

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GÉNIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

Modélisation d'une MSAP à rotor externe

Proposé et dirigé par :

Mr. LADGHEM CHIKOUCHE .B

Présenté par :

- CHARIK Miloud
- ALILI Toufik
- LADJEL Mohamed

Année universitaire : 2011/1012

Remerciements

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département
D'électrotechnique de l'université M'sila.*

*Mes remerciements vont tout d'abord à Dieu tout puissant pour la
volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces
longues années.*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre
Encadreur ladghem chikouche brahim pour avoir d'abord proposé ce thème
pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui
n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarques.*

*Nos sincères remerciements vont aux messieurs les membres du jury
Pour l'honneur qu'ils nous ont fait en participant au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à
Élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de
près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département
De génie électrique qui ont contribué à notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et
Collèges pour le tout soutient moral et matériel. . .*

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A ma très chère mère et mon père

A mes sœurs

A mes frères

A toute ma famille

A mes chers amis

A tous les amis (es) d'études surtout ceux

D'électromécanique

Promotion 2012

A.TOUFIK C.MILOUD L.MOHAMED

Figures

Fig.(I.1): Structures des machines à aimants permanents	05
Fig.(I.2) : Schéma de commande des MSAP	06
Fig.(I.3): Différents structures des rotors des MSAP	07
Fig.(I.4): Moteur à rotor intérieur	09
Fig.(I.5): Moteur à rotor extérieur	09
Fig.(I.6): Moteur à entrefer axial	10
Fig.(I.7): Cycle B(H) d'un matériau magnétique hystérétique	11
Fig.(I.8): Caractéristiques magnétiques intrinsèques et résistivité électrique des alliages dilués Fe Si	12
Fig.(I.9): Caractéristique de désaimantation d'un aimant à base de terres rares : NdFeB Vacodym 400HR [JAZ07]	14
Fig.(I.10): Caractéristiques de désaimantation de différentes nuances d'AlNiCo Koerzit de Krupp-widia [JAZ07]	15
Fig.(I.11): Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant	17
Fig.(I.12): Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4-pôles	18
Fig.(I.13): Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants	19
Fig.(I.14): type d'onduleur de tension type 120° pour l'alimentation de MSAP	19
Fig.(II.1): Structure de base des machines étudiées (représentation d'un pôle)	23
Fig.(II.2): Différentes types d'aimantation	24
Fig.(II.3). Structure étudiée sur pas polaire	28
Fig.(II.4): Modèles des aimants	29
Fig.(II.5): Présentation spatiale de l'aimantation radiale sous un pôle	30
Fig.(II.6): Présentation spatiale de l'aimantation tournante sous un pôle	31
Fig.(II.7): Modélisation des encoches statoriques	32
Fig.(II.8): Présentation des modèles d'étude	35
Fig.(II.9): Représentation spatiales des induction radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer	42
Fig.(II.10): Représentation la forme d'onde de la force électromotrice par phase	43
Fig.(II.11): Représentation la forme d'onde du couple électromagnétique	43
Fig.(III.1): Machine à rotor extérieur amagnétique	44
Fig.(III.2): Représentation spatiales des induction radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer	46
Fig.(III.3): Représentation la forme d'onde de la force Électromotrice par phase	46
Fig.(III.4): Représentation la forme d'onde de la couple Électromagnétique par phase	47
Fig.(III.5): Comparaison l'induction on le de cas interne et externe	47
Fig.(III.6): Comparaison FEM on le de cas interne et externe	47
Fig.(III.6): Comparaison couple électromagnétique on le de cas interne et externe	48
Fig.(IV.1): Coupe transversale de la machine avec maillage globale en 2D	51
Fig.(IV.2): Illustration du maillage de la zone aimants et l'entrefer	51

Fig.(IV.3): Illustration de la densité de l'induction et des lignes de champs	51
Fig.(IV.4): comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour l'induction dans l'entrefer à aimantation tournante	53
Fig.(IV.5): Comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour FEM dans l'entrefer à aimantation tournante	54
Fig.(IV.6): Comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour couple électromagnétique	54

Tableaux

Tableau.(I.1): Caractéristiques magnétiques de différents types d'aimants	16
Tableau(II.1): Caractéristiques de base de machine étudiée	41

Liste des abréviations

$2D$	Deux dimensions
OAC	Optimisation Assistée par Ordinateur
AEF	Analyse par Eléments Finis
IM	Moteur à Induction
NdFeB	Néodyme-Fer-Bore
BaCO ₃	Carbonate de Baryum
SmCo	Samarium-Cobalt
SrCO ₃	Carbonate de Strontium
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
FEEM	Finite Element Method Magnetics

Liste des symboles

\vec{E}	Vecteur champ électrique
\vec{D}	Vecteur déplacement électrique
\vec{H}	Vecteur champ magnétique
\vec{B}	Vecteur induction magnétique
\vec{B}_r	Induction rémanente en présence des aimants
\vec{J}	Densité volumique globale de courant
\vec{J}_s	Densité volumique de courant provenant des sources de la machine
$\vec{\Psi}$	Potentiel scalaire magnétique
\vec{A}	Potentiel vecteur magnétique
\vec{n}	Normale sortante
μ	Perméabilité magnétique
μ_0	Perméabilité de l'air (vide) [$4.\pi.10^{-7}$]
ρ	Densité volumique de charges électriques
ϵ	Permittivité électrique
σ	Conductivité électrique
θ	Position du rotor
θ_s	Position du stator

θ_0	Position initiale entre le rotor et le stator
H_{cB}	Champ démagnétisant
B_r	Induction radiale
B_θ	Induction tangentielle
B_m	Induction maximale
M_r	Aimantation radiale
M_θ	Aimantation tangentielle
M_{rn}	Amplitudes des harmoniques de la composante M_r
$M_{\theta n}$	Amplitudes des harmoniques de la composante M_θ
A_{er}	Potentiel vecteur magnétique au niveau de l'entrefer
A_{ar}	Potentiel vecteur magnétique au niveau des aimants
n	Nombre d'harmoniques
I_m	Amplitude du courant
I_n	Courant nominal
I_{abc}	Courants triphasés
J_{abc}	Densité des courants triphasés
k_{bn}	Coefficient de bobinage
k_{fn}	Coefficient de filtrage
k_{dn}	Coefficient de distribution
k_{rn}	Coefficient de raccourcissement
k_{in}	Coefficient d'inclinaison (facteur de biais)
q	Nombre d'encoches par pôle et par phase
y	Pas d'enroulement
α_p	Nombre de branches parallèles
τ_d	Pas dentaire
β_r	Facteur de raccourcissement
γ	Angle de décalage horizontal de l'axe d'une encoche par rapport à l'axe de la machine
ξ	Ouverture de l'encoche
β	Rapport arc polaire / pas polaire
α	Ecart angulaire entre un aimant radial et un aimant azimutal
ω	Pulsation électrique
Ω	Vitesse mécanique du rotor
Φ	Flux total par phase
C	Densité des conducteurs de la phase considérée
Γ	Couple d'interaction
$e(t)$	Force électromotrice (FEM) à vide
μ_r	Perméabilité des aimants
p	Nombre de paires de pôles
L_u	Longueur active
N	Nombre de conducteurs dans une encoche
N_e	Nombre d'encoches

R_m	Rayon interne du fer rotorique
R_1	Rayon externe du fer rotorique
R_2	Rayon d'alésage
R_3	Rayon interne du fer statorique
R_4	Rayon externe de la machines
H_e	Hauteur des encoches
e_a	Epaisseur des aimants
e	Epaisseur de l'entrefer
Fr	Fréquence

Introduction générale

Un actionneur électromagnétique est un mécanisme permettant de convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique. En fait le terme d'actionneurs électromécanique est plus général car il peut très bien s'appliquer à des mécanismes couplant directement électricité.

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 électrique 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).

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 électrique. 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 développées.

Ce mémoire est organisé comme suit :

Le premier chapitre présente des généralités concernant les machines synchrones à aimants permanents conçues avec différentes structures d'inducteurs. Les différents types de matériaux pour aimant disponibles. On rappelle aussi les avantages et ses domaines d'application.

Au deuxième chapitre, présente l'outil d'analyse basé sur le calcul analytique du champ de la machine synchrone à aimants permanente.

Le troisième chapitre présente le calcul des machines synchrones à aimants permanente avec rotor externe en gardant le même principe de calcul de la machine précédente.

Le dernier chapitre est consacré à la validation des résultats issus du deuxième et au troisième chapitre on se basant sur un code de calcul par éléments finis.



Chapitre I

Généralités sur les machines électriques à aimants permanents

	Sommaire
I.1. Introduction	3
I.2. Généralités sur les machines électriques à aimants permanents	4
I.2.1. Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC)	5
I.2.2. Les machines à aimants permanents sans balais	5
I.2.3. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	6
I.2.4. Les rotors de la machine à aimants permanents	7
I.2.4.a. Aimants en surface	7
I.2.4.b. Aimants insérés	8
I.2.4.c. Aimants enterrés	8
I.2.4.d. Aimants à concentration de flux	8
I.3. Différentes types de machines à aimants permanents	8
I.3.1. Moteur à rotor intérieur	9
I.3.2. Moteur à rotor extérieur	9
I.3.3. Moteur à entrefer axial	10
I.4. Choix des matériaux magnétiques	10
I.4.1. Caractéristique des matériaux doux	11
I.4.2. Les aimants permanents	12
I.4.2.a. Les Ferrites durs	12
I.4.2.b. Les Terres rares Samarium-Cobalt	14
I.4.2.c. Les Terres rares Néodyme Fer Bore	14
I.4.2.d. Les AlNiCo	15
I.4.3. Comparaison entre les différents types d'aimants	15
I.5. Alimentation des moteurs synchrones à aimants	16
I.5.1. Structure avec alimentation par courant	16
I.5.1.a. Alimentation par courants sinusoïdaux	16
I.5.1.b. Alimentation par courant rectangulaires	17
I.5.1.c. Alimentation par onduleur	18
I.5.2. Structure avec alimentation en tension	18
I.6. Avantage des machines synchrone à aimants permanents	20
I.7. Domaine d'application de MSAP	20
I.8. Conclusion	21

I.1.Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées généralement pour des applications en basse puissance comme les machines d'outillage, les systèmes de positionnement, et en robotique. Pour les machines de forte puissance, le rotor est généralement bobiné, ce type de machine se retrouve en propulsion navale et ferroviaire et en production électrique.

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [AKA00].

Cette famille de machines regroupe en fait plusieurs sous-familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques centiwatts. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone.

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [AKA00].

Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat [MBK04].

Dans l'industrie, le moteur synchrone à aimants permanents essaye de plus en plus de remplacer le moteur à courant continu dans les applications où l'on cherche des performances dynamiques et statiques très élevées avec des puissances importantes. Ce type de moteur s'impose sur le marché en raison de sa compacité, sa simplicité de commande et de sa puissance massique élevée, vu que les aimants modernes ont la capacité de produire une forte induction dans l'entrefer sans un faible volume, ce qui est impossible avec un inducteur bobiné, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique [MBK04].

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale dans son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager

l'optimisation des machines électriques, ainsi la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes.

Donc la modélisation des machines électriques, consiste en l'élaboration des modèles mathématique, par exemple sous forme de schémas équivalents (résistances, inductances,..) qui permettent de prédire le comportement de la machine dans différents régimes de fonctionnement, comme elle prévoit également les points qui risquent de provoquer des perturbations lors du fonctionnement.

I.2. Généralités sur les machines électriques à aimants permanents

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanent ont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides... Ets. Pour tous ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles telles que les machines à courant continu, les moteur synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable). A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- ❖ l'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- ❖ Le couple volumiques et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité.
- ❖ L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- ❖ La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

De plus, les machines à aimants permanents (Brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le contrôle précis et rapide du couple, de la vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasé.

Selon les principes de fonctionnement, les machines à aimants permanents peuvent être classées en trois types :

- ❖ les machines à courant continu et aimants permanents (MCC).
- ❖ Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).
- ❖ Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAP).

La Fig.(I.1) montre la configuration de ces trois types.

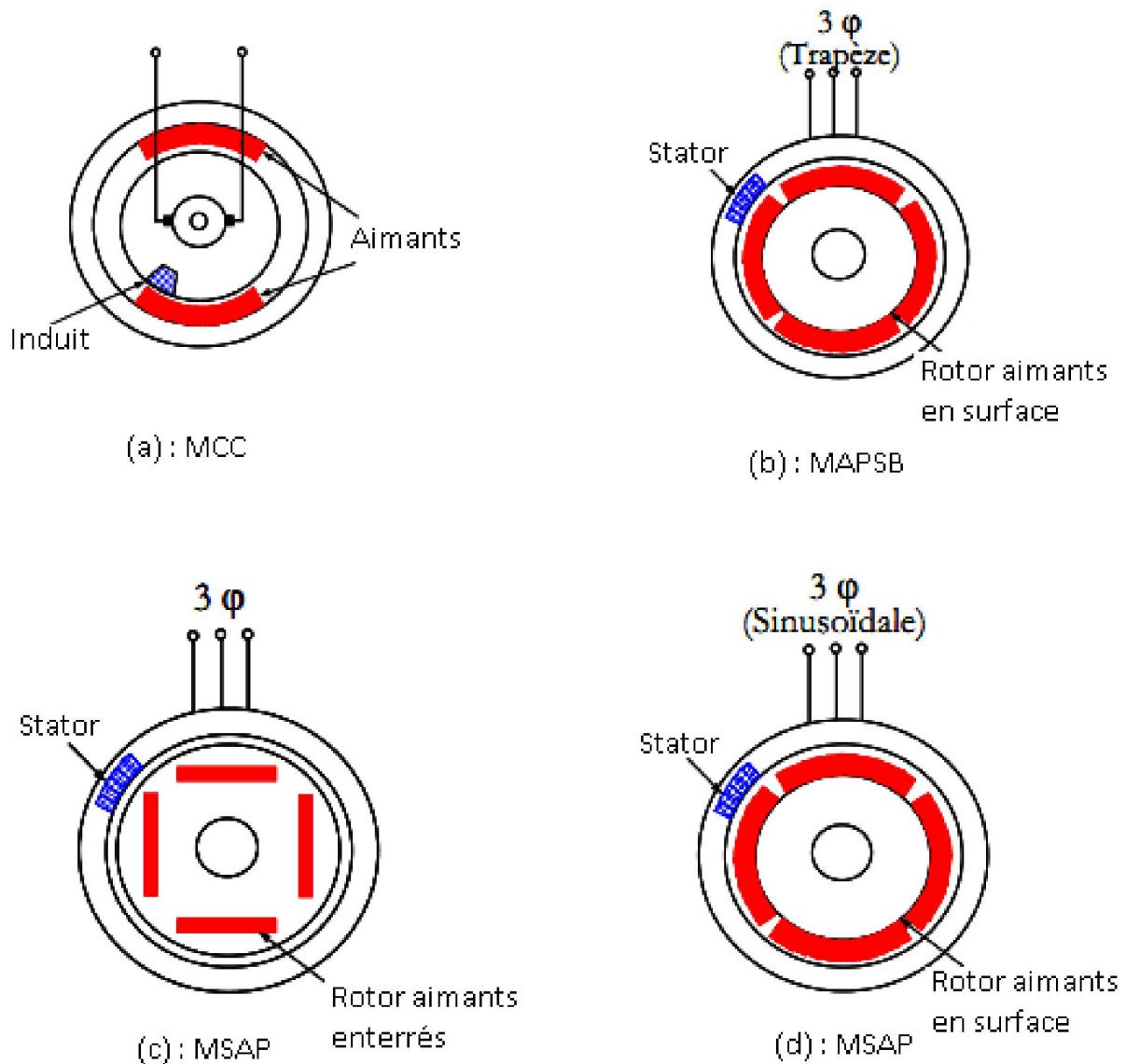


Fig.(I.1): Structures des machines à aimants permanents

I.2.1. Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC)

Ce sont les machines à courant continu dans lesquelles le champ magnétique créé par les électroaimants, est remplacé par celui des aimants permanents. En conséquence, les pertes joules liées aux bobinages de l'excitation sont éliminées, mais le champ de l'excitation n'est plus contrôlable. Ce ci limite leur utilisation aux applications de faible puissance et de haut dynamique ne nécessitant pas une fonction en mode de dé fluxage.

I.2.2. Les machines à aimants permanents sans balais

Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs ont conduit au développement d'autres types des machines à courant continu où la commutation avec le système balais collecteur est remplacée par la commutation électronique.

Dans ces machines, les aimants permanents sont situés sur la partie tournante et le stator est constitué de trois enroulements alimentés par les formes d'onde carrées fournies un convertisseur. La commutation du convertisseur est contrôlée de telle façon que, à chaque instant, seulement deux phases conduisent. Ce système de commutation électrique est fonctionnellement équivalent à la commutation du balais- mécanique de la machines à courant continu. Par conséquent, ce type de machine à aimants permanents sans balais (MAPSB) (Brushless PMDC) ou la machine à aimants permanents avec forme d'onde carrée (Squarewave PMDC). La machine MAPSB est préférable pour des nombreuses applications du fait qu'elle ne nécessite que peu d'entretien, elle présente un rendement élevé et sa loi de commande est relativement simple.

I.2.3. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement. Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor d'où le nom des machines synchrone à aimants permanents (MSAP).

