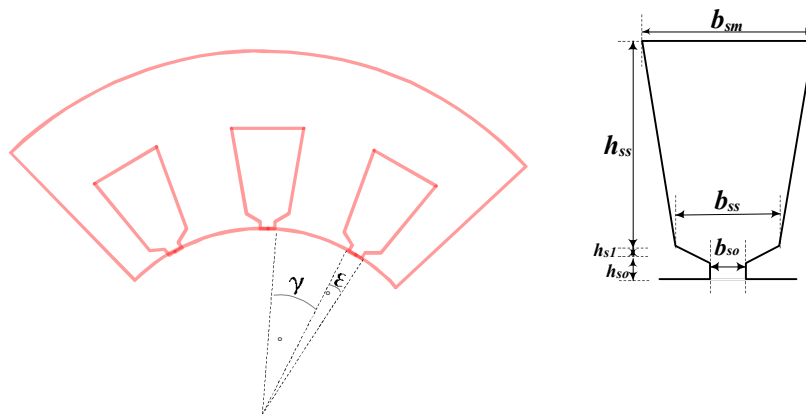


Fig. III.3 : Dimension de l'encoche du stator.

III.4.1.2 Configuration du rotor

Selon le type d'aimantation, on va aborder trois types de configurations du rotor d'une machine synchrone à aimants montées en surface: rotor avec aimantation radiale, aimantation mixte, et avec aimantation tournante.

Les trois architectures du rotor sont illustrées sur la figure (III.4) ci-dessous. Le premier rotor (a) a un seul bloc d'aimants sous un pôle avec une magnétisation radiale. Le deuxième rotor (b) contient trois blocs d'aimants qui présentent une aimantation mixte. Tandis que le troisième rotor (c) est contenu un aimant segmenté, tel que chaque segment d'aimant présente une direction d'aimantation selon leur position par rapport au centre du pôle.

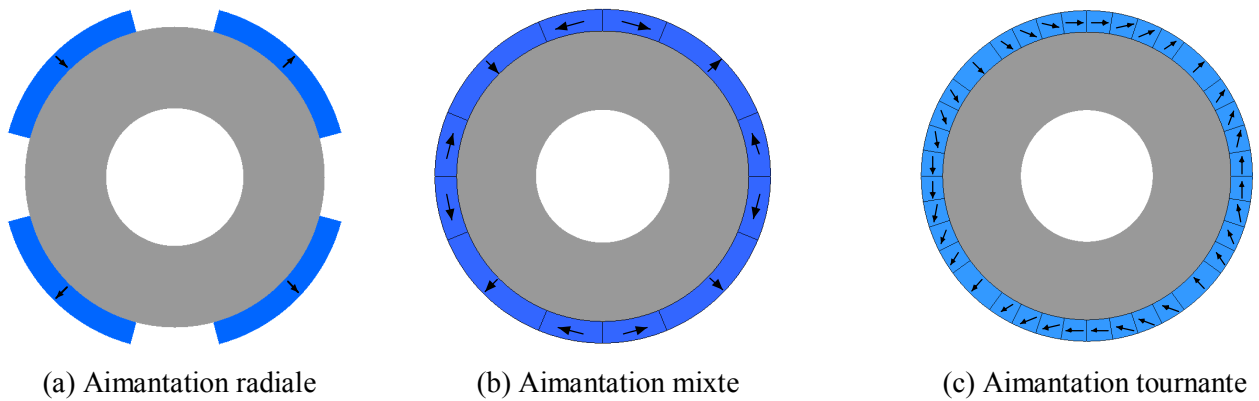


Fig. III.4 : Les trois architectures du rotor.

III.4.2. Modèle numérique avec stator lisse

Dans ce qui suit on va utiliser un stator sans encoches, les courants dans les encoches sont ainsi remplacés par une densité de courants superficiels comme il est montré sur la figure (III.5).

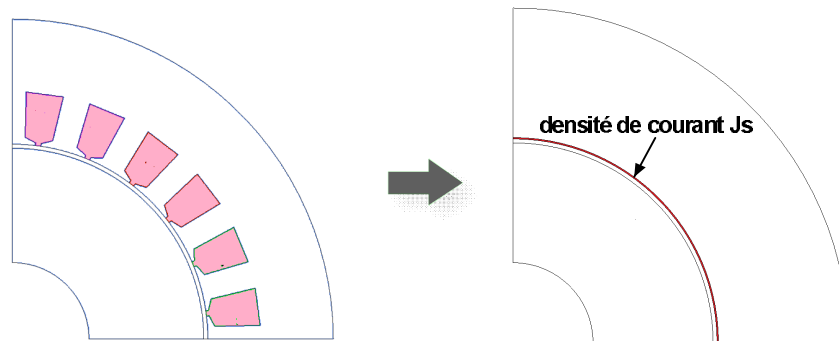


Fig. III.5 : Modélisation des encoches par une densité de courant équivalente

III.4.3. Dimensions géométriques

Afin de diminuer le temps de calcul et d'économiser de la mémoire, il est possible de définir des symétries ou des périodicités. Le logiciel ne trace alors qu'une partie de la géométrie. Dans ce cas on va étudier seulement le quart de la machine pour réduire la région à mailler, et par suite le temps de calcul ; cela consiste à travailler sur un seul pôle.

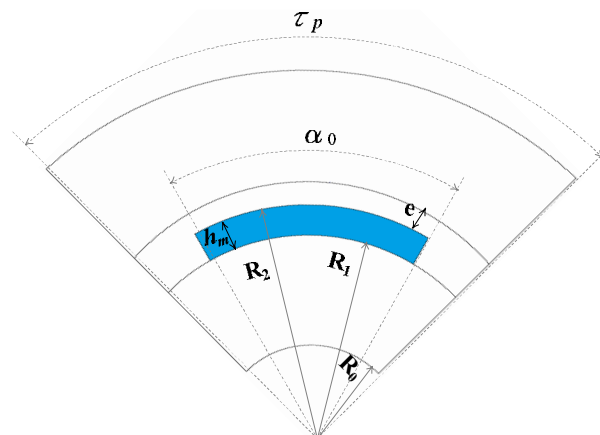


Fig. III.6 : Géométrie d'un pôle du moteur

III.4.4. Propriétés physiques

Les aimants permanents sont de type NdFeB. Dans notre modélisation le stator et le rotor de la machine étudiée sont en matériau magnétique de type M270-35A. Sa caractéristique de magnétisation $B(H)$, est illustrée par la figure suivante (Fig. III.7).

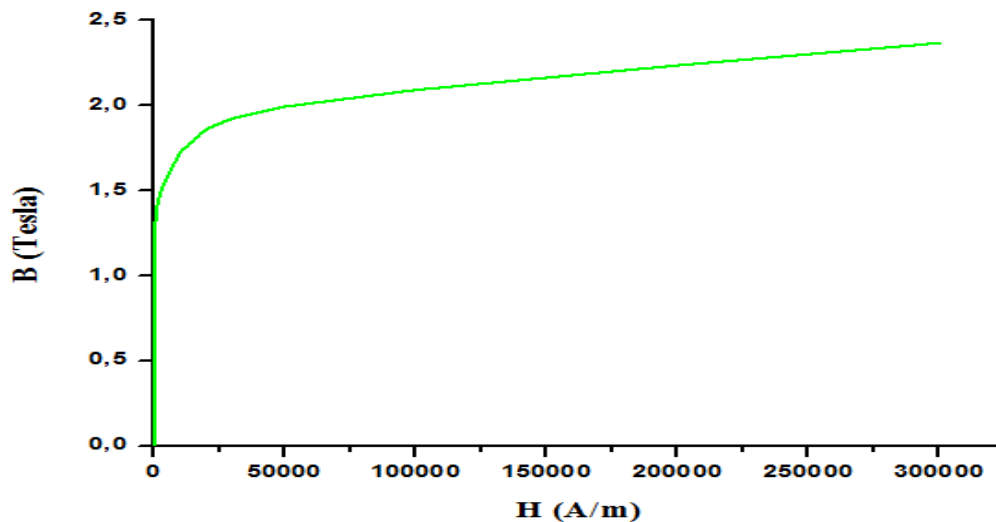


Fig. III.7 : Courbe $B(H)$ du matériau M270-35A.

III.4.5 Maillage et conditions aux limites

Pour la première étape, le maillage d'éléments finis est généré sur le quart de la section transversale du moteur, comme on peut le voir sur la figure (III.8), Il se compose de plus de 15 000 nœuds et de 31 000 éléments.

L'influence de la densité du maillage sur la précision des résultats de calcul est toujours un sujet de discussion. Il est connu que l'augmentation du nombre d'éléments finis contribue à une augmentation de la précision des résultats.

Afin de réaliser une estimation très proche des performances et pour avoir une plus grande précision des résultats, un accent particulier a été mis sur l'augmentation de la densité du maillage dans l'intervalle de l'entrefer, où la contrainte de Maxwell est la plus élevée [LEF10], ce qui peut être observé sur la figure (III.9).

Les conditions aux limites de type Dirichlet ($A=0$) appliquées sur les frontières sont représentées sur la figure (III.10).

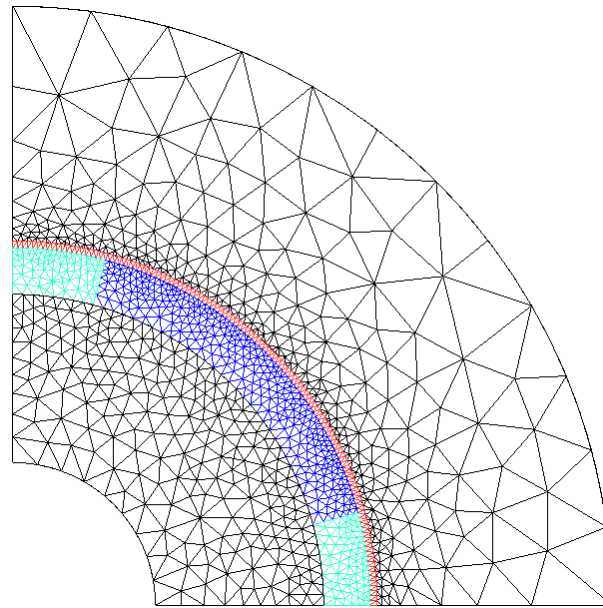


Fig. III.8 : Coupe transversale et maillage du domaine d'étude.

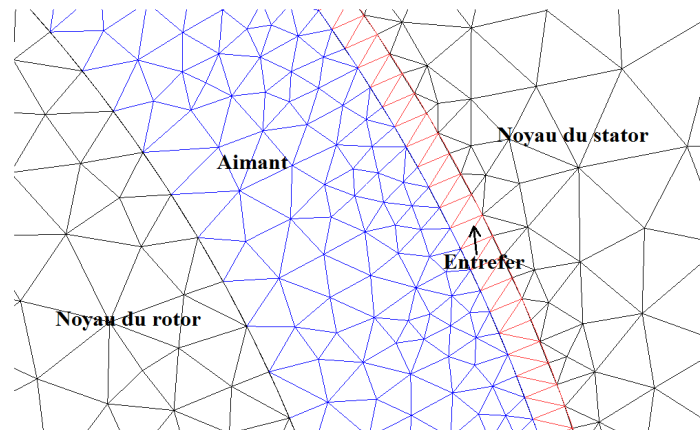


Fig. III.9 : Structure du maillage au niveau de l'entrefer.

Les limites du domaine de calcul sont le contour extérieur du noyau magnétique du stator et le contour intérieur du noyau magnétique du rotor. Les conditions seront les suivantes:

a) Condition de Dirichlet

Elle est sur le contour externe et interne du noyau magnétique du stator et du rotor, respectivement. En effet, le flux magnétique à travers ces frontières est considérée comme nul. Exprimé en termes de potentiel vecteur magnétique, cette condition signifie la valeur du potentiel vecteur magnétique est nulle le long des deux frontières.

b) Condition Anticyclique

Elle est imposée le long de la section de la machine. En effet, les lignes de flux à travers ces frontières sont considérées comme perpendiculaires à ces limites et réparties symétriquement contre le quart de la machine.

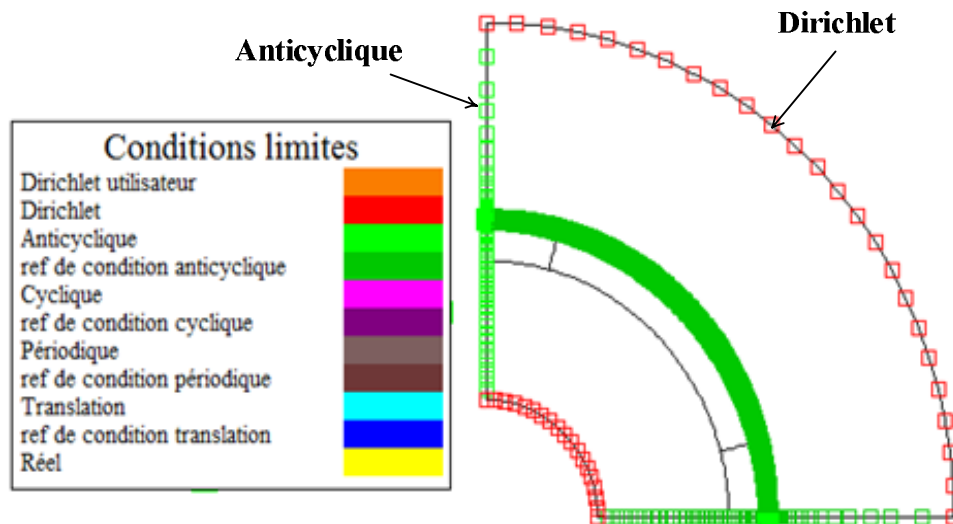


Fig. III.10 : Conditions aux limites appliquées aux frontières du domaine.

III.5 Modèle numérique en présence des encoches statoriques

III.5.1. Domaine d'étude

Dans cette section la modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents en présence des encoches statoriques sera abordée.

La figure (III.11) illustre le domaine et le maillage effectué.

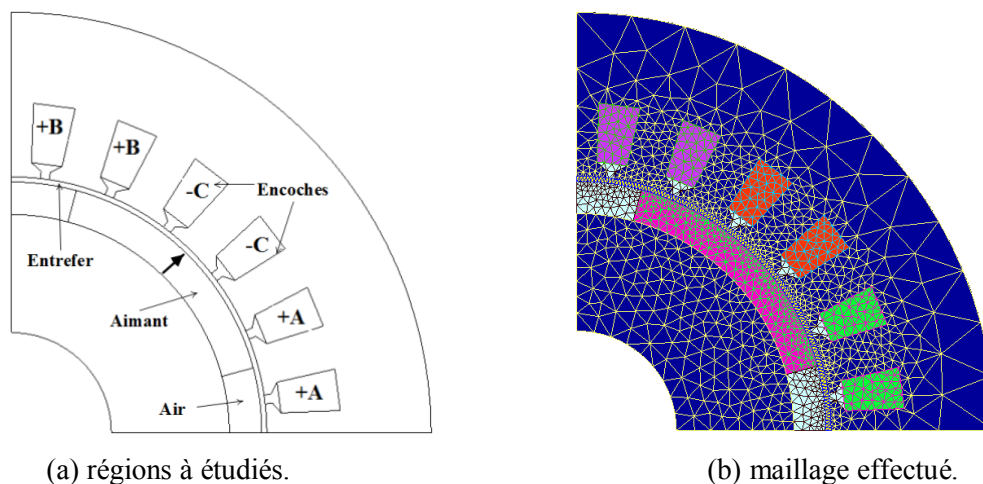


Fig. III.11 : Modèle d'étude sur le quart du moteur.

III.5.2. Calcul du couple de détente

La présence du couple de détente est une préoccupation majeure dans la conception des machines à aimants permanents, car il ajoute des harmoniques indésirables au couple pulsatoire. Ainsi les ondulations du couple sont principalement dues aux fluctuations de la distribution de champ dans l'entrefer qui dépend de la structure magnétique du moteur [CHA08, ISL10].

Le couple de détente des moteurs à aimants est toujours un sujet difficile pour l'analyse. Bien qu'il existe de nombreuses références, qui ont étudié le problème du couple de détente [GUE11, JIN11, KWA11].

La période du couple de détente dépend de la combinaison encoche / pôle du moteur. Cependant, ce couple est calculé avec une simulation de multi-position et en absence du courant [FLU10].

Le calcul du couple se fait à vitesse constante qui est choisie pour être (1/6 tr/mn) ce qui correspond à un degré par seconde mécaniques. L'angle du rotor sera variable d'un pas d'encoche (pas dentaire) est ($360^\circ / 24 \text{ encoches} = 15^\circ$), la position du rotor est variable avec un pas de 0,1875.

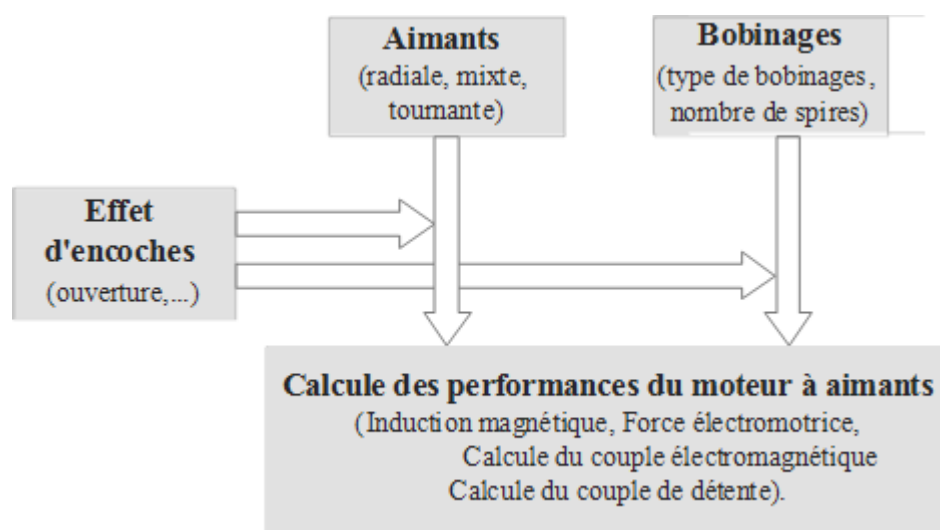


Fig. III.12 : Calcul des performances du moteur à aimants en présence de l'effet des encoches.

