

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : MAINTENANCE INDUSTRIELLE

**Calcul des Performances des Machines
Synchrones à Aimants Permanents Montés sur
la Surface Rotorique non Magnétique**

Proposé et dirigé par :

MABRAK Samir

Présenté par :

BEKKOUCHE Hamza

ACHOUR Oualid

Année universitaire : 2018 / 2019



DEDICACE 1

*C'est avec une grande émotion,
Je dédier ce modeste travail de fin
D'étude aux êtres les plus chères :
Mes grands-parents et mes parents
qui ont fait de moi ce qui je suis aujourd'hui
et qui ont veillé de guider mes pas durant tout ma vie
par leurs aides, leur grands émotions et leur sacrifice*

A toute Ma famille

A tous Mes amis

HAMZA



DEDICACE 2

*C'est avec une grande émotion,
Je dédier ce modeste travail de fin
D'étude aux êtres les plus chères :
Mes grands-parents et mes parents
qui ont fait de moi ce qui je suis aujourd'hui
et qui ont veillé de guider mes pas durant tout ma vie
par leurs aides, leur grands émotions et leur sacrifice*

A toute Ma famille

A Ma fiancée

A tous Mes amis

OUALID

Au nom du dieu le clément le miséricordieux

Remerciements

Avant tout nous remercions DIEU qui nous a donné la patience de terminer ce travail.

Nous tiendrons à remercier grandement les êtres les plus chères au monde : nos mères et pères qui ne cessent de nous prodiguer des conseils pour nous incruste l'idée : que les études sont les seules clés de réussite dans la vie.

Nous tenons grand merci à Dr MABRAK Samir pour les efforts faisaient durant l'année universitaire, et pour leurs conseils précieux.

Nous tenons à remercier les membres de jury :

Dr CHAKROUNE Salim

Dr LADGHEM CHIKOUCHE Brahim

Nous remercions tous les enseignants de département de Génie Electrique et spécialement les enseignants de Maintenance Industrielle.

Enfin nous tenons à remercier tous ceux ou celles qui ont eu l'honneur, de près ou de loin, à nous aider à présenter ce travail.

Hamza et Oualid

SOMMAIRE

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones

I.1	Introduction.....	1
I.2	Machine synchrone	7
I.3	Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les MSAP	7
I.4	Principe de fonctionnement de la MSAP.....	8
I.4.1.1	Machine à pôles lisses	9
I.5.2.	Machine à rotor intérieur amagnétique	10
I.5.3.	Machine à rotor extérieur amagnétique.....	11
I.5.4.	Machine à entrefer axial.....	12
I.5.5.	Inducteurs à pôles saillant	12
I.5.6.	Machines synchrone à aimants permanents montés en surface (MSAP) :.....	12
I.5.7.	Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI).....	13
I.5.8.	Machines synchrones à aimants permanents à concentration de flux	14
I.6	Classification des MSAP selon l'emplacement des aimants au rotor.....	15
I.7	Les différents types de matériaux pour aimants	15
I.7.1	Les aimants métalliques	15
I.7.2	Les ferrites.....	16
I.7.3	Terre rares	17
I.7.3.1	Samarium Cobalt (SM Co).....	17
I.7.3.2	Néodyme-Fer-Bore	17
I.8	Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	18
I.9	Inconvénients DE LA MSAP	19
I.10	Domaine d'application	20
I.11	Conclusion	20

Chapitre II : Calcul des performances électromagnétiques des machines synchrones à aimants permanents

II.1	Introduction.....	21
II.2	Modélisation des machines synchrones à aimants permanents	21
II.2.1	Equations de Maxwell	23
II.2.2	Formulation en potentiel vecteur magnétique	24
II.3	Modèle Analytique de résolution.....	25

II.3.1	Modèle des aimants	26
II.3.2	Modèles des courantes de sources	27
II.4	Détermination des potentiels vecteurs	30
II.4.1	Potentiel vecteur créé par les aimant	30
II.5	Analyse des performances électromagnétiques	33
II.5.1	Répartition de l'induction magnétique	34
II.6	Détermination des performances de la machine	35
II.6.1	Expression de la force électromotrice	35
II.6.2	Détermination des expressions des couples	36
II.7	Prise en compte des encoches statoriques dans le calcul du champ par les transformations conformes	37
II.7.1	Calcul de la perméance d'entrefer	37
II.7.1.1	Transformations conformes des encoches	38
II.7.1.2	Forme du champ dans le plan S	42
II.8	Distribution de l'induction magnétique à vide	46
II.9	Conclusion	47

Chapitre III : Validation par la Méthode des Eléments Finis

III.1	Introduction	48
III.2	Les méthodes numériques	48
III.2.1	La méthode des éléments finis	49
III.2.1.1	Présentation la méthode des éléments finis	49
III.2.1.2	Modélisation par éléments finis	49
III.2.1.3	Le principe du calcul par éléments finis	52
III.2.1.4	Le logiciel FEMM	52
III.3	Validation des modèles analytiques	53
III.3.1	Distributions du champ magnétique stator lisse	54
III.3.2	Distributions du champ magnétique stator encoché	55
III.4	Calcul du couple de détente	57
III.4.1	Tenseur des contraintes de Maxwell	57
III.5	Etude paramétrique	59
III.5.1	Influence des paramètres géométriques de la machine	59
III.5.1.1	Influence de l'épaisseur des aimants	59
III.5.1.2	Influence de l'épaisseur de l'entrefer	60
III.5.1.3	Influence de l'ouverture des aimants	61

III.6 Conclusion 62

Liste des Figures

Figure I.1	Courbe de désaimantation des aimants.....	6
Figure I.2	stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents	9
Figure I.3	Structures à pôles lisse.....	10
Figure I.4	Machine à rotor intérieur amagnétique.....	11
Figure I.5	Machine à rotor extérieur amagnétique	11
Figure I.6	Rotor d'une machine synchrone disposé en surface.....	13
Figure I.7	Rotor d'une machine synchrone à aimant permanent inséré.....	14
Figure I.8	Machines synchrones à aimants permanents à concentration de flux	15
Figure I.9	Différents formes des aimants permanents.....	18
Figure I.10	Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.	18
Figure II.1	Structure d'une machine synchrone à aimants.	23
Figure II.2	Structure étudiée sur un pas polaire	26
Figure II.3	Forme d'onde l'induction radiale avec stator lisse.....	27
Figure II.4	Modélisation des encoches statoriques	28
Figure II.5	Forme d'onde de l'induction radiale avec stator lisse.....	34
Figure II.6	Forme d'onde del'induction tangentielle avec stator lisse.....	35
Figure II.7	Forme de la force électromotrice	36
Figure II.8	Forme du couple électromagnétique	37
Figure II.9	Ouverture d'encoche infiniment profonde présentée dans le plan s.	38
Figure II.10	Les transformations utilisées.....	38
Figure II.11	Ouverture de l'encoche dans le plan Z.....	39
Figure II.12	L'ouverture d'encoche dans le plan W.	40
Figure II.13	Ouverture d'encoche dans le plan T.....	41
Figure II.14	Ouverture d'encoche dans le plan K.....	41
Figure II.15	Variations de la perméance complexe dans l'entrefer dans un pas polaire.....	45
Figure II.16	Variations de la perméance complexe dans l'entrefer dans un pas dentaire.....	46
Figure II.17	Répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées dans l'entrefer à stator encoché avec	47
Figure III.1	Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D.....	51
Figure III.2	Maillage par éléments finis d'un pas polaire.....	51
Figure III.3	Distributions du champ magnétique stator lisse	54
Figure III.4	Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator lisse	54
Figure III.5	Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator lisse	55

Figure III.6	Distributions du champ magnétique stator encoché	55
Figure III.7	Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator encoché	56
Figure III.8	Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator encoché	56
Figure III.9	Relation entre tm , n et B	58
Figure III.10	Couple de détente (aimantation radiale)	58
Figure III.11	Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale.	59
Figure III.12	Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle.	60
Figure III.13	Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction radiale.	60
Figure III.14	Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction tangentielle.	61
Figure III.15	Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction radiale.	61
Figure III.16	Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction tangentielle.....	62

Liste des tableaux

II.I Tableau des parametres de la machine étudié33

Liste symboles

<i>symboles</i>	<i>Désignation</i>
<i>MASP</i>	<i>Machines Synchrones à Aimants Permanents</i>
E_a	<i>Epaisseur de l'aimant</i>
α_p	<i>Ouverture des aimants</i>
E_f	<i>Epaisseur de l'entrefer</i>
Q_s	<i>Nombre d'encoches</i>
B_r	<i>Induction radiale</i>
B_t	<i>Induction tangentielle</i>
τ_d	<i>Le pas dentaire</i>
\vec{j}_s	<i>La densité superficielle de courants</i>
k_{in}	<i>Coefficient d'inclinaison</i>
k_{rn}	<i>Coefficient de raccourcissement</i>
k_{dn}	<i>Coefficient de distribution</i>
ξ	<i>Représente l'ouverture de l'encoche</i>
k_{fn}	<i>Coefficient de filtrage</i>
k_{bn}	<i>Coefficient de bobinage de l'enroulement statorique</i>

INTRODUCTION GENERALE

Un actionneur électromagnétique est un mécanisme permettant de convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique. En effet le domaine de la conversion de l'énergie électrique est marqué par le développement de l'électronique et de la micro-électronique. Les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution et ont vu leurs performances (tenue en tension et en courant, fréquences d'utilisation, rapidité de commutation ...) augmenter fortement [1, 2].

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable...etc.). [3].

Les machines synchrones à aimants sont caractérisées par un couple massique et un couple volumique important par rapport aux machines synchrones à rotors bobinés. Toutes ces exigences impliquent nécessairement une évolution de la phase de conception. Ainsi, les concepteurs des machines à aimants sont amenés à trouver de nouvelles structures qui répondent aux exigences, de différentes applications industrielles, à s'intéresser à l'intégration de nouveaux types de matériaux. La machine à aimant permanent est la plus utilisée dans l'industrie pour les applications du type servomoteur (robotique, machines-outils etc.) [1, 4]. Elle présente un bon rendement par rapport aux autres types de machines avec toutefois quelques inconvénients liés à son coût de fabrication qui est relativement important et il est difficile de la faire fonctionner en affaiblissement de champ pour monter en vitesse, le flux étant imposé par les aimants (la désaimantation doit rester limitée). Il faut signaler aussi qu'elle ne supporte pas des températures de fonctionnement élevées.

Plusieurs structures d'inducteurs de machines synchrones à aimants sont envisageables. Cette diversité porte beaucoup plus sur la nuance d'aimants, ainsi que sur leur disposition au niveau du rotor [5].