Dans la plupart de l'application, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec une tension et une fréquence variables. La Fig.(I.2) montre le diagramme souvent utilisé dans les dispositifs avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse maximale et cela sans exiger le bobinage à cage.

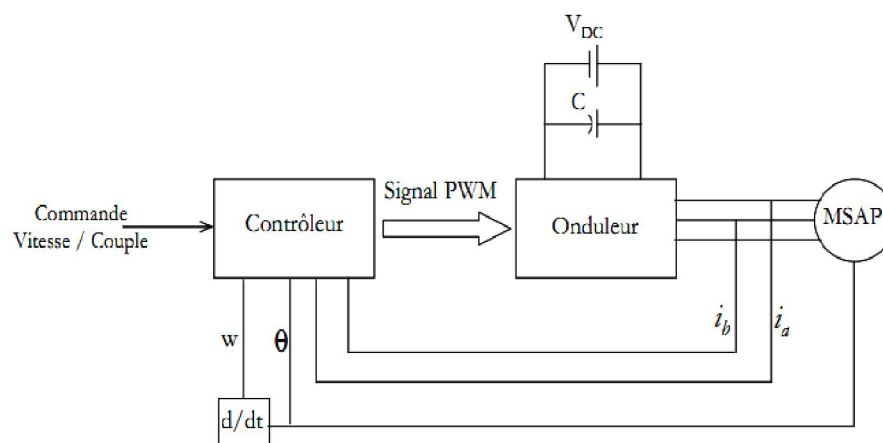


Fig.(I.2) : Schéma de commande des MSAP

Pour les MAPBS ou MSAP, l'information de la position rotorique est essentielle pour la commande électronique, par conséquent, dans ces machines l'interface physique avec codeur ou résolveur est inévitable. Avec le développement des algorithmes d'estimation de position cette contrainte peut être éliminée.

I.2.4 Les rotors de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotorique. Leur classification globale en termes du placement des aimants est le suivant :

- ❖ Aimants en surface (Surface magnet type).
- ❖ Aimants insérés (Inset magnet type).
- ❖ Aimants enterrés (Interior magnet type).
- ❖ Aimants à concentration de flux (Bourride magnet type).

I.2.4.a. Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ils sont aimantés radialement, comme montré sur la Fig.(I.3.a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protégé les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe- d et l'axe- q sont pratiquement les mêmes.

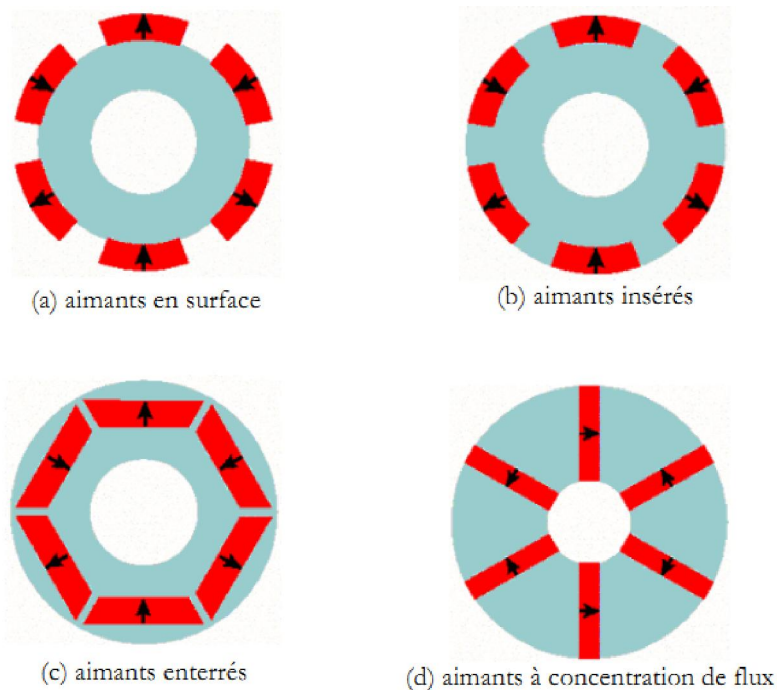


Fig.(I.3): Différents structures des rotors des MSAP

I.2.4.b. Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la Fig.(I.3.b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réductant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- q est légèrement supérieure à celle dans l'axe- d .

I.2.4.c. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans la Fig.(I.3.c). Et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant.

La réactance synchrone dans l'axe- d est plus petite que celle de l'axe- q . Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

I.2.4.d. Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence Fig.(I.3.d). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe- q est plus grande que celle de l'axe- d .

I.3. Différentes types de machines à aimants permanents

IL existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable.

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

I.3.1. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La Fig.(I.4) montre un exemple de moteur à rotor intérieur.

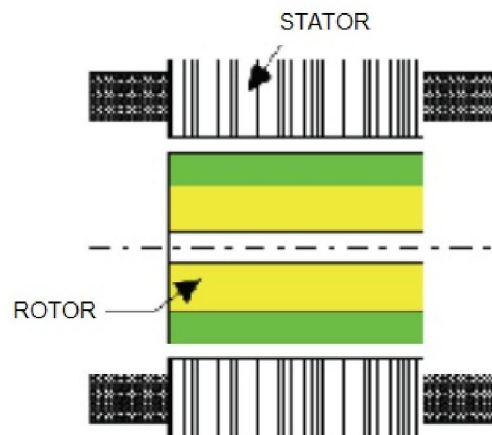


Fig.(I.4): Moteur à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple vitesse qui est élevé.

Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.3.2. Moteur à rotor extérieur

La Fig.(I.5) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

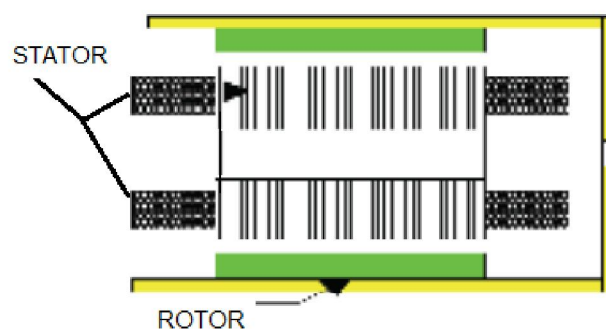


Fig.(I.5): Moteur à rotor extérieur

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.3.3. Moteur à entrefer axial

Dans certaine application à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électronique, Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La Fig.(I.6) représente une coupe d'un moteur à entrefer axiale.

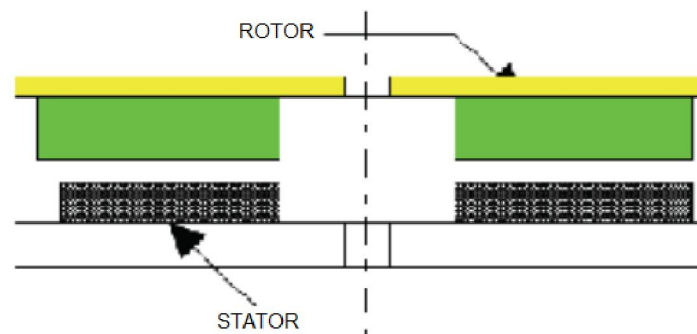


Fig.(I.6): Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réductant à faible vitesse.

I.4. Choix des matériaux magnétiques

Afin de comprendre le choix de tel ou tel matériau dans telle ou telle structure, nous allons présenter un rappel des caractéristiques des principaux matériaux magnétiques utilisés dans la fabrication des machines tournantes. Ils se classent en deux grandes familles :

- ❖ les matériaux magnétiques doux qui ne présentent des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure,
- ❖ les matériaux magnétiques durs, que sont les aimants permanents, et qui ont une rémanence et une coercitivité.

L'association de ces deux types de matériaux permet la création d'un champ magnétique dans l'entrefer et dont la distribution va dépendre de la structure adoptée pour la machine et des caractéristiques des matériaux ferromagnétiques utilisés. Ces derniers présentent un cycle d'hystérésis magnétique dépendant à la fois de leurs caractéristiques intrinsèques et de la forme de l'excitation magnétique à laquelle ils sont soumis. Fig.(I.7) présente un cycle d'hystérésis typique des matériaux durs. Où B_r est l'induction rémanente, H_c est le champ coercitif. Cette caractéristique générale $B(H)$ est applicable aux matériaux doux et durs, les matériaux durs ont une rémanence et une coercitivité supérieures à celles des matériaux doux dont on attend, au contraire, qu'elles soient les plus faibles possibles.

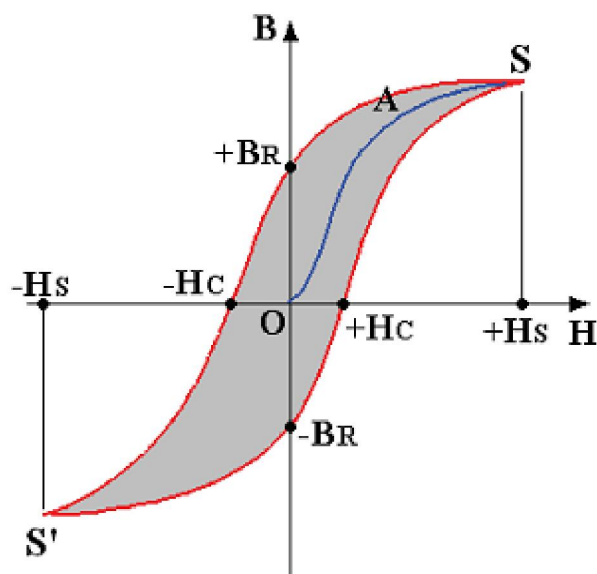


Fig.(I.7): Cycle $B(H)$ d'un matériau magnétique hystérétique

I.4.1. Caractéristique des matériaux doux

Utilisé pour la fabrication du circuit magnétique, ce matériau doit pouvoir acquérir une polarisation magnétique importante (plusieurs Teslas), dans un champ d'excitation très réduit.

Il doit donc posséder une très grande perméabilité. Il doit également limiter les pertes créées en son sein lors de son utilisation. C'est pourquoi, son efficacité intrinsèque est évaluée selon deux paramètres principaux: le niveau d'induction accessible et les pertes totales massiques.

Le niveau d'induction accessible est limité par la polarisation magnétique à saturation, cette grandeur doit être aussi élevée que possible car elle influence directement l'induction de travail, c'est-à-dire la puissance volumique de la machine. Les pertes totales massiques accompagnent inévitablement le passage

du flux ce qui entraîne un échauffement de la machine. Pour réduire les pertes par courants induits générés par les variations du flux d'induction, l'emploi de circuits magnétiques massifs est à proscrire.

Un matériau magnétique doux pour usage électrotechnique se caractérise par quatre constantes, fonction de la composition de l'alliage, qui sont: la polarisation magnétique à saturation J_s , la résistivité électrique ρ , la constante d'anisotropie magnéto cristalline K_1 qui rend compte de la difficulté avec laquelle pivote l'aimantation vers la direction du champ d'excitation extérieur, et la constante de magnétostriction λ_{100} qui caractérise la déformation spontanée d'un monocristal aimanté à saturation quand on fait varier l'orientation de l'aimantation. Le matériau idéal serait celui qui posséderait une polarisation magnétique à saturation et une résistivité électrique très élevées et simultanément, des constantes d'anisotropie magnéto cristalline et de magnétostriction voisines de zéro. Afin de s'approcher du matériau idéal, il est possible, par addition au fer d'éléments comme le silicium et, parfois l'aluminium de modifier les constantes du matériau.

Il existe deux familles de tôles en fer-silicium : celles dites à grains orientés possédant des qualités anisotropes, sont utilisées pour les circuits magnétiques statiques ou quasi-statique (transformateurs, relais électromécaniques...), et, par opposition, les tôles à grains non orientés qui constituent, quasiment, tous les circuits magnétiques feuilletés des machines électriques tournantes. La composition de ces tôles mène à un large éventail de qualité.

Interviennent en effet, en premier lieu, la teneur en silicium (<3,4% du poids en raison des difficultés de laminage à froid des aciers), éventuellement la teneur en aluminium et en manganèse et la teneur en impuretés (nature, montant forme) qui sont fonction du processus de fabrication. Le premier avantage des alliages fer-silicium réside dans leur résistivité électrique considérablement augmentée.

Ainsi par exemple, par rapport à celle d'un fer non allié, la résistivité d'un alliage à 3,2% de silicium est multipliée par 4 Fig.(I.8) [BRI97].

Mais la polarisation magnétique à saturation de l'acier décroît linéairement avec la concentration de l'alliage en éléments d'addition Silicium ou Aluminium.

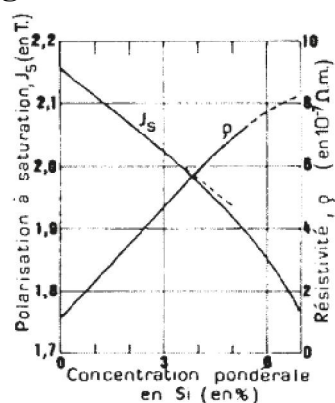


Fig.(I.8): Caractéristiques magnétiques intrinsèques et résistivité électrique des alliages dilués Fe Si

L'addition de silicium et, dans une moindre mesure, celle de l'aluminium entraîne un durcissement du métal. Ce durcissement rend possible la découpe dans des tôles minces, par poinçonnage et à cadences élevées, de formes compliquées comme celles qu'utilisent les constructeurs de machines. Mais la conduction thermique d'un alliage fer-silicium 3,2% est environ 4 fois inférieure à celle d'un fer pur. Ce qui est bon pour diminuer les pertes ne favorise pas leur évacuation.

I.4.2. Les aimants permanents

Ce sont des matériaux ferromagnétiques saturables à large cycle d'hystérésis. Deux valeurs limites que l'on retrouve dans le second quadrant ($B > 0$ et $H < 0$) du cycle d'hystérésis sont particulièrement intéressantes :

- ❖ l'induction rémanente B_R à champ d'excitation nul qui doit être importante.
- ❖ le champ coercitif H_c qui annule l'induction.

Outre ces qualités, un aimant permanent doit être stable (insensibilité aux Chocs et aux cycles thermiques) et présenter de bonnes caractéristiques mécaniques. Il peut être fabriqué sous des formes très diverses et leurs modes de magnétisation sont multiples.

Nous présentons dans ce paragraphe, les principaux types d'aimants couramment utilisés dans la réalisation des machines tournantes à aimants permanents. Le flux produit dans un circuit magnétique par un aimant varie sous l'influence de contraintes extérieures principalement d'origine thermique ou magnétique. Nous en parlerons pour chacun d'eux.

I.4.2.a. Les Ferrites durs

Les ferrites sont fabriqués à partir d'oxyde de fer associé à du manganèse, du nickel ou du zinc, assemblés par frittage (agglomération à chaud). Ce sont des céramiques, c'est-à-dire des produits très durs mais fragiles et peu résistants aux efforts de traction. Les ferrites ne sont pas sujets à l'oxydation. Ils offrent une excellente résistance aux composés hydrocarbonés mais sont, par contre fortement attaqués par les acides concentrés. A la condition de rester au-dessus du coude de la caractéristique $B=f(H)$, les pertes d'induction dues aux champs magnétiques extérieurs sont faibles. Ils sont peu sensibles à la présence de masse ferromagnétique voisine. Ils présentent cependant une aimantation rémanente et une énergie spécifique faibles, respectivement 0,2 à 0,4T et 8 à 35kJ/m³.

Leur coefficient de température de polarisation réversible est assez élevé (-0,25%/°C). Mais leur faible coût en fait les aimants les plus compétitifs et les plus utilisés. Leur particularité importante est que leur champ coercitif a un coefficient de température positif: c'est à froid que le risque de désaimantation est maximal.

I.4.2.b. Les Terres rares Samarium–Cobalt

Première génération d'aimants à base de terres rares, ce sont également des céramiques d'alliage métallique, pressées dans des moules et cuits au four. Durs et fragiles, ils ont tendance à se briser en de multiples morceaux sous l'effet d'un choc. Leur polarisation rémanente reste limitée vers 1T maximum à température ambiante mais leur champ coercitif intrinsèque est tout à fait exceptionnel, jusqu'à 2000kA/m. Ce type d'aimant supporte donc de travailler en répulsion sans pertes d'aimantation. Ils présentent une bonne stabilité thermique jusqu'à 350°C. Leur coefficient de température de polarisation réversible est d'environ $-0,03\%/^{\circ}\text{C}$. Ils sont peu sensibles à la présence de masse ferromagnétique voisine et à la corrosion. Mais ils restent relativement chers à cause de la faible disponibilité du samarium (2% des terres rares) et du coût du cobalt.

I.4.2.c. Les Terres rares Néodyme Fer Bore

Les aimants à base de Néodyme (NdFeB) sont moins chers que les aimants à base de Samarium–Cobalt, pour des performances accrues. Cependant, leur température maximale d'utilisation n'excède pas 150°C. On note une réduction importante du champ coercitif intrinsèque H_{cJ} au-dessus de la température ambiante Fig.(I.9). Leur coefficient de température de polarisation réversible est satisfaisant autour de $-0,10\%/^{\circ}\text{C}$. L'influence d'un champ magnétique extérieur est négligeable puisque le cycle de recul se confond avec la caractéristique de l'aimant.