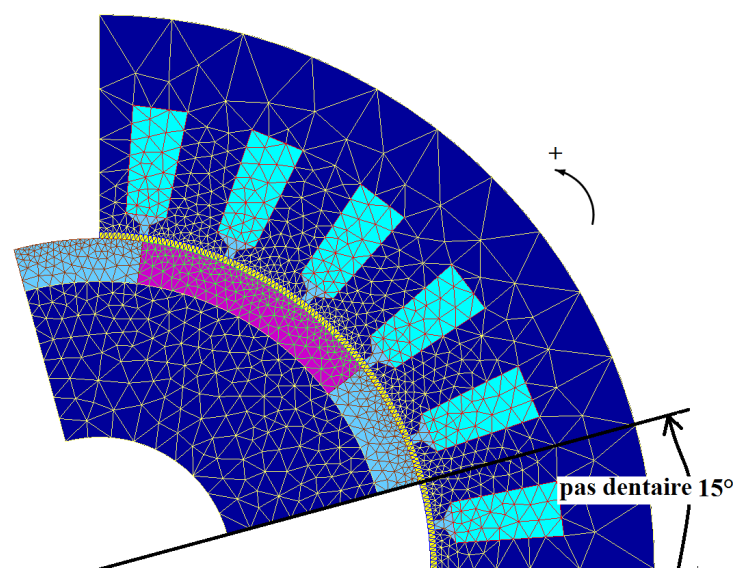


Fig. III.13 : Modèle pour calculer le couple de détente.

III.6. Couplage circuits - éléments finis

Dans ce travail, la méthode des éléments finis en 2-D a été appliquée pour analyser les performances électromagnétiques d'un moteur à aimants permanents alimenté par deux types de sources, tension et courant. L'analyse est effectuée à vitesse constante, donc l'équation de mouvement n'est pas nécessaire. Mais l'analyse du champ devrait être couplée à l'équation du circuit électrique.

Dans la modélisation des systèmes électromagnétiques, la solution des équations du circuit électrique et magnétique peut se faire en tenant compte du couplage entre les deux systèmes d'équations [HO99, PIR90, STR88].

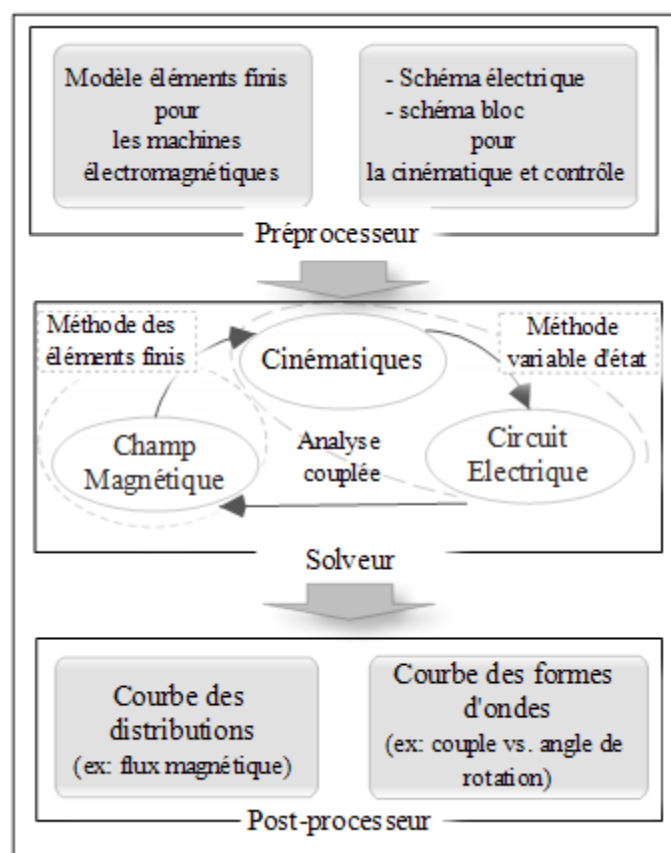


Fig. III.14 : Couplage éléments finis-circuits électriques [ITO97].

On parle de couplage champ – circuit lorsque les conducteurs dans le modèle électromagnétique sont alimentés par l'intermédiaire d'un circuit électrique extérieur, et que les solutions des deux systèmes électrique magnétique sont liées l'une de l'autre [FLU10].

La possibilité de couplage de la solution du champ et le circuit électrique rend la méthode des éléments finis le premier candidat pour la simulation des machines électromagnétiques.

La méthode des éléments finis en 2D s'est avérée être un outil efficace pour analyser les nouvelles constructions de machines électriques. Généralement les tensions aux bornes ou les

courants peuvent être traités comme des quantités données dans l'analyse par éléments finis. Bien que dans de nombreux types d'entraînements électriques cette hypothèse est raisonnable, il reste encore une variété de cas où les propriétés de la machine sont affectées par le comportement du circuit extérieur de manière significative [VAA96].

III.6.1. Principe du couplage champ-circuit

Les méthodes de couplage mathématiques dépendent :

- d'une part des formulations utilisées pour le calcul du champ magnétique,
- d'autre part de la méthode d'analyse du circuit électrique.

Dans tous les cas, les équations de champ magnétique et les équations de circuit sont résolues simultanément.

Par ailleurs, plusieurs machines ont des circuits externes électriques, tels que les onduleurs et les convertisseurs. Ainsi, lors de l'utilisation de la méthode des éléments finis dans la conception de machines électromagnétiques, le couplage de la solution champ et le circuit électrique est critique pour des simulations précises des performances de la machine.

Lorsque la MEF est appliquée, l'excitation électrique est d'abord décrite à l'ordinateur en l'étape de prétraitement. Les enroulements, les circuits de commande, et les détails des formes d'onde d'excitation doivent être définis avant de résoudre les équations du champ électromagnétique. Après avoir obtenu les solutions de champ, les informations sur les composants du circuit électrique, tels que les F.E.M, les résistances et les inductances peuvent être retirés à l'étape de prétraitement.

Beaucoup de logiciels modernes de calcul par éléments finis ayant la capacité de simuler les circuits électriques. Ces circuits électriques externes peuvent être simulés et résolus. Les formes d'onde d'excitation résultant de courant ou tension sont décrites à l'ordinateur pour l'analyse par éléments finis.

III.6.2. Calcul des forces électromotrices

Simuler un moteur à l'aide du logiciel Flux 2D demande à l'utilisateur de définir un circuit dans lequel il peut décrire l'alimentation des phases. Dans ce circuit sont représentées les sources de courant ou de tension mais aussi les résistances et les inductances des phases.

Le circuit montré sur la figure (III.15), est couplé avec le modèle éléments finis permettant ainsi de calculer les forces électromotrices induites au niveau des phases statoriques.

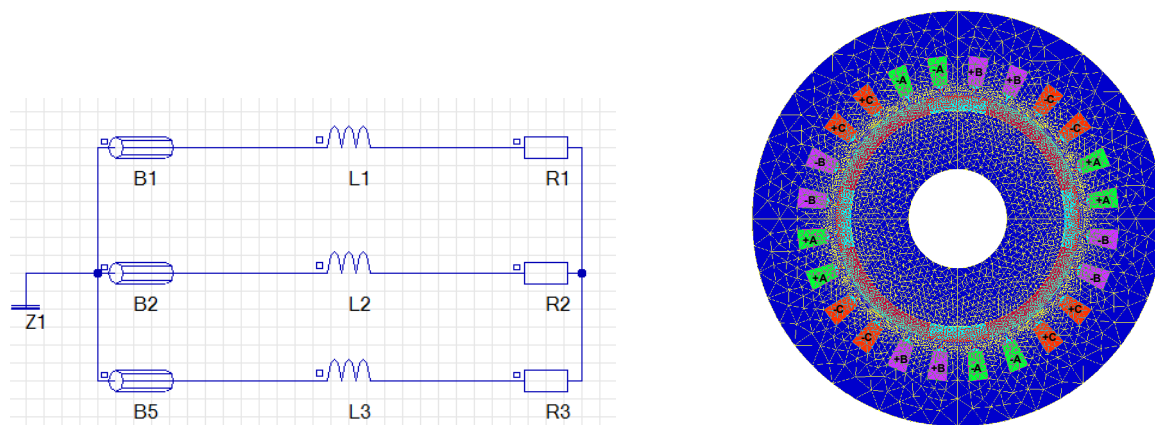


Fig. III.15 : Couplage circuit électrique-éléments finis pour le calcul les F.E.Ms.

III.6.3. Alimentation en courant

Le circuit électrique alimenté en courant, représenté sur la figure (III.16), est couplé avec les éléments finis. Ce modèle est exploité pour calculer le couple électromagnétique développé par la machine en considérant différentes formes de courants et pour les différents inducteurs envisagés au niveau du rotor.

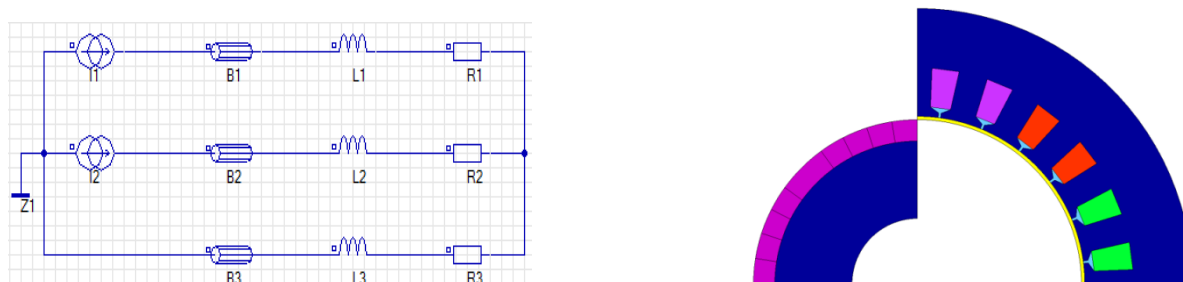


Fig. III. 16 : Couplage circuit électrique-éléments finis dans le cas d'alimentation par courants

III.6.4. Alimentation en tension

Dans le circuit défini sur la figure (III.17) sont représentées les sources de tensions, les résistances et les inductances des phases. Ainsi, avec ce modèle on peut tenir compte de l'alimentation en tension de la machine et considérer différentes formes de tension à l'entrée des phases statoriques.

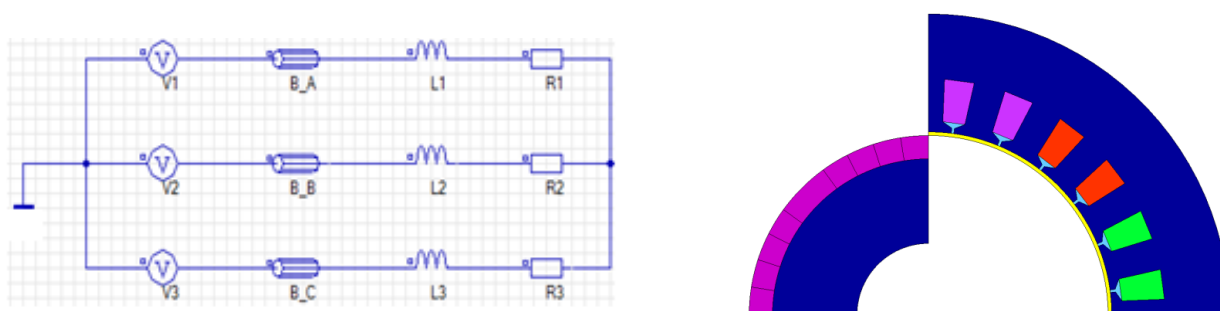


Fig. III.17 : Couplage circuit électrique-éléments finis dans le cas d'alimentation par tensions.

a) alimentation par des tensions sinusoïdales

Les trois phases de la machine sont alimentées par des tensions de formes sinusoïdales. Ce sont ces tensions qui sont représentées dans le modèle circuit du logiciel Flux2D.

Les tensions sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_2(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

b) alimentation par des tensions rectangulaires

Les tensions rectangulaires alimentant les enroulements d'induits sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_1(t) = \sum_h V_h \sin(h\omega t) \\ V_2(t) = \sum_h V_h \sin\left(h\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ V_3(t) = \sum_h V_h \sin\left(h\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Elles représentent la décomposition en série de Fourier de la forme rectangulaire représenté sur la figure (III.18-a). L'amplitude de l'harmonique de rang h est donnée par:

$$V_h = \frac{4V_m}{h\pi} \cos\left(\frac{h\pi}{6}\right) \quad (\text{III.3})$$

Avec: $h=1, 3, 5, \dots$, est l'ordre d'harmonique.

Dans notre simulation, le nombre d'harmonique est limité à 25. Ceux d'ordres supérieurs sont négligés.

La forme d'onde de la tension alimentant la phase une, et qui comprend les harmoniques jusqu'à l'ordre ($h=25$), est montré sur la figure (III.18-b).

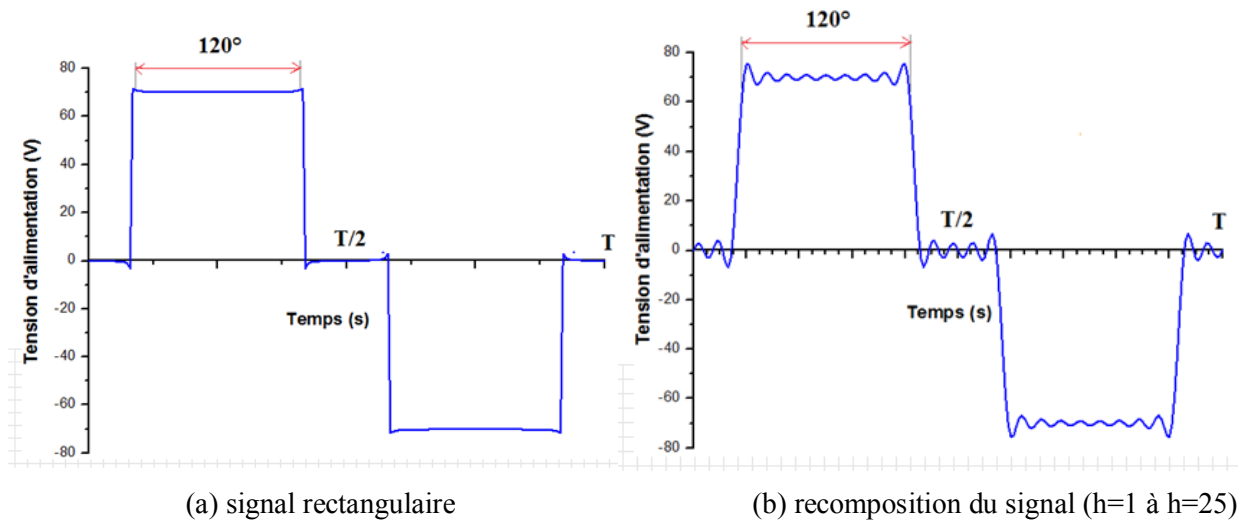


Fig. III.18 : Tension rectangulaire de 120°

III.6.5. Alimentation par onduleur de tension

Le circuit d'alimentation du moteur, est un onduleur de tension.

La figure (III.19) montre le couplage effectué entre le modèle circuit électrique et le modèle éléments finis.

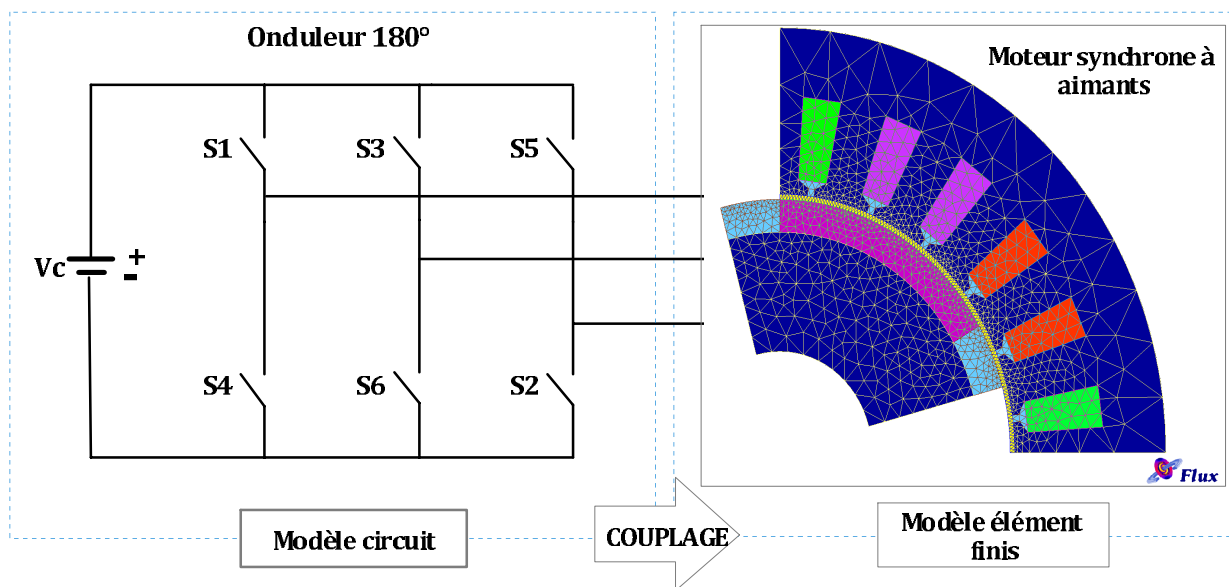


Fig. III.19 : Couplage onduleur de tension-éléments finis.

Ainsi, le modèle circuit alimentant les phases statoriques, qui est effectué sous Flux2D est représenté sur la figure (III.20).

La source de tension (V7) représentée sur la figure ci-dessous, est une source continue d'amplitude 110 Volts. Tandis que les sources (V1 à V6) sont de faibles amplitudes (3.2 Volts).

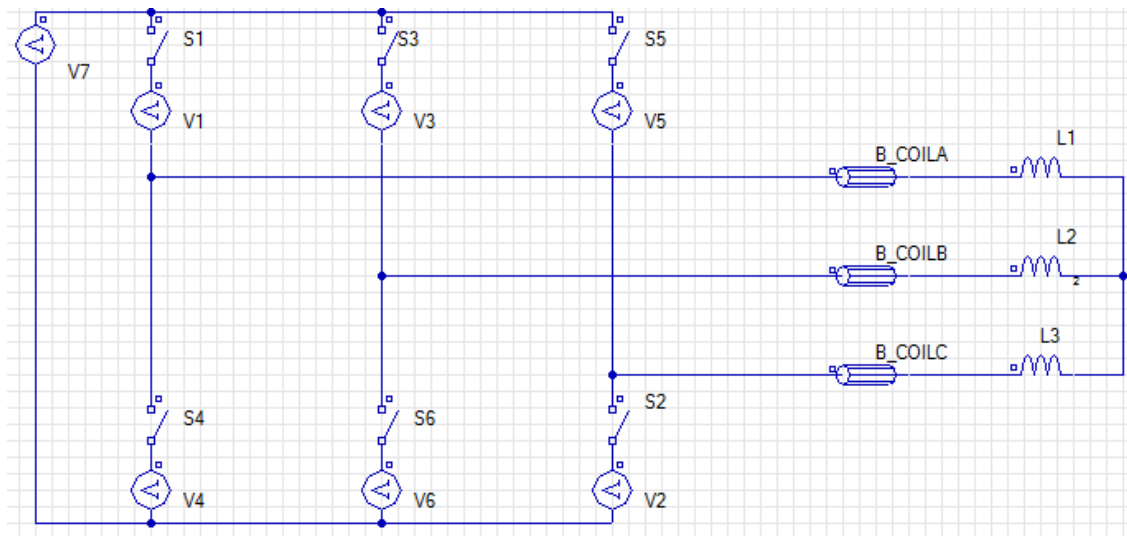


Fig. III.20 : Modèle circuit (onduleur + phases statoriques).