Le choix entre ces différentes structures d'inducteurs est, le plus souvent, imposé par des contraintes technologiques et par la possibilité d'améliorer les performances en couple massique [6], en fiabilité et en comportement dynamique et statique.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude d'une machine à aimants permanents montés sur la surface rotorique avec un stator classique encoché. Les aimants sont de type **NdFeB** à aimantation radiale.

L'objectif de notre étude consiste à modéliser une structure de machine synchrone à aimant performante avec un **poids réduit**. Cette structure est à **rotor interne non magnétique** constituée de **plasto aimants** et d'une armature non magnétique fabriquée en Aluminium de masse volumique 2700 kg/m^3 qui est moindre par rapport à celle du fer qui est de 7870 kg/m^3 . Les aimants utilisés présentent une densité de 5950 kg/m^3 (**plasto aimants**) alors que celle des aimants de type **Néodyme Fer Bor** est de 7500 kg/m^3 . Le type d'aimant utilisé est donc léger et moins coûteux ce qui répond à l'application envisagée qui exige la construction de dispositifs Electrotechniques caractérisés par des performances technico-économiques élevées.

Notre manuscrit traité trois chapitres.

Le premier chapitre porte sur une étude générale des machines synchrones à aimants permanents conçues avec différentes structures d'inducteurs. Les différents types de matériaux pour aimant disponibles et utilisés dans la fabrication des inducteurs des machines à aimants sont présentés. On rappelle aussi les avantages et les inconvénients de la machine excitée par des aimants par rapport au cas d'une excitation classique.

Au deuxième chapitre, sous des hypothèses simplificatrices concordantes avec l'objectif visé, on développe un modèle d'étude bidimensionnel, basés sur la résolution analytique des équations de Maxwell et utilisant la formulation en potentiel vecteur pour calculer les champs magnétiques dus aux aimants pour un aimant radial monté sur la surface rotorique non magnétique en considérant le stator lisse et stator encoché.

Le troisième chapitre est consacré au calcul numérique basé sur la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel (FEMM) dédié aux calculs par élément finis des phénomènes électromagnétiques. Nous effectuons une validation de résultats obtenus dans le modèle analytique ainsi une étude paramétrique se fait afin de montrer l'influence de la répartition de l'induction par rapport à la variation des paramètres géométriques du moteur.

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones

I.1. Introduction

Les performances de plus en plus élevées, le prix de revient compétitif, et les avantages que présentent les matériaux pour aimants permanents récents au niveau des systèmes électromagnétiques font d'eux un élément de base dans l'industrie moderne [7].

Les matériaux pour aimants sont des substances ferromagnétiques ou ferrimagnétiques, leur aimantation subsiste même en présence de champs extérieurs défavorables car leur champ coercitif est assez important. Le meilleur des matériaux pour aimants, du point de vue magnétique, est celui qui possède, non seulement une induction rémanente (B_r) élevée, mais également un champ coercitif (H_c) le plus important (large cycle d'hystérésis). Les points représentatifs de l'état du matériau pour aimants se situent dans le deuxième quadrant du diagramme B (H) (Fig. I. 1). La connaissance de la courbe de désaimantation d'un aimant est fondamentale en vue d'une application [7].

Les machines synchrones jouent un rôle important dans l'industrie. Leur domaines d'emploi consistent à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique ou vice-versa. C'est une machine caractérisée par sa vitesse de rotation synchronisée avec la fréquence du réseau. Elle peut fonctionner en moteur, compensateur ou génératrice (alternateur).

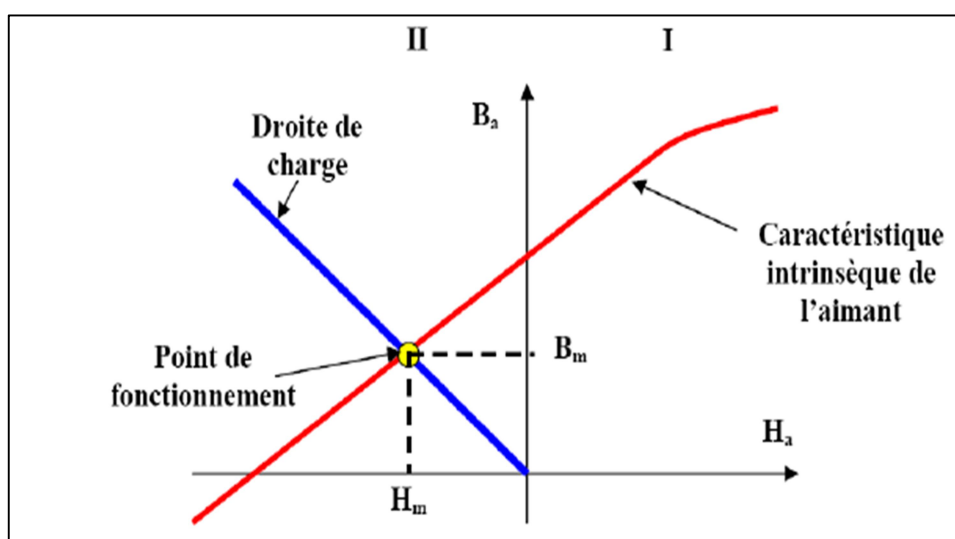


Figure I.1. Courbe de désaimantation des aimants [7].

I.2. Machine synchrone

On appelle machine synchrone une machine électrique à courant alternatif à deux enroulements dont l'un est connecté à un réseau de pulsation fixe ω_1 , et l'autre est excité par un courant continu ($\omega_2 = 0$). Dans un sens plus large, par machine synchrone on entend une machine à courant alternatif à deux enroulements qui sont alimentés depuis des réseaux de pulsations fixes ω_1 et ω_2 .

La partie de la machine qui porte l'enroulement d'induit s'appelle induit tandis que la partie de la machine qui porte l'enroulement d'excitation s'appelle inducteur.

Il existe aussi des machines synchrones dont le champ d'excitation est obtenu à l'aide d'aimants permanents [8].

Les machines synchrones sont réversibles et donc peuvent fonctionner en Générateur et Moteur. Une machine synchrone est utilisée surtout comme génératrice de courant alternatif dans les centrales électriques mais elle est aussi largement utilisée comme moteur ainsi que comme Compensateur synchrone qui en réalité est un moteur synchrone fonctionnant à vide [9].

I.3. Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les MSAP

L'industrie des aimants permanents offre plusieurs catégories de matériaux qui se différencient par les procédés de leurs obtentions. Ces procédés ont un effet direct sur leurs caractéristiques magnétiques et mécaniques. Ces différences conduisent, selon l'application, à un choix d'un type d'aimant qui résulte le plus souvent de critères technico-économiques [10].

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (Fig.I-1).

En ce qui concerne les aimants, les trois paramètres essentiels pour les machines électriques sont :

- L'induction rémanente B_r , qui indique les performances potentielles des aimants (plus B_r est important, plus l'aimant est performant).

- Le champ coercitif qui H_c donne un premier ordre de grandeur de mesure de la résistance de l'aimant à la démagnétisation durant les démarrages, les courts-circuits ... etc.

Le champ limite admissible est celui pour lequel on peut faire travailler un aimant sous des conditions de fonctionnement variables sans que celui-ci perde une part importante de son aimantation de départ [7]

- Le troisième paramètre est le "produit d'énergie" $(-B.H)_{\max}$. Cette énergie est disponible pour une utilisation dans l'espace qui environne l'aimant. Elle définit une sorte "d'énergie spécifique" [7], [11].

Ceux sont, ces trois dernières grandeurs qui permettent de classer les aimants permanents. Néanmoins suivant l'application envisagée, d'autres critères portant sur les propriétés mécaniques et physico-chimiques, en dehors du coût et des difficultés d'usinage, sont parfois déterminants dans le choix des matériaux pour aimants.

En effet, la plupart des aimants performants présentent une difficulté d'usinage et l'obtention d'un bon état de surface est onéreuse. De plus, le point de Curie est un facteur qu'il faut prendre en considération. La température limite joue un grand rôle dans la stabilité et la performance des aimants.

Au niveau des machines électriques, l'excitation par aimants performants supprime tout paramètre de réglage. Ces derniers permettent en général (mis à part le NaFeB) d'atteindre des températures supérieures à celles tolérées par les bobines

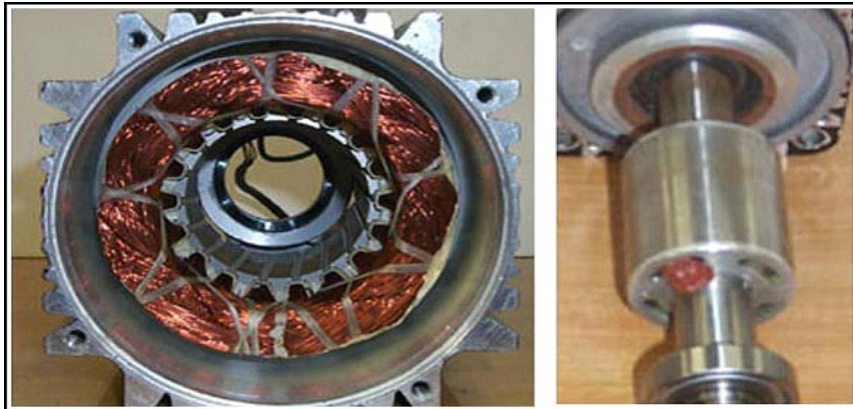
I.4. Principe de fonctionnement de la MSAP

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [12].

Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe [13].

Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [14].

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.



Stator

rotor

Figure I.2. Stator et Rotor de la machine synchrone à aimants permanents

I.5. Différents types des machines synchrones

I.5.1. Machine à pôles lisses

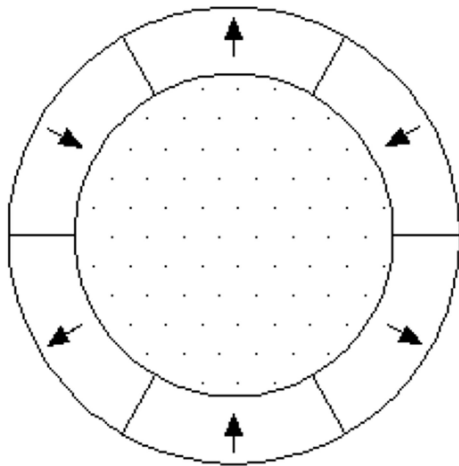
La majorité des machines synchrones à aimants sont à aimants montés directement sur la surface du rotor. Les aimants sont plaqués sur un noyau magnétique et fixés grâce à des frettes au niveau de l'entrefer. Ces aimants peuvent avoir une aimantation radiale (Fig. I.3.a), azimutale (Fig. I.3.b) ou mixte (Fig. I.3.c) ; parfois, on rencontre une aimantation inclinée [7].