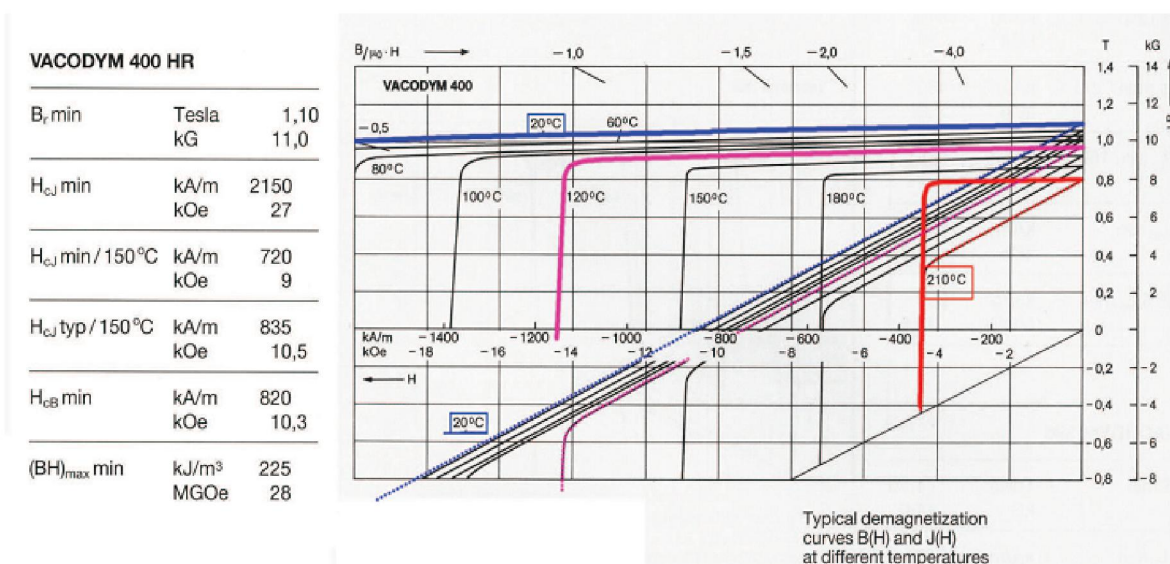


Fig.(I.9): Caractéristique de désaimantation d'un aimant à base de terres rares : NdFeB Vacodym 400HR [JAZ07]

Les aimants à base de Nd-Fe-B sont aussi des céramiques, donc durs et relativement fragiles mais sont moins enclins à éclater que les aimants Samarium–Cobalt. Pour améliorer leur résistance à l'oxydation, ils reçoivent

couramment un traitement protecteur de placage de nickel, ce qui les rend brillants. Ils sont peu sensibles à la présence voisine de masse ferromagnétique.

I.4.2.d. Les AlNiCo

Les alliages à base de fer, nickel et aluminium, d'utilisation déjà ancienne, sont soit coulés soit frittés. Ils sont caractérisés par un champ coercitif relativement faible Fig.(I.10) comparé à ceux des ferrites et des alliages à base d'éléments de terres rares, ce qui les empêche d'être utilisés dans les systèmes ayant de grands entrefers ou lorsqu'il y a des champs démagnétisant importants (machines électriques). On les retrouve néanmoins sur d'anciennes générations de petit moteur. Leur coefficient de température de polarisation réversible est excellent à $-0,02\%/^{\circ}\text{C}$. Ils possèdent une bonne résistance à la corrosion mais sont attaqués par les acides et les solutions alcalines. Les AlNiCo sont très sensibles à l'influence des masses ferromagnétiques voisines ($<6\text{mm}$) et risque même une forte désaimantation par contact.

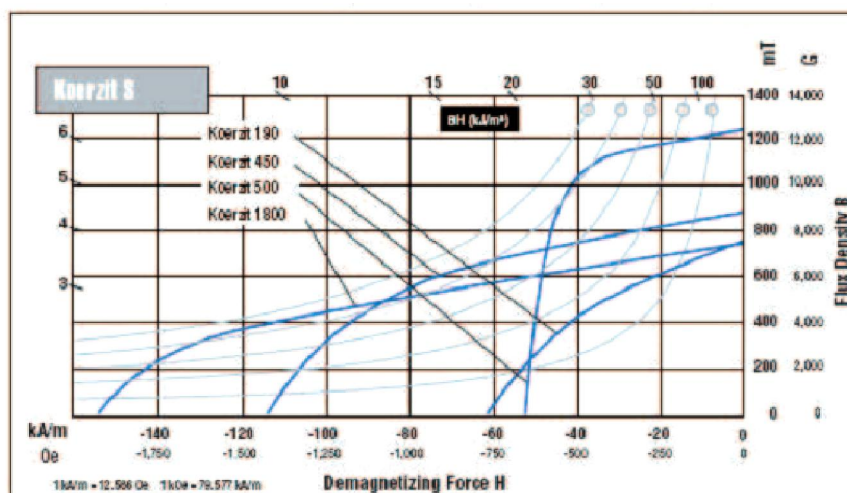


Fig.(I.10): Caractéristiques de désaimantation de différentes nuances d'AlNiCo Koerzit de Krupp-widia [JAZ07]

I.4.3. Comparaison entre les différents types d'aimants

Dans le tableau.(I.1) sont regroupées les informations nécessaires pour faire le choix d'utiliser un type d'aimants permanents, suivant les exigences du cahier de charges et les conditions de travail imposées par l'application. Les ferrites, malgré une aimantation rémanente et une énergie spécifique peu importantes, restent, de par leur coût réduit, d'utilisation courante dans le domaine des machines électriques de grande série, dans l'automobile notamment. Les aimants terres rares Samarium-Cobalt combinent induction élevée, forte résistance à la désaimantation et stabilité à la température. Ils sont tout à fait adaptés à la mise en œuvre dans les machines à courant alternatif de grande puissance. Les Néodyme-Fer-Bore possèdent même de meilleures caractéristiques magnétiques que celles présentées par les aimants au

Samarium–Cobalt mais certains facteurs, en particulier celui du champ coercitif, dépendent encore largement du facteur température.

Tableau.(I.1): Caractéristiques magnétiques de différents types d'aimants

	BH_{\max} (kJ/m ³)	B_r (T)	H_{cj} (kA/m)	(kg/m ³)	T_{\max} (°C)
Ferrites durs	8 – 35	0.2 à 0.4	170 à 250	4800	350
Sm – Co	140 – 240	1.0 à 1.05	900 à 2000	8300	250 à 350
NdFeB	200 – 380	1.2 à 1.5	900 à 2000	7400	140 à 210
AlNiCo	50 – 85	1.1 à 1.3	50 à 150	7300	500

I.5. 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 [BOU10] car elle ne dépend pas de l'impédance interne de la machine.

I.5.1. Structure avec alimentation par courant

I.5.1.a. 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

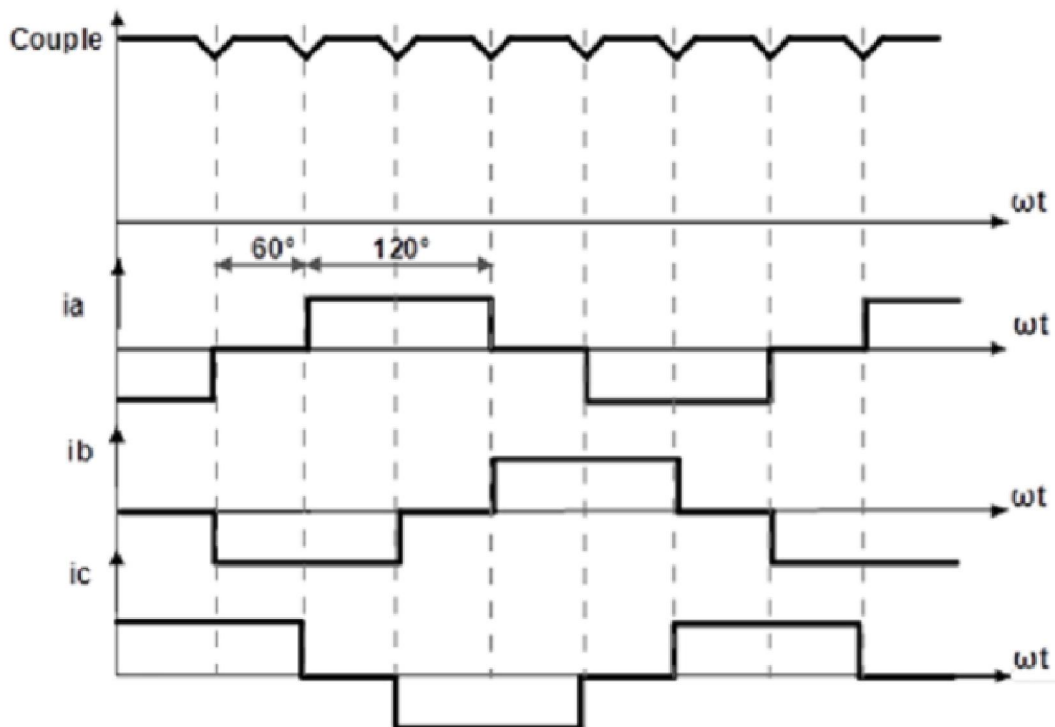
de mémoires adressées à partir du codeur de position et lues par des convertisseurs numérique-analogique.

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.5.1.b. 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 Fig.(I.11).



Fig(I.11): 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.5.1.c. 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 Fig.(I.12), [THO84].

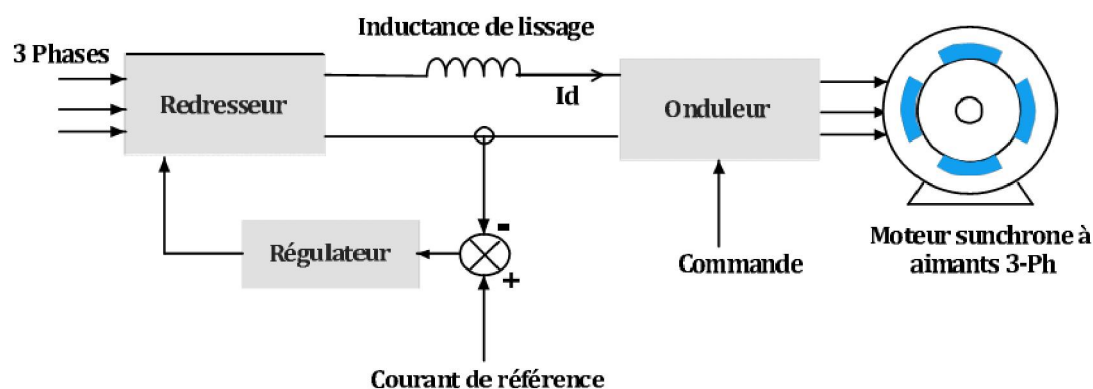


Fig.(I.12): Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4-pôles

I.5.2. 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 Fig.(I.12) 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.

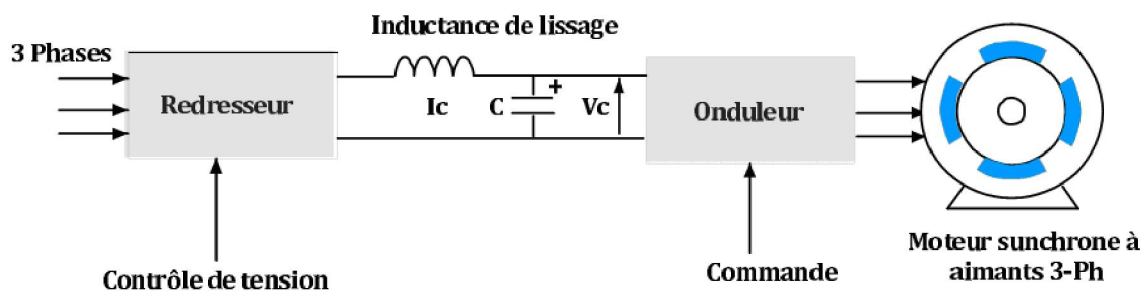


Fig.(I.13): Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants

Il existe un deuxième type de séquence de commande qui est représenté sur la Fig.(I.13), 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 Fig.(I.14), 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).

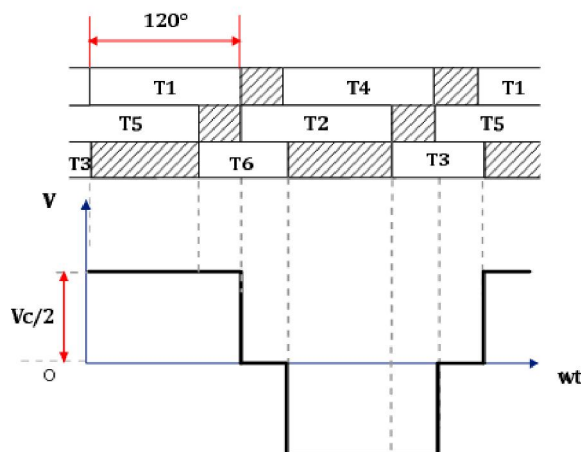


Fig.(1.14): type d'onduleur de tension type 120° pour l'alimentation de MSAP

I.6. Avantage des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif synchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs.

On cite principalement :

- ❖ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- ❖ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- ❖ Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- ❖ Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MSAP.
- ❖ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de contacts bague-balais dans ces machines.

I.7. Domaine d'application de MSAP

Les MSAP n'exigent pas d'excitation, et grâce à la l'absence des pertes par excitation et dans les frottements, elles possèdent un rendement élevé, par contre dans la machine synchrone (MS) classiques l'excitation est nécessaire l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances, d'où le rendement est relativement faible.

- ❖ La présence de l'inducteur à CC dans les machines synchrones (MS) rend le moteur plus coûteux qu'un MSAP, et nécessite de plus alimentation et un réglage de l'excitation.
- ❖ Les MSAP n'exigent aucun entretien pendant toute la durée de vie, et se caractérisent par une sécurité de fonctionnement plus élevée, mais dans MS classiques, l'entretien est exigé avec moins de la sécurité.

- ❖ Les MS classiques peuvent avoir trois modes de fonctionnement, à excitation optimale, sous excitée, et sur excitée. Ce qui les rend capable d'améliorer le facteur de puissance d'une installation comportant des appareils consommateur de puissance réactive, ces avantages ne peuvent pas être donnés par les MSAP.
- ❖ Les MSAP diffèrent de leurs analogues à excitation électromagnétique par la construction des systèmes inducteurs.

I.8. Conclusion

Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, de la structure et du type d'aimants utilisés.

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.

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application, le choix des matériaux magnétiques et les différents types d'alimentation des moteurs synchrones à aimants ont été exposés.

Chapitre II

Modélisation des machines synchrones à aimants permanents à rotor interne

	Sommaire
II.1. Introduction	23
II.2. Modélisation électromagnétique du type de machine étudiée	23
II.2.1. Equations de Maxwell	24
II.2.1.a. Formulation en potentiel vecteur magnétique	25
II.2.1.b. Formulation en potentiel scalaire magnétique	26
II.3. Hypothèses et modèle d'étude	26
II.4. Modèle Analytique	27
II.5. Modélisation des sources	28
II.5.1. Modèles des aimants	28
II.5.1.a. Représentation Ampérienne	28
II.5.1.b. Modèle Coulombien	29
II.5.2. Modélisation des courants statoriques	31
II.5.2.a. Alimentation sinusoïdale	32
II.5.2.b. Alimentation non-sinusoïdale	33
II.6. Expressions des potentiels vecteurs magnétiques	34
II.6.1. Potentiels créés par les aimants seuls	35
II.6.2. Potentiels créés par les courants (en l'absence des aimants)	36
II.6.2.a. Alimentation sinusoïdale	37
II.6.2.b. Alimentation non sinusoïdale	37
II.7. Détermination des performances de la machine	37
II.7.1. Induction magnétique	38
II.7.1.a. Induction magnétique due aux aimants	38
II.7.1.b. Induction magnétique due aux courants	38
II.7.2. Expression de la force électromotrice	39
II.7.3. Le flux élémentaire par pôle et par phase	39
II.7.4. Détermination des expressions des couples	40
II.7.4.a. Alimentation en courants sinusoïdaux	40
II.7.4.b. Alimentation en courants non sinusoïdaux	40
II.8. Analyse des performances électromagnétiques	41
II.8.1. Distribution du champ magnétique	41
II.8.2. Analyse de la fem et du couple électromagnétique	42
II.9. Conclusion	43

II.1. Introduction

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporelle du champ magnétique. Bien que l'aspect électrostatique intervienne (les isolants par exemple), il ne présente pas le même degré d'acuité que les aspects magnétiques pour le fonctionnement. Le champ magnétique dans les machines électriques a un rôle très important, car son calcul affecte directement la taille et les Performances de la machine. Il y a deux types de sources communes du champ magnétique, Celui crée par le courant de l'enroulement statorique et celui des aimants permanents montés Sur la surface rotorique.

Dans ce chapitre nous présentons un modèle analytique pour le calcul électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique.