Les intervalles de fonctionnements des interrupteurs de l'onduleur sont présentés par le tableau (III.2).

Tableau. III.2 : Séquence de fonctionnement des interrupteurs.

Interrupteurs	Angle d'ouverture	Angle de fermeture	cycle de fonctionnement
S1	15°	75°	180°
S2	45°	105°	180°
S3	75°	135°	180°
S4	105°	165°	180°
S5	135°	15°	180°
S6	165°	45°	180°

III.7. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté un modèle numérique d'un moteur synchrone à aimants avec la présence des encoches statoriques, basé sur la méthode des éléments finis, sous environnement FLUX2D®.

Le modèle développé tient compte de la géométrie réelle du moteur ainsi que des caractéristiques non linéaires des matériaux magnétiques. Ce modèle est aussi couplé aux équations électriques de la machine permettant ainsi de considérer deux types d'alimentations, en courants et en tensions.

Dans le dernier cas, trois modes d'alimentations considérés : alimentation par tension sinusoïdaux, rectangulaires et notamment l'utilisation d'un onduleur de tension.

L'analyse des différentes performances de notre machine sera présentée dans le dernier chapitre.

CHAPITRE IV

Analyse des performances

IV.1 Introduction

Les performances d'une machine synchrone à aimants sont largement influencées par la structure de son inducteur. Ce dernier est caractérisé par les dimensions et le sens de l'aimantation des aimants. Ainsi par le mode d'alimentation.

Dans ce dernier chapitre nous exploitons les modèles développés précédemment pour analyser l'influence de l'inducteur et de l'induit sur les performances électromagnétiques des machines étudiées.

On regardera notamment l'effet de l'alimentation, du sens de l'aimantation des aimants et de la denture statorique sur l'amplitude et les ondulations du couple.

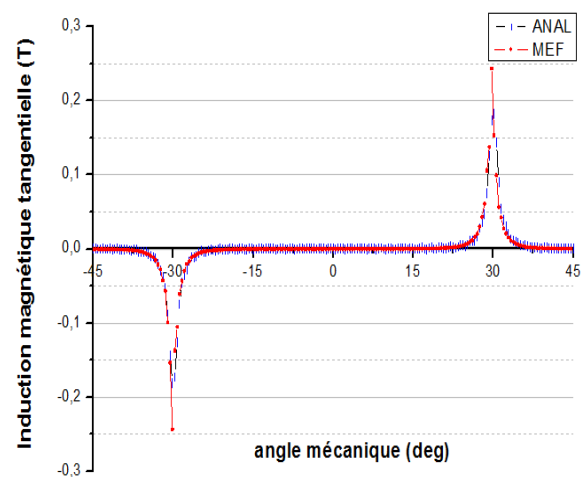
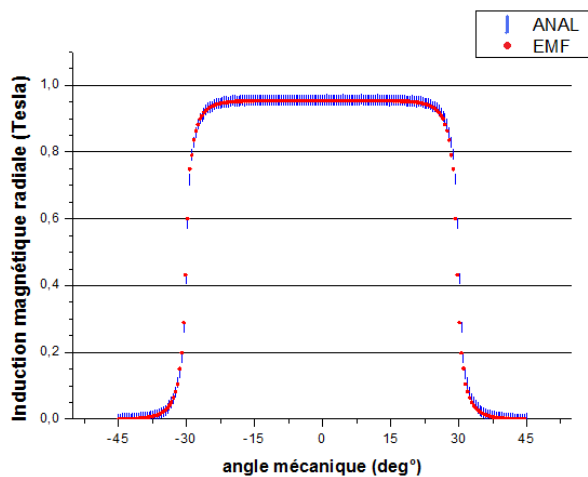
IV.2. Validation des modèles d'analyse

Sous les mêmes hypothèses, les résultats issus du modèle analytique sont confrontés aux résultats obtenus à partir d'un calcul par éléments finis pour les différentes structures étudiées.

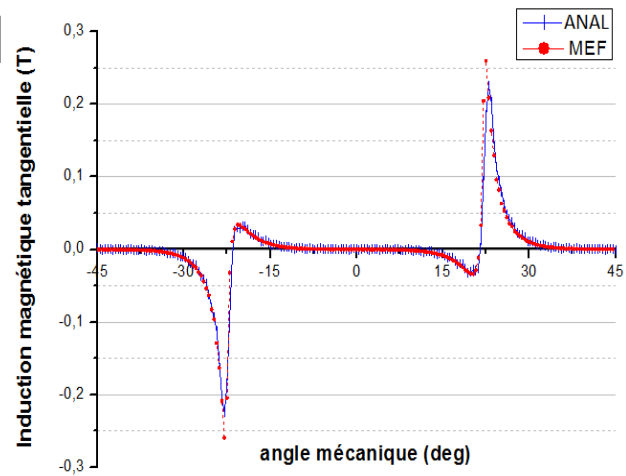
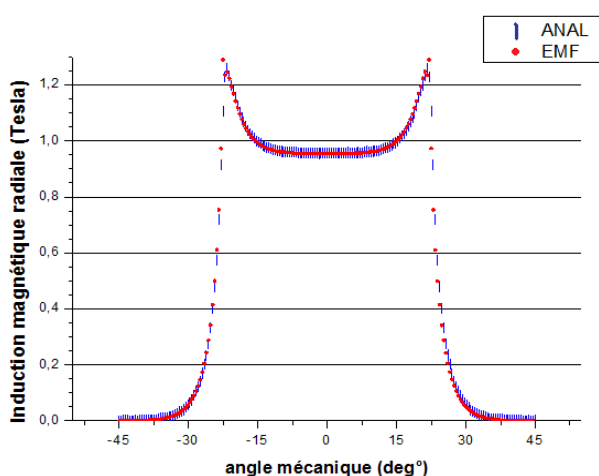
Au niveau des formes d'ondes des inductions (Fig.IV.1), des forces électromotrices (Fig.IV.2) et des couples (Fig.IV.3), on observe une très bonne concordance. En effet, les écarts sont très faibles.

On peut affirmer que pour le type de machines étudiées, mise à part les phénomènes liés à la saturation et à la présence de la denture, les principales grandeurs peuvent être déterminées à l'aide du modèle analytique avec une bonne précision.

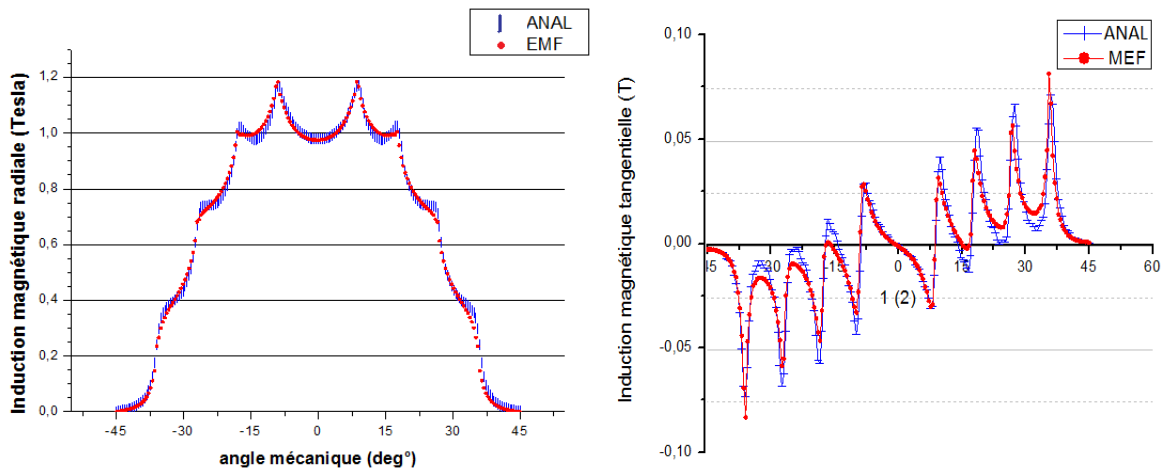
a) Validation des inductions magnétiques



a) aimantation radiale



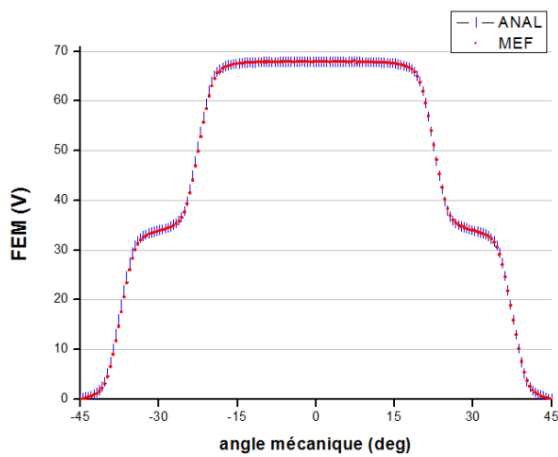
b) aimantation mixte



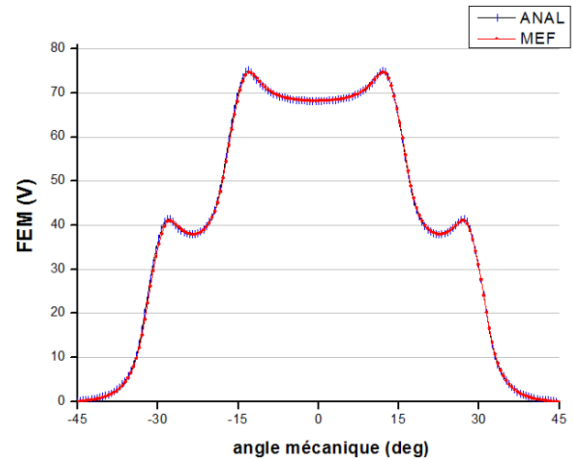
c) aimantation tournante

Fig. IV.1 : Inductions magnétiques dans l'entrefer.

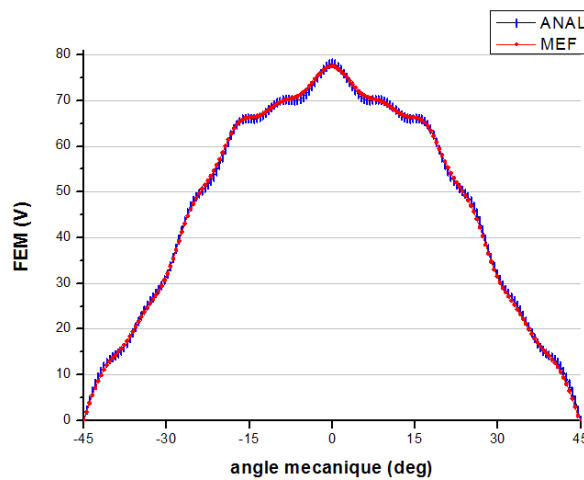
b) Validation des force-électromotrices



a) aimantation radiale



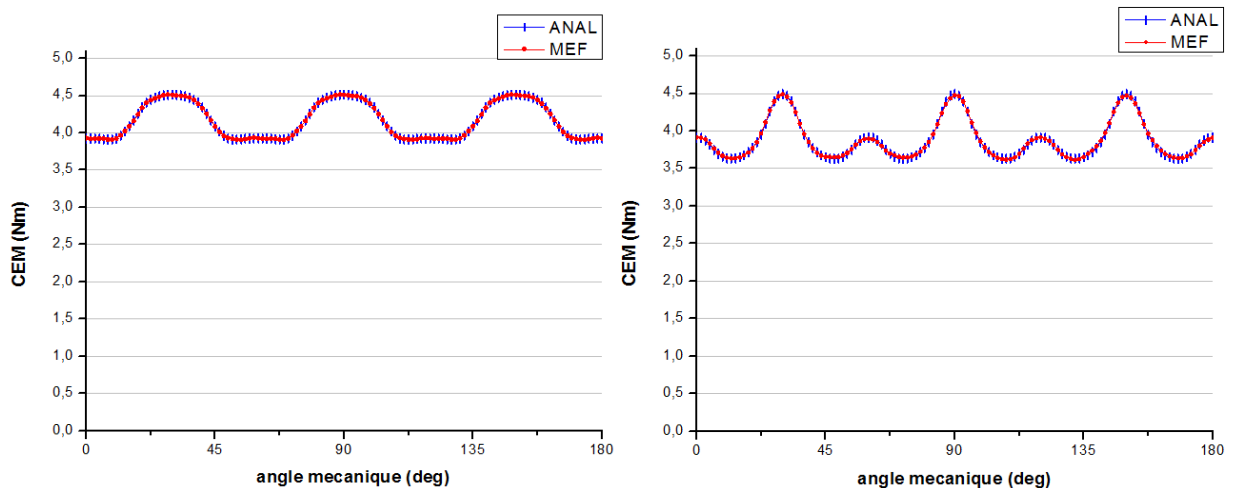
b) aimantation mixte



c) aimantation tournante

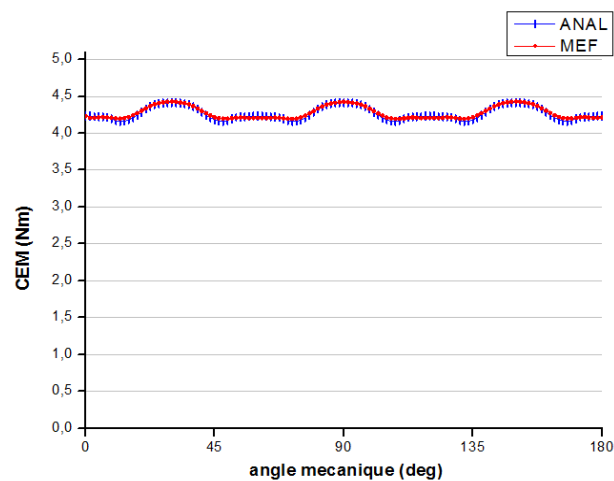
Fig. IV.2 : Formes d'ondes de la force électromotrice pour différents sens d'aimantation (à 1500 tr/mn).

c) Validation des couples d'interactions



a) aimantation radiale

b) aimantation mixte



c) aimantation tournante

Fig. IV.3 : Formes d'ondes du couple d'interaction pour différents sens d'aimantation (alimentation par courants sinusoïdaux $I = 6A$).

IV. 3. Analyse du champ électromagnétique

En exploitant le modèle analytique, on peut montrer que le sens de l'aimantation a une influence prépondérante sur la forme de l'induction dans l'entrefer (Fig. IV.4 et Fig. IV.5). Elle est de forme trapézoïdale pour une aimantation radiale. Elle se rapproche de plus en plus d'une sinusoïde quand on dispose d'une aimantation à répartition tournante sinusoïdale.

On observe que le niveau d'induction est peu influencé par le sens de l'aimantation adoptée

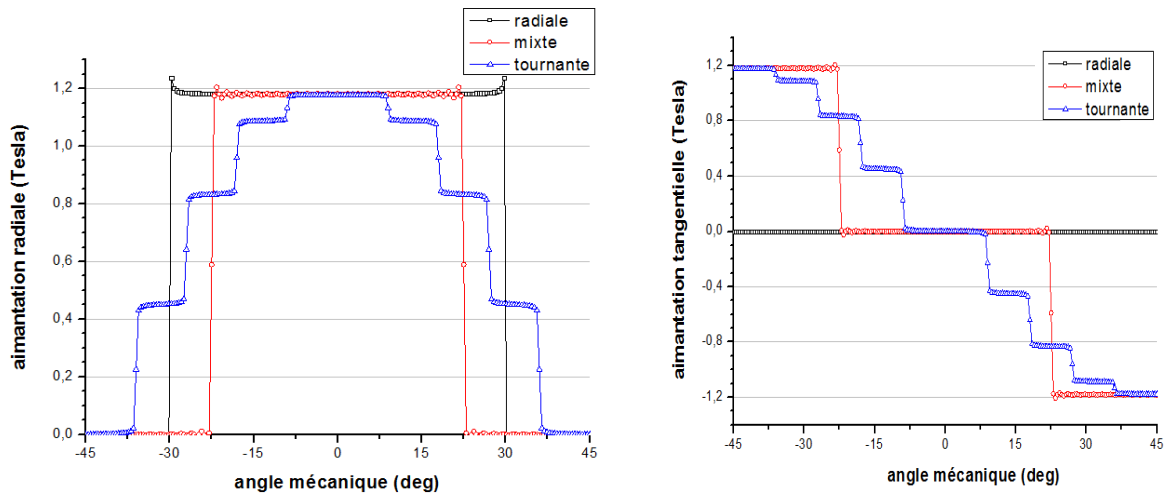


Fig. IV.4 : Représentation des aimantations créées par les aimants.

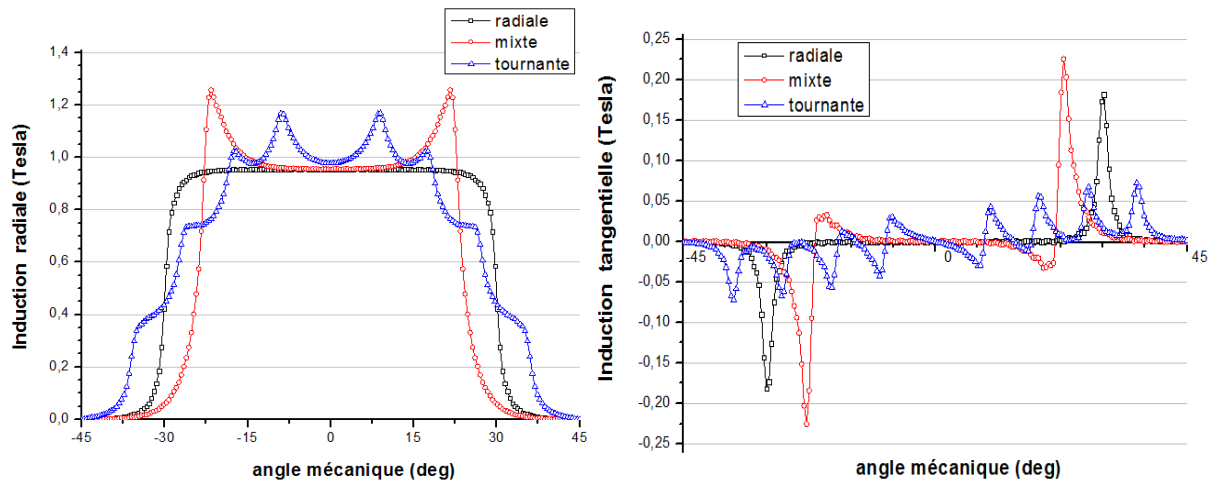


Fig. IV.5 : Représentation des inductions magnétiques créées par les aimants.