Les paramètres qui influent sur les performances de ce type de machines sont le sens de l'aimantation, l'épaisseur de l'aimant, son ouverture sur un pas polaire, l'épaisseur de l'entrefer, le type de matériaux utilisés, le mode d'alimentation adopté et la densité de courant injectée au niveau des encoches statoriques. La distribution de l'induction au niveau de l'entrefer varie fortement suivant le type d'inducteur [10].

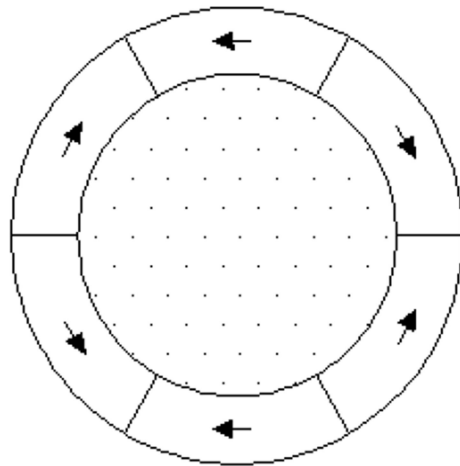
Dans notre étude, on s'intéresse aux calculs électromagnétiques par deux méthodes (analytique et numérique) des moteurs synchrones à aimants permanents montés en surface.

Ces moteurs sont constitués d'une armature rotorique non magnétique où la perméabilité relative est égale à celle des aimants.

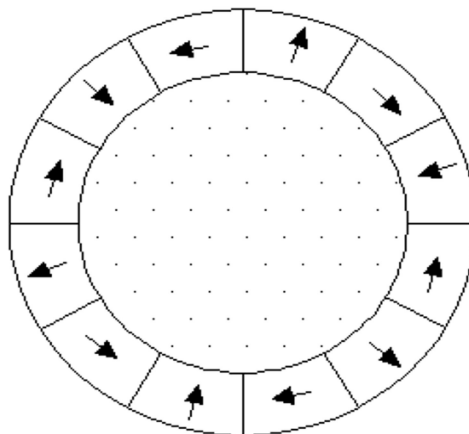
Trois grandes familles existent, les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.



A- Aimantation radiale



b- Aimantation azimuthale



C- Aimantation mixte

Figure I.3. Structures à pôles lisse

I.5.2. Machine à rotor intérieur amagnétique

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille amagnétique [15]. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. D'ailleurs, les stators des machines à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des machines Brushless pour des raisons d'économie.

La Figure (1.4) montre un exemple de 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 frettés.

La puissance volumique d'une machine synchrone à aimants ferrites est à peu près équivalente à celle d'un moteur à induction, mais son rendement et son facteur de puissance sont généralement bien meilleurs.

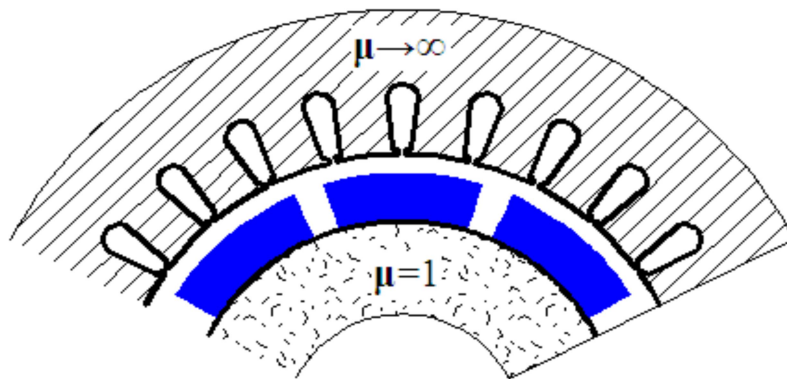


Figure I.4. Machine à rotor intérieur amagnétique

I.5.3. Machine à rotor extérieur amagnétique

La Figure (I. 5) présente une portion transversale de la section d'une machine à rotor extérieur

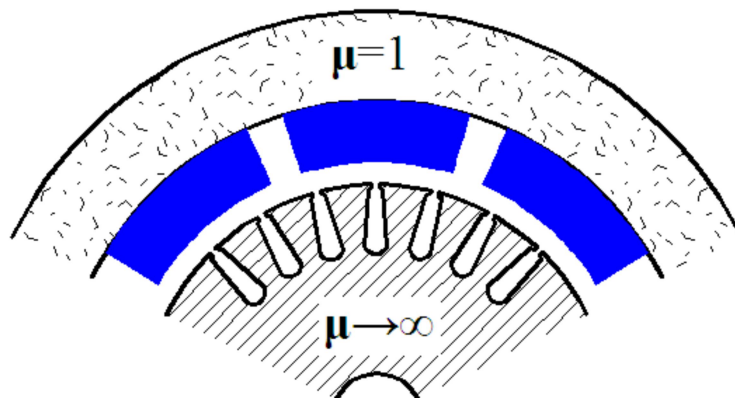


Figure I.5. Machine à rotor extérieur amagnétique

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche amagnétique. 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.

I.5.4. Machine à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, des machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur) [15].

- ✓ Les aimants sont montés sur un disque amagnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (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, une forme plate et une absence de couple réactif à faible vitesse

I.5.5. Machine à pôles saillant

La saillance permet en principe d'augmenter le couple et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants [10]. On distingue plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants.

- ✓ Structures avec pièces polaires et concentration de flux ;
- ✓ Structures avec pièces polaires sans concentration de flux ;
- ✓ Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique ;
- ✓ Structures à aimants internes.

Cette dernière structure offre un certain nombre d'avantages parmi lesquels [16] :

- ✓ Des rotors robustes qui permettent de plus grandes vitesses de rotation.
- ✓ Une adaptation à des puissances plus importantes.
- ✓ De bonnes performances, surtout avec les aimants du type **NdFeB**.

I.5.6. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAP) :

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor (figure I.6). Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. La

construction de ce type de machine est simple et plus économique [17]. Pour améliorer la tenue mécanique et la fixation des aimants, ils peuvent être insérés sous une frette amagnétique, généralement en fibre de verre [18]. Comme les aimants permanents ont une perméabilité proche de celle du vide ($\mu \ll 1.1 \dots à \dots 1.2$), l'entrefer magnétique équivalent vu par le stator est important et constant [17, 19]. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses. Les inductances propres et mutuelles de l'induit ne dépendent pas de la position du rotor. Une configuration à rotor extérieur est possible. La tenue mécanique des aimants est facilitée par la force centrifuge. Cette configuration a aussi l'avantage de diminuer le poids total.

Si on compare deux machines de même nombre d'encoches et de pôles, la configuration à rotor extérieur est toujours plus intéressante que celle à rotor intérieur, et elle offre un meilleur rendement. Ce gain peut s'expliquer par la réduction des pertes magnétiques qui est liée directement à la diminution significative du volume de fer du stator [20].

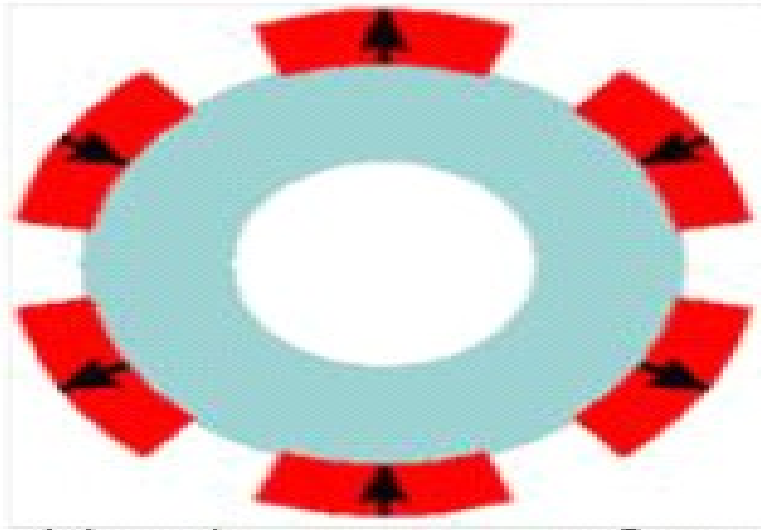


Figure I.6. Rotor d'une machine synchrone disposé en surface

I.5.7. Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

À partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique (figure I.7). Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces interpolaires qui rajoutent de la saillance. La valeur de cette saillance dépend de la hauteur des aimants par rapport au fer et à l'ouverture des aimants. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS. Les références [21] et [22] démontrent, dans une

modélisation confrontée à des résultats expérimentaux, que le couple maximal par unité de courant statorique peut être supérieur à celui des aimants montés en surface. Les morceaux de fer dans l'axe inter polaire diminuent l'entrefer dans l'axe α , et augmentent les fuites de flux des aimants [18].

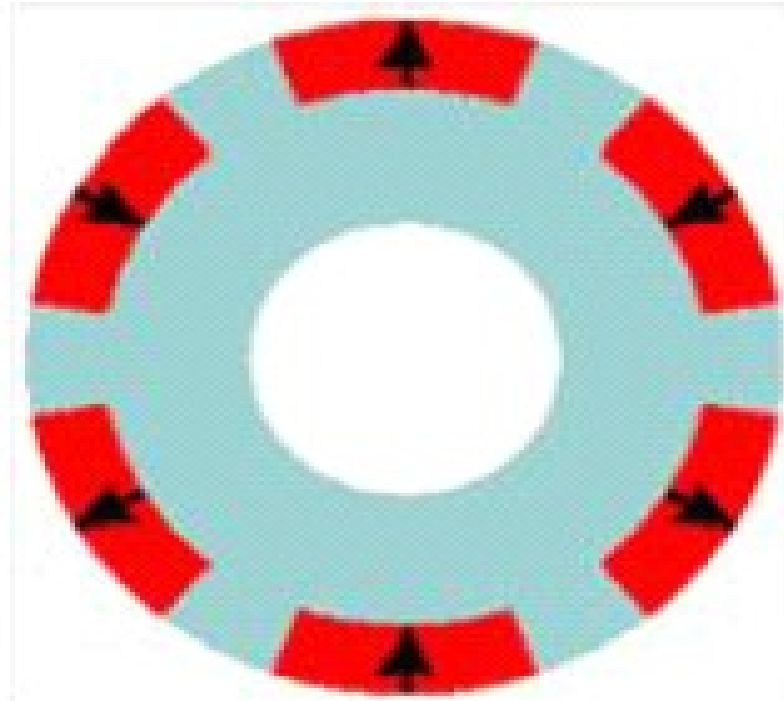


Figure I.7. Rotor d'une machine synchrone à aimant permanent inséré

I.5.8. Machines synchrones à aimants permanents 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 (figure I.8). Les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant d'arcs pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple). L'excitation, dans ce cas, est créée par les aimants permanents. Le couple instantané (dans n'importe quelle configuration de machine à aimants) est la somme de trois couples élémentaires : le couple réluctant, le couple hybride et le couple de détente.