II.2. Modélisation électromagnétique du type de machine étudiée

Le type de machines que nous abordons dans notre travail Fig.(II.1) est celui des machines à aimants montés sur la surface du rotor. Ces machines sont constituées de deux parties bien distinctes :

- **Le stator** : Il est de forme cylindrique, constitué par un empilement de tôles en matériau ferromagnétique et il comporte un bobinage triphasé classique. Les conducteurs sont logés dans des encoches régulièrement réparties le long de l'entrefer.
- **Le rotor** : Celui-ci comporte des aimants montés sur sa surface. Chaque pôle est constitué d'un nombre donné de blocs aimantés qui sont fixés à l'aide de frettes amagnétiques sur l'arbre de la machine. Ce dernier peut être constitué soit d'une seule pièce massive soit d'un circuit magnétique feuilleté. L'aimantation dans ce type de machines peut être, radiale parallèle ou sinusoïdale, Fig.(II.2). En pratique, l'aimantation sinusoïdale est approximée en subdivisant chaque pôle en un certain nombre de blocs dont l'aimantation est inclinée d'un angle, mesurée en degrés électriques correspondant à la position du bloc dans le pôle [MBK],[LHA06].

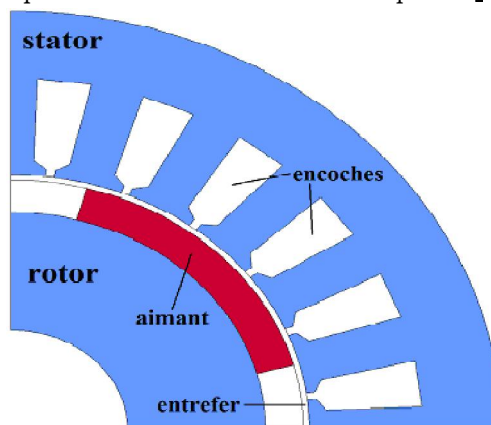


Fig.(II.1): Structure de base des machines étudiées (représentation d'un pôle)

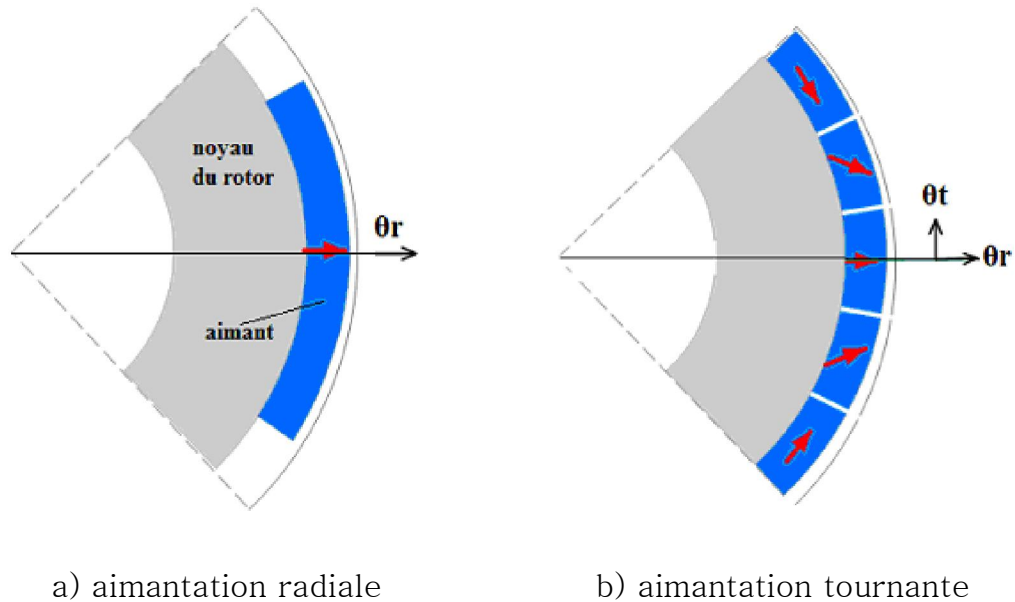


Fig.(II.2): Différentes types d'aimantation

II.2.1. Equations de Maxwell

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporels du champ magnétique. L'analyse de ces phénomènes conduit à la résolution des équations de Maxwell dans un domaine tridimensionnel.

En général, la modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents s'effectue à partir d'un modèle magnétostatique justifié par la nature des phénomènes électromagnétique. Celle-ci est traduite par les équations suivantes [PIB02],[LHA06],[AMA06]:

- ❖ Conservation de flux magnétique :

$$\operatorname{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{II.01})$$

- ❖ Les deux équations de couplage :

Equation de Maxwell-Ampère :

$$\operatorname{rot}(\vec{H}) = \vec{j} \quad (\text{II.02})$$

Equation de Maxwell-Faraday :

$$\operatorname{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.03})$$

- ❖ Propriétés des matériaux et des milieux :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{II.04})$$

Où μ_0 représente la perméabilité magnétique du vide et μ_r la perméabilité relative du milieu considéré.

Les aimants magnétiquement rigides, actuellement employés dans les machines Électriques, possèdent une caractéristique de désaimantation linéaire dans la zone normale D'utilisation [LHA06].

Pour les milieux aimantés cette dernière équation est donnée par :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{M} \quad (\text{II.05})$$

Où \vec{B} , \vec{H} , \vec{j} , \vec{E} et \vec{M} désignent respectivement l'induction magnétique l'excitation Magnétique, la densité volumique de courant, le champ électrique et l'aimantation des aimants (Induction rémanente en présence des aimants).

II.2.1.a. Formulation en potentiel vecteur magnétique

La formulation en potentiel vecteur magnétique \vec{A} est utilisée lorsque les sources de Champ sont des densités de courantes sources \vec{j} . L'équation (II.01) entraîne l'existence d'un Potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que [YOU97] [LHA06]:

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (\text{II.06})$$

L'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique et la combinaison des équations (II.01) à (II.05) et (II.06) donnent l'équation générale de répartition du potentiel qui est Décrite par l'expression suivante :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A}\right) = \vec{j} + \left(\frac{1}{\mu} \vec{M}\right) \quad (\text{II.07})$$

On a :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A}\right) = \text{grad}(\text{div}(\vec{A})) - \Delta(\vec{A})$$

Dont l'unicité est assurée en imposant $\text{div}(\vec{A}) = 0$, appelée la jauge de Coulomb [YOU97], [LHA06].

Donc :

$$\Delta(\vec{A}) = -\vec{j} + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right)$$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\vec{j} + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II.08})$$

Où M_r, M_θ représentent respectivement les composantes radiales et tangentielles de L'aimantation.

Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants, l'équation (II.08) s'écrirait En coordonnées polaires, comme suit :

❖ Dans la région des aimants :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II.09})$$

❖ Dans l'entrefer :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Le calcul du champ revient donc à résoudre des équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur dans l'intervalle $[R_i, R_s]$. Le principe de la méthode de résolution consiste à rechercher les expressions analytiques du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Les champs produits par les différentes sources, fonctions de la variable d'espace et du temps (θ, t) , sont calculés séparément.

II.2.1.b. Formulation en potentiel scalaire magnétique

Cette formulation est adaptée surtout lorsque l'excitation est engendrée par des aimants ou par un champ extérieur appliqué à une partie du domaine [MBK]. Dans ces conditions l'équation (II.02) s'écrit :

$$\text{rot}(\vec{H}) = 0 \quad (\text{II.11})$$

Ce qui entraîne l'existence d'un potentiel scalaire magnétique Ψ tel que :

$$\vec{H} = -\overrightarrow{\text{grad}}(\Psi) \quad (\text{II.12})$$

La combinaison de Eq.(II.01), (II.05) et (II.09) conduit à l'équation générale suivante :

$$\text{div}(\mu \overrightarrow{\text{grad}}(\Psi)) = \text{div}(\vec{M}) \quad (\text{II.13})$$

Dont l'association à des conditions aux limites, appropriées au domaine d'étude, permet de Déterminer la distribution du champ magnétique [YOU97],[MBK]. Cette formulation est très utilisée Pour des calculs de champ en trois dimensions afin de déterminer les effets d'extrémités et les Inductances de fuite des têtes de bobines dans les machines électriques.

II.3. Hypothèses et modèle d'étude

Le modèle d'étude est bidimensionnel. Ceci simplifie considérablement le problème D'optimisation de cette structure. La machine étudiée est donc supposée suffisamment longue pour que les effets de l'extrémité puissent être négligés et que l'étude puisse être effectuée dans un plan radial [MBK]. Le

potentiel vecteur \vec{A} et la densité de courant \vec{j}_s n'auront dans ce Cas qu'une seule composante dirigée suivant l'axe (Oz) de sorte que :

$$\vec{j}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ j_s(r, \theta) \end{bmatrix}, \vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A(r, \theta) \end{bmatrix} \text{ et } \vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial r} \\ \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Les expressions des inductions radiales et tangentielles se déduisent par :

$$B_r = \frac{\partial A(r, \theta)}{r \partial \theta} \quad \text{et} \quad B_\theta = -\frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} \quad (\text{II.15})$$

Pour définir la répartition du champ, plusieurs méthodes de résolution ont été proposées. Parmi ces méthodes les plus répandues, il y a celles qui utilisent les développements en série de Fourier des courantes sources; les aimants étant modélisés par des densités fictives de Courants [YOU97], [LHA06].

Pour analyser les performances de la structure étudiée suivant l'objectif visé nous adoptons les hypothèses simplificatrices :

- ❖ Modèle bidimensionnel en coordonnées polaires.
- ❖ La perméabilité du fer statorique et rotorique est supposée très grande $\mu_{fer} \rightarrow \infty$.
- ❖ Les courants de Foucault dans le Fer sont négligés par suite du feuilletage des culasses.
- ❖ La caractéristique de désaimantation de l'aimant est supposée linéaire ce qui est le cas des aimants modernes utilisés dans les machines électriques.
- ❖ On suppose que la machine est suffisamment longue pour pouvoir négliger les effets de bout et on considère que le problème est invariant par translation suivant le plan d'étude.

II.4. Modèle Analytique

Dans la modélisation adoptée. En négligeant l'effet de la denture statorique l'entrefer Magnétique (région des aimants et l'entrefer mécanique) de la machine est considéré lisse.

Sous ces conditions, le domaine d'étude, dans un système en coordonnées polaires (r, θ), est Réduit à deux zones concentriques :

- Zone (I), contenant les aimants, d'épaisseur ($R_0 \rightarrow R_1$).
- Zone (II), entrefer mécanique, d'épaisseur ($R_1 \rightarrow R_2$).

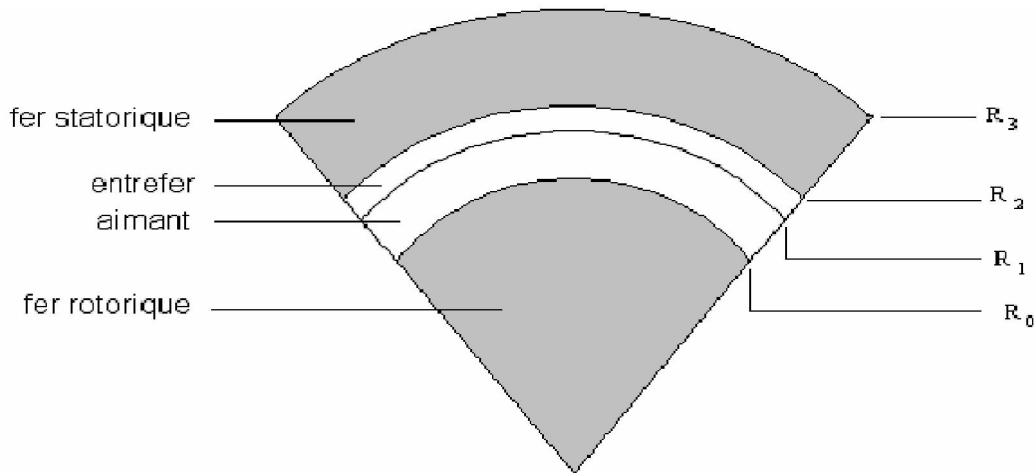


Fig.(II.3). Structure étudiée sur pas polaire

Vu que les machines électriques sont constituées des matériaux différents et comme Les lignes de champs sont continues à travers la machine, il est utile de définir les conditions De passage du champ entre les interfaces communes entre deux domaines différents.

- ❖ La condition de conservation de la composante normale de l'induction magnétique qui se traduit par :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 - \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 = 0 \quad (\text{II.16})$$

- ❖ La condition de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique donnée par :

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{B}_1 - \vec{n}_2 \wedge \vec{B}_2 = \vec{j}_s \quad (\text{II.17})$$

Où j_s est la densité superficielle de courants.

II.5. Modélisation des sources

Le potentiel vecteur \vec{A} est la résultante du potentiel vecteur créé par les aimants permanents montés sur la surface rotorique et celui créé par courants ampériens des sources Chaque source est représentée par un modèle approprié.

II.5.1. Modèles des aimants

Le rotor de la machine met en œuvre $2p$ pôles identiques et symétriques constitués d'aimants sous forme de "tuiles fractionnées" ou non et portant une aimantation \vec{M} .

Les aimants permanents peuvent être représentés soit par un modèle ampérien soit par Un modèle coulombien [RIB93].

II.5.1.a. Représentation Ampérienne

Dans le modèle ampérien, les aimants sont équivalents à des densités superficielles de Courants équivalents réparties respectivement dans le volume et sur la surface des aimants.

Puisqu'on a :

$$\text{rot}(\vec{M}) = \vec{j} \quad (\text{II.18})$$

Avec l'hypothèse d'une aimantation \vec{M} uniforme, la densité volumique de courant \vec{j} est nulle dans le modèle Ampérien :

$$\text{rot}(\vec{M}) = 0 \quad (\text{II.19})$$

L'induction produite par les aimants sera donc la même que celle engendrée par une densité superficielle de courant donnée par la relation suivante :

$$\vec{j}_s = \vec{M} \wedge \vec{n} \quad (\text{II.20})$$

Où \vec{j}_s et \vec{n} désignent respectivement la densité superficielle des courants et la normale Sortante à la surface considérée. Celle-ci est répartie selon le sens de l'aimantation:

- ❖ Sur les flancs latéraux des aimants pour une aimantation radiale Fig.(II.4.a).
- ❖ Sur les surfaces interne ($R = R_i$) et externe ($R = R_o$) des aimants dans le cas d'une aimantation azimutale Fig.(II.4.b), [LGA04].

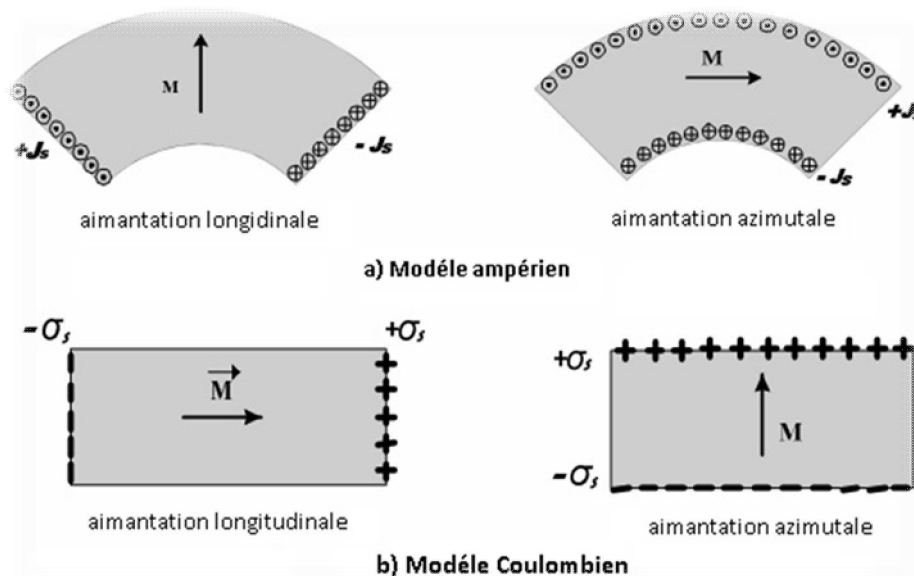


Fig.(II.4): Modèles des aimants

II.5.1.b. Modèle Coulombien

Le champ produit par les aimants est équivalent à des densités superficielles de charges magnétiques:

$$\sigma_s = \vec{M} \cdot \vec{n} \quad (\text{II.21})$$

Où σ_s représente la conductivité électrique. Celle-ci est répartie :

- Sur les surfaces interne ($R = R_i$) et externe ($R = R_0$) des aimants dans le cas d'une aimantation radiale Fig.(II.4.a).
- Sur les flancs latéraux des aimants pour une aimantation azimuthale Fig.(II.4.b).

Mais ces représentations ne sont pas obligatoires [YOU97], [LHA06] dans les calculs où le vecteur de l'aimantation apparaît directement dans l'équation qui définit le vecteur potentiel Eq.(II.09).

Le vecteur d'aimantation s'exprime, en coordonnées polaires, comme suite :

$$\vec{M} = M_r \cdot \vec{a}_r + M_\theta \cdot \vec{a}_\theta \quad (\text{II.22})$$

Où M_r , M_θ représentent respectivement, les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation qui sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1.2.3..}^{\infty} M_{rn} \cdot \cos(np\theta) \\ M_\theta = \sum_{n=1.2.3..}^{\infty} M_{\theta n} \cdot \sin(np\theta) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Où p : désigne le nombre de paires de pôles, θ est l'écart angulaire relativement au Centre d'un aimant et M_{rn} et $M_{\theta n}$, sont respectivement, les amplitudes des harmoniques de Rang n des composantes M_r et M_θ .