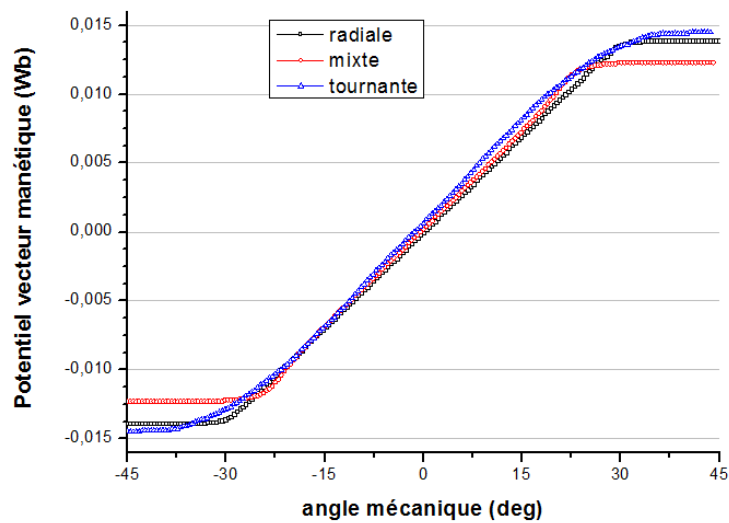


Fig. IV.6 : Représentation des potentiels vecteurs magnétiques créés par les aimants.

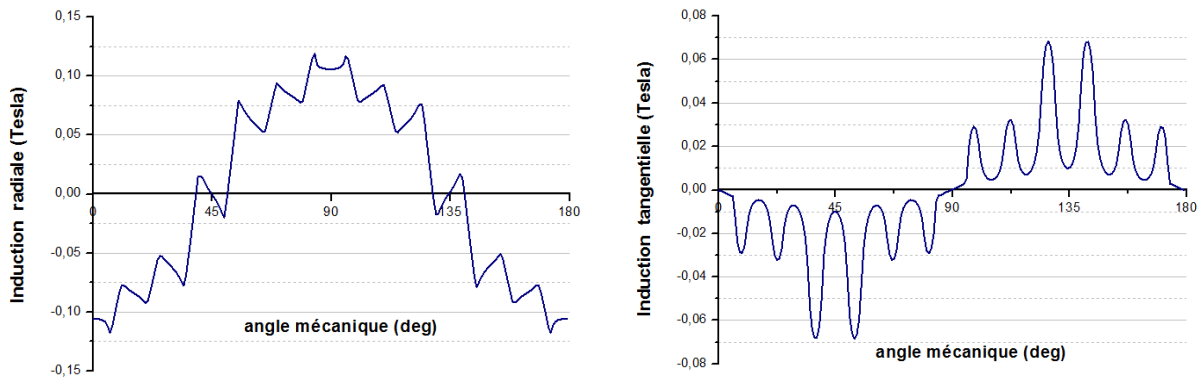


Fig. IV.7 : Représentation des inductions magnétiques créées par courants sinusoïdales.

IV.3.1 Cartes du champ

a) Aimants seuls

Dans cette partie, nous considérons uniquement le champ dû aux aimants. Les lignes et les densités de champ pour les trois types d'aimantations, sont montrées sur les figures (IV.8, IV.9 et IV.10).

Les lignes de champ sont perpendiculaires à la surface du rotor et parallèles les uns aux autres à l'intérieur du rotor. Ils traversent l'entrefer et pénètrent perpendiculairement dans le stator. Ces lignes de champ suivent exactement l'orientation de l'aimantation des aimants.

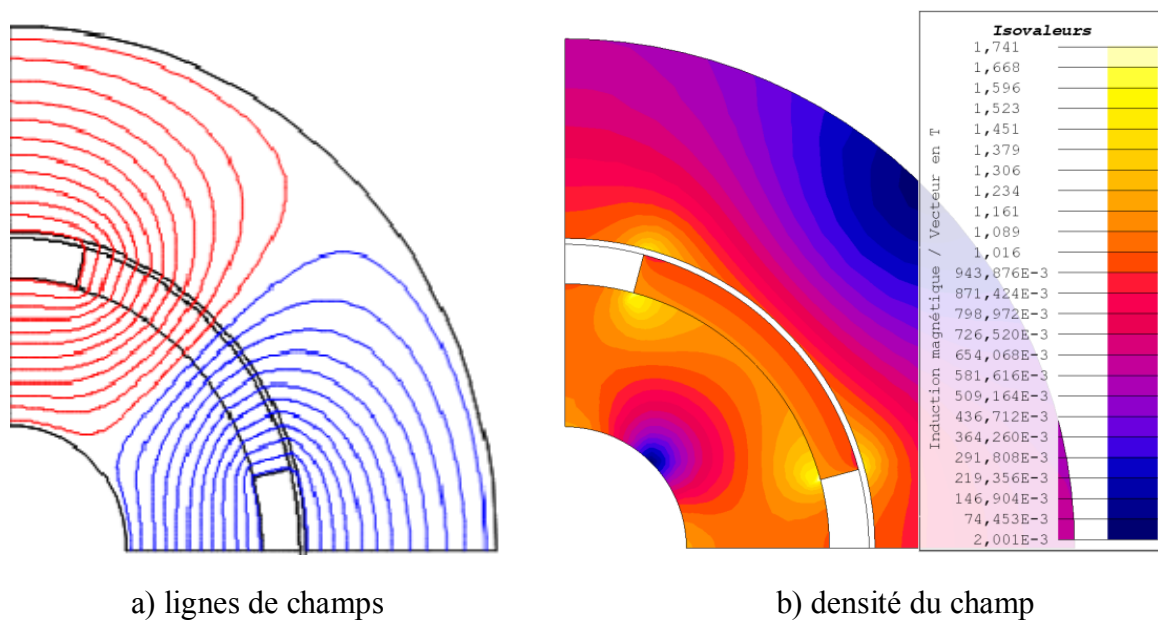


Fig. IV.8 : Carte de lignes et de la densité du champ pour la structure à aimantation radiale

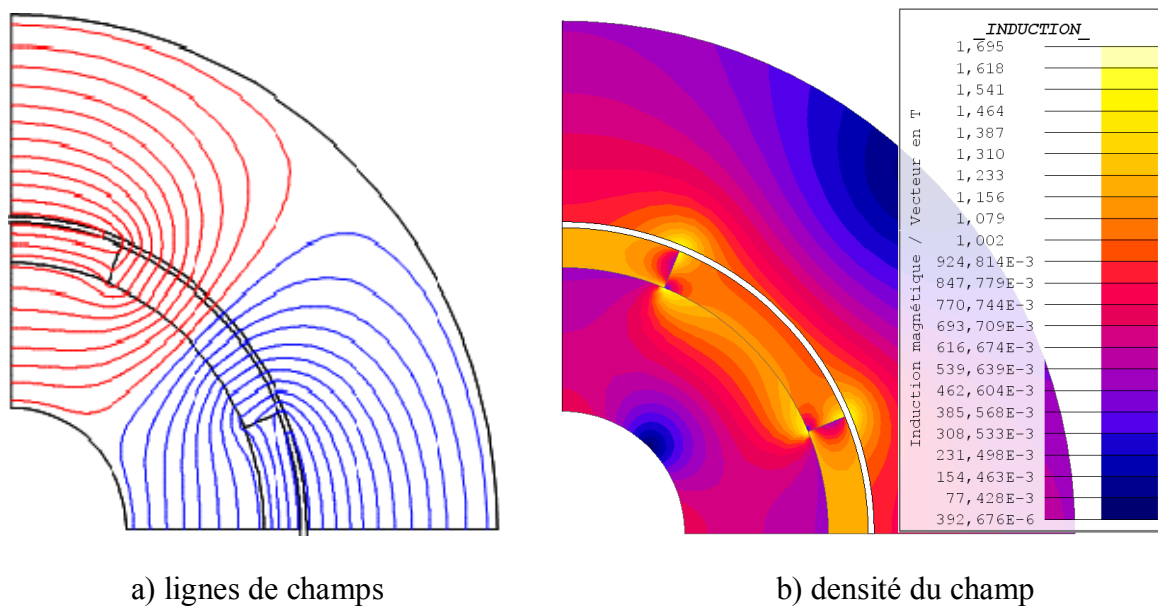


Fig. IV.9 : Carte de lignes et de la densité du champ pour la structure à aimantation mixte.

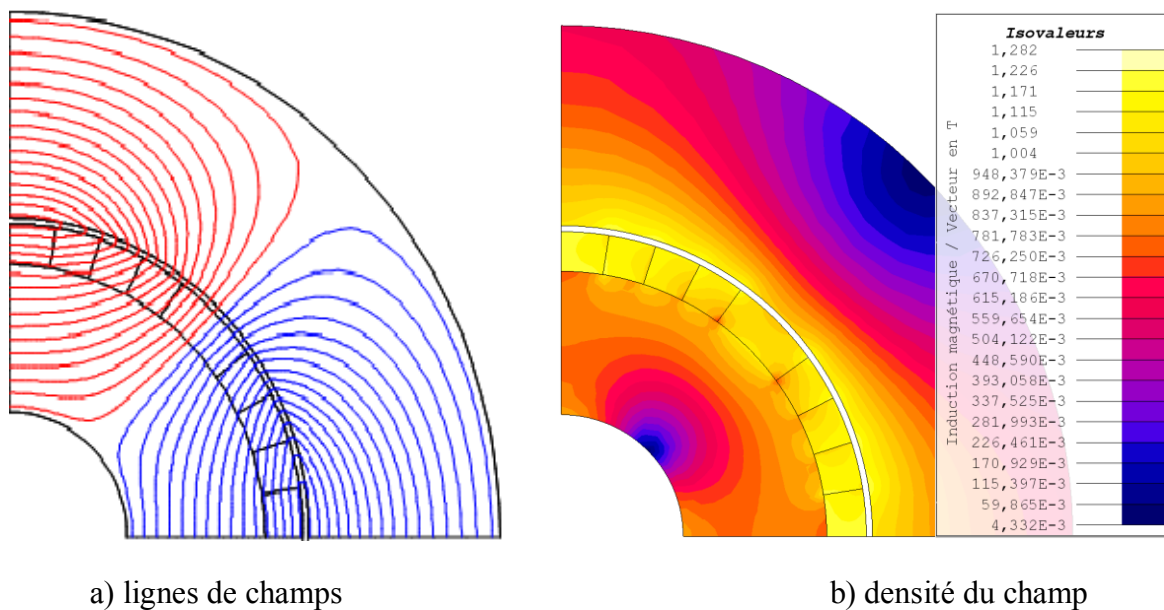


Fig. IV.10 : Carte de lignes et de la densité du champ pour la structure à aimantation tournante.

La figure (IV.11-a) montre que le champ est plus intense dans la région de l'entrefer, qui atteint 766550 A/m. Tandis que cette intensité du champ est presque nulle dans les régions du stator et du rotor.

Selon la figure (IV.11-b) présentant la perméabilité, il est évident que la perméabilité est plus élevée qui atteint le 7499 dans le stator et le rotor qui sont à base de matériau M270-35A. Tandis qu'il est de l'ordre de 1 dans les aimants.

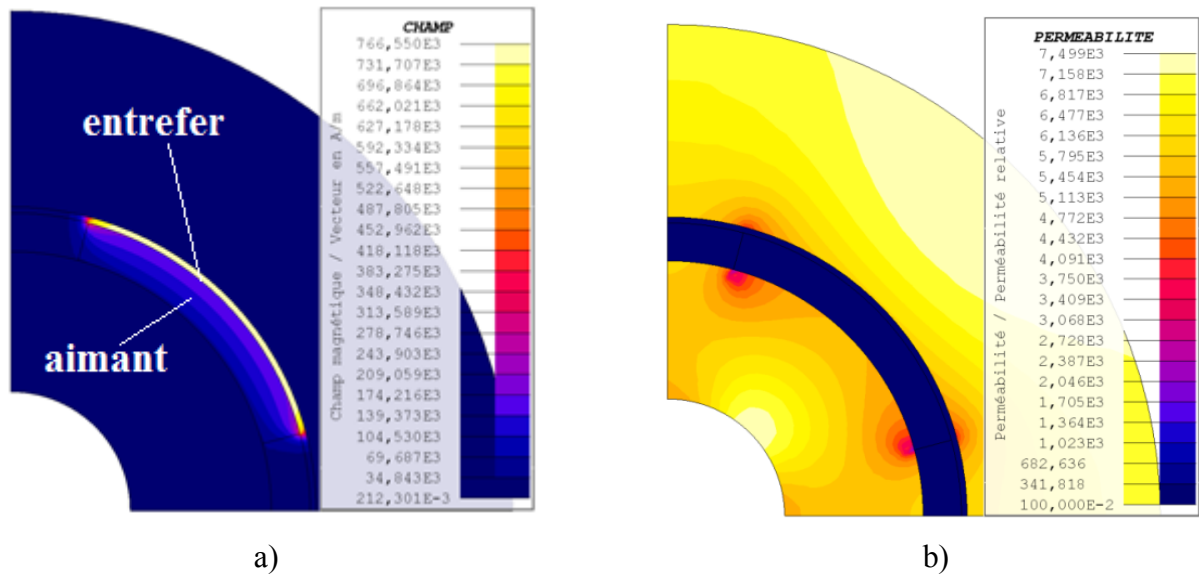
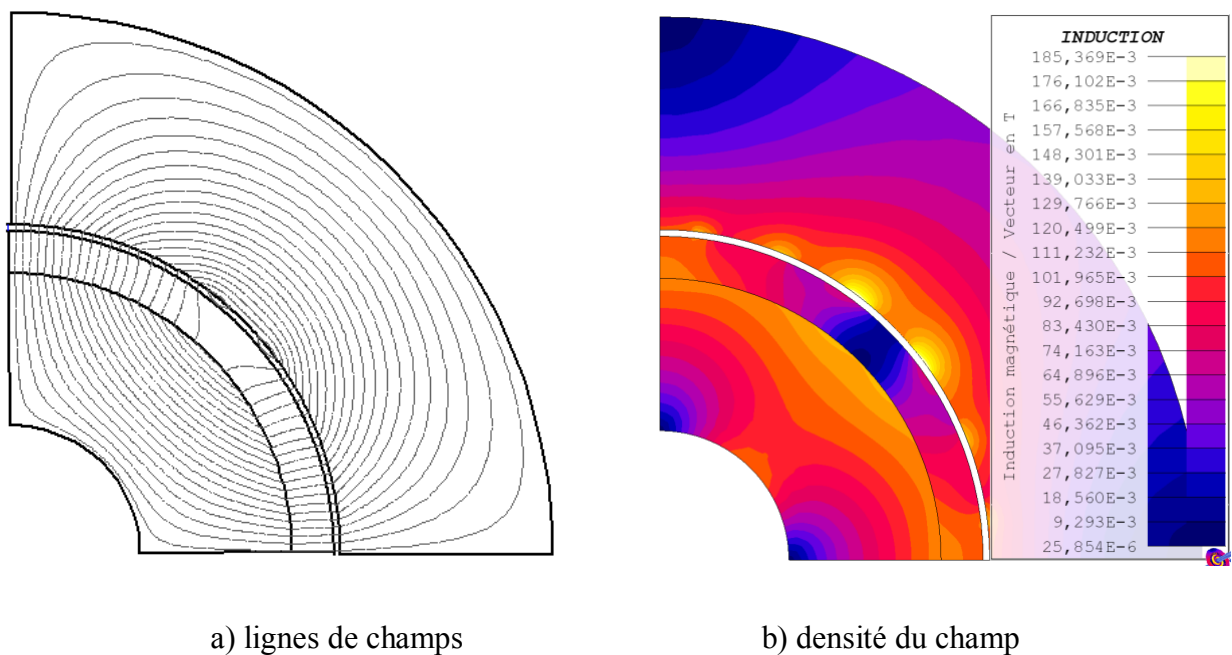


Fig. IV.11: (a) Distribution du Champ magnétique pour la structure à aimantation radiale
 (b) La perméabilité relative dans les différentes régions.

b) Courants seuls

Dans ce cas, nous considérons uniquement le champ dû aux courants. Les lignes et la densité de champ sont montrées sur la figure (IV.12).



a) lignes de champs

b) densité du champ

Fig. IV.12 : Carte de lignes et de la densité du champ dans le cas où la densité de courant existe seule.

IV.3.2 Etat magnétique de la machine

Afin d'analyser l'effet de la saturation sur le champ produit par les aimants, nous nous sommes placés dans des conditions qui favorisent la saturation. Pour cela, nous considérons une ouverture importante des aimants et des armatures statorique et rotorique constituées de tôles magnétiques ordinaires. De plus nous considérons un courant de l'ordre de $2 \cdot I_n$.

On constate que la répartition de l'induction dans l'entrefer, obtenue en tenant compte de la caractéristique du fer est pratiquement la même que celle calculée en régime linéaire (Fig. IV.13). On relève aussi que cette répartition est peu influencée par les courants de l'induit. Seul le champ produit par les aimants est prépondérant.

La Figure IV.14 représente la carte de la densité du champ au niveau de la machine. De celle-ci, on relève les régions de la machine qui présentent les niveaux d'induction les plus élevés (supérieures 2T). Celles-ci sont situées au niveau des dents statoriques et sur les côtés des bases inférieures des aimants.