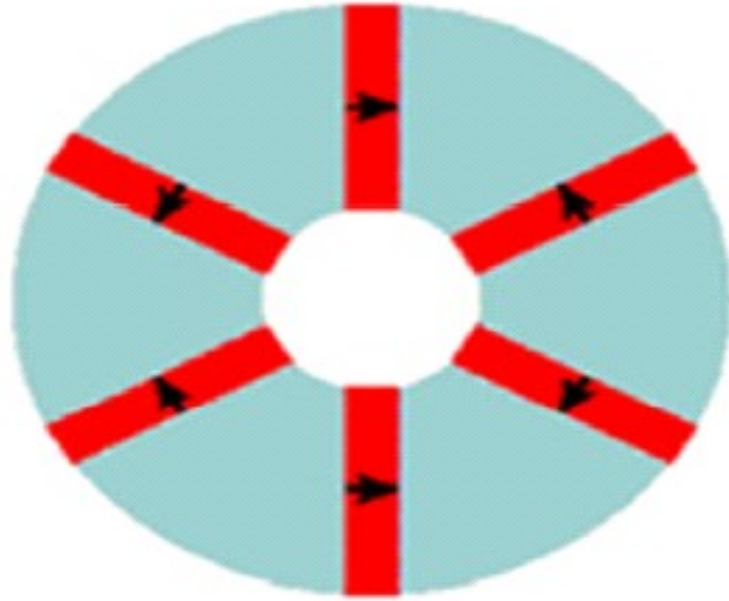


Figure I.8. Machines synchrones à aimants permanents à concentration de flux

I.6. Classification des MSAP selon l'emplacement des aimants au rotor

Les MSAP peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant :

- ✓ Aimants en surface ;
- ✓ Aimants insérés ;
- ✓ Aimants enterrés ;
- ✓ Aimants à concentration de flux.

I.7. Les différents types de matériaux pour aimants

Il existe aujourd'hui, principalement, trois familles de matériaux conduisant à l'essentiel des applications sur le marché des aimants permanents. Ces trois familles sont dans l'ordre d'apparition : les aimants métalliques, les ferrites et les terre rares [7], [23].

I.7.1. Les aimants métalliques

Il existe plusieurs types d'aimants métalliques ; les plus intéressants pour être utilisés dans les machines électriques sont ceux du type alliages ALINCO (alliage Fer-Aluminium-Nickel-Cobalt). Les ALINCO, sont durs et fragiles. Leur induction rémanente B_r est

relativement élevée ; cependant la faible valeur de leur champ coercitif rend difficile leur utilisation au niveau des machines électriques. Le plus grave inconvénient est qu'en cours de fonctionnement, ils nécessitent généralement une réaimantation [7].



Images d'aimants Al Nico

I.7.2. Les ferrites

Ce sont des matériaux pour aimants permanents d'usage fréquent. Ce sont des mélanges d'oxydes de Fer et d'oxydes de Baryum ou de Strontium dont la densité d'énergie peut atteindre 50 kJ/m³. Ces matériaux céramiques présentent une induction rémanente relativement réduite, comprise entre 0,3 T et 0,4 T pour un champ coercitif largement supérieur à celui des ALNICO (Fig. I.10) [24], ce qui leur confère une bonne résistance à la démagnétisation. Leurs prix de revient, relativement bas, offre la possibilité d'envisager leurs utilisations comme inducteurs de machines électriques de faible puissance [10].

L'utilisation des ferrites dans les machines électriques conduit généralement à des couples faibles. Les ferrites sont généralement utilisées là où le critère de la puissance volumique n'est pas prépondérant [7].



Images d'aimantes ferrites

I.7.3. Terre rares

Les terres rares sont les meilleurs matériaux pour aimants performants [7]. Ils paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé, a tendance à freiner l'extension de leur utilisation. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les Palsto-Neodyme. C'est un mélange de Néodyme-Fer-Bore avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécanique [11].

I.7.1.1. Samarium Cobalt (SM-Co)

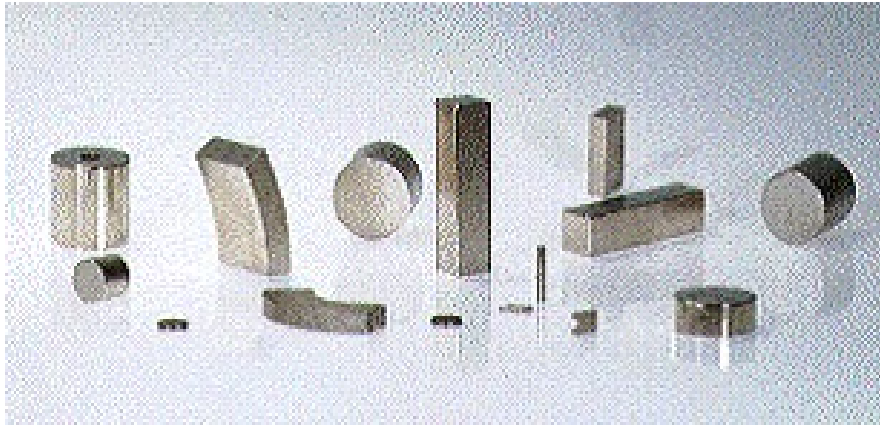
Les aimants de type Samarium-Cobalt sont connus dans le milieu industriel principalement sous deux formes, SmCo_5 et $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$. Ils présentent à l'état massif des propriétés très intéressantes. Tout d'abord, leur comportement magnétique est remarquable : le SmCo_5 possède un champ coercitif très élevé de l'ordre de 2000 kA/m, ce qui en fait un aimant résistant à la désaimantation. Pour $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, ce champ est de 1000 kA/m, ce qui est excellent également. Leurs aimantations rémanentes sont respectivement de 0,9 T et de 1,15T.

Les moteurs à aimants du type ferrites sont moins coûteux que les moteurs à aimants du type SmCo, mais aussi moins performants [7].

I.7.1.2. Néodyme-Fer-Bore

Le Néodyme-Fer-Bore est le type d'aimants le plus récent. Sa première utilisation remonte à 1985. Dans un court intervalle de temps, il a prit plus d'ampleur au niveau de sa production. Le $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ est presque le matériau idéal pour les excitations des machines électriques. L'induction qu'il permet de produire dans l'entrefer est importante, son champ coercitif est élevé [7].

Ils sont constitués essentiellement de $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$. Ils sont moins coûteux que les Samarium-Cobalt et présentent des propriétés magnétiques supérieures. Leur produit d'énergie volumique $(-B.H)_{\max}$ atteint 400 kJ/m³ à température ambiante. L'inconvénient principal de ce type d'aimant est qu'ils sont peu utilisables à des températures supérieures à 100°C et sont très sensibles à l'oxydation de l'air.



Images d'aimants terres-rares

Figure I.9. Différents formes des aimants permanents

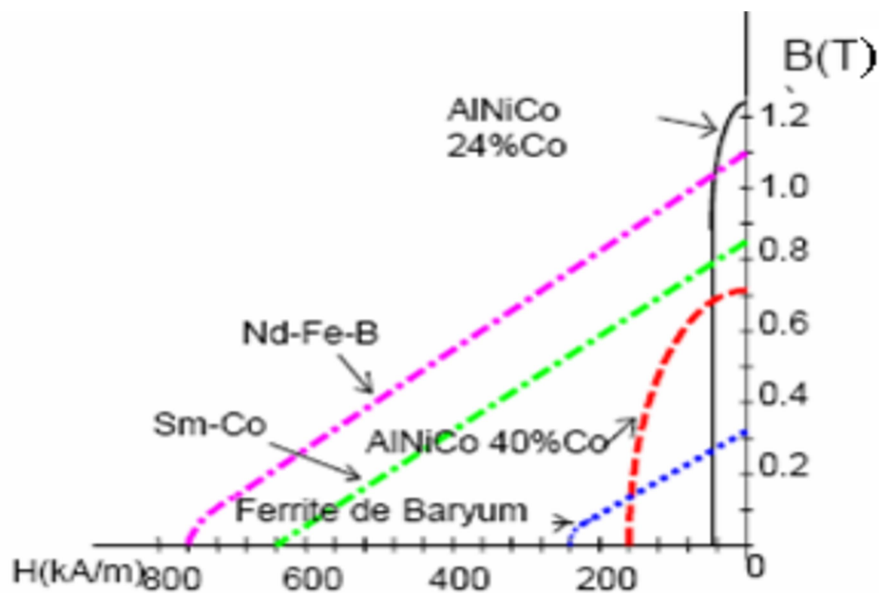


Figure I.10. Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [1].

I.8. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines asynchrones et synchrones 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 par rapport aux moteurs à

courant continu et aux moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples. On cite principalement [25] :

- ✓ Facteur de puissance et rendement élevés 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 MASP.
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bagues-balais dans ces machines.
- ✓ Aucune source d'énergie externe n'est nécessaire (rusticité des aimants)
- ✓ Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur). [26].

I.9. Inconvénients DE LA MSAP

- ✓ L'inconvénient principal de la machine synchrone est que son démarrage n'est pas autonome. Elle est également plus coûteuse à réaliser que la plupart des machines asynchrones.
- ✓ Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire. Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie. Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.
- ✓ Coût élevé des aimants.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ✓ Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- ✓ Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.
- ✓ Technologie coûteuse liée au coût des aimants. Interaction magnétique due au changement de structure. Ondulations de couple.

I.10. Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction.

- ✓ Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- ✓ Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.
- ✓ L'existence de champ magnétique en l'absence de courant est mise à profit pour la réalisation des capteurs, par exemple des capteurs de proximité.
- ✓ Les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- ✓ Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- ✓ Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,

I.11. Conclusion

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

Au niveau de ce chapitre, on a exposé les généralités sur les aimants permanents utilisés dans les MSAP et Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent, ainsi une classification des MSAP selon l'emplacement des aimants au rotor. Puis on a présenté ses avantages et ses inconvénients.

Dans notre travail nous intéressons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique non magnétique. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique.

Dans ce qui suit on va montrer le modèle analytique de la machine synchrone à aimant permanent, en prendre en considération que les aimants cela avaient une aimantation radiale.

Chapitre II : Calcul des performances électromagnétiques des machines synchrones à aimants permanents

II.1. Introduction

Une démarche de pré- dimensionnement, basée sur un modèle analytique, est mise en œuvre. Ce modèle consiste à appliquer le théorème de superposition sur le champ magnétique d'excitation en scindant la structure en deux domaines d'étude caractéristiques. Dans un premier temps, on considère l'ensemble rotor-entrefer en absence des courants. Dans un second temps, on se propose de résoudre l'équation uniquement en tenant compte du stator à la périphérie duquel est distribuée une couche de courants superficiels. La résolution du problème complet consiste alors à sommer les champs magnétiques d'excitation précédemment obtenus.