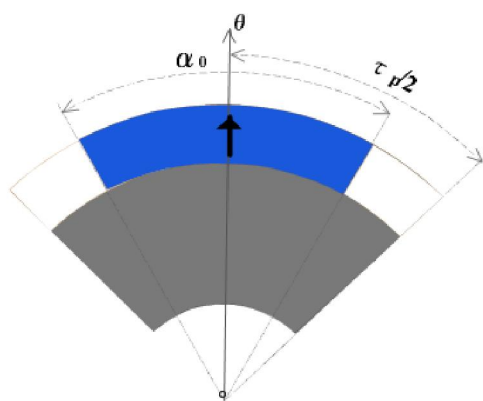
Les coefficients de Fourier pour différentes sens d'aimantation sont :

- **Aimantation radiale**

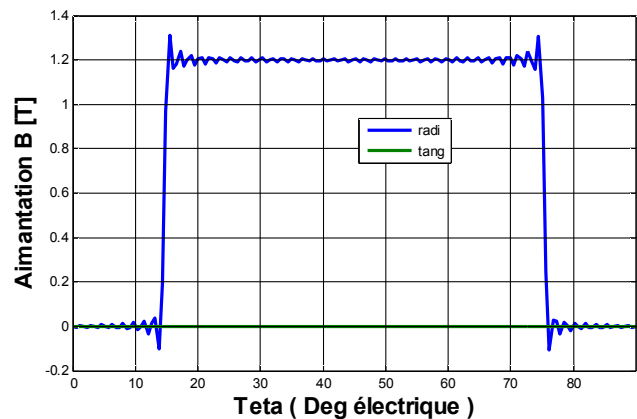
$$\begin{cases} M_{rn} = \frac{4M_0}{\pi n} \sin(np \frac{\pi}{2} \alpha_0) \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Où α_0 représente l'ouverture des aimants sur une polaire.

L'allure de la composante radiale de l'aimantation, ainsi que la segmentation des aimants sous un pôle sont illustrées par la Fig.(II.5).



a) segmentation des aimants



b) aimantation radiale

Fig.(II.5): Présentation spatiale de l'aimantation radiale sous un pôle

- Aimantation tournante :

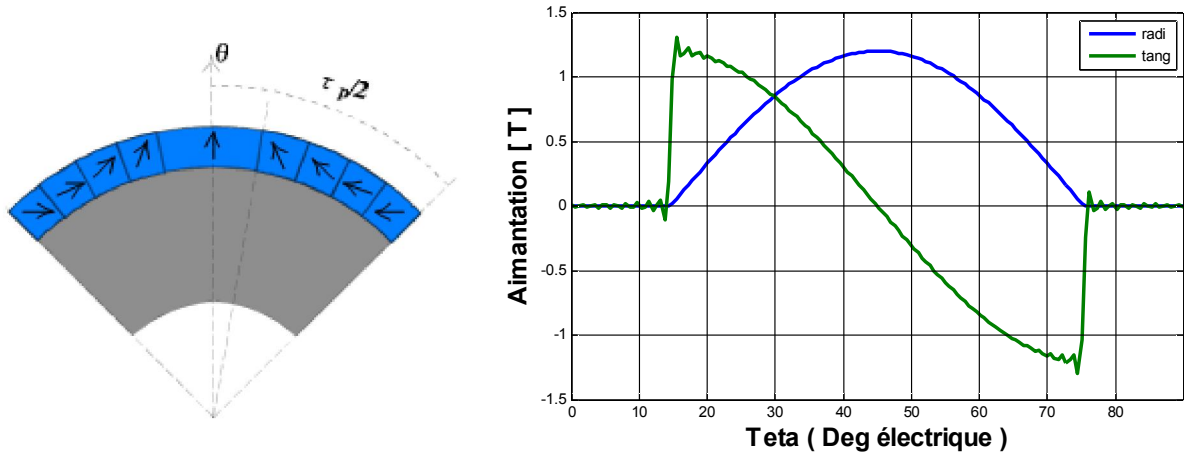
Pour $n\alpha_0 \neq 1$:

$$\begin{cases} M_m = \left(-\frac{4M_0\alpha_0}{\pi} \cos(np \frac{\pi}{2} \alpha_0) \right) / ((n\alpha_0)^2 - 1) \\ M_{\theta_n} = \left(\frac{4M_0n\alpha_0^2}{\pi} \cos(np \frac{\pi}{2} \alpha_0) \right) / ((n\alpha_0)^2 - 1) \end{cases} \quad (\text{II.25.a})$$

Pour $n\alpha_0 = 1$:

$$M_m = -M_{\theta_n} = M_0/n \quad (\text{II.25.b})$$

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



a) segmentation des aimants

b) aimantation radiale et tangentielle

Fig.(II.6): Présentation spatiale de l'aimantation tournante sous un pôle

II.5.2. Modélisation des courants statoriques

La machine étudiée présente trois enroulements identiques régulièrement décalés de $(2p/3p)$ 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.7).

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 :

$$\theta_s = \theta + \theta_0 + \Omega t \quad (\text{II.26})$$

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.

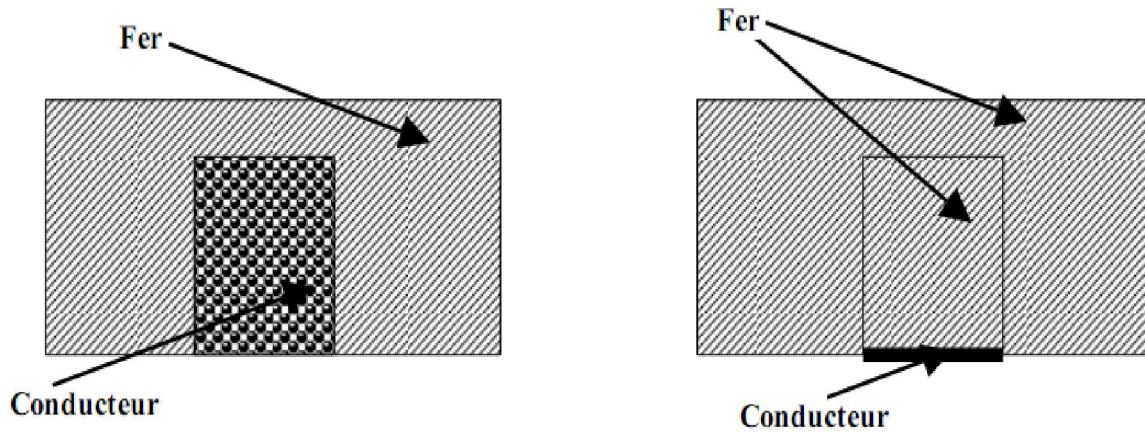


Fig.(II.7): Modélisation des encoches statoriques

II.5.2.a. Alimentation sinusoïdale

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

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Les densités superficielles équivalentes, définies dans le repère statorique au niveau du rayon d'alésage R_2 , s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J_a = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t) \\ J_b = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t - (n+1)\frac{2\pi}{3}) \\ J_c = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t + (n+1)\frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Où :

$$J_n = \frac{4pN I_m}{\pi R_2} K_{bn}$$

N : Étant le nombre de spires dans une encoche et K_{bn} le coefficient de bobinage de l'enroulement statorique, exprimé par [JSM], [BLA03] :

$$K_{bn} = K_{fn} K_{dn} K_{rn} K_{in} \quad (\text{II.29})$$

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 :

$$K_{dn} = \frac{\sin(nqp\tau_d/2)}{q(\sin(np\tau_d/2))}$$

τ_d est le pas dentaire.

- K_{rn} coefficient de raccourcissement :

$$K_{rn} = \sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right)\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

β Est l'angle de raccourcissement.

- K_{in} coefficient de d'inclinaison :

$$K_{in} = \frac{\sin(n\gamma_i)}{n\gamma_i}$$

γ_i Est l'angle de décalage horizontal de l'axe d'une encoche par rapport à l'axe de la machine.

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

$$J(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta_s + v\omega t) \quad (\text{II.30})$$

Avec :

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

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

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

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta + (np\Omega + v\omega)t + \theta_0) \quad (\text{II.31})$$

II.5.2.b. Alimentation non-sinusoidale

Pour des courant triphasés harmoniques dans le temps exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = \sum_k I_k \cos(K\omega t) \\ i_b = \sum_k I_k \cos\left(K\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_c = \sum_k I_k \cos\left(K\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

I_k est l'amplitude de l'harmonique de temps d'ordre K .

Pour une alimentation par des courants de forme d'onde rectangulaire de 120° il s'exprime comme suit :

$$I_K = \frac{4I_m}{K\pi} \sin\left(\frac{K\pi}{3}\right)$$

Les densités superficielles équivalentes s'écrivent :

$$\begin{cases} J_a = \sum_{n,K} J_{n,K} \cos(K\omega t) \cos(np\theta_s) \\ J_b = \sum_{n,K} J_{n,K} \cos\left(K\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cos\left(n\left(p\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ J_c = \sum_{n,K} J_{n,K} \cos\left(K\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cos\left(n\left(p\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Avec

$$J_{n,K} = \frac{4pM_K}{\pi R_2} K_{bn}$$

- La densité résultante devient :

- Dans le repère statorique :

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{n,K} J_{n,K} \cos(np\theta_s + \nu K\omega t) \quad (\text{II.34})$$

- Dans le repère lié au rotor :

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{n,K} J_{n,K} \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1 K\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.35})$$

Avec :

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

Relevons que seules les combinaisons d'harmoniques de rang $n \pm k = 6m$ produisent des densités harmoniques non nulles. La Fig.(II.8) illustre la forme de la densité de courants équivalents.

II.6. Expressions des potentiels vecteurs magnétiques

La résolution de l'équation de répartition du potentiel vecteur Eq.(II.09) dans les différentes zones actives de la machine peut être effectuée par une méthode analytique, basée sur la séparation de variables.

La linéarité du modèle permet de déterminer les contributions des aimants et des courants séparément.

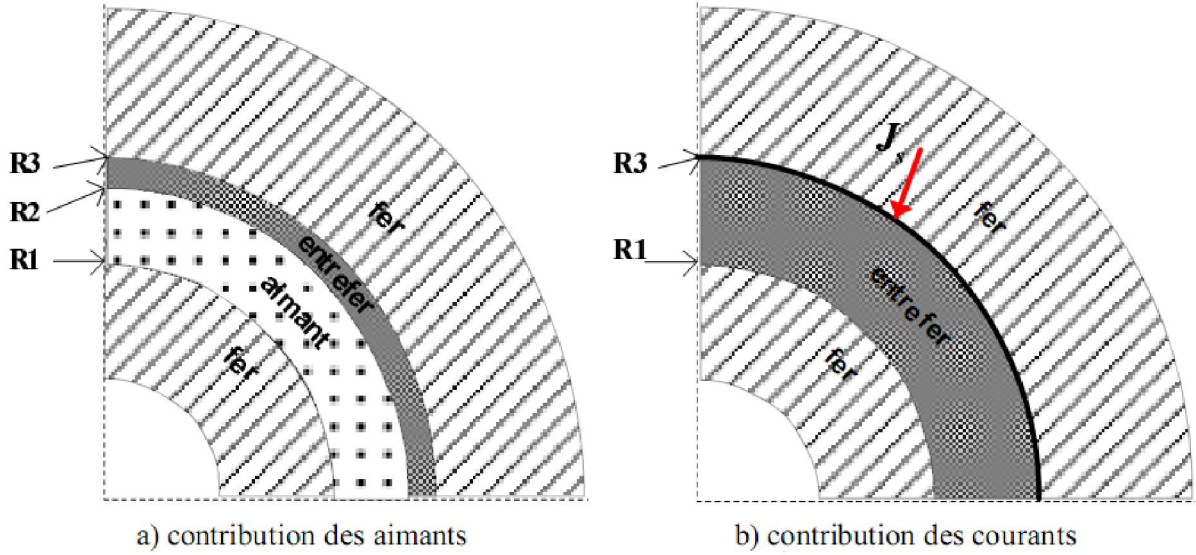


Fig.(II.8): Présentation des modèles d'étude

II.6.1. Potentiels créés par les aimants seuls

La résolution analytique des équations (II.09) et (II.10) par la méthode de séparation de variables suivantes :

Dans ce cas, on a deux zones Fig.(II.8.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 :

$$\frac{\partial^2 A_{az}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{az}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{az}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II.36})$$

Dans la région d'entrefer mécanique :

$$\frac{\partial^2 A_{ez}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{ez}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.37})$$

Il y a plusieurs méthodes pour résoudre les équations (II.36) et (II.37) parmi les quels la méthode de séparation de variables, donc les expressions des potentiels s'expriment par :

Dans la région d'entrefer mécanique :

$$A_{ez}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (e_{1an} r^{np} + e_{2an} r^{-np}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.38})$$

Dans la région des aimants :

$$A_{az}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (a_{1n} r^{np} + a_{2n} r^{-np} + \Psi_{rn}(r) + \Psi_{\theta n}(r)) \sin(np\theta) \quad (\text{II.39})$$

Avec : $\Psi_{rn}(r)$ et $\Psi_{\theta n}(r)$ représentation la solution particulière de l'équation (II.34) qui s'expriment par :

$$\Psi_{r_n}(r) = \begin{cases} \frac{npM_{rn}}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} npM_{rn} r \ln(r) & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

$$\Psi_{\theta_n}(r) = \begin{cases} \frac{M_{\theta n}}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} M_{\theta n} r \ln(r) & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

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 :

- au niveau de rayon R_1 :

$$-\frac{\partial A_{az}}{\partial r} = M_\theta \quad (\text{II.42})$$

- au niveau de rayon R_3 :

$$\frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.43})$$

- au niveau de rayon R_2 :

$$\begin{cases} A_{ez} = A_{az} \\ \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \frac{\partial A_{az}}{\partial r} - M_\theta \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

II.6.2. 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 dM_θ e répartition du potentiel à résoudre dans l'entrefer mécanique et les aimants, s'écrit :

$$\frac{\partial^2 A_{ez}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{ez}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.45.a})$$

$$\frac{\partial^2 A_{az}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{az}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{az}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.45.b})$$

Où indiquent respectivement la zone de l'entrefer et celle de l'aimant. Les résolutions des l'équation (II.45.a) et (II.45.b), donne les expressions des potentiels vecteurs pour les différentes alimentations considérées.

II.6.2.a. Alimentation sinusoïdale

- Dans l'entrefer :

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

- Dans les aimants :

$$A_{az}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (a_{c1n} r^{np} + a_{c2n} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.47})$$

II.6.2.b. Alimentation non sinusoïdale

- Dans l'entrefer :

$$A_{ez}(r, \theta) = \sum_{n,k}^{\infty} (e_{c1nk} r^{np} + e_{c2nk} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1\omega K)t + np\theta_0) \quad (\text{II.48})$$

- Dans les aimants :

$$A_{az}(r, \theta) = \sum_{n,k}^{\infty} (a_{c1nk} r^{np} + a_{c2nk} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1\omega K)t + np\theta_0) \quad (\text{II.49})$$

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 :

- Au niveau de R_a :

$$\frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \mu_0 J \quad (\text{II.50})$$

- Au niveau de R_i :

$$\frac{\partial A_{az}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.51})$$

- Au niveau de R_0 :

$$\begin{cases} A_{ez} = A_{az} \\ \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \frac{\partial A_{az}}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

II.7. Détermination des performances de la machine

Les expressions des potentiels vecteurs dus aux aimants et aux courants dans les différentes zones du domaine d'étude étant connues. Les inductions magnétiques dues aux différentes sources de champ s'en déduisent facilement en utilisant les relations (II.15).

II.7.1. Induction magnétique

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 :

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) = \begin{cases} \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \\ -\frac{\partial A}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

On donne, ci-dessous, les expressions des composantes de :

II.7.1.a. Induction magnétique due aux aimants

$$B_{ar}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} B_{rn}(r) \cos(np\theta) \quad (\text{II.54})$$

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

- Au niveau de l'entrefer :

$$B_{rn}(r) = np \frac{1}{r} (e_{1an} r^{np} + e_{2an} r^{-np}) \quad (\text{II.56})$$

$$B_{\theta n}(r) = -np (e_{1an} r^{np-1} - e_{2an} r^{-np-1}) \quad (\text{II.57})$$

- Au niveau des aimants :

$$B_{rn}(r) = np \frac{1}{r} (a_{1an} r^{np} + a_{2an} r^{-np} + \Psi'_{rn}(r) + \Psi'_{\theta n}(r)) \quad (\text{II.58})$$

$$B_{\theta n}(r) = -np (a_{1an} r^{np-1} - a_{2an} r^{-np-1} + \Psi'_{rn}(r) + \Psi'_{\theta n}(r)) \quad (\text{II.59})$$

II.7.1.b. Induction magnétique due aux courants

$$B_{ar}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} B_{rn}(r) \sin(np\theta) \quad (\text{II.60})$$

$$B_{a\theta}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} B_{\theta n}(r) \cos(np\theta) \quad (\text{II.61})$$

- Au niveau de l'entrefer :

$$B_{rn}(r) = -np \frac{1}{r} (e_{1an} r^{np} + e_{2an} r^{-np}) \quad (\text{II.62})$$

$$B_{\theta n}(r) = -np (e_{1an} r^{np-1} + e_{2an} r^{-np-1}) \quad (\text{II.63})$$

- Au niveau des aimants :

$$B_{rn}(r) = -np \frac{1}{r} (a_{1an} r^{np} + a_{2an} r^{-np} + \Psi'_{rn}(r) + \Psi'_{\theta n}(r)) \quad (\text{II.64})$$

$$B_{\theta n}(r) = -np (a_{1an} r^{np-1} - a_{2an} r^{-np-1} + \Psi'_{rn}(r) + \Psi'_{\theta n}(r)) \quad (\text{II.65})$$

II.7.2. Expression de la force électromotrice

Pour calculer la force électromotrice (FEM) induite dans une phase statorique, selon la loi de Faraday, on détermine dans un premier temps, Le flux embrassé par les conducteurs de cette phase.

$$e = \frac{-d\Phi}{dt} \quad (\text{II.66})$$

II.7.3. Le flux élémentaire par pôle et par phase :

$$d\Phi(t) = dN \int_{(z)} \vec{A} \cdot d\ell \quad (\text{II.67})$$

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

$$dN = C(\theta_s, t) dS \quad (\text{II.68})$$

L'invariance par translation suivant l'axe OZ du système étudié d'exprimer le flux produit par les aimants sous la forme suivante :

$$\Phi(\omega t) = 2pL_u \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} A(R_3, \theta) C(\theta_s, t) R_3 d\theta_s \quad (\text{II.69})$$

Les fonctions A et C désignent respectivement le potentiel vecteur créé par les aimants et la densité des conducteurs de la phase considérée.