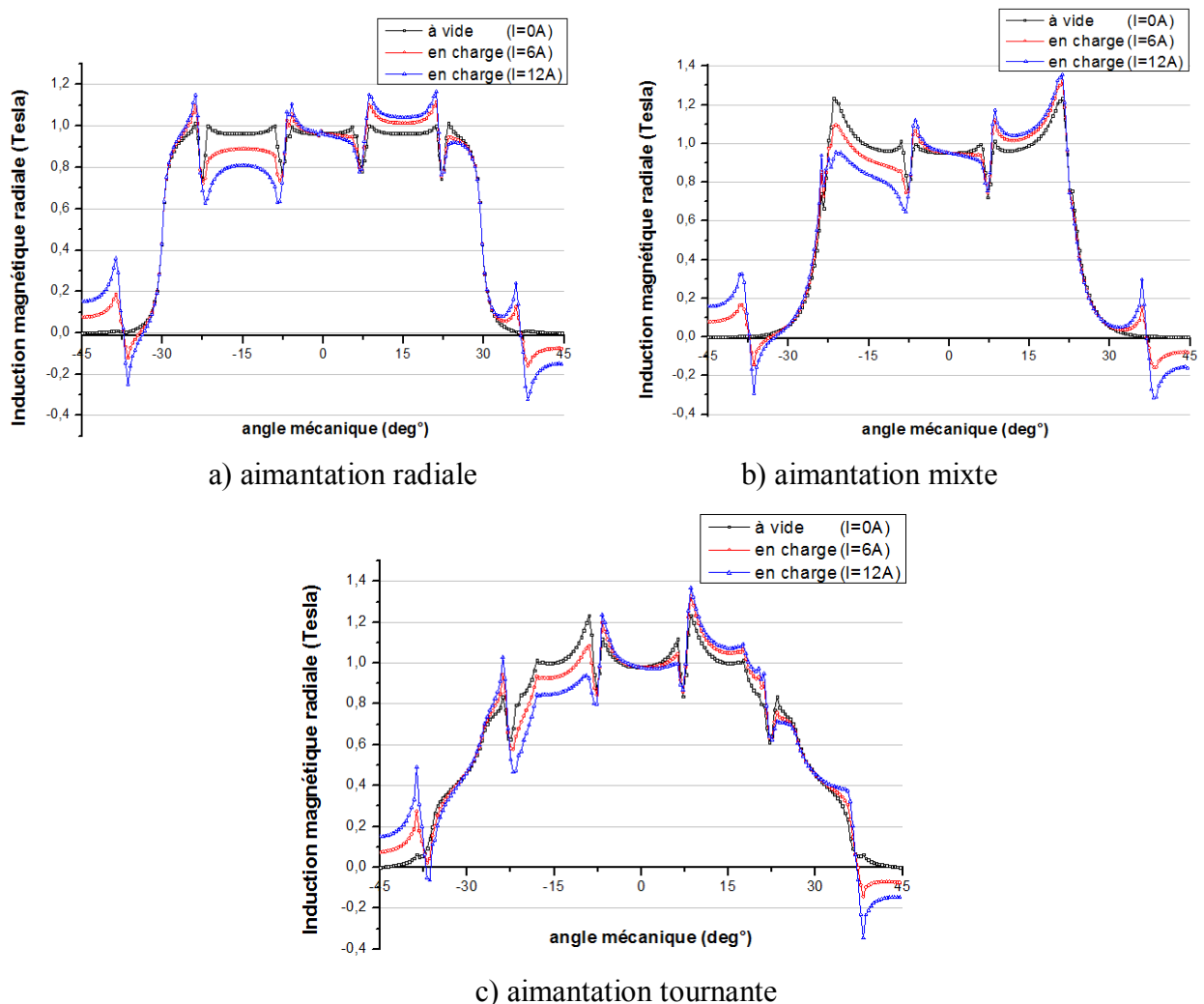


Fig. IV.13: Répartition de la composante radiale au niveau de l'entrefer (Effet de la saturation)

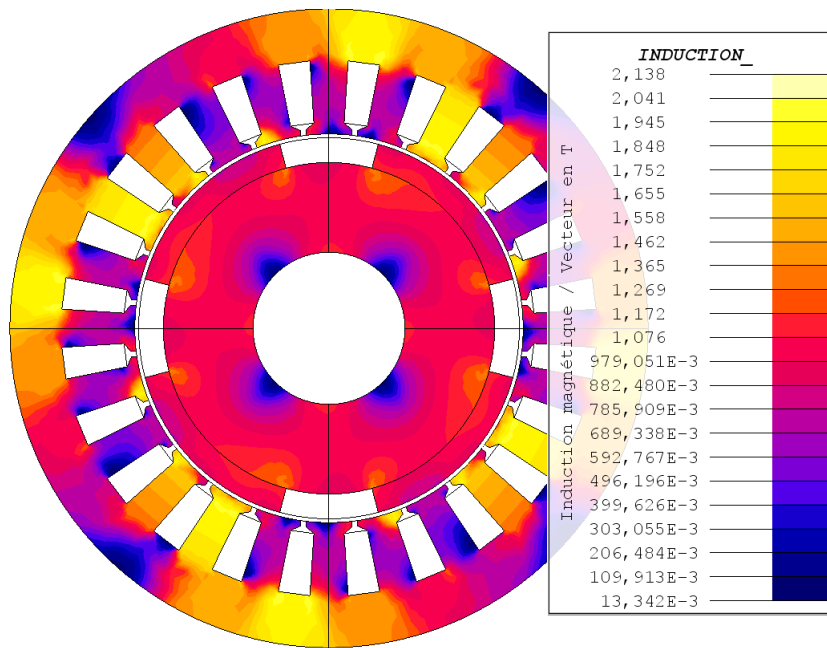
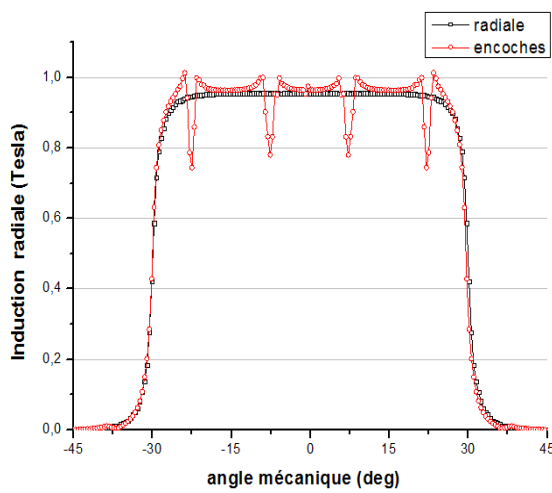


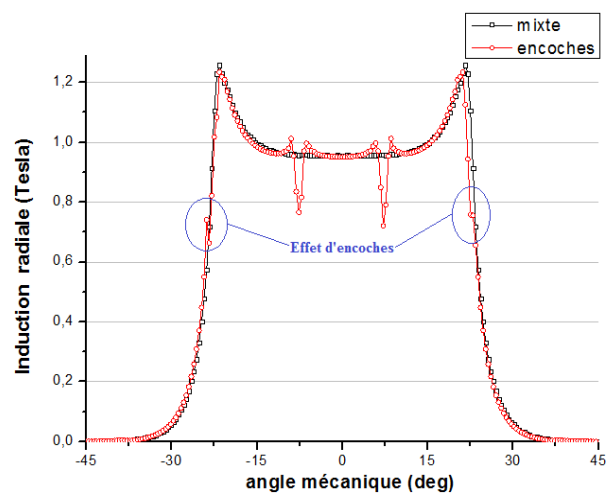
Fig. IV.14: Carte de la densité du champ au niveau de la machine (Structure à aimantation radiale).

IV.3.3 Effet des encoches

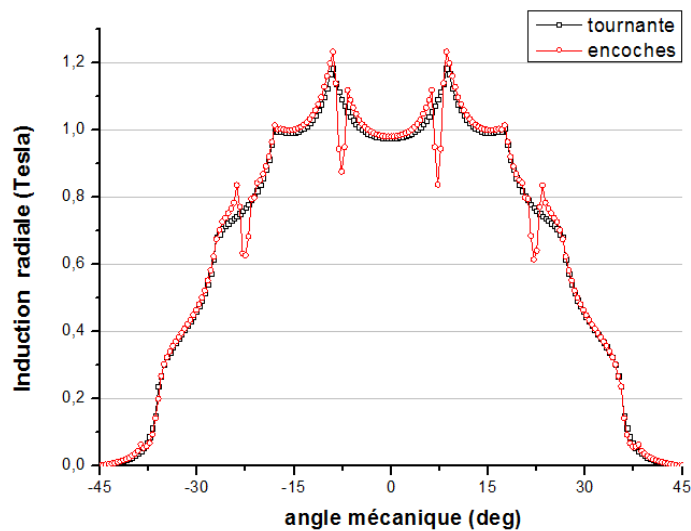
Les figures (IV.15-a, b, c) représentent la distribution de l'induction magnétique le long de l'entrefer pour différents sens d'aimantation. On observe sur ces figures l'effet des encoches sur cette répartition. En effet, face à ces encoches une diminution considérable du niveau de l'induction est constatée.



a) aimantation radiale



b) aimantation mixte



c) aimantation tournante

Fig. IV.15 : Répartition de la composante radiale de l'induction en présence des encoches.

IV.4 Analyse des forces électromotrices

A l'aide du modèle analytique, où le stator et le rotor sont considérés lisses, on étudie l'influence des caractéristiques de l'inducteur sur la forme d'onde de la force électromotrice. On examine, en particulier, l'effet du sens de l'aimantation. Une orientation radiale produit une fem de forme trapézoïdale alors qu'une aimantation sinusoïdale donne une force électromotrice de forme sinusoïdale (Fig. IV.16).

Sur la figure IV.17) sont représentés les spectres harmoniques de la F.E.M pour les trois types d'aimantations. Il est clair que le spectre de la fem de l'aimantation tournante est celui qui représente les amplitudes les plus faibles.

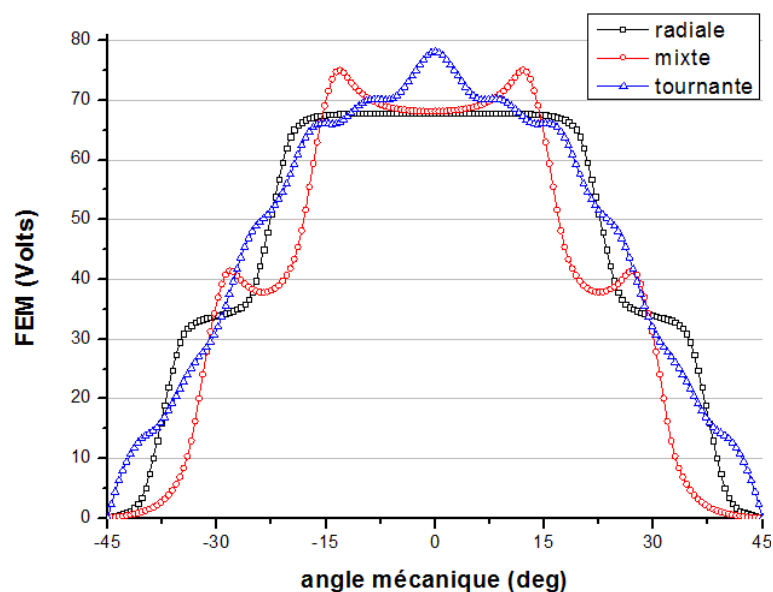


Fig. IV.16 : Formes d'ondes de la force électromotrice (Influence de sens d'aimantation)

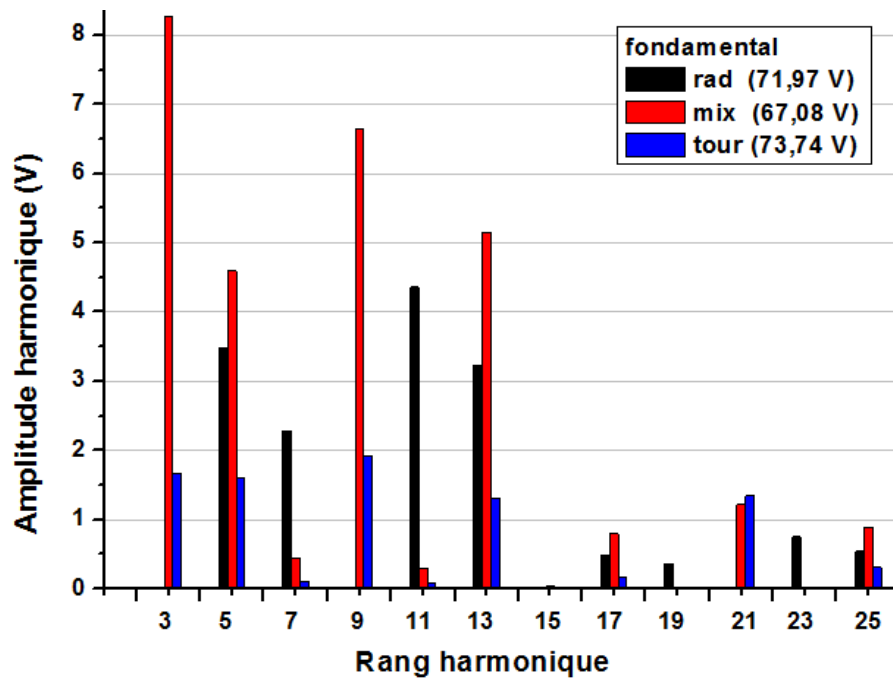


Fig. IV.17: Spectre d'harmonique de la force électromotrice pour les trois types d'aimantations.

IV.5 Analyse du couple électromagnétique pour une alimentation en courants

En exploitant le modèle analytique on peut étudier l'effet de la forme des courants d'alimentation sur le couple d'interaction et cela pour les trois types d'inducteurs envisagés.

Sur les figures (Fig.IV.18-a, b, c) et (Fig. IV.19-a, b, c) sont représentés les formes des couples d'interactions et leurs spectres d'harmoniques.

On observe que pour une alimentation rectangulaire, l'inducteur le mieux adapté est celui disposant d'aimants d'aimantation radiale. En effet, le couple est pratiquement constant.

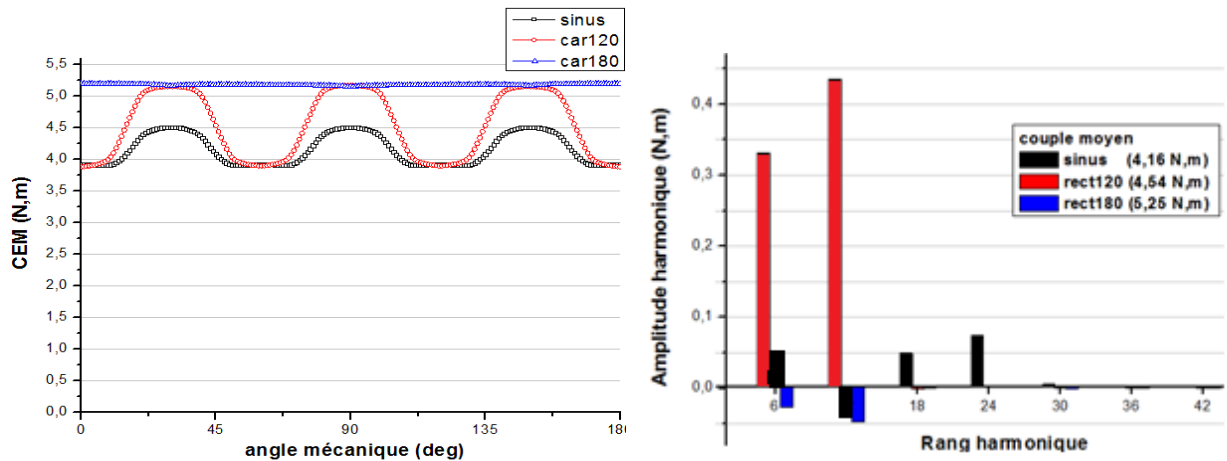
Pour une alimentation sinusoïdale, l'inducteur ayant des aimants d'aimantation tournante semble le plus indiqué.

Pour l'aimantation mixte :

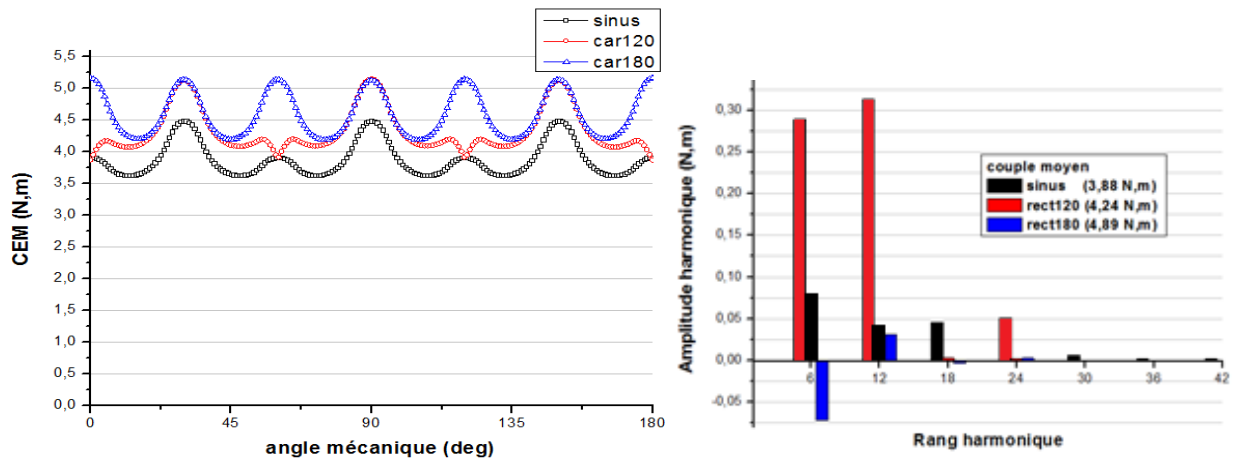
θr_0 : est l'angle d'ouverture des aimants d'aimantation radiale.

θt_0 : est l'angle d'ouverture des aimants d'aimantation tangentielle.