La recherche d'outils de calcul simples est le premier souci dans un processus de dimensionnement d'un actionneur électrique. Durant la phase de pré dimensionnement, une analyse paramétrique est souvent effectuée, à l'aide de modèles analytiques [27]. Ces modèles, représentant des liens explicites entre les paramètres de dimensionnement et les grandeurs caractéristiques de fonctionnement de l'actionneur, doivent être rapides et faciles à mettre en œuvre.

II.2. Modélisation des machines synchrones à aimants permanents

Le dimensionnement des machines électriques consiste à manipuler des équations mathématiques reliant deux types de paramètres : les paramètres descriptifs du système (grandeurs géométriques et constitutives) et les paramètres caractérisant le fonctionnement du système (par exemple la densité surfacique de courant). Il faut donc pouvoir évaluer quantitativement toutes les variables qui caractérisent le fonctionnement du moteur. Le dimensionnement correspond en fait à l'opération inverse : le cahier des charges définit un fonctionnement à réaliser et nous devons déterminer les grandeurs descriptives du moteur. On parle ainsi de problème direct pour la modélisation et de problème inverse pour le dimensionnement. S'il est nécessaire de disposer d'un modèle de la structure, l'opération de dimensionnement nécessite de mettre au point une méthodologie pour réaliser l'inversion du modèle.

Le dimensionnement du moteur comporte généralement deux étapes principales :

La première étape du dimensionnement consiste en un prédimensionnement sur la base d'un modèle analytique. Il s'agit des solutions symboliques exactes des équations physiques du moteur en faisant au préalable des hypothèses simplificatrices, concordantes avec l'objectif visé, sur la structure et les propriétés physiques de celui-ci.

Les modèles analytiques présentent les avantages suivants :

- rapide et permettent d'explorer au maximum l'espace des solutions dans un temps très court.
- favorise une grande variation de tous les paramètres du modèle dans les limites de validité des équations ce qui permet par exemple de dimensionner des moteurs de puissances très différentes dont tous les paramètres varient dans de grandes proportions.
- Les équations symboliques contiennent un lien explicite entre tous les paramètres et les phénomènes physiques.

Ils sont adaptés aux calculs des performances moyennes, mais peu aux calculs de phénomènes locaux. La deuxième étape du dimensionnement fait appel aux modèles numériques. Les équations physiques de base du moteur sont résolues avec un faible niveau d'hypothèses en utilisant des algorithmes numériques lourds. La méthode des éléments finis est un des exemples de méthodes numériques très utilisées permettant la prise en compte des phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques ou thermiques. Ces méthodes reposent en général sur la décomposition de la structure en petites régions sur lesquelles on suppose une évolution donnée du champ. En regroupant les équations de toutes les régions et en utilisant les conditions aux limites du problème, on peut trouver une valeur approchée du champ dans tous les nœuds et par la suite dans toutes les mailles de la structure.

Ces modèles sont d'autant plus précis que le maillage de la structure est fin. Ils se présentent le plus souvent sous la forme de logiciels génériques dans lesquels on ne fait que décrire la structure géométrique et ses propriétés physiques. En revanche, ils n'offrent pas de lien explicite entre les paramètres mais permettent une analyse détaillée du comportement électromagnétique du moteur prédimensionné et la détermination de ses caractéristiques électromagnétiques (FEM, couple électromagnétique, couple de détente, harmoniques de FEM...). Conformément à cette démarche, nous mettons au point une procédure de prédimensionnement sur la base d'un modèle analytique dont l'objectif est d'obtenir directement une machine physiquement cohérente. Ensuite, nous complétons notre travail par une validation des performances de la solution obtenue par calcul numérique du champ.

Le calcul du champ magnétique dans les machines électriques à 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. Il y a celui créé par le courant de l'enroulement statorique et celui créé par l'aimant permanent monté sur la surface rotorique. Dans notre travail, l'armature du rotor est en Aluminium, sa perméabilité magnétique est donc égale à celle des aimants [28, 29, 30, 31].

Le type de machines que nous étudions est représenté sur la Fig. (II.1). Ces machines sont constituées de deux parties principales :

Stator : Le circuit magnétique du stator est constitué par un empilement de tôles fines en acier sur lesquelles sont taillées les encoches statoriques logeant les conducteurs des enroulements. Les conducteurs au niveau des encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion d'énergie électromagnétique.

Rotor : Constitué d'un aimant monté sur la surface rotorique et d'une armature non magnétique caractérisée par une perméabilité égale à celle des aimants, pour intérêt technico-économique.

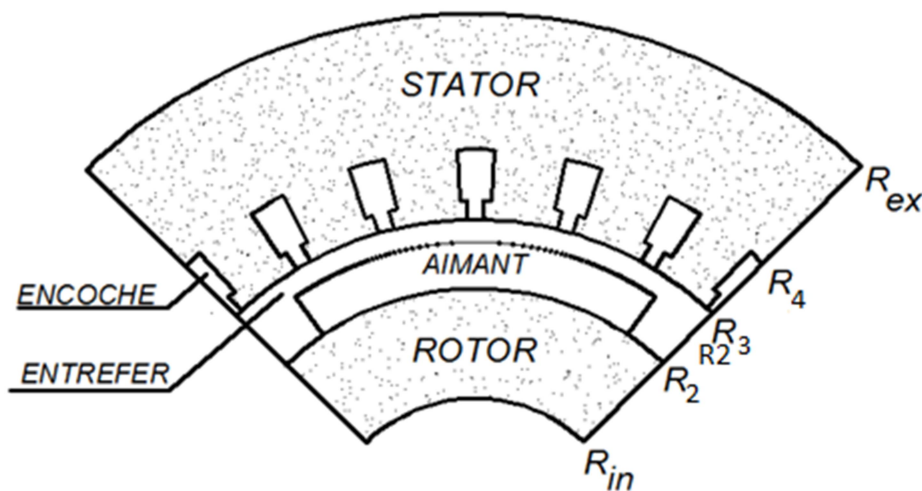


Figure II.1. Structure d'une machine synchrone à aimants.

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 [12], [24],[32], [33], [34].

$$\text{Conservation de flux magnétique : } \text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{II. 1})$$

Les deux équations de couplage :

$$\text{Equation de Maxwell Ampère : } \text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (\text{II. 2})$$

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

Propriétés des matériaux et des milieux :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{II. 4})$$

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. Pour les milieux aimantés cette dernière équation est donnée par

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{M} \quad (\text{II. 5})$$

Où B, H, J, E et 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.2.2. Formulation en potentiel vecteur magnétique

La formulation en potentiel vecteur magnétique \vec{A} est utilisée lorsque les sources de champ sont des densités de courants sources \vec{J} . L'équation (II.1) entraîne l'existence d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que [2], [33]

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (\text{II. 6})$$

L'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique et la combinaison des équations (II.1) à (II.5) (II.6) donnent l'équation générale de répartition du potentiel qui est décrite par l'expression suivante :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} - \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{M} \right) \quad (\text{II. 7})$$

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** [2], [33].

Donc

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

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\vec{J} + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II. 8})$$

Où M_r , M_θ représentent respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation.

Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants, l'équation (II. 8) s'écrit en coordonnées polaires. Les composantes de l'induction magnétique s'expriment par :

$$\begin{cases} B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \\ B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

II.3. Modèle Analytique de résolution

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 (Fig. II.2) :

- $[R_0, R_1]$: Zone (1) contenant les aimants.
- $[R_1, R_2]$: Zone (2) contenant l'entrefer mécanique.

Vu que les machines électriques sont constituées des matériaux différents et comme les lignes de champs sont continuées 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 :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 - \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 = 0 \quad (II. 10)$$

• La condition de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique
Donnée par :

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \wedge \vec{H}_2 = \vec{j}_s \quad (II. 11)$$

Où \vec{j}_s est la densité superficielle de courants.

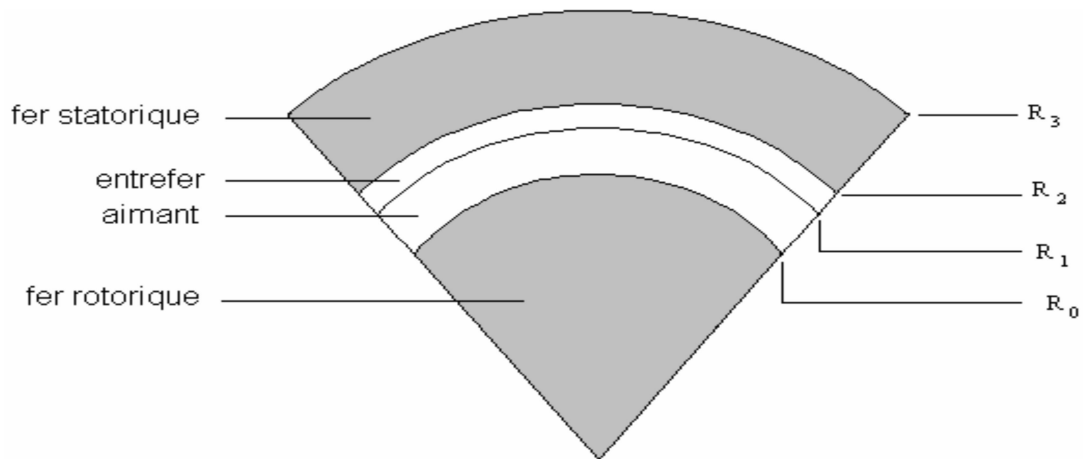


Figure II.2. Structure étudiée sur un pas polaire

II.3.1. Modèle des aimants

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

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

$$M_r(\theta) = \sum_{n=1,2,3\dots}^{\infty} M_{rn} \cdot \cos(np\theta) \quad (II. 12)$$

$$M_\theta(\theta) = \sum_{n=1,2,3\dots}^{\infty} M_{\theta n} \cdot \sin(np\theta) \quad (II. 13)$$

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 d'ordre n des composantes M_r et M_θ .