L'expression de A est déduite de la relation (II.36) et celle de C est donnée [YOU97], [BNO90] par l'expression suivante :

$$C(\theta_s) = \sum_{i=1} C_n \cos(np\theta_s) \quad (\text{II.70})$$

Où :

$$C_n = \frac{4pNK_{bn}}{\pi}$$

L'expression du flux par phase après intégration devient :

$$\Phi(\omega t) = L_u \pi \sum C_n (e_{1n} R_3^{np} + e_{2n} R_3^{-np}) \sin(np\theta_s + n\omega t) \quad (\text{II.71})$$

Selon (II.65) l'expression de la force électromotrice induite par phase est donnée par :

$$e = -L_u \pi n \omega \sum_n C_n (e_{1an} R_3^{np} + e_{2an} R_3^{-np}) \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.72})$$

II.7.4. Détermination des expressions des couples

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 déduite du tenseur des contraintes de Maxwell :

$$\Gamma(\theta) = 2pL_u R_3^2 \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} J_s B_\theta d\theta \quad (\text{II.73})$$

II.7.4.a. Alimentation en courants sinusoïdaux

L'expression du couple s'écrit :

$$\Gamma(\theta) = \frac{3}{2} L_u R_3 p \pi \sum_{n=1}^{\infty} n J_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos(np\theta_0 + (n+\nu)\omega t) \quad (\text{II.74})$$

Avec :

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

II.7.4.b. Alimentation en courants non sinusoïdaux

L'expression du couple s'écrit :

$$\Gamma(\theta) = \frac{3}{2} L_u R_3 p \pi \sum_{n,k} J_{n,K} (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos((n+\nu K)\omega t + np\theta_0) \quad (\text{II.75})$$

Avec :

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

II.8. Analyse des performances électromagnétiques

Une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des machines envisagées est élaborée en exploitant le modèle analytique.

Les caractéristiques de la machine étudiée sont ensuite représentées :

Tableau(II.1): Caractéristiques de base de machine étudiée

Aimants de types $N_d F_e B$ d'aimantation	$B_r = 1.20T$
perméabilité des aimants	$\mu_r = 1$
Nombre de conducteurs dans une encoche	$N = 40$
Intensité du courant de phase	$I = 6A$
Nombre d'encoches statoriques	$N_e = 24$
Ouverture l'encoches statorique	$\xi = (1/3)\tau_d$
nombre de paires de pôles	$p = 2$
Rayon externe de la machine	$R_3 = 46.2mm$
Rayon d'alésage	$R_2 = 28.10mm$
Rayon externe du fer rotorique	$R_0 = 23.97mm$
Rayon interne du fer rotorique	$R_m = 11mm$
Epaisseur de l'entrefer	$e = 0.55mm$
Epaisseur des aimants	$e_a = 3.58mm$
Longueur active	$L_u = 50.82mm$
Fréquence	$Fr = 50Hz$

II.8.1. Distribution du champ magnétique

On montre sur les Fig.(II.9) Que le sens de l'aimantation a une influence prépondérante sur la forme de la répartition de l'induction magnétique.

En effet, sa composante radiale est de forme trapézoïdale pour une aimantation radiale et se rapproche d'une sinusoïde quand l'aimantation est à répartition sinusoïdale.

La forme de l'induction est pratiquement identique à celle de la composante radiale de l'aimantation.

Nous observons aussi que le niveau de l'induction est peu influencé par le sens de l'aimantation. Il est plus lié à la nuance des aimants utilisés.

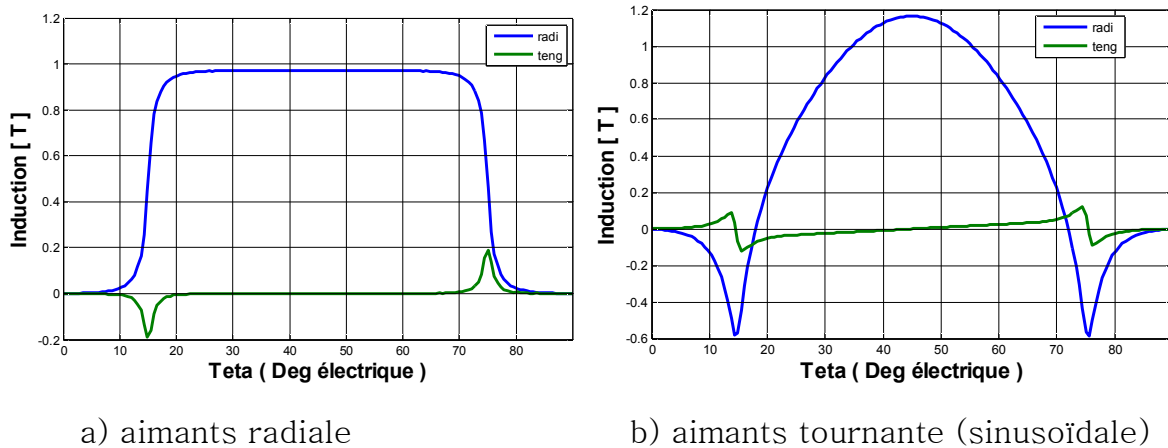


Fig.(II.9): Représentation spatiales des induction radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer

II.8.2. Analyse de la fem et du couple électromagnétique

Dans une machine à aimants permanents montés sur la surface du rotor sont pièces conductrices où on considère qu'il n'y a pas de courants induits, le couple électromagnétique apparaît comme la combinaison de trois composantes [LIB93], [ELM93]:

- Une composante continue correspondant à sa valeur moyenne.
- Une ondulation due au couple de détente.
- Une ondulation due à la forme de la force électromotrice et à celle des courants statoriques et aux variations de la réluctance le long du rotor [RIB93].

On relève aussi des ondulations du couple dues à la présence des courants statoriques et à la variation de la réluctance le long du rotor [RIB93].

Les ondulations de couple liées à la forme de la force électromotrice et à celles des courants d'alimentation ('torque ripple'), dépendent de la répartition spatiale du champ magnétique dans l'entrefer et de la distribution du bobinage le long du stator [BNO90],[YSM40],[JMB92].

A l'aide du modèle analytique, où le stator est considéré lisse, on étudie l'influence des caractéristiques de l'inducteur sur la fem et le couple d'interaction. On examinera, en particulier, l'influence de la force électromotrice et des courants sur les ondulations de ce couple Fig.(II.10) et Fig.(II.11).

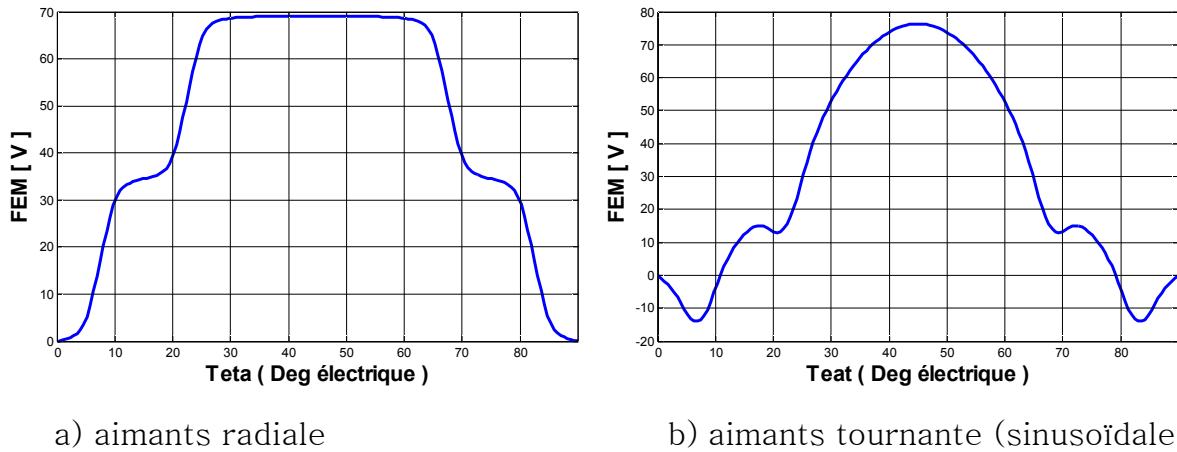


Fig.(II.10): Représentation la forme d'onde de la force électromotrice par phase

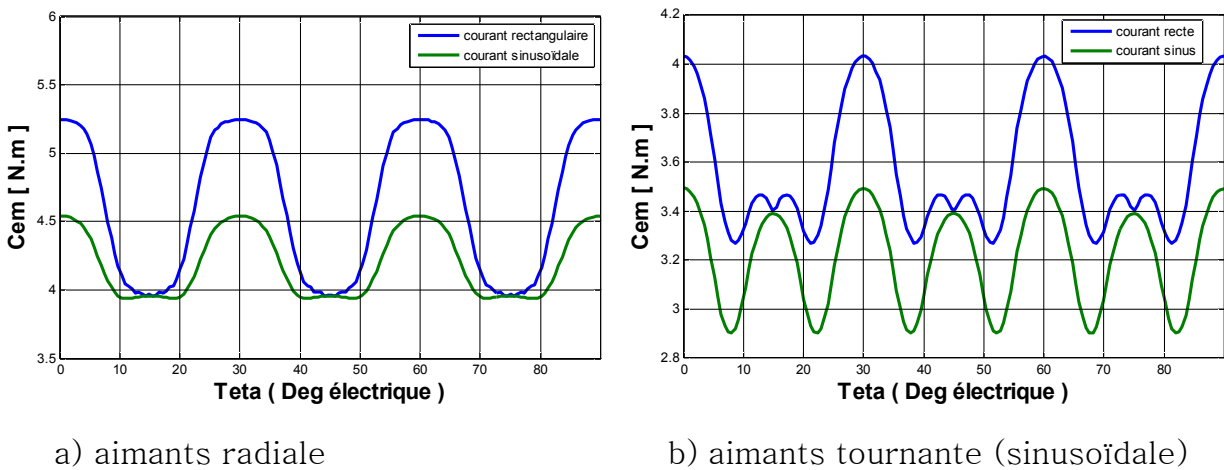


Fig.(II.11): Représentation la forme d'onde du couple électromagnétique

II.9. Conclusion

Un modèle analytique, qui a été développé dans ce chapitre concerne les machines synchrones à aimants permanents montés en surface à rotor interne. Il permet de déterminer rapidement l'induction magnétique produite par les aimants dans l'entrefer qui est la base de l'évaluation des performances du moteur.

La forme d'onde de la force électromotrice, pour la machines à aimants montés sur la surface du rotor, liée directement, d'une part, du sens de l'aimantation, et d'autre part, de la structure de la machine sans oublier la forme du courant d'alimentation qui contrôle la forme du couple électromagnétique.

Chapitre III

Modélisation des machines synchrones à aimants permanents à rotor externe

Sommaire

III.1. Introduction	44
III.2. Machine à rotor extérieur	44
III.3. Détermination des potentiels vecteurs	45
III.4. Potentiel créé par les aimants	45
III.5. Distribution du champ magnétique	46
III.6. Calcul de la FEM et du couple électromagnétique	46
III.7. Comparaison	47
III.7.1. Induction	47
III.7.2. force électromotrice	47
III.7.3. couple électromagnétique	48
III.8. Conclusion	48

III.1.Introduction

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, MSAP à rotor interne et externe.

La majorité des machines synchrones à aimants sont à aimants montés directement sur la surface du rotor. Les aimants sont plaqués sur un noyau magnétique et fixé grâce à des frettes au niveau de l'entrefer. Ces aimants peuvent avoir une aimantation radiale, azimutale ou mixte. Parfois, on rencontre une aimantation inclinée.

III.2. Machine à rotor extérieur

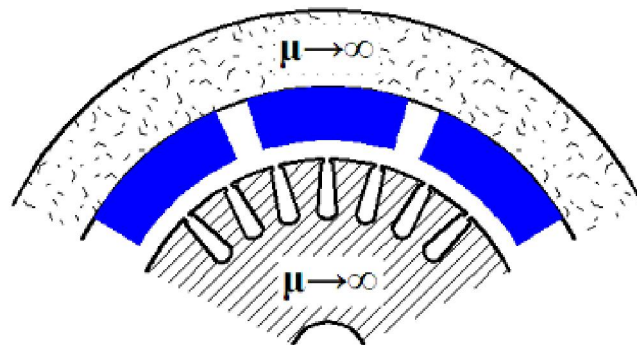


Fig.(III.1):Machine à rotor extérieur amagnétique

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

III.3. Détermination des potentiels vecteurs

La détermination des potentiels vecteurs magnétiques dans les différentes parties actives de la machine est effectuée à partir de la résolution analytique de l'équation (III.01) basée sur la méthode de séparation des variables [SAD01] comme indiqué sur le chapitre II.

La linéarité du modèle permet de déterminer séparément les contributions des aimants et des courants [IBT93]. Dans le système de coordonnées cylindriques, l'équation (II.9) s'écrit comme suit :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{III.01})$$

Que ce soit dans la zone de l'entrefer ou dans celle des aimants, le potentiel vecteur s'écrit sous forme de séries de Fourier comme suit :

$$A(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a(r) \sin(np\theta) \quad (\text{III.02})$$

III.4. Potentiel créé par les aimants

❖ Dans la région des aimants :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{III.03})$$

❖ Dans l'entrefer :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{III.04})$$

❖ Dans la région des aimants :

$$\frac{\partial^2 A_{az}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{az}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{az}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{III.05})$$

❖ Dans la région d'entrefer mécanique :

$$\frac{\partial^2 A_{ez}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{ez}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{III.06})$$

Condition:

❖ au niveau de rayon R_1 :

$$\frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = 0 \quad (III.07)$$

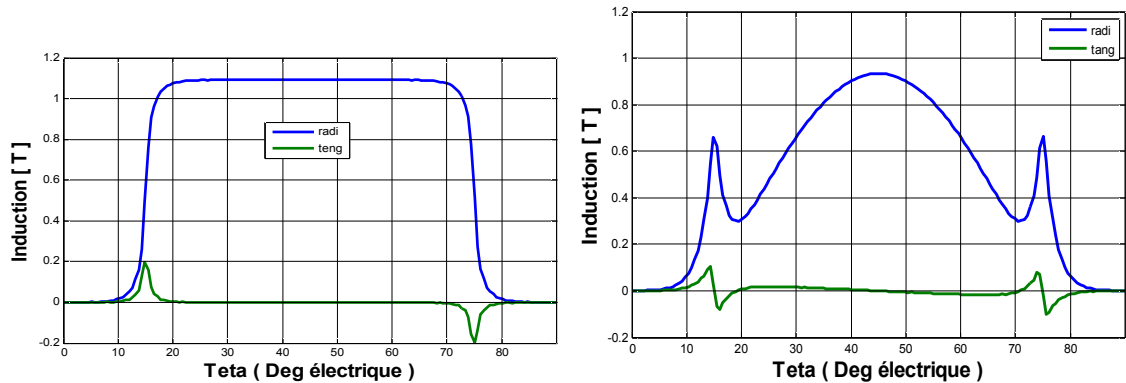
❖ au niveau de rayon R_3 :

$$-\frac{\partial A_{az}}{\partial r} = M_\theta \quad (III.08)$$

❖ au niveau de rayon R_2 :

$$\begin{cases} A_{ez} = A_{az} \\ \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \frac{\partial A_{az}}{\partial r} - M_\theta \end{cases} \quad (III.09)$$