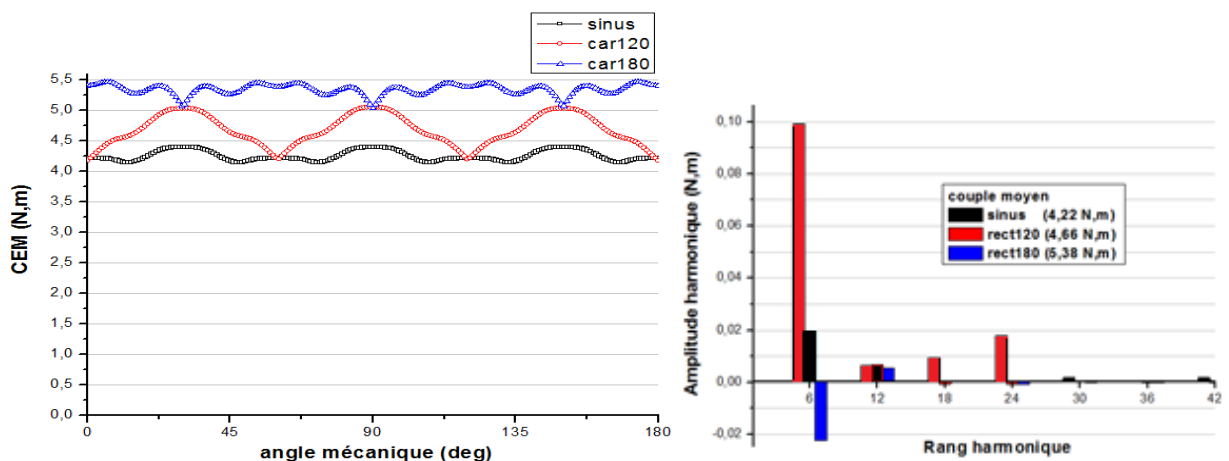
a) Influence de la forme du courant



a) aimantation radiale (ouvert de $2/3\tau$).



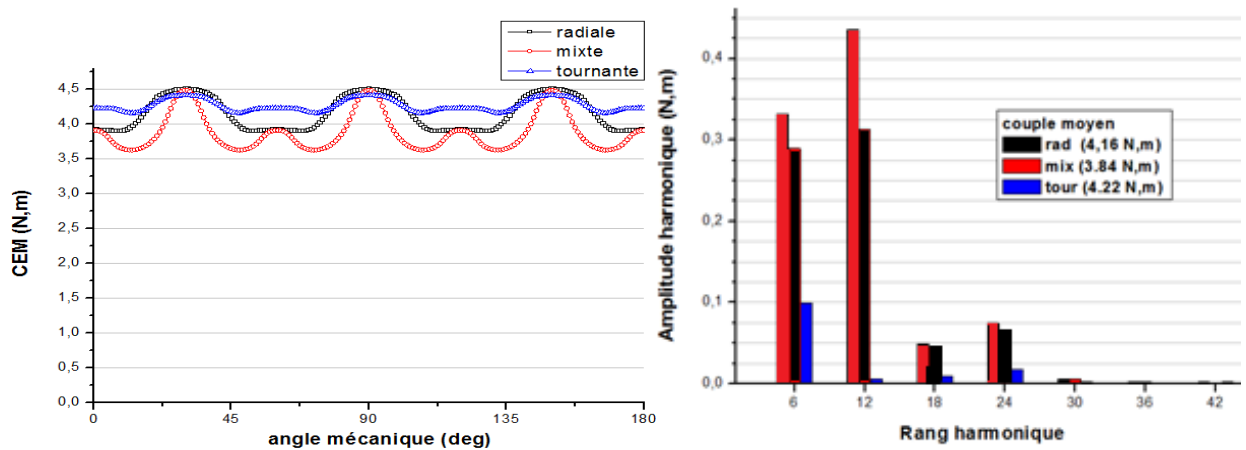
b) aimantation mixte ($\theta_{r_0} / \theta_{t_0} = 1$).



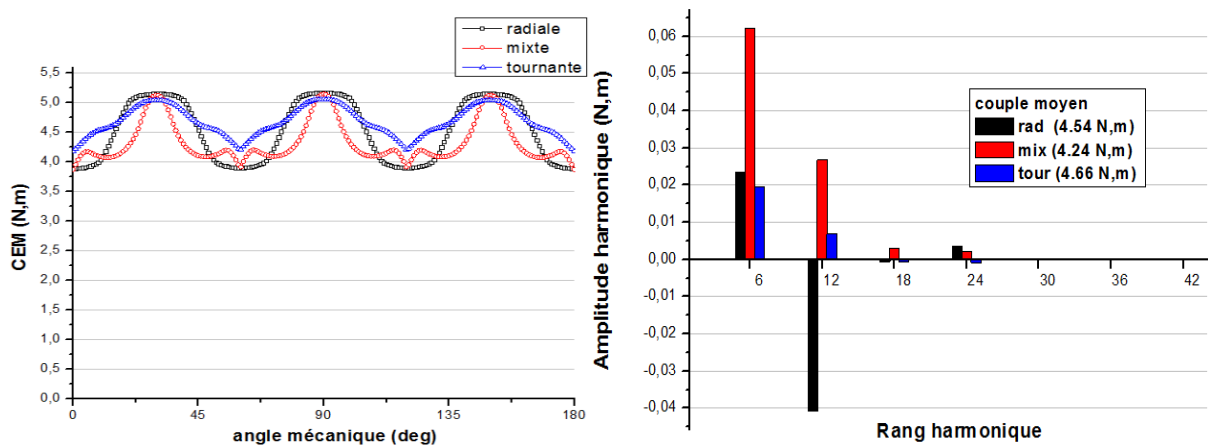
c) aimantation tournante ($N_b=10$).

Fig. IV.18: Influence de la forme du courant sur le couple d'interaction pour les différents sens d'aimantations.

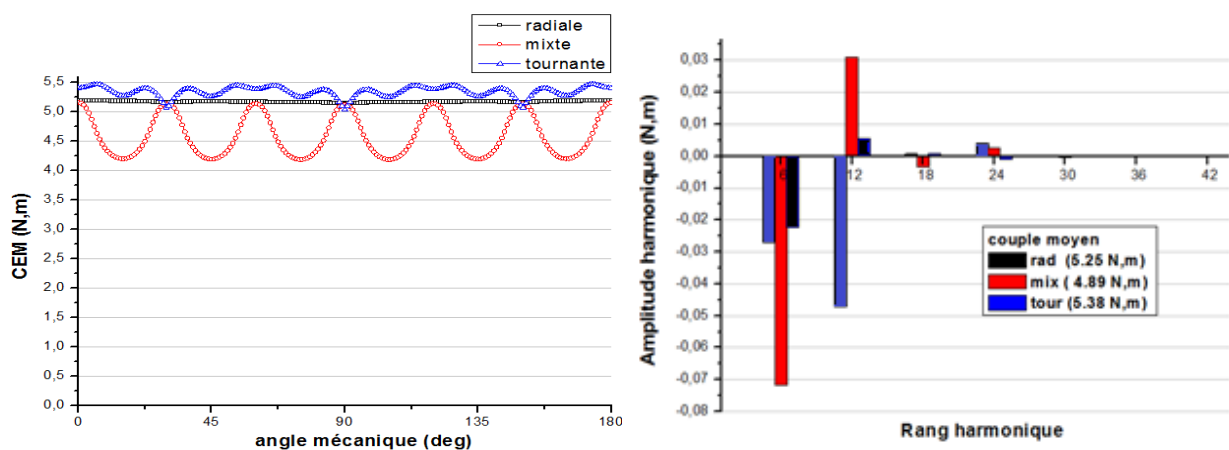
b) Influence du sens d'aimantation



a) Courant de forme sinusoïdale



b) Courant de forme carré 120°.



c) Courant de forme carré 180°.

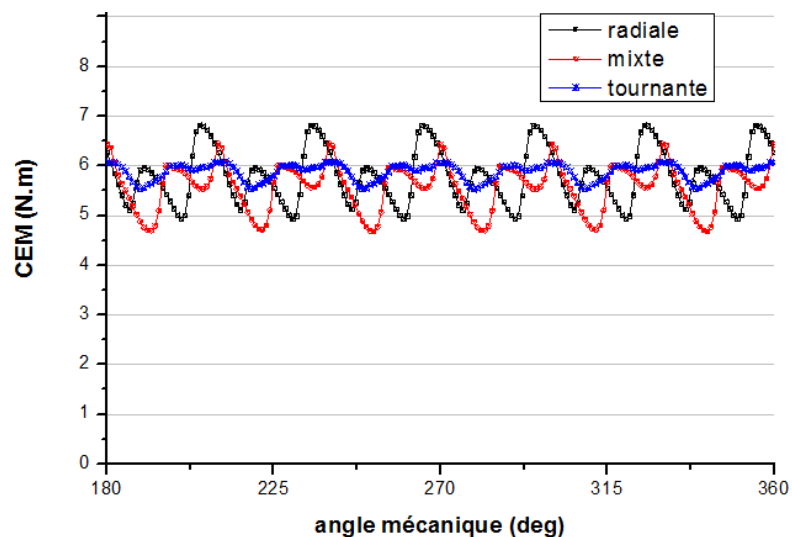
Fig. IV.19 : Influence du sens d'aimantation sur le couple d'interaction pour les différentes formes de courant.

IV.6 Analyse du couple électromagnétique pour une alimentation en tensions

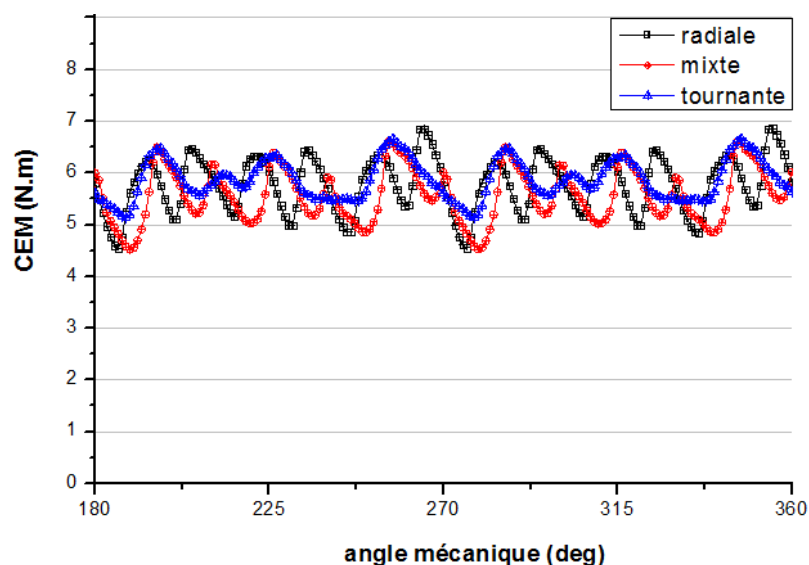
En exploitant le modèle couplé des équations du champ avec les équations circuits de la machine, développé à l'aide du logiciel Flux2d, on présente sur la figure. IV.20 le couple de la machine pour une alimentation en tension de forme sinusoïdale et rectangulaire et cela pour différents sens d'aimantation. Sur la figure IV.21, nous présentons l'influence de la forme de la tension sur le couple électromagnétique.

On relève que pour une alimentation en tension de forme sinusoïdale, l'aimantation tournante est celle qui donne un couple le moins ondulé. Il est à noter que le couple électromagnétique est la superposition du couple d'interaction et du couple de détente.

a) Alimentation par des tensions sinusoïdales et rectangulaires



a) tension de forme sinusoïdale.



b) tension de forme rectangulaire.

Fig.IV.20: Influence du sens d'aimantation sur le couple électromagnétique ($V_{\max}=70$ V)

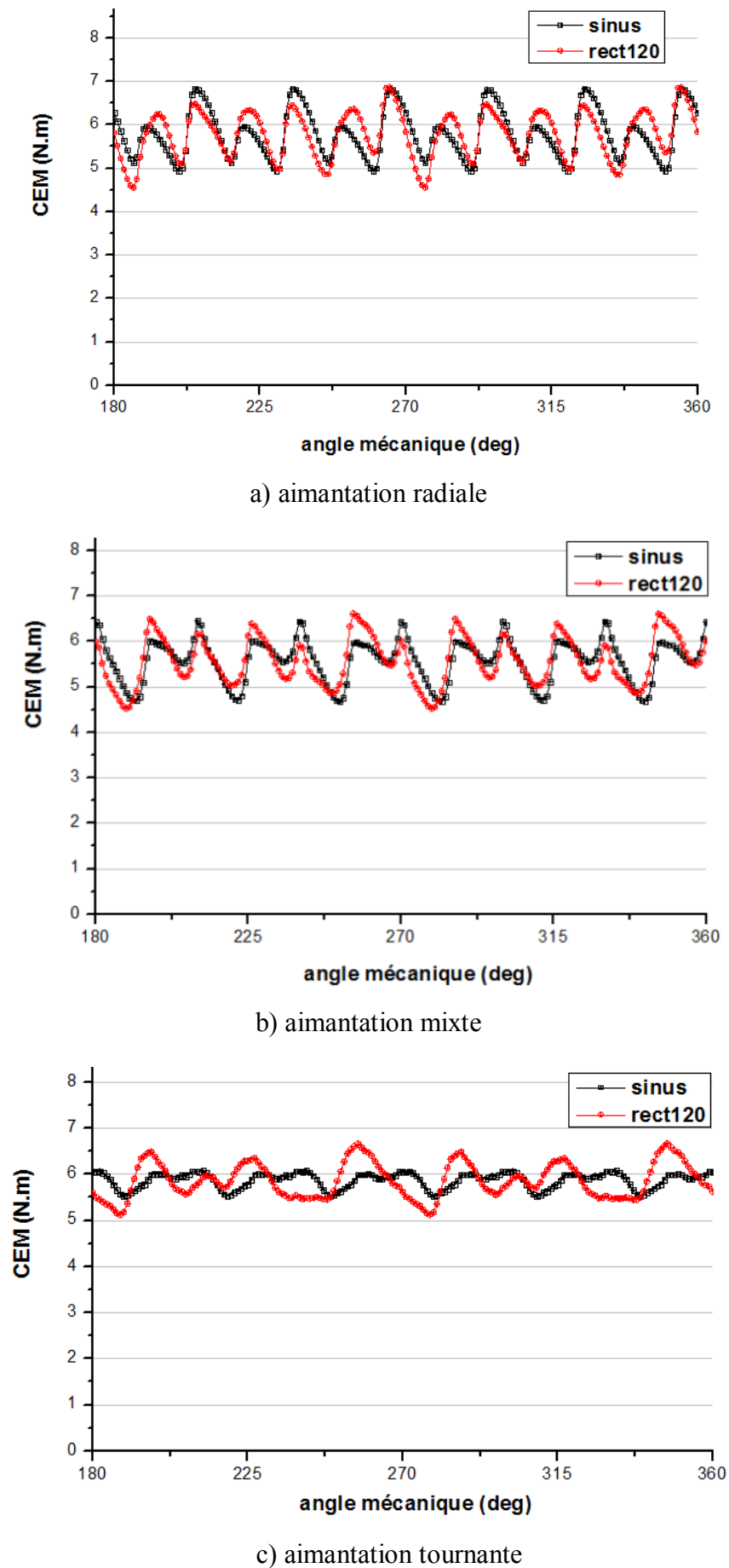


Fig.IV.21 : Influence de la forme de la tension sur le couple électromagnétique.

b) Alimentation par onduleur de tension

La forme de la tension et du courant de la phase statorique (a), dans le moteur alimenté par un onduleur de tension sont donnée par la figure (IV.22).

Le couple électromagnétique développé par le moteur alimenté par onduleur de tension, et pour les trois types d'aimantations est donné par la figure (IV.23). Dans ce cas aussi c'est un inducteur à aimants d'aimantation tournante qui donne un couple le moins ondulé.

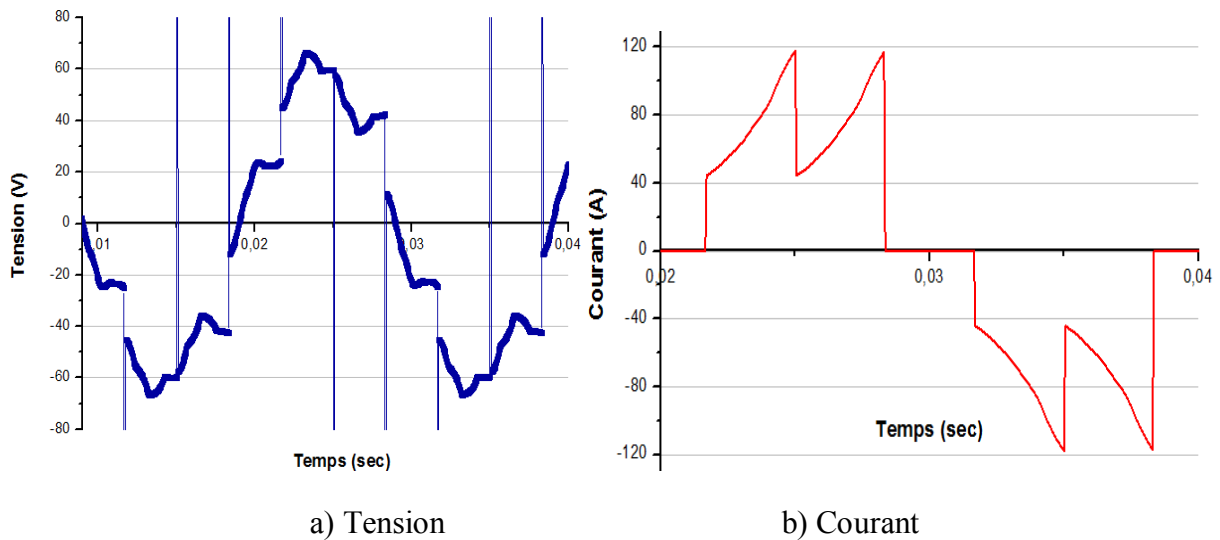


Fig. IV .22 : La forme de la tension et du courant de phase.