- Pour une aimantation radiale

$$M_{rn} = \frac{4M}{\pi n} \sin\left(np \frac{\pi}{2} \alpha_p\right) \quad (II.14)$$

$$M_{\theta n} = 0$$

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

La figure (Fig. II.3), montre la forme de l'aimantation radiale sur un pas polaire

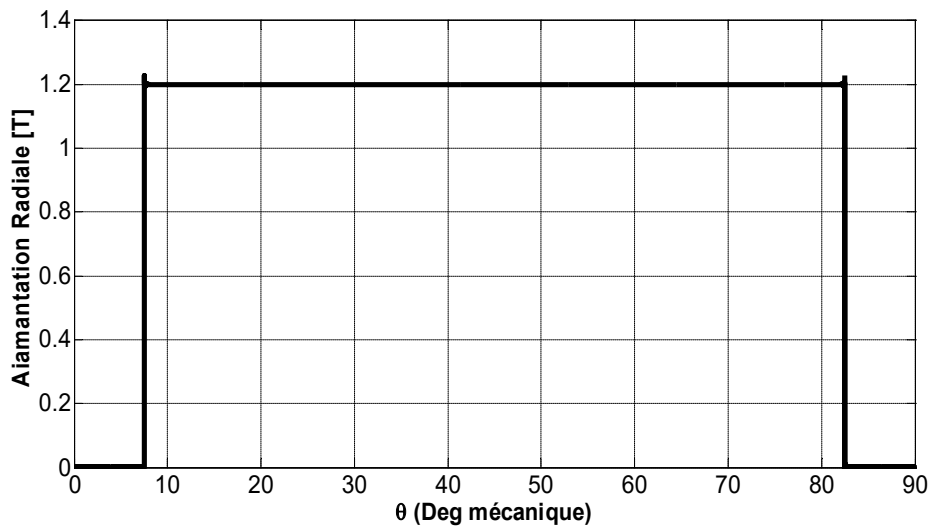


Figure II.3. Forme d'onde d'une aimantation radiale

II.3.2. Modèles des courantes de sources

La machine étudiée présente trois enroulements identiques, régulièrement décalés, de $2\pi/(3p)$ dans l'espace. Si on néglige l'effet de la denture statorique, les ampères-tours injectés dans l'encoche peuvent être alors assimilés à une densité superficielle de courant placée à l'endroit de l'isthme d'encoche (Fig. II. 4).

Au niveau du stator, l'origine des angles est choisie confondue avec l'axe de symétrie d'une phase du bobinage statorique et ainsi, tous les points sont repérés par l'angle θ' . La relation entre les coordonnées statorique et rotorique (θ) s'écrit :

$$\theta' = \theta_0 + \theta + \Omega$$

Où θ_0 représente le décalage initial du rotor par rapport au stator et Ω est la vitesse de rotation mécanique du rotor. Notons que tous les angles sont exprimés en radian mécanique.

L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension contrôlé en courants qui délivre des courants de forme sinusoïdale ou rectangulaire [33].

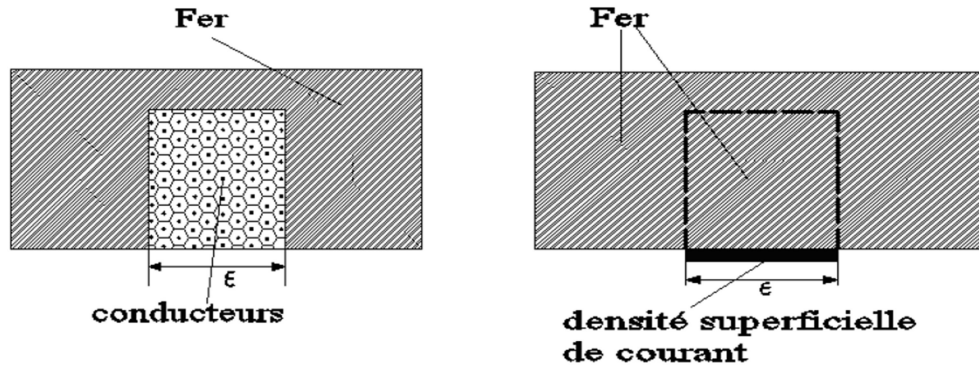


Figure II.4. Modélisation des encoches statoriques [35].

A- Alimentation sinusoïdale

Pour une alimentation sinusoïdale, les courants triphasés sinusoïdaux d'amplitude I_m sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

Les densités superficielles équivalentes, définies dans le repère statorique au niveau du Rayon d'alésage R_3 , s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J_a = \sum_n J_n \cos(np\theta' + \omega t) \\ J_b = \sum_n J_n \cos\left(np\theta' + \omega t - (n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \\ J_c = \sum_n J_n \cos\left(np\theta' + \omega t + (n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

Où

$$j_n = \frac{4pNI_m}{\pi R_3} k_{bn}$$

N étant le nombre de spires dans une encoche et k_{bn} le coefficient de bobinage de l'enroulement statorique exprimé par [33] :

$$k_{bn} = k_{fn}k_{rn}k_{in}k_{dn} \quad (II.17)$$

Les différents coefficients sont exprimés ainsi :

• k_{fn} coefficient de filtrage :

$$k_{fn} = \frac{\sin\left(\frac{np\xi}{2}\right)}{\left(\frac{np\xi}{2}\right)} \quad (II.18)$$

Où ξ représente l'ouverture de l'encoche

• k_{dn} coefficient de distribution :

$$k_{dn} = \frac{\sin(npq\tau_d/2)}{q(\sin(npq\tau_d/2))} \quad (II.19)$$

τ_d Est le pas dentaire.

• k_{rn} Coefficient de raccourcissement :

$$k_{rn} = \sin\left(\frac{np\beta}{2}\right) \sin\left(\frac{np}{2}\right) \quad (II.20)$$

β Est l'angle de raccourcissement.

• k_{in} coefficient d'inclinaison :

$$k_{in} = \frac{\sin(n\gamma_i)}{(n\gamma_i)} \quad (II.21)$$

γ_i Représente 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 :

$$j(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n j_n \cos(np\theta' + \omega t v) \quad (II.22)$$

Avec :

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

Où seules les harmoniques $n = 6m \pm 1$ sont non nulles.

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

$$j(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n j_n \cos(np\theta + (np\Omega + \omega v)t + \theta_0) \quad (II.23)$$

II.4. Détermination des potentiels vecteurs

La détermination du vecteur potentiel dans les différentes parties de la machine est effectuée par la résolution de l'Equation (II .24, II.30).

II.4.1. Potentiel vecteur créé par les aimant

La résolution de ces équations différentielles se fait par séparation de variables. La structure géométrique et la disposition des aimants suggèrent des solutions qui prennent la même forme dans les zones (I) et (II).

✓ Dans l'entrefer mécanique (région I)

$$\Delta AI(r, \theta) = 0 \quad (II. 24)$$

$$\frac{\partial^2 AI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AI}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AI}{\partial \theta^2} = 0 \quad (II. 25)$$

Ainsi, le potentiel vecteur, $AI(r, \theta)$ est de la forme suivante :

$$AI(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} KI(r) * \sin(np\theta) \quad (II. 26)$$

L'équation (20) devienne :

$$\frac{\partial^2 KI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial KI}{\partial r} - \left(\frac{np}{r}\right)^2 \cdot KI = 0 \quad (II. 27)$$

La solution générale de cette équation est :

$$KI(r) = [C_1(r)^{np} + C_2(r)^{np}] \quad (II. 28)$$

Le vecteur potentiel créé dans l'entrefer s'écrit comme suit :

$$AI(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (C_1(r)^{np} + C_2(r)^{np}) \sin(np\theta) \quad (II. 29)$$

Dans les aimants (région II) :

$$\Delta AII(r, \theta) = 0 \quad (II. 30)$$

$$\frac{\partial^2 AI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AI}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AI}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \frac{\partial M_r}{\partial \theta} \quad (II. 31)$$

Ainsi, le potentiel vecteur, $AI(r, \theta)$ est de la forme suivante :

$$A_{II}(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3\dots}^{\infty} K_{II}(r) * \sin(np\theta) \quad (II. 32)$$

L'équation (II. 27) devienne :

$$\frac{\partial^2 K_{II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial K_{II}}{\partial r} - \left(\frac{np}{r}\right)^2 \cdot K_{II} + \frac{1}{r} (npM_{rn}) = 0 \quad (II. 33)$$

La solution générale de cette équation est composée de deux termes ; elle s'écrit ainsi :

$$R_n(r) = K_{hn}(r) + K_{pn}(r) \quad (II. 34)$$

Où $K_{hn}(r)$ est la solution homogène de l'Equation (II. 29), donnée par :

$$K_{hn} = C_3 r^{np} + C_4 r^{-np} \quad (II. 35)$$

Où $K_{pn}(r)$ représentent les termes de la solution particulière de l'Equation (II. 33), qui s'expriment ainsi :

$$K_{pn}(r) = \begin{cases} \frac{npM_{rn}}{n^2p^2 - 1} r & \text{si } n^2p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} npM_{rn} r \ln(r) - 1 & \text{si } n^2p^2 = 1 \end{cases} \quad (II. 36)$$

Alors l'expression du vecteur potentiel créée dans la région des aimants devient :

$$A_{II}(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} [C_3(r)^{np} + C_4(r)^{-np} + K_{pn}(r)] \sin(np\theta) \quad (II. 37)$$

Où C_1, C_2, C_3 et C_4 sont les constantes d'intégrations liées à chaque harmonique d'espace de rang n. Dans le cas où seuls les aimants sont présents, les conditions aux limites qui permettent de calculer ces différentes constantes sont :

- au niveau de rayon d'alésage R_3 :

$$\frac{\partial A_{II}(r, \theta)}{\partial r} \Big|_{r=R_3} = 0 \quad (II. 38)$$

On obtient :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 \cdot R_3^{-2np} & \text{si } n^2p^2 \neq 1 \\ C_1 = C_2 \cdot R_3^{-2} & \text{si } n^2p^2 = 1 \end{cases} \quad (II. 39)$$

- au niveau de rayon R_1 :

$$\left. \frac{\partial AII(r, \theta)}{\partial r} \right|_{r=R_1} = 0 \quad (II.40)$$

On trouve :

$$\begin{cases} C_3 = \frac{R_1^{-2np} C_4 n^2 p^2 - R_1^{-2np} C_4 - R_1^{-np+1} M_{rn}}{n^2 p^2 - 1} & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ C_3 = \frac{C_4}{R_1^2} + \frac{1}{4} 4C_4 + 2(\ln(R_1) + 1)M_{rn} & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (II.41)$$

- au niveau de rayon R_2 :

$$\begin{cases} AI(R_2, \theta) = AII(R_2, \theta) \\ BI_\theta(R_2, \theta) = BII_\theta(R_2, \theta) \end{cases} \quad (II.42)$$

On obtient :

$$\begin{cases} C_2 = -\frac{1}{2} \frac{(R_1^{2np} (R_2^{-np+1} + np \cdot R_2^{-np+1}) - 2R_1^{np+1} + R_2^{np+1} - R_2^{np+1} \cdot np) \cdot R_3^{2np} M_{rn}}{(n^2 p^2 - 1)(R_2^{2np} - R_3^{2n})} & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ C_2 = -\frac{1}{4} \frac{(R_2^2 - R_1^2 + 2 \ln(R_2) \cdot R_1^2 - 2 \ln(R_1) \cdot R_1^2) \cdot R_3^2 M_{rn}}{(R_1^2 - R_3^2)} & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (II.43)$$

$$\begin{cases} C_4 = \frac{1}{2} \frac{(2R_1^{np+1} - R_1^{2np} R_2^{-np+1} - R_1^{2np} np \cdot R_2^{-np+1}) R_3^{2np} + R_1^{2np} R_2^{np+1} (np - 1)}{(np^2 - 1)(R_3^{2n} - R_1^{2n})} & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ C_4 = -\frac{1}{4} \frac{R_1^2 M_{rn} (2R_3^2 \ln(R_2) - 2R_3^2 \ln(R_1) + R_2^2 - R_3^2)}{(R_1^2 - R_3^2)} & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (II.44)$$