III.5. Distribution du champ magnétique



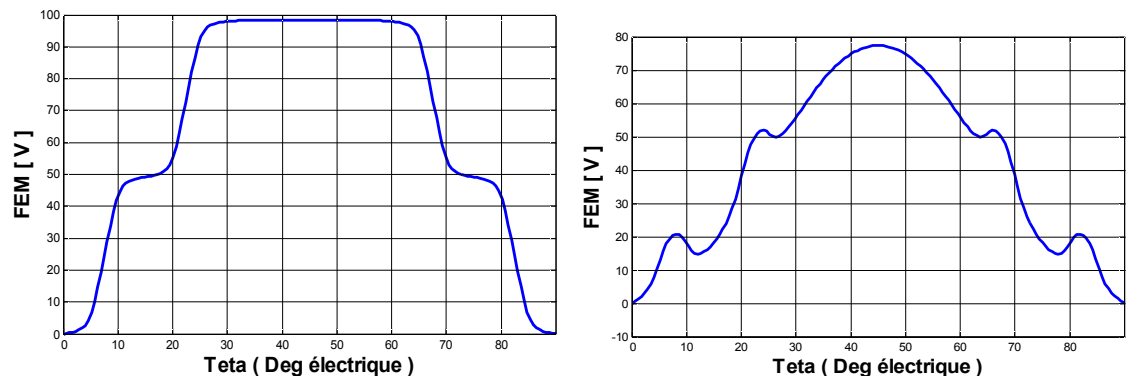
a) aimants radiale

b) aimants tournante (sinusoïdale)

Fig.(III.2): Représentation spatiales des induction radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer

III.6. Calcul de la FEM et du couple électromagnétique

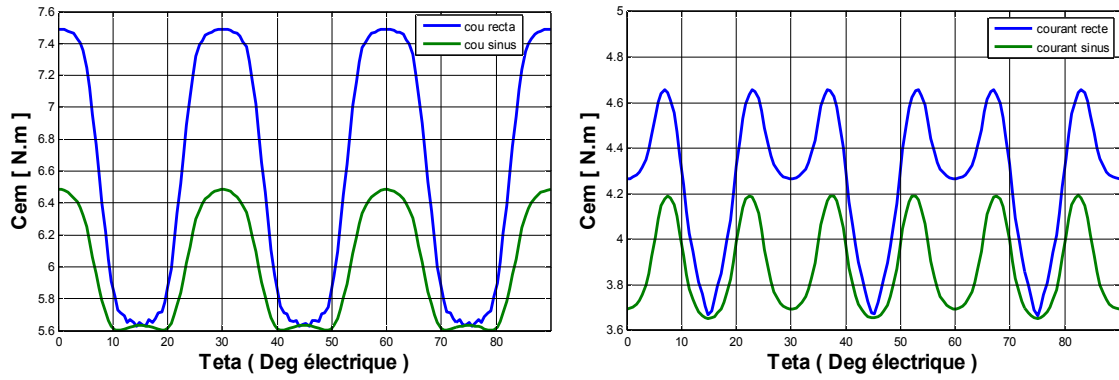
Tous qu'est concerne le calcul de la force électromotrice et du couple électromagnétique sont cités sur le chapitre relatif aux machines synchrones à rotor interne. Donc on va garder le même principe, sauf cette fois-ci, les aimants seront montés sur la partie externe de la machine (Rotor).



a) aimants radiale

b) aimants tournante (sinusoïdale)

Fig.(III.3): Représentation la forme d'onde de la force électromotrice par phase



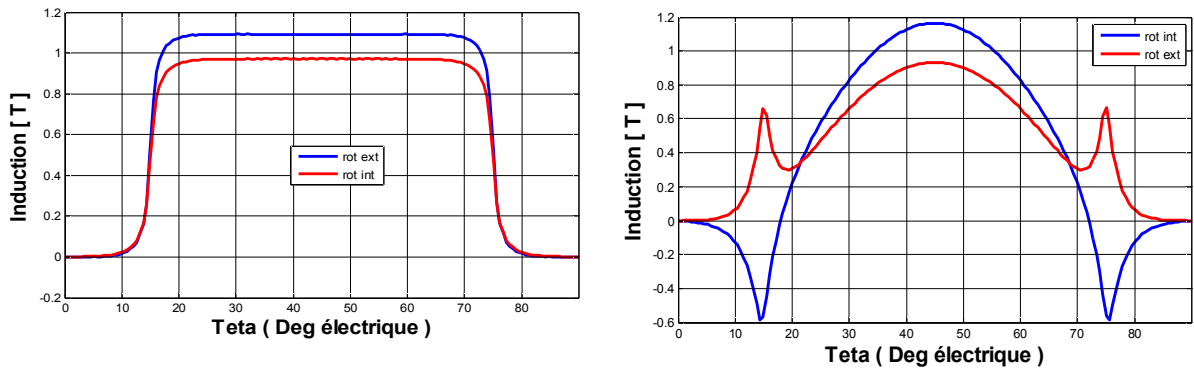
a) aimants radiale

b) aimants tournante (sinusoïdale)

Fig.(III.4): Représentation la forme d'onde de la couple Électromagnétique par phase

III.7. Comparaison

III.7.1. Induction

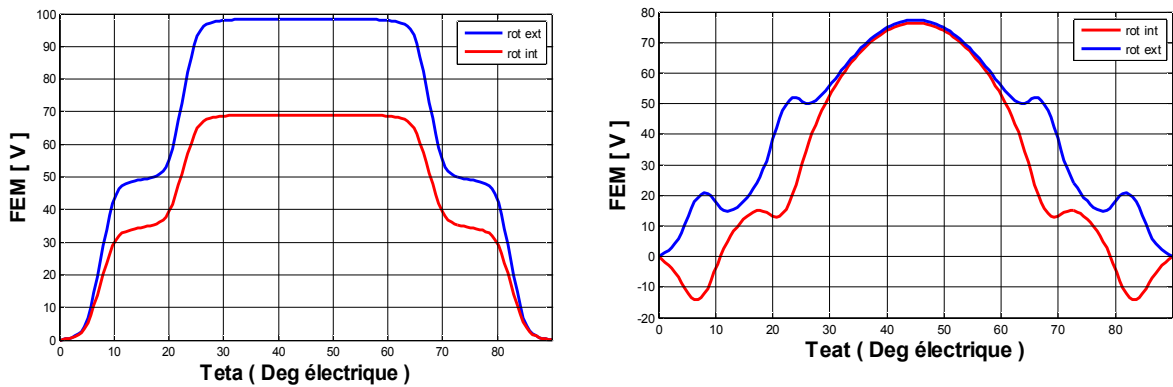


a) aimants radiale

b) aimants tournante (sinusoïdale)

Fig.(III.5): Comparaison l'induction on le de cas interne et externe

III.7.2. force électromotrice

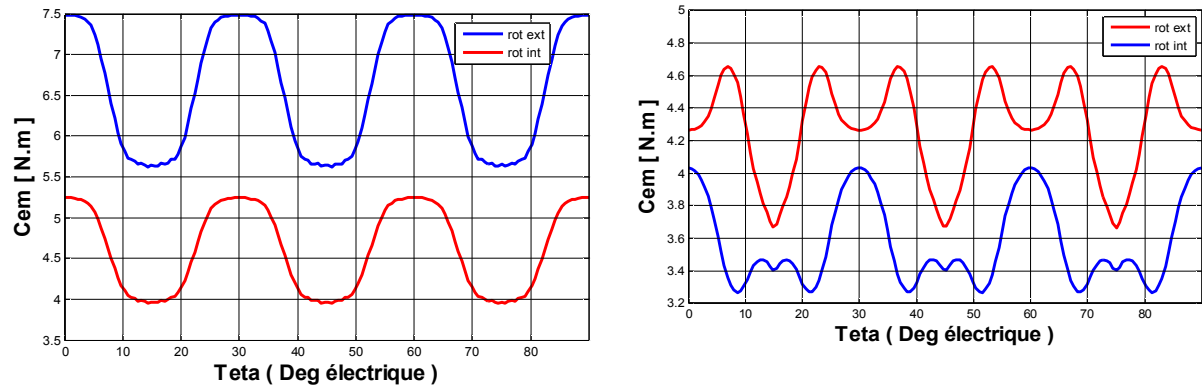


a) aimants radiale

b) aimants tournante (sinusoïdale)

Fig.(III.6): Comparaison FEM on le de cas interne et externe

III.7.3. couple électromagnétique



a) aimants radiale

b) aimants tournante (sinusoïdale)

Fig.(III.6): Comparaison couple électromagnétique on le de
Cas interne et externe

III.8. Conclusion

Un modèle analytique, a été développé pour des machines synchrones à aimants permanents montés en rotor externe. Il permet de déterminer précisément l'induction magnétique produite par les aimants dans l'entrefer qui est la base de l'évaluation des performances du moteur.

La forme du force électromotrice et couple d'interaction est affectée par la forme de l'alimentation et du sens de l'aimantation de l'inducteur. En effet, pour une alimentation sinusoïdale, l'inducteur à aimantation sinusoïdale est le plus adapté, par une alimentation en créneaux nécessite une aimantation radiale.

Chapitre IV

Modélisation par éléments finis de machines synchrones à aimants permanents

	Sommaire
IV.1. Introduction	49
IV.2. Modélisation par éléments finis	50
IV.3. Présentation de l'outil de calcul utilisé	52
IV.4. Validation des modèles analytiques	53
IV.5. Etat magnétique des machines étudiées	54
IV.6. Conclusion	55

IV.1. Introduction

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles. Ces méthodes permettent de modéliser les géométries les plus complexes et de prendre en compte les phénomènes physiques comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, les anisotropies des milieux et la présence des courants de Foucault induits dans les conducteurs soumis à un flux variable [MBK].

Les méthodes de résolution numériques les plus utilisées sont les méthodes des équations intégrales de frontières, la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis. Dans notre travail nous allons nous intéresser à la méthode des éléments finis.

La méthode des éléments finis (finite element method), fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique, elle n'a trouvé sa place, qu'aux années 70, en électricité [AMA06]. Elle est l'une des méthodes numériques les plus utilisées. Cette méthode est utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles décrivant le comportement électromagnétique des machines électriques [YNRS07].

Sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses simplificatrices nous allons effectuer une comparaison des résultats obtenus à partir du modèle analytique développé au chapitre précédent avec ceux issus de la méthode des éléments finis, en utilisant un outil de modélisation gratuit développé pour les électrotechniciens, appelé FEMM (Finite Element Method Magnet).

IV.2. Modélisation par éléments finis

La méthode des éléments finis consiste à utiliser une approximation simple des variables pour transformer les équations aux dérivées partielles en équations algébriques.

Dans son approche variationnelle, la méthode des éléments finis permet de ramener la résolution des équations aux dérivées partielles à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré. Celle-ci est donnée dans le cas d'un problème de magnétostatique [LHA06], par la relation suivante:

$$F = \frac{1}{2} \int \left(\int_0^B H \cdot dB \right) - 2JA \, d\tau \quad (\text{IV.01})$$

Le domaine d'étude τ est alors subdivisé en régions élémentaires (les éléments finis) où l'inconnue est approchée par une interpolation polynomiale. L'idée fondamentale de cette méthode est de discrétiser le problème en décomposant le domaine matériel à étudier en éléments de forme triangulaire. Pour des problèmes résolus en 2D, les éléments de forme triangulaire Fig.(IV.1) sont les plus utilisés [YNRS07]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'algorithmes de numérotation automatique. L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi :

$$A^{(e)}(x, y) = a^{(e)} + b^{(e)}x + c^{(e)}y \quad (\text{IV.02})$$

La discrétisation de la forme intégrale Fig.(IV.1) par éléments finis et la recherche des potentiels aux nœuds qui minimisent cette forme entraînent la résolution d'un système d'équations algébriques. La forme matricielle de ce système s'écrit :

$$[M][A] = [S] \quad (\text{IV.03})$$

Où $[M]$: est la matrice des contraintes et dépend des propriétés magnétiques des matériaux.

$[A]$ est le vecteur des inconnues qui sont les potentiels vecteurs aux différents nœuds du maillage, $[S]$ est le terme source dû aux densités du courant [LHA06].

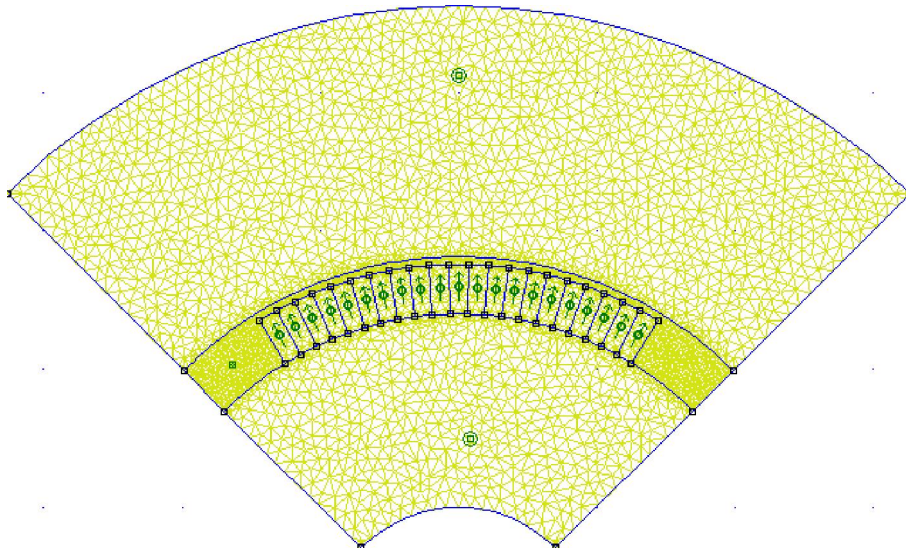


Fig.(IV.1): Coupe transversale de la machine avec maillage globale en 2D

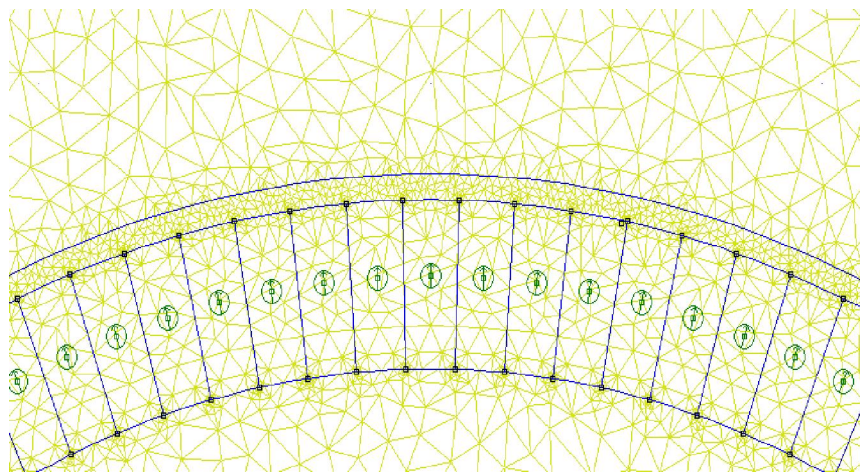


Fig.(IV.2): Illustration du maillage de la zone aimants et l'entrefer

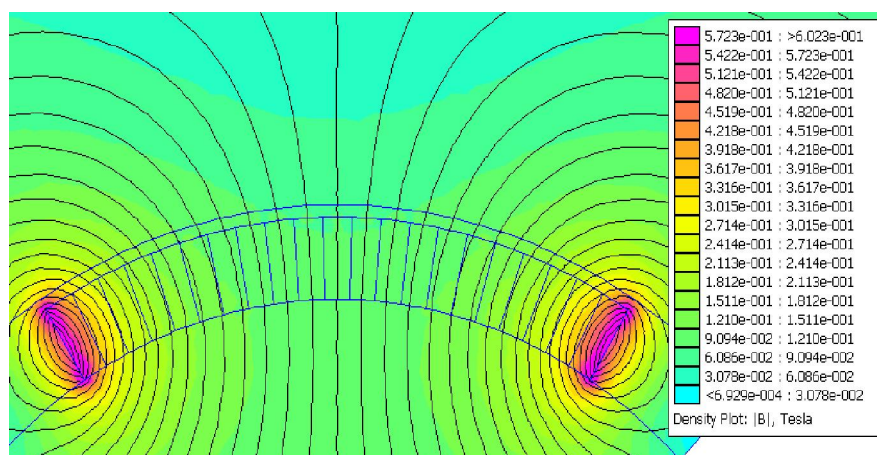


Fig.(IV.3): Illustration de la densité de l'induction et des lignes de champs

La résolution du système d'équations peut être effectuée soit :

- ❖ par une méthode indirecte, de gradient conjugué par exemple. La solution est obtenue par un processus itératif.
- ❖ par une méthode directe de décomposition (méthode de Gauss-Crout) avec un stockage des éléments de la matrice sous forme de vecteurs. La technique de stockage dite ligne de ciel "Sky-line" est l'une des plus utilisée [LHA06].

La résolution permet de déterminer les inconnues en deux étapes :

- ❖ Une première étape de décomposition de la matrice $[M]$ sous la forme :

$$[A] = [L][D][L]^T \quad (IV.04)$$

Où $[L]$ est une matrice triangulaire inférieure et $[D]$ une matrice diagonale.

- ❖ Une seconde étape de substitution pour déterminer la solution aux nœuds.

IV.3. Présentation de l'outil de calcul utilisé

Nous avons défini précédemment la méthode des éléments finis utilisée pour calculer les performances des machines synchrones à aimants permanents. Nous définissons dans cette partie, l'outil de calcul utilisé.

La validation des résultats obtenus par les calculs analytiques est effectuée à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM. Comme tous les logiciels employés pour des problèmes d'éléments finis en deux dimensions, ils sont articulés en quatre axes appelés «préprocesseur graphique», «mailleur», «solveur», et «post-processeur graphique».