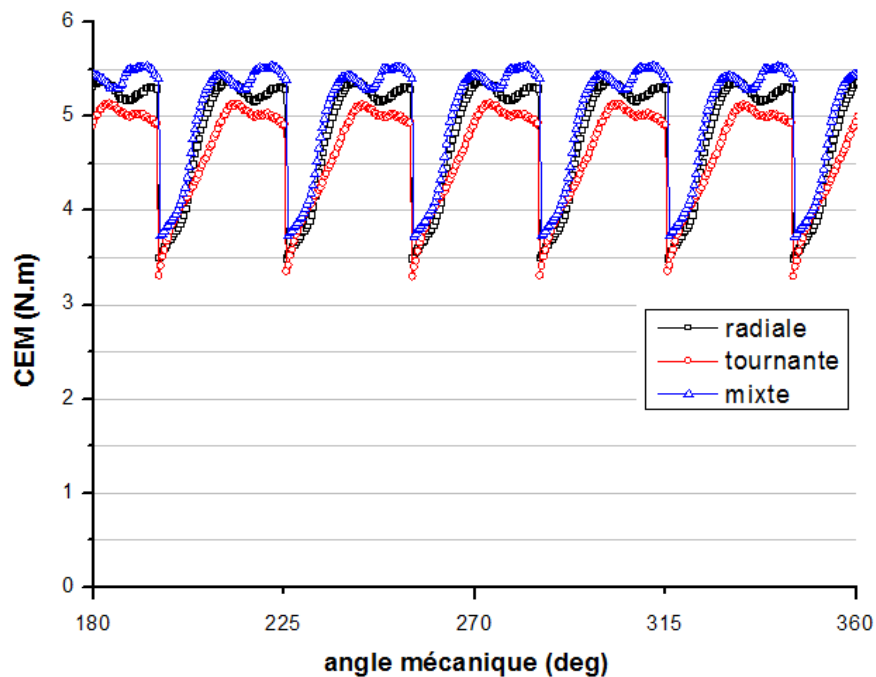


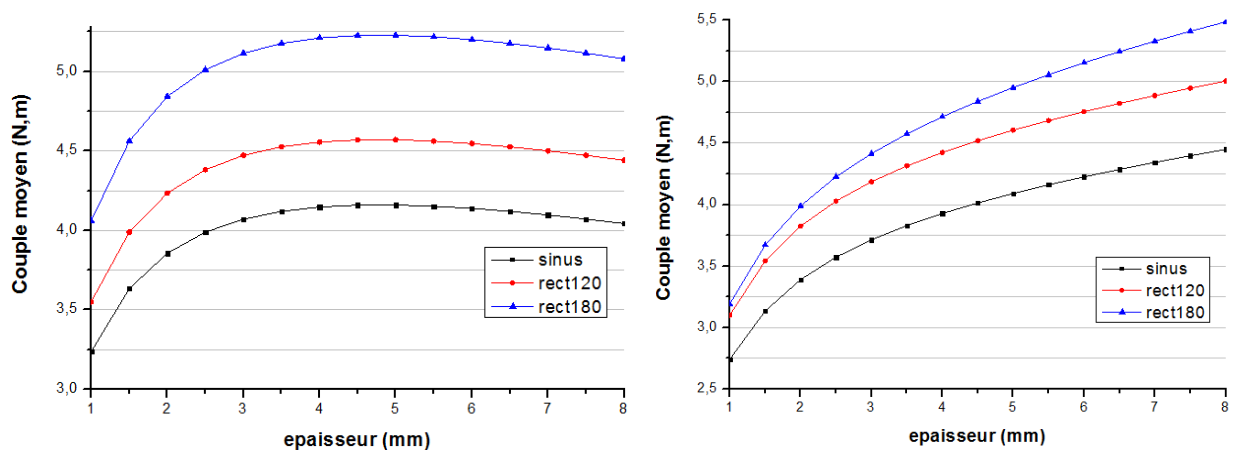
Fig. IV.23 : Couple développé par le moteur alimenté par onduleur de tension, pour les trois types d'aimantations

IV.7. Influence de la géométrie des aimants

Dans cette section on étudie l'influence de l'épaisseur et de l'ouverture des aimants sur le couple moyen et sur le taux d'ondulations. Pour cela on exploite le modèle analytique et c'est l'alimentation en courant qui est considérée.

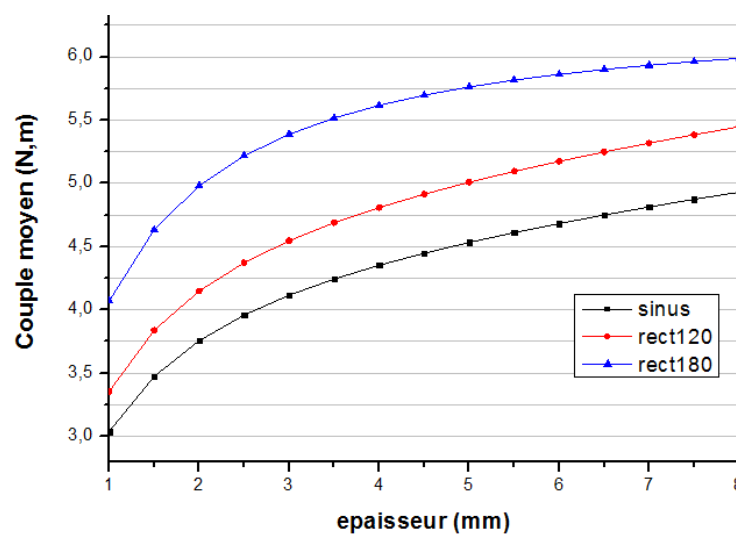
Ainsi, on montre que pour les trois types d'aimantations et cela quelque soit le mode d'alimentation, le couple moyen augmente avec l'élargissement de l'épaisseur des aimants et atteint une valeur maximale pour une épaisseur de 5mm. D'autre part le taux d'ondulation est peu influencé par les variations d'épaisseur pour des aimantations radiale et tournante.

a) Influence de l'épaisseur des aimants sur le couple moyen



a) aimantation radiale

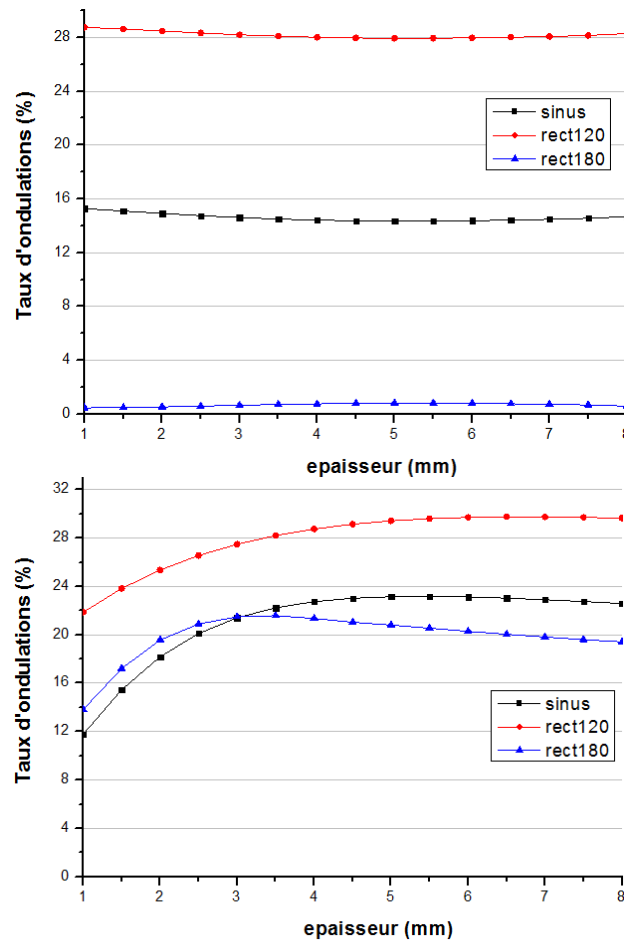
b) aimantation mixte



c) aimantation tournante

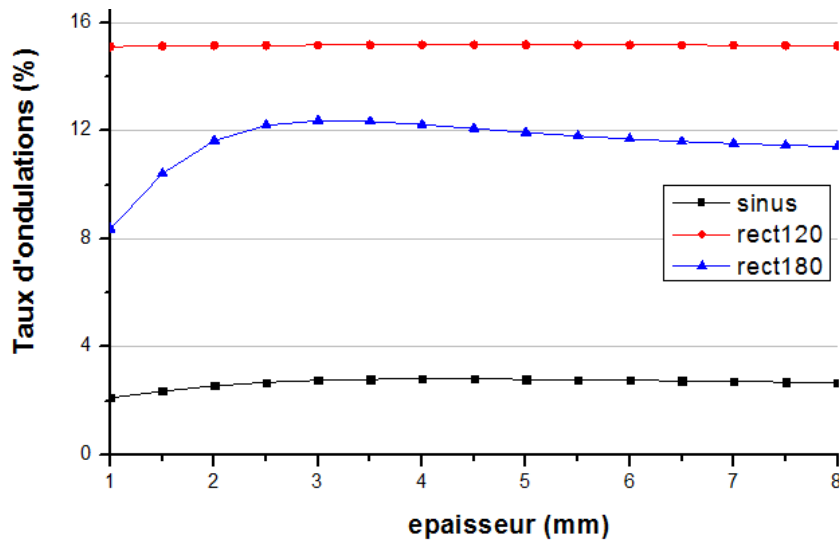
Fig. IV.24: Influence de l'épaisseur sur le couple moyen.

b) Influence de l'épaisseur des aimants sur le taux d'ondulations du couple



a) aimantation radiale

b) aimantation mixte

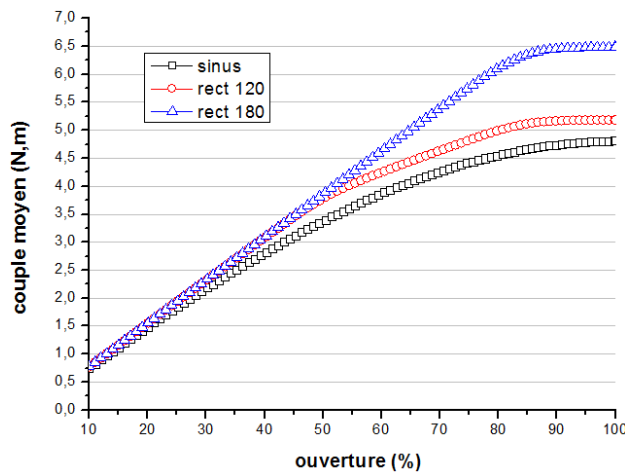


c) aimantation tournante

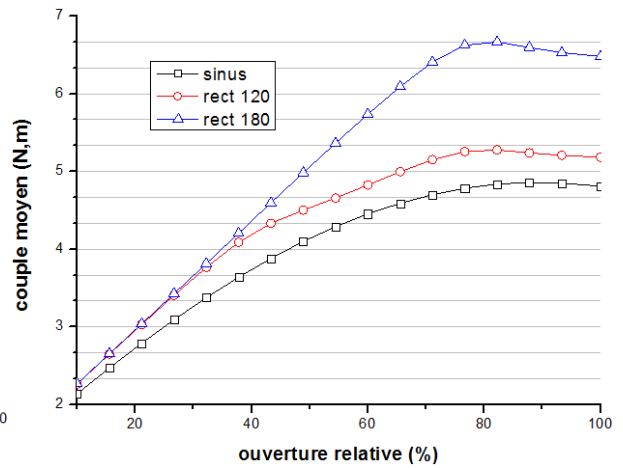
Fig. IV.25 : Influence de l'épaisseur sur le taux d'ondulation du couple.

c) Influence de l'ouverture des aimants sur le couple moyen

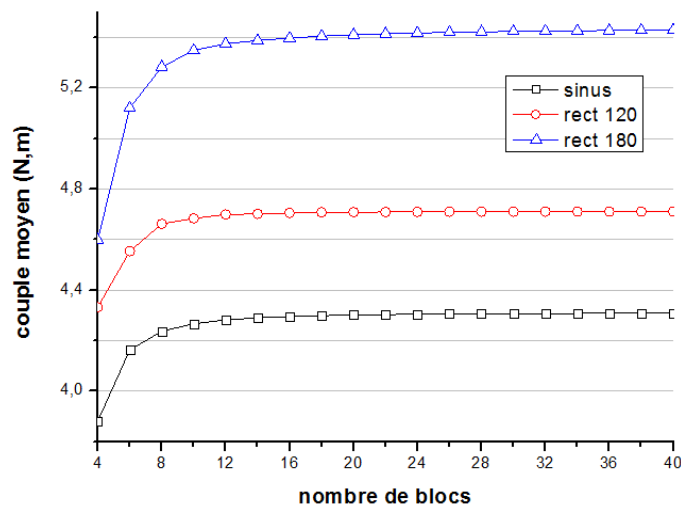
Noter bien que l'influence de l'ouverture relative pour l'aimantaion, (0% : signifie que l'ouverture des aimants d'aimantaion radiale est nulle, tandis que 100% signifie que l'ouverture des aimants d'aimantaion tangentielle est nulle).



a) aimantation radiale (ouverture)



b) aimantation mixte (ouverture relative)



c) aimantation tournante (nombre de blocs)

Fig. IV.26 : Influence de l'ouverture sur le couple moyen.

d) Influence de l'ouverture des aimants sur le taux d'ondulations du couple

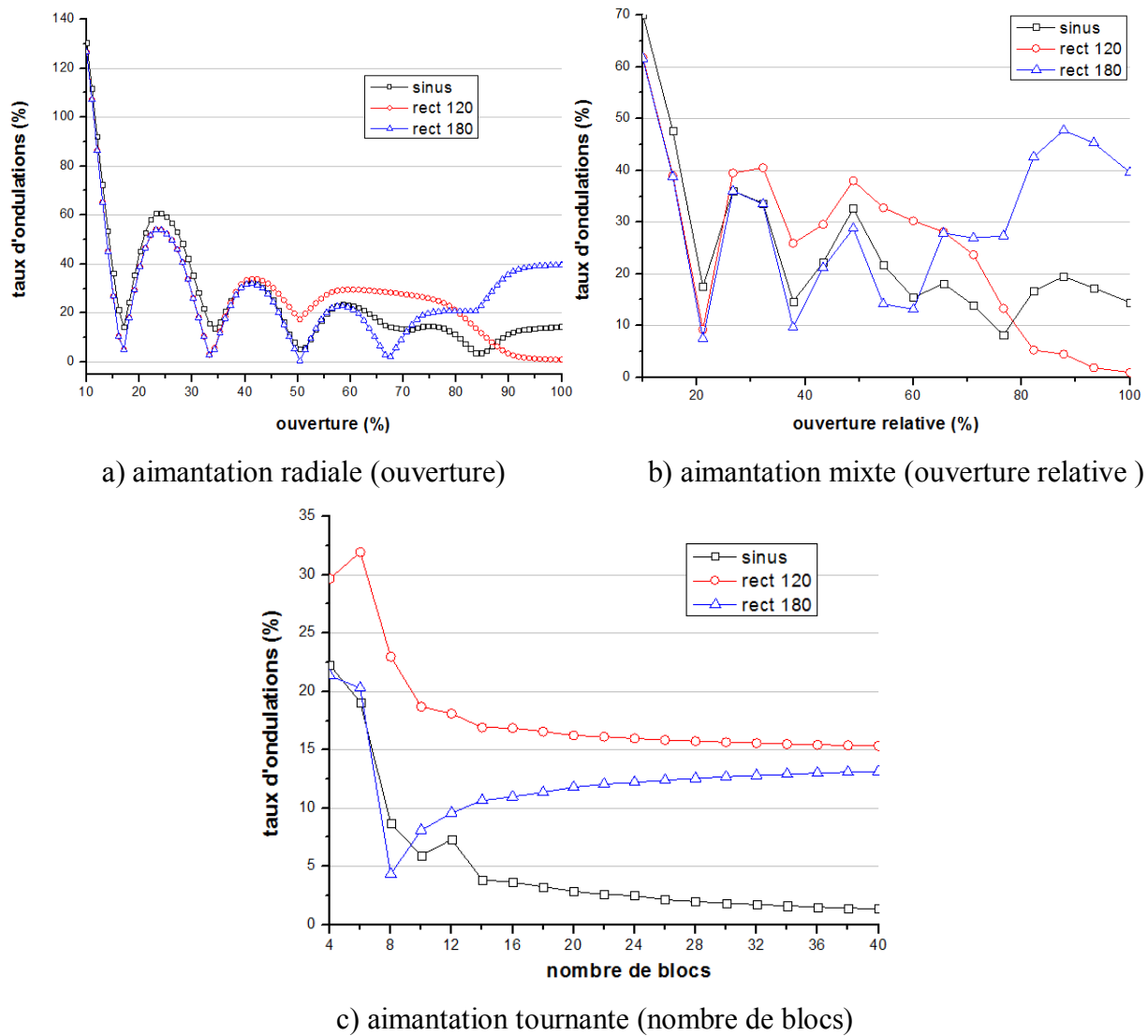


Fig. IV.27: Influence de l'ouverture sur le taux d'ondulations du couple.

IV.8. Analyse du couple de détente

On relève, sur la figure (IV.28), que le couple de détente est fortement influencé par le sens de l'aimantation. En effet, une aimantation de forme tournante produit un couple de détente très faible alors que des aimantations radiale et mixte elles génèrent des couples de détente relativement important.

L'ouverture des aimants a une grande influence sur la forme et l'amplitude du couple de détente (Fig. IV.29-a, Fig. IV30-a). On note aussi que l'augmentation du nombre de blocs dans le cas d'une aimantation tournante permet d'éliminer complètement ce couple de détente.

On relève aussi que l'épaisseur des aimants a une influence sur l'amplitude du couple de détente mais pas sur sa forme (Fig. IV.29-b, Fig. IV.30-b et Fig. IV.31-b).