Dans notre étude on intéresse surtout au calcul du champ magnétique dans la région I (entrefer) créée par une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique non magnétique, ce qui conduit à $R_1 \rightarrow \mathbf{0}$, on obtient :

$$C_2 = \frac{1}{2} \frac{R_2^{np+1} * R_3^{2np} * M_{rn}}{(n \cdot p + 1)(R_2^{2np} - R_3^{2np})} \quad \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \quad (II.45)$$

$$C_1 = C_2 \cdot R_3^{-2np} \quad (II.46)$$

II.5. 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 :

Paramètres	Symbole	Valeur	Paramètres
Puissance	P	3.7	KW
Intensité du courant de phase	I	10	A
l'ouverture de l'encoche.	ξ	$\frac{1}{3}\tau_d$	M
Longueur active	L_u	90	mm
Nombre d'encoches	Q_s	24	-
Rayon interne du rotor	R_1	23.97	mm
Epaisseur de l'aimant	E_a	3.57	mm
Rayon extérieur de la machine	R4	64.75	mm
Aimantation rémanente	M	1.2	T
Ouverture des aimants	α_p	5/6	-
Nombre de pair de pôles	2ρ	4	-
Perméabilité des aimants	μ_r	1	-
Fréquence	f	50	Hz
Epaisseur de l'entrefer	E_f	0.55	mm

II.I. Tableau des paramètres de la machine [10]

II.5.1. Répartition de l'induction magnétique

On considère, le fonctionnement à vide. Les figures (II.5) et (II.6) représentent la forme d'onde de l'induction Radiale et tangentielle avec stator lisse créées par les aimants à aimantation radiale.

A partir des équations (9) et (12), les inductions radiales et tangentielles dans l'entrefer mécanique s'en déduisent par :

$$B_r(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} \frac{np}{r} [(C_1(r)^{np} + C_2(r)^{np})] \cdot \cos(np\theta) \quad (II.47)$$

Et

$$B_\theta(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} -\frac{np}{r} [(C_1(r)^{np} - C_2(r)^{np})] \cdot \sin(np\theta) \quad (II.48)$$

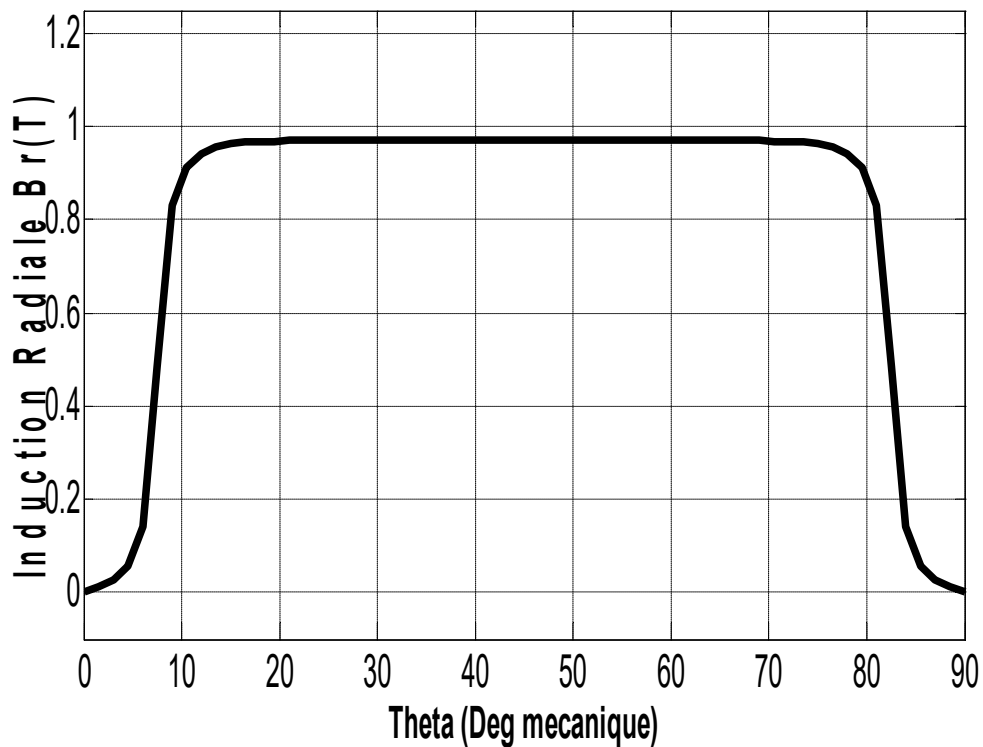


Figure II.5. Forme d'onde de l'induction radiale avec stator lisse

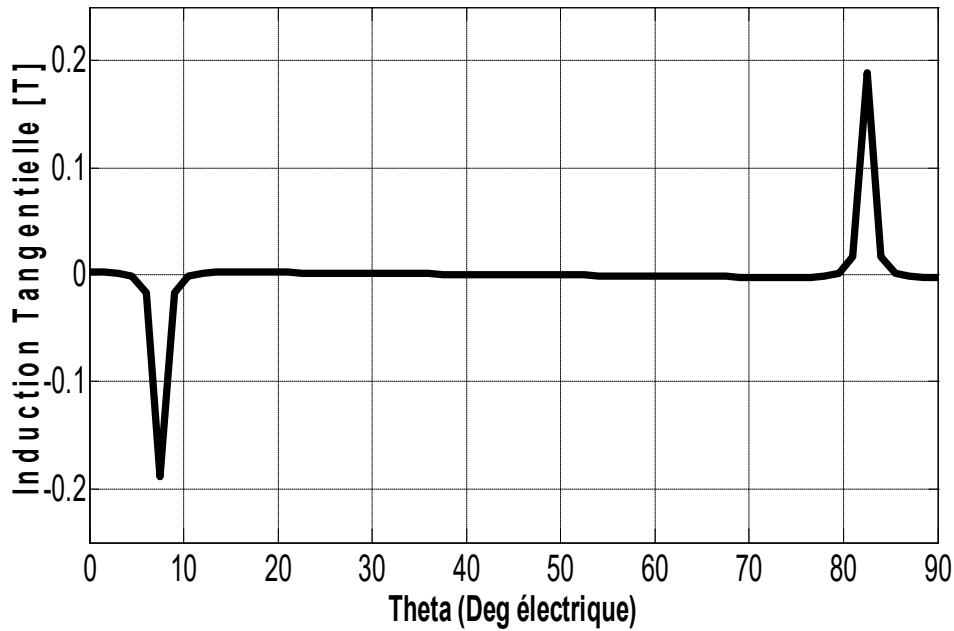


Figure II.6. Forme d'onde de l'induction tangentielle avec stator lisse

II.6. 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.9)

II.6.1. Expression de la force électromotrice

Pour calculer la force électromotrice induite dans une phase statorique, on détermine dans un premier temps, le flux embrassé par les conducteurs de cette phase. L'invariance, par translation suivant l'axe Oz du système étudié, permet d'exprimer le flux produit par les aimants sous la forme suivante :

$$\phi(\omega t) = L_u \int_0^{2\pi} AI(R_3, \theta) C(\theta', t) R_3 d\theta \quad (II.49)$$

$A(R_3, \theta)$ et $C(\theta', t)$ désignent respectivement le potentiel vecteur créé par les aimants Et la densité des conducteurs de la phase considérée. L'expression de $A(R_3, \theta)$ est déduite de La relation (II. 16) et celle de $C(\theta', t)$ est donnée par l'expression suivante :

$$C(\theta') = \sum_{i=1} C_n \cos(np \theta') \quad (II.50)$$

Où

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

L'expression du flux par phase après intégration devient :

$$\phi(\omega t) = \pi L_u \sum C_n (C_1(r)^{np} + C_2(r)^{np}) \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (II.51)$$

La FEM induite se déduit par dérivation. Son expression est la suivante :

$$e(t) = -\frac{d\phi}{dt} = -\pi L_u n\omega \sum C_n (C_1(r)^{np} + C_2(r)^{np}) \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (II.52)$$

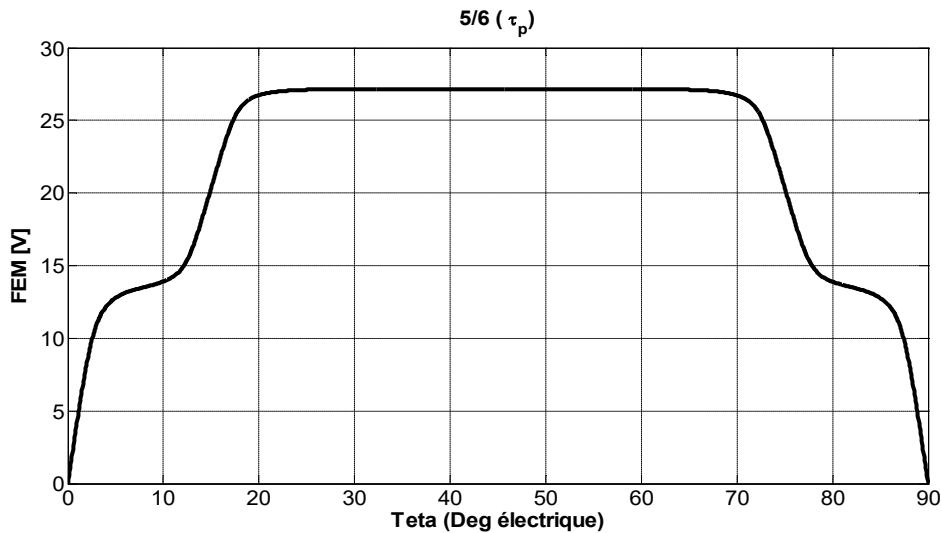


Figure II.7. Forme de la force électromotrice

II.6.2. 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 :

$$\Gamma(\theta) = L_u R^2 \int_0^{2\pi} J_S B_\theta d\theta \quad (II.53)$$

• Pour une alimentation par des courants sinusoïdaux, l'expression du couple est :

$$\Gamma(r, \theta) = \frac{3}{2} \pi p R_3 L_u \sum_{n=1}^{\infty} n J_n C_n (C_1(r)^{np} + C_2(r)^{np}) \cos(np\theta_0 + (n+v)\omega t) \quad (II.54)$$

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

Notons qu'on peut aussi calculer ce couple à partir de l'expression suivante :

$$\Gamma = \frac{p}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(\theta) i_m(\theta) \quad (II.55)$$