- ❖ **Préprocesseur** : permet aux utilisateurs de dessiner les différentes parties de l'élément à étudier, de définir les matériaux utilisés, d'imposer les conditions aux limites et ainsi de suite.
- ❖ **Le mailleur** : permet le maillage en éléments triangulaires des géométries à étudier via un logiciel connexe : Triangle.
- ❖ **Le solveur** : permet la résolution de problèmes magnétiques et électrostatiques plans et axisymétriques (incluant les problèmes de magnétostatique linéaire et non linéaire et les problèmes harmoniques à basses fréquences). Pour les problèmes de magnétostatique et d'électrostatique, un solveur utilisant le gradient conjugué basé sur le pré-conditionnement de sous-relaxation symétrique successif est employé.
- ❖ **Le post-processeur** : C'est un graphique permettant l'exploitation de la solution du problème. La solution peut être représentée par un tracé de densité ou par des vecteurs s'il s'agit d'une grandeur vectorielle. Un certain nombre de calcul intégral, le long des contours et des aires prédéfinis, est aussi accessible.

IV.4. Validation des modèles analytiques

L'utilisation des méthodes analytiques pour la résolution des équations aux dérivées partielles est pratiquement difficile dans le cas où l'on tient compte de la géométrie réelle de la machine et lorsque les matériaux considérés ont des caractéristiques magnétiques non linéaires. La méthode des éléments finis représente l'un des outils le plus efficaces pour la résolution de ce dernier type d'équations.

Pour valider le modèle analytique développé au chapitre II et chapitre III nous allons utiliser une méthode numérique, celle des éléments finis. Nous allons comparer, sous les mêmes hypothèses et les mêmes conditions, les résultats de l'induction obtenus à partir des deux modèles (analytique et numérique). Cette comparaison est montrée sur les Fig.(IV.2) pour une aimantation radiale, et Fig.(IV.3) pour une aimantation tournante (sinusoïdale). On voit que les répartitions de l'induction radiale et de l'induction tangentielle créées par les aimants au niveau du milieu de l'entrefer pour les deux types d'aimantation, sont identiques qu'elles soient obtenues par le calcul analytique ou par le calcul basé sur la méthode des éléments finis.

La Fig.(IV.4) montre la variation du couple de détente en fonction de la position angulaire du rotor, on observe que les résultats, obtenus par les deux méthodes de calcul, diffèrent. En effet, au niveau de la méthode analytique utilisant le tenseur des contraintes de Maxwell, nous n'avons pas tenu compte de la saturation du circuit ferromagnétique à l'inverse du calcul basé sur la méthode des éléments finis où on a aussi considéré la géométrie aussi proche de la réalité.

Par contre l'utilisation de la loi de Maxwell donne des résultats concordants pour les deux méthodes de résolution (analytique et éléments finis).

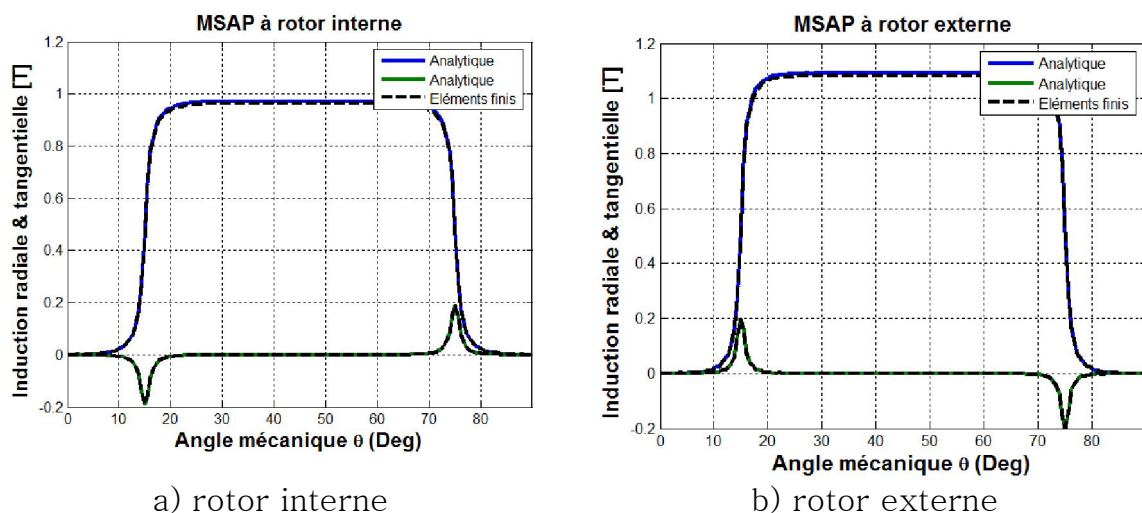


Fig.(IV.4): comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour l'induction dans l'entrefer à aimantation tournante

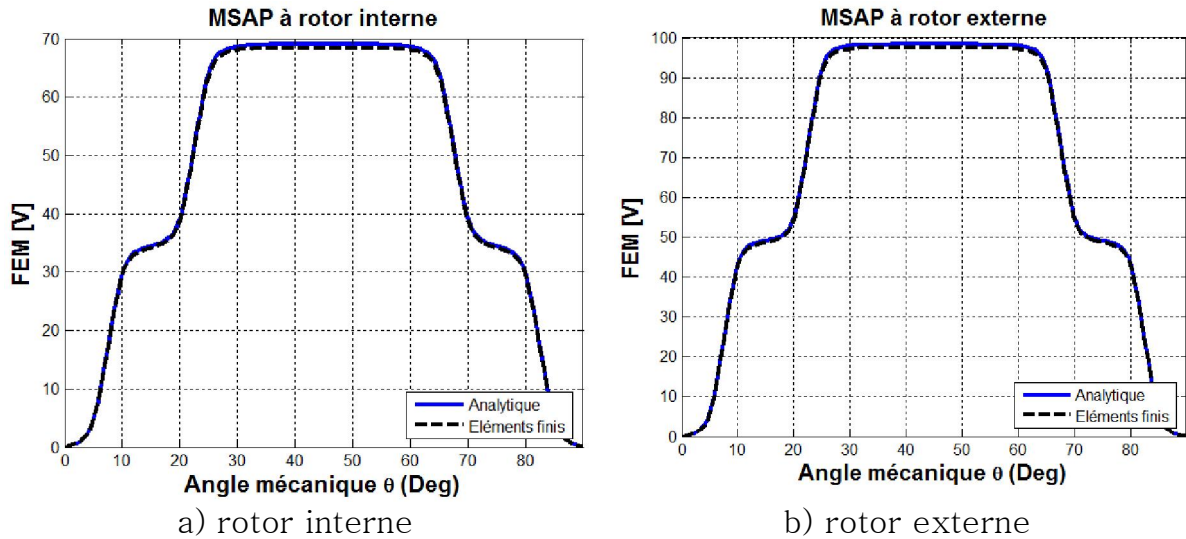


Fig.(IV.5): Comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour FEM dans l'entrefer à aimantation tournante

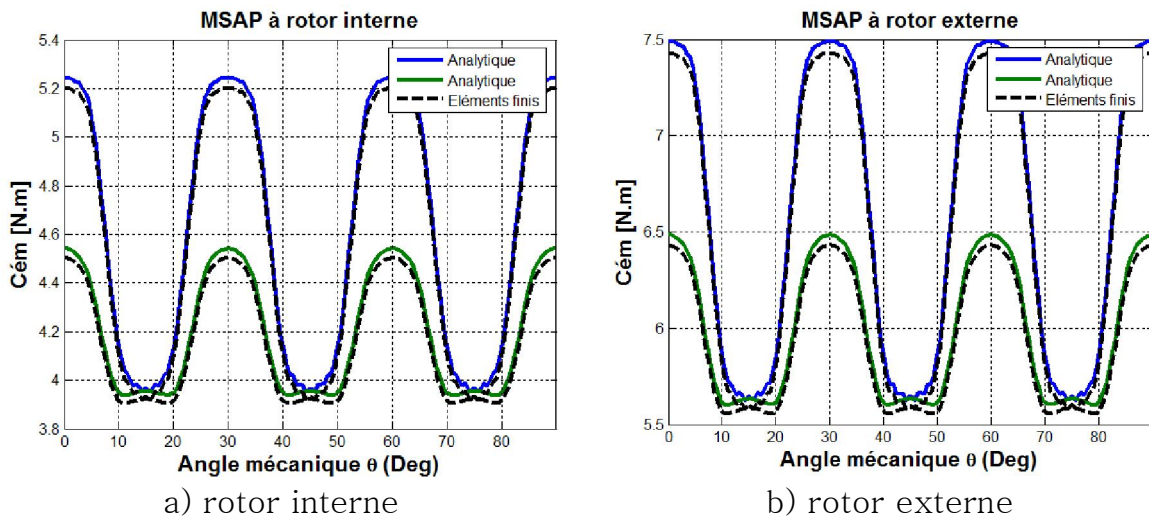


Fig.(IV.6): Comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour couple électromagnétique

IV.5. Etat magnétique des machines étudiées

La modèle de calcul par éléments finis est utilisé pour analyser la répartition du champ magnétique dans les parties actives de la tenant compte de la saturation. La machine à aimants considérée étant à aimantation radiale.

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le calcul numérique par la méthode des éléments finis des machines synchrones à aimants, Le modèle éléments finis en 2D, développé pour le calcul électromagnétique des machines à aimants montés sur la surface du rotor, tient compte de la structure à rotor lissée de la machine.

Nous avons effectué une comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique (en régime harmonique) pour la répartition de l'induction au niveau de l'entrefer et pour la FEM.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés à l'étude de la machine synchrone à aimants permanents montés la surface rotorique.

L'utilisation optimale du matériau ferromagnétique pour conception des machines électriques relève toujours entre ses propriétés magnétiques thermique mécaniques et le coût de la production totale.

La présentation de la modélisation électromagnétique bidimensionnelle a été traitée dans le deuxième chapitre de notre mémoire en se basant sur les équations de Maxwell sous certaines hypothèses afin d'aboutir à un calcul simple et efficace. L'étude des performances de la machine a nécessité, dans notre cas la résolution des équations des diffusions du champ magnétique en adoptant une formulation en potentiel vecteur dans la zone active pour différentes sources d'alimentation. Et notre chapitre calcul analytique de machine synchrone à aimants permanent sur la rotor externe.

Le dernier chapitre, nous avons abordé le calcul numérique par la méthode des éléments finis des machines synchrone à aimants permanents.

Bibliographie

- ADB00 **A. DE Bernardinis** : « Etude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants/redresseur commandé. Application à un véhicule hybride », thèse de doctorat INPL de Nancy : (France), décembre. 2000.
- AMA06 **A. MAIOUFI** : « Modélisation des phénomènes électromagnétiques non linéaires par la méthode des volumes finis », Thèse magister université de Batna, Algérie, Avril . 2006.
- ARK87 **A. ARKKIO** : « Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations », These de Doctorat, Helsinki University of Technology, Finland, December 1987
- ALH **M. Abd Allaoui Hassina** : « Etude expérimentale de la position rotorique d un Moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques » université mouloud Mammeri tizi-ouzou www.pdfactory.com
- BNO90 **B. Nogarede** : "Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (France), 1990.
- BOS98 **A. BOSSAVIT** : « How weak is the "weak solution infinite Element methods » , IEEE Transaction. On Magnetics, Vol. 34, No 5, pp 2429-2434, 1998.
- BOU10 **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.
- BOU08 **K. BOUGHRARA** : « Modélisation analytique et numérique des Performances électromagnétiques des moteurs synchrones à aimants permanents » Thèse de Doctorat d'Etat, ENP, Décembre 2008.
- BLA03 **B. Laporte** : "Enroulement des machines à courant alternatif", Cours de 3ème année, GECERE, ENSEM – INPL (France), non publié, 2003.
- BRI 97 **P. Brissonneau** : « Magnétisme et matériaux magnétique pour l'électrotechnique, » Ed. Hermès, Paris 1997.
- BTI06 **Y. BOUTORA, N. TAKORABET, R. IBTIOUEN, S. MEZANI** : « A New Proposed Method for Minimizing the Bandwidth and Storage for Triangular Finite Elements Meshes », CEFC 2006, IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Miami.
- 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.
- DME **D. Meeker** : « Finite Element Method Magnetics (FEMM): a free Magnetic finite element package for windows ».
<http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- DRD99 **C. DAVEAU, F. RIOUX-DAMIDAU** : « New (e,h) Formulation coupling a finite element method and boundary integral Method for the computation of the interaction of waves with a Conducting domain », IEEE Transaction. On Magnetics, Vol. 35, No 2, pp 1014-1018, 1999.

- ELM93** E. Favre, L. Cardeletti, M. Jufer: "Permanent magnet synchronous motors: A comprehensive Approach to cogging torque suppression", IEEE Transactions On Industry Applications. Vol.29.No.6, November/December 1993, pp1141-1149.
- 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
- JAF08** **Jawad ahmed farooq**: Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents, école doctorale belfort 05 décembre 2008.
- JAZ07** **D.Jaouad Azzouzi** :«Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur» docteur de l'université du havre le 08 mars 2007.
- JNB92** J. De La Ree, N. Boules, "Induced voltage harmonic reduction of PM cylindrical machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28.No.3, May/June 1992, pp619-624
- KAN05** S.KANERVA:«Simulation of electrical machines, circuits and control systems using finite element method and system simulator»,Helsinki University of Technology, Finland, April 2005.
- LEF07** Y. Lefèvre, F. Messine, J. Fontchastagner et X. T. H. BUI :« Association de différentes méthodes optimisation et de modèles de calcul du champ magnétique», dans Electrotechnique du Futur-EF'2007, Toulouse Sept. 6-7 2007
- 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.
- LGA04** L. Gasc : "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile : Approches par la structure et par la commande". Thèse de Doctorat, INP Toulouse (France), Novembre 2004.
- LHA06** L. Hadjout:«Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique», Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie Décembre. 2006.
- JSM** J. Saint-Michel,' Bobinage des machines tournantes à courant alternatif' Techniques de l'ingénieur D3420.
- MBK** M. Belkadi:«Calcul numérique d'une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses», Thèse magister d'état, ENP Alg Algérie.
- PSF90** P. P. SILVESTER, R. L.FERRARI:«Finite element for electrical engineer» Cambridge University Press, Second Edition, 1990.
- RAP93** P. RAPIN :«Méthode des éléments finis», dans Traité Sciences fondamentales, A 656,Techniques de l'Ingénieur, 1993

- RIB93 R. Ibtouen:«Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés», Thèse Alger Algérie avril.1993.
- RIB02 R. Ibtouen:«Modélisation des machines électriques», cours de 1^{ère} année PG, ENP, (cours non édité),2001,2002.
- SAC88 J. C. SABONNADIÈRE et J. L. COULOMB:«Calcul des champs électromagnétiques»,dans *Traité Génie électrique*, numéro D3020 dans *Traité Génie électrique*, Techniques de l'ingénieur, 1988.
- SLM92 N. SADOWSKI, Y. LEFÈVRE, M. LAJOIE-MAZENCETJ. CROS:«Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement», *IEEE Transactions On Magnetics*, vol. 29, no2, pp.1410-1413,1992.
- 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.
- WAC11 P. Wach, "Dynamics and Control of Electrical Drives", Springer, 2011.
- YOU97 Y. Ouazir:«Calcul des performances d'une machine synchrone à aimant permanent à entrefer lisse», Thèse magister, ENP, Alger Algérie, juillet.1997.
- YSM94 Y. Cho, J.D. Bae, S.K. Chung, M. J. Youn: "Torque harmonics minimization in permanent magnetic synchronous motor with back EMF estimation" *IEE Proc. Electric. Power Application*. Vol. 141, No. 6, 1994, pp.323-330.
- AKA00 A. Kaddouri:"E'tude d'une commande Non-Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de Philosophie doctor (Ph.D), Université Laval, Québec,2000.
- MBK04 M. Belarbi, K. Haddouche : 'Commande Numérique en Vitesse d'un moteur Synchrone à Aimants Permanents', ICEEE 2004, International Conference on Electrical and Electronics Engineering, LAGHOUAT, April 24-26, 2004.

MEMOIRE DEFIN D'ETUDES EN VUS DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GINIE ELECTRIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Mr .LADGHEM CHIKOUCHE Brahim

Présenté par : CHARIK Miloud

ALILI Toufik

LADJEL Mohamed

Thème

Modélisation d'une MSAP à rotor externe

Résumé :

Ce travail présente une méthodologie adaptée au dimensionnement des machines synchrones à aimants permanents montés sur le rotor (interne et externe).

La démarche consiste, dans une première phase, développer des modèles de calcul de champ magnétique. Sous de hypothèses simplificatrice sonore da nets avec l'objectif visé, on développé un modèle d'étude bidimensionnel, basé sur la résolution analytique des équations de Maxwell en utilisant la forme latine n pote nie lecteur pour calculer le champ magnétique dû aux aimants pour différentes structures de. Machine, que ce soit à rotor sinter Renou externe affidées le actionner, le structure es les plus per formants. Un calcul numérique des machines synchrones à aimants a été fait grâce à un logiciel de calcul basé sur les éléments finis spécialement dédié à l'électrotechnique.

Mot clés :

MSAP, éléments finis, FEM, couple, FEMM.