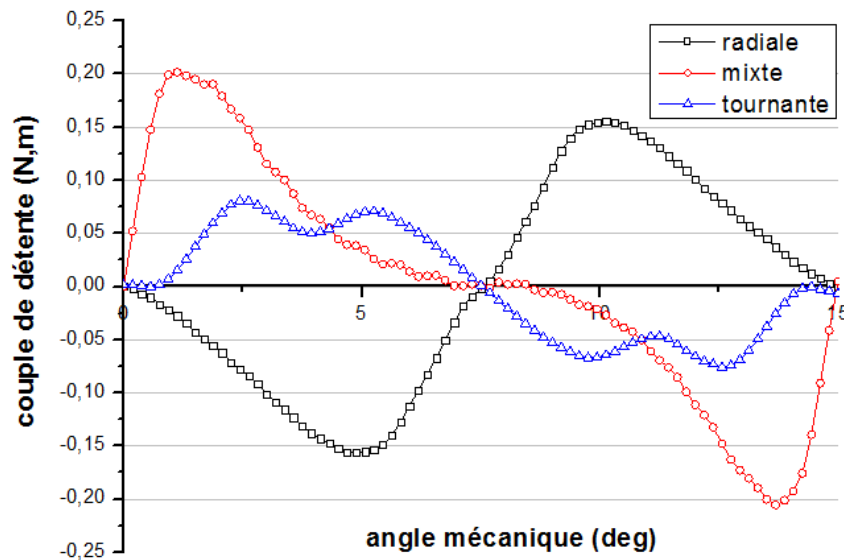
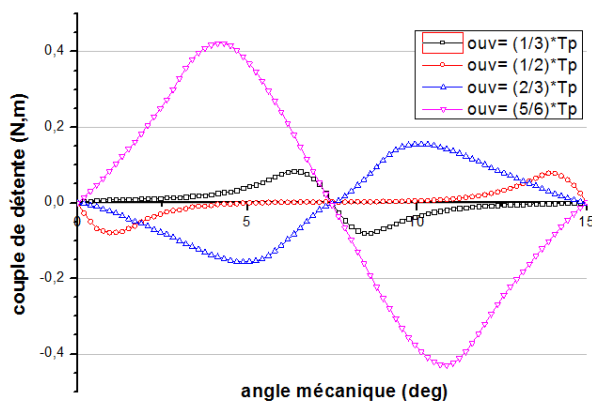
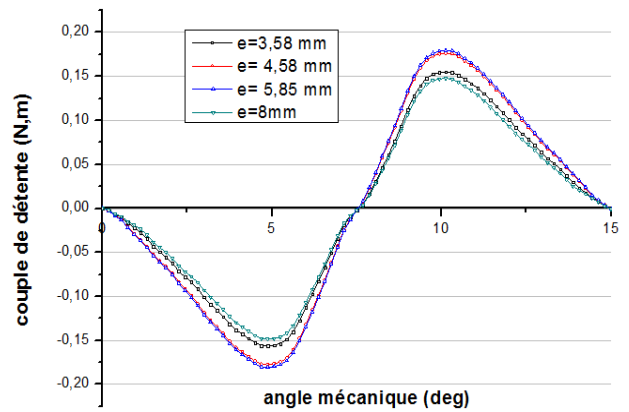


Fig. IV.28 : Influence du sens de l'aimantation sur le couple de détente

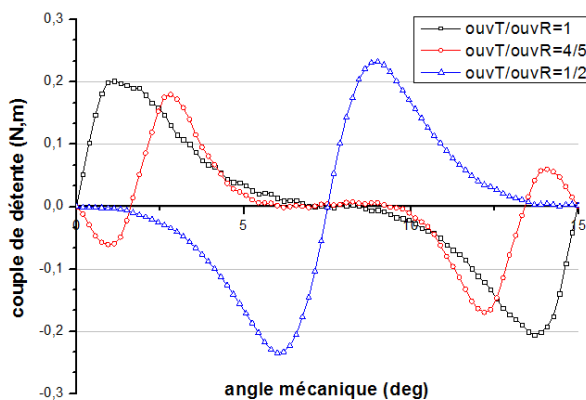


a) Influence de l'ouverture

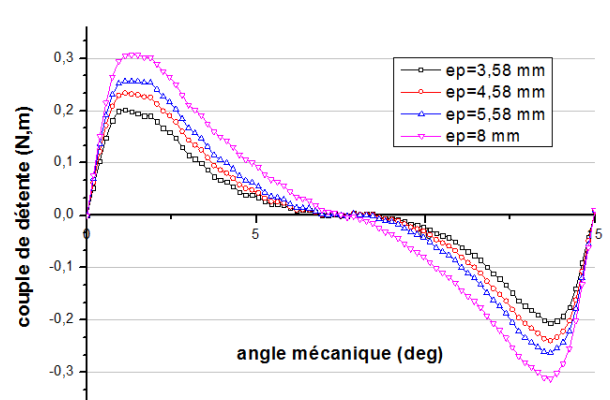


b) Influence de l'épaisseur

Fig. IV.29 : Effet de la géométrie des aimants sur le couple de détente pour une aimantation radiale.



a) Influence de l'ouverture relative



b) Influence de l'épaisseur

Fig. IV.30 : Effet de la géométrie des aimants sur le couple de détente pour une aimantation mixte.

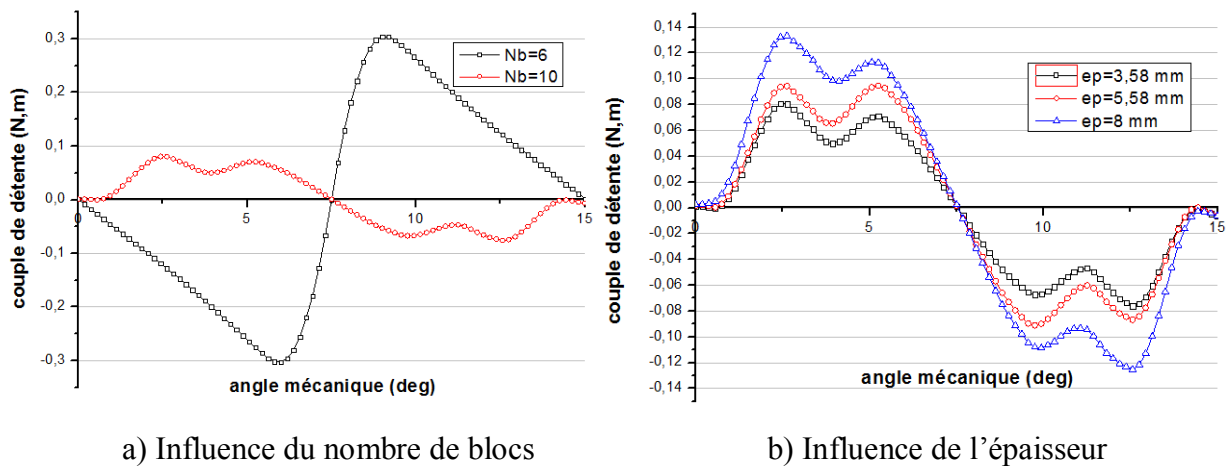


Fig. IV.31 : Effet de la géométrie des aimants sur le couple de détente pour une aimantation tournante.

IV.9.Conclusion

Dans ce chapitre, l'influence de l'alimentation et l'aimantation sur les performances des moteurs pour les trois types d'aimantations a été étudié

Dans la première partie l'influence des paramètres géométriques sur le couple électromagnétique est montrée que le moteur avec aimantation radiale avec ouverture égale au pas polaire présente la valeur moyenne la plus élevée. Ainsi, le couple moyen pour les trois géométries du rotor varie proportionnellement avec la hauteur des aimants.

En l'exploitant, on a pu montrer que la forme du couple d'interaction est affectée par la forme des courants d'alimentation et du sens de l'aimantation des aimants. En effet, pour un courant de forme sinusoïdale, l'inducteur à aimantation tournante est le plus adapté. Par contre, pour des courants en créneaux c'est plutôt une aimantation radiale la plus indiquée.

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer des modèles pour le calcul des performances de machines à aimants. Ces modèles sont basés sur la résolution des équations de champ couplées aux équations électriques. Deux modèles de calculs sont développés. L'un utilisant des solutions analytiques et le deuxième exploite la méthode des éléments finis.

Sous les mêmes conditions, les résultats issus du modèle analytique sont en bonne concordance avec ceux obtenus à partir du calcul par éléments finis.

Le modèle analytique, en 2 D, que nous avons développé permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques caractéristiques du fonctionnement pour différentes configurations de machines à aimants montés sur la surface du rotor. Ces expressions constituent un outil rapide et efficace pour une analyse paramétrique et pour un pré dimensionnement géométrique. En l'exploitant on a pu montrer que la forme du couple d'interaction est affectée par la forme des courants d'alimentation et du sens de l'aimantation des aimants. En effet, pour un courant de forme sinusoïdale, l'inducteur à aimantation sinusoïdale est le plus adapté. Par contre, pour des courants en créneaux c'est plutôt une aimantation radiale la plus indiquée.

Le modèle numérique développé, qui est basé quant à lui sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la géométrie réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties. De plus on a aussi considéré une alimentation en tension de la machine. A l'aide de cet outil, on a affiné l'analyse des performances des structures envisagées en étudiant certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique. On a ainsi montré l'influence de la géométrie de la structure sur les ondulations du couple instantané notamment celles dues au couple de détente. Ce couple est complètement réduit pour une aimantation tournante.

On relève que pour une alimentation en tension de forme sinusoïdale l'inducteur le mieux adapté semble être celui présentant des aimants ayant aimantation sinusoïdale.

Comme perspectives, nous envisageons de :

- Développer un modèle analytique couplé aux équations électriques en tenant de la denture statorique.
- Elaborer des procédures d'optimisation qui tiennent compte de l'alimentation en tension de la machine.
- Analyser des performances de machines à aimants insérés.
- Analyser les vibrations, les pertes et les défauts dans les machines à aimants.

Références bibliographiques

- ABO05** M.T. Abolhassani, “A New Concentrated Windings Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine for Wind Energy Application”, *IEEE International Conference on Digital Object Identifier*, pp. 931-936, 2005.
- BOS88** B.K. Bose, “A High-Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, No. 6, pp. 987 - 997, 1988.
- BOU09** K. Boughrara, B.L. Chikouche, R. Ibtouen, D. Zarko, and O. Touhami, “Analytical Model of Slotted Air-Gap Surface Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motor With Magnet Bars Magnetized in the Shifting Direction”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.45, NO. 2, February 2009.
- BOU10** K. Boughrara, R. Ibtouen, D. Zarko, O. Touhami, and A. Rezzoug, “Magnetic Field Analysis of External Rotor Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Conformal Mapping”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 9, , pp. 3684- 3693, September 2010.
- BOUK10** B. Boukais and H. Zeroug, “Magnet Segmentation for Commutation Torque Ripple Reduction in a Brushless DC Motor Drive”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 11, pp. 3909-3979, November 2010.
- BRE10** R.D. Bremner, “Rapid optimization of interior permanent magnet (IPM) machines using the response surface method and dimensionless parameters”, *Ph. D Thesis*, Iowa State University, Ames, Iowa, USA 2010.
- CHA08** M. Chaieb; S. Tounsi.; R. Neji and F. Sellami; “Optimum geometry for torque ripple minimization of permanent magnet motor by the finite element method”, *IEEE 14th Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp.459-464, 2008.
- CHA99** P.L. Chapman, S.D. Sudhoff, C.A. Whitcomb, “Optimal Current Control Strategies for Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4, pp. 1043-1050, December 1999.
- CHE07** J. Chen; Y. Guo and J. Zhu; “An improved Phase Variable Model Based on Electro-magnetic Field Coupled with its External Circuits for Performance Evaluation of Permanent Magnet Brushless DC Motors”, *IEEE 2nd Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2007.
- DEH10** A.B. Dehkordi, “Improved Models of Electric Machines for Real-Time Digital Simulation”. Ph.D. Thesis, University of Manitoba Winnipeg, Manitoba, Canada 2010.
- DEL89** J. De Le Rae and N. Boules, “Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motors”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 25, No. 1, pp. 107-112, January-February 1989.
- DUB09** F. Dubas, A. Sari, J-M. Kauffmann, and C. Espanet, “Cogging Torque Evaluation through a Magnetic Field Analytical Computation in Permanent Magnet Motors”, *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-5, 2009.
- EHS10** M. Ehsani, Y. Gao and A. Emadi, “Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles, Fundamentals, Theory, and Design”, Second Edition, CRC Press, 2010.

- FLU10** Flux[®] 10, User's Guide, Groupe CEDRAT, septembre 2010.
- GUE10** J. A. Güemes, A. M. Iraolagoitia, M. P. Donsión, and P. Fernández, "Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors with Integer-slot and Fractional-slot Windings", *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp.1499-1504, 2010.
- GUE11** J. A. Güemes, A. M. Iraolagoitia, J. I. Del Hoyo, and P. Fernandez, "Torque Analysis in Permanent-Magnet Synchronous Motors: A Comparative Study", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 26, No.1, pp.55-36, March 2011.
- GUN01** I. Guney, Y. Oguz, F. Serteller, "Dynamic Behaviour Model of Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by PWM Inverter and Fuzzy Logic Controller for Stator Phase Current, Flux and Torque Control of PMSM", *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 479-485, 2001.
- GUP90** R. Gupta, T. Yoshino and Y. Saito, "Finite element solution of permanent magnetic field", *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 26, No. 2, pp. 383–386, March, 1990.
- HAD06** L. Hadjout, "Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique", Thèse de Doctorat, ENP, Alger, Décembre 2006.
- HO99** S.L. Ho and H.L. Li, "Dynamic modeling of permanent magnet synchronous machines using direct-coupled time stepping finite element method", *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 113-115, 1999.
- ISF09** A.H. Isfahani, S. Vaez-Zade and M.A. Rahman, "Performance improvement of permanent magnet machines by modular poles", *IET. Electr. Power Appl*, Vol. 3, Iss. 4, pp. 343-351, 2009.
- ISL09** Mohammed R. Islam, "Cogging torque, torque ripple and radial force analysis of permanent magnet synchronous machines", Ph.D. Thesis, The University of Akron, Ohio, USA, May 2009.
- ISL10** R. Islam, and I. Husain, "Analytical Model for Predicting Noise and Vibration in Permanent-Magnet Synchronous Motors", *IEEE Transactions o Industry applications*, Vol. 46, No. 6, pp. 2346-2354, November/December 2010.
- ITO97** M. Ito, K. Kawabata, F. Tajima and N. Motoi, "Coupled Magnetic Field Analysis with Circuit and Kinematics Modeling's of Brushless Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 33, No. 2, pp. 1702-1705, March 1997.
- JIN11** C. Jinhua; Z. Fengge and Z. Wu, "No-load torque ripple analysis of a novel permanent magnet synchronous motor with anti-rotation dual rotors using finite element method", *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, 2011.
- JWU11** L.J. Wu, Z.Q. Zhu, D. Staton, M. Popescu and D. Hawkins; "Analytical prediction of electromagnetic performance of surface-mounted PM machines based on subdomain model accounting for tooth-tips", *IET, Electric Power Applications*, Vol.5, Iss.7 pp.597-609, February, 2011.
- KHA09** A. A. Khan , "Parameter optimization for noise and vibration reduction associated with position and speed sensorless control of permanent magnet machines at low speed", Ph.D. Thesis, Florida International University, Miami, Florida, USA 2009.
- KHO10** A. Khoobroo, "Fault Detection and Optimal Treatment of the Permanent Magnet Synchronous Machine Using Field Reconstruction Method", Ph. D. Thesis, University of Texas at Arlington, USA, Mai 2010.

- KOH02** C.S. Koh, B.K. Kang, J.S. Ryu and J.S. Seol, “The Effects of the Distribution of Residual Magnetization on the Cogging Torque and Switching Signals in Permanent Magnet (PM) Motors”, *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 38, No. 2, pp. 1217-1220, March 2002.
- KOP84** I.P. Kopylov, “Mathematical Models of Electric Machines”, Mir Publishers Moscow Editor, 1984.
- KWA11** K. Kwangdeok, J. Younho; L. Seungho; K. Yong Jae, J. Yu-Suk and J. Sang-Yong, “Torque harmonic characteristic of Permanent Magnet Synchronous Motor according to ratio numbers of slots and poles”, *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, 2011.
- LAC07** G. Lacombe, “Définition et réalisation d’une nouvelle génération de logiciel pour la conception des moteurs du futur”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2007.
- LAN10** Z. Lan, X. Yang, C. Zheng and F. Wang, “Analysis of an Improved Magnetic Circuit for Designing Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEE International Conference on Electrical and Control Engineering*, pp. 3320-3323, 2010.
- LED09** R. Le Doeuff et M. E. Zaim, “Machines électriques tournantes, de la modélisation matricielle à la mise en œuvre”, Editeur Lavoisier, Paris, France, 2009.
- LEF10** P. Lefley, L. Petkovska, S. Ahmed and G. Cvetkovski, “Finite Element Analysis of a Novel Single Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor”, *IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Motion Control*, pp. 96-101, 2010.
- LIN09** D. Lin, S.L. Ho, and W. N. Fu, “Analytical Prediction of Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors”, *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 45, No. 9, pp. 3296-3302, September 2009.
- MAG04** F. Magnussen, P. Thelin and C. Sadarangani, “Performance evaluation of permanent magnet synchronous machines with concentrated and distributed windings including the effect of field-weakening”, *IEEE Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Vol. 2, pp. 679-685, 2004.
- MAI10** H.C.M. Mai, R. Bernard, P. Bigot, F. Dubas, D. Chamagne, and C. Espanet, “Optimal Design of a PMSM Using Concentrated Winding for Application Urban Hybrid Vehicle”, *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, pp. 1-6, 2010.
- MI01** C. Mi, “Modeling of iron losses of permanent magnet synchronous motors”, Ph. D. Thesis, University of Toronto, Canada 2001.
- PIR90** F. Piriou and A. Razek, “A Model for Coupled Magnetic-Electric Circuits in Electric Machines with Skewed Slots”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.26, No.2, , pp. 1096-1100, March 1990.
- PYR08** J. Pyrhönen, T. Jokinen and V. Hrabovcová, “Design of rotating electrical machines”, WILEY Edition, 2008.
- ROM11** L. Romeral, J.C. Urresty, J.R.R. Ruiz, and A.G. Espinosa, “Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 5, pp.1576-1585, May 2011.
- SAI01** J. SAINT-MICHEL, “Bobinage des machines tournantes à courant alternatif”, *Techniques de l’Ingénieur*, D3420, Février 2001.
- SAL03** P. Salminen, J. Pyrhonen and M. Niemela, “A comparison between surface magnets and embedded magnets in fractional slot wound PM motors”, *IEEE 11th International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering*, Maribor, Slovenia, September 2003.

- SEB86** T. Sebastian, “Steady-state performance of variable speed permanent magnet synchronous motors”, Ph. D. Thesis, University of Toronto, Canada, December 1986.
- SLE94** G.R. Slemon, “On the Design of High-Performance Surface-Mounted PM Motors”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 30, No.1, pp. 134-140, January-February 1994.
- STR88** E.G. Strangas and T. Ray, “Combining field and circuit equations for the analysis of permanent magnet AC motor drives”, *IEEE Conference on Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 7-70, 1988.
- TAN11** J.K. Tangudu and T.M. Jahns, “Comparison of Interior PM Machines with Concentrated and Distributed Stator Windings for Traction Applications”, *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, pp. 1-8, 2011.
- THO84** M.J. Thomas, “Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 4, pp. 803-813, July-August 1984.
- TUL96** G.Tulsi Ram Das and V. Subrahmanyam, “On the analysis of current source inverter fed permanent magnet synchronous motor”, *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, Vol. 1, pp. 286-292, 1996.
- URR10** J-C. Urresty, J-R. Riba, L. Romeral, and A. Garcia, “A Simple 2-D Finite Element Geometry for Analyzing Surface-Mounted Synchronous Machines With Skewed Rotor Magnets”, *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 46, No. 11, pp. 3948-3954, November 2010.
- VAA96** J. Vaananen, “Circuit Theoretical Approach to Couple Two-Dimensional Finite Element Models with External Circuit Equations”, *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 32, No.2, pp. 400-410, March 1996.
- WAC11** P. Wach, “Dynamics and Control of Electrical Drives”, Springer, 2011.
- XIN03** W. Xinghua, L. Qingfu, W. Shuhong, and L. Qunfeng, “Analytical Calculation of Air-Gap Magnetic Field Distribution and Instantaneous Characteristics of Brushless DC Motors”, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 18, No. 3, pp. 424-432, September 2003.