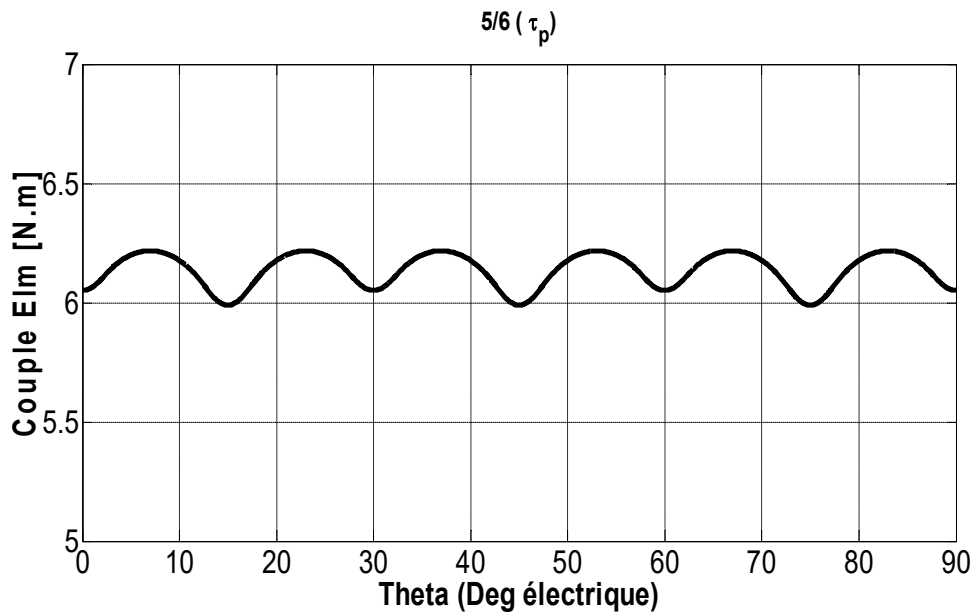


Figure II.8. Forme du couple électromagnétique

II.7. Prise en compte des encoches statoriques dans le calcul du champ par les transformations conformes

II.7.1. Calcul de la perméance d'entrefer

La distribution du champ magnétique, dans le cas d'une machine à stator encoché, est déterminée à partir du produit de l'induction produite par les aimants dans le cas d'un stator sans encoches par la perméance relative de l'entrefer $\lambda(r, \theta)$ [30]. Pour déterminer la

perméance complexe, on utilise une technique analytique qui permet de déterminer la Distribution du champ suivant la forme géométrique de l'encoche. La méthode est basée sur la théorie des transformations conformes [30, 36, 37, 38, 39].

II.7.1.1. Transformations conformes des encoches

Une transformation conforme est la représentation d'une surface limitée dans le plan d'une autre variable complexe [30, 36, 37]. Quand on cherche à déterminer la distribution du champ entre deux limites équipotentiels d'une forme non uniforme, le principe de base de la méthode sera expliqué dans l'exemple d'une encoche infiniment profonde comme le montre la Fig. II.9.

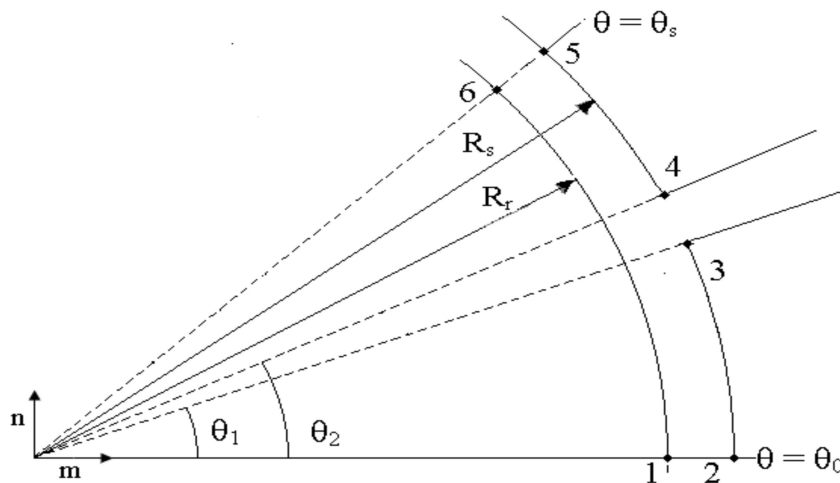


Figure II.9. Ouverture d'encoche infiniment profonde présentée dans le plan s.

Quatre transformations conformes sont exigées pour transformer notre entrefer encoché en un entrefer lisse dans lequel la solution du champ est connue. La Figure.II.10 montre cela. Le plan S contient la forme initiale avec encoches ; le plan K contient l'entrefer lisse tandis que Les plan Z, W, et T sont utilisés pour des transformations intermédiaires [30, 36].



Figure II.10. Les transformations utilisées.

(a) Transformation du plan S au plan Z

La géométrie avec encoches du plan S, dans son arrangement circulaire d'origine, doit être transformée en un modèle linéaire dans le plan Z. Pour ce faire, on utilise une transformation Logarithmique, conforme, qui transforme les systèmes de coordonnées cylindriques en un système de coordonnées cartésiennes [30, 36, 40]. La transformation logarithmique entre le plan S et le plan Z est donnée par :

$$z = \ln(s)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} s = m + jn = re^{j\theta} \\ z = x + jy \end{cases} \quad (II.56)$$

Le lien entre les coordonnées dans les plans S et Z est :

$$\begin{cases} x = \ln(r) \\ y = \theta \end{cases} \quad (II.57)$$

(b) Transformation du plan Z au plan W

La prochaine étape est de transformer la structure géométrique du plan Z en celle du plan W en utilisant la transformation de Schwarz-Christoffel [38]

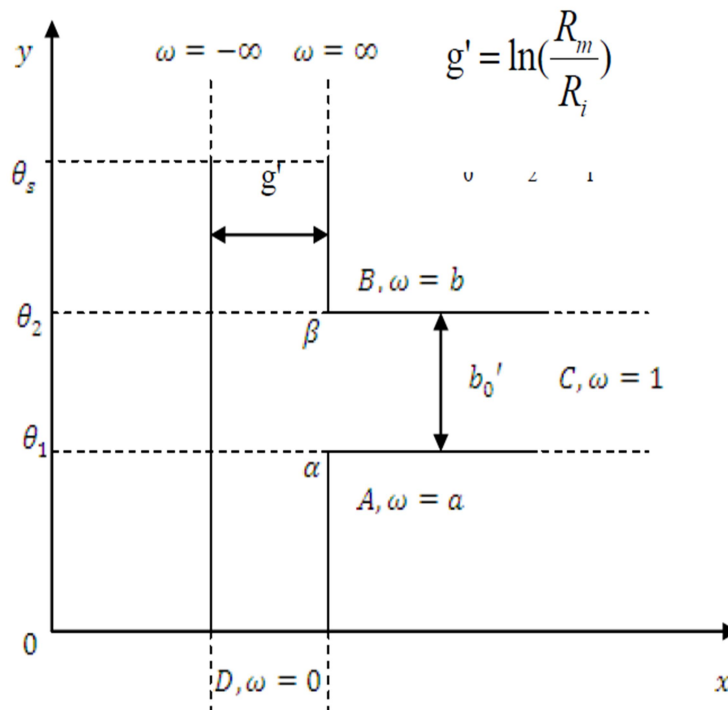


Figure II.11. Ouverture de l'encoche dans le plan Z

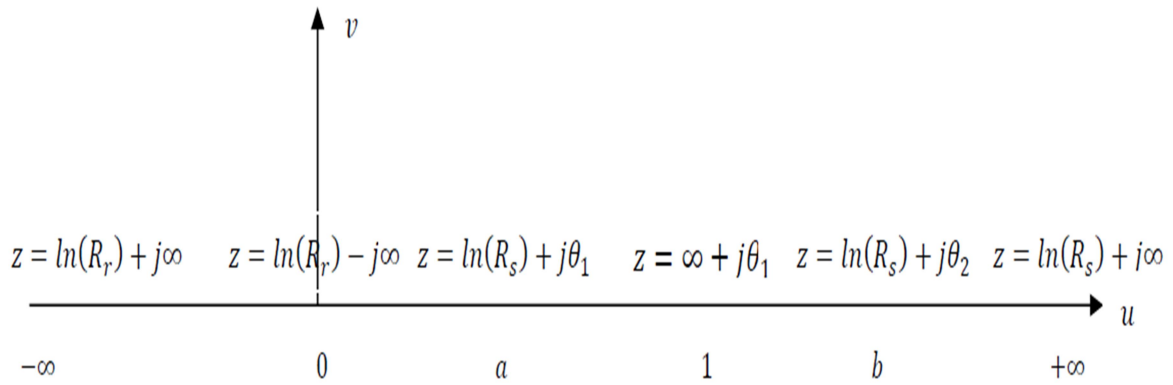


Figure II.12. L'ouverture d'encoche dans le plan W.

(c) Transformation du plan W au plan T

Pour trouver la distribution du champ dans la région de l'encoche, une autre transformation du plan T, montré dans la figure (II.12) au plan W, montré dans la figure. (II.14) est exigée. Cette transformation est donnée par [38] :

$$t = j \frac{g'}{\pi} \ln \omega + \ln(R_s) + j \frac{\theta_s}{2} \quad (II.58)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dz}{d\omega} = j \frac{g'}{\pi} \frac{(\omega - a)^{0.5} (\omega - b)^{0.5}}{(\omega - 1)\omega} \\ z = j \frac{g'}{\pi} \left[\ln \left| \frac{1+p}{1-p} \right| - \ln \left| \frac{b+p}{b-p} \right| - \frac{2(b-1)}{\sqrt{b}} \tan^{-1} \frac{p}{\sqrt{b}} \right] + c \end{array} \right. \quad (II.59)$$

Avec

$$p = \sqrt{\frac{b-w}{w-a}}$$

$$c = \ln R_s + j\theta_2$$

Les constantes a et b qui représentent les valeurs de ω dans les coins sont données par

$$\left\{ \begin{array}{l} b = \left[\frac{b'_0}{2g'} + \sqrt{\left(\frac{b'_0}{2g'}\right)^2 + 1} \right]^2 \\ a = \frac{1}{b} \end{array} \right. \quad (II.60)$$

(d) Transformation du plan T au plan K

La dernière transformation change les deux plaques parallèles (Fig. II.12) en une forme circulaire qui modélise l'entrefer d'un moteur PM non encoché. Pour accomplir cela une transformation exponentielle est utilisée, dont la forme est la suivante :

$$\begin{cases} k = e^t & \text{soit} \\ k = R_s e^{j(\frac{g'}{\pi} \ln \omega + \frac{\theta_s}{2})} \end{cases} \quad (II.61)$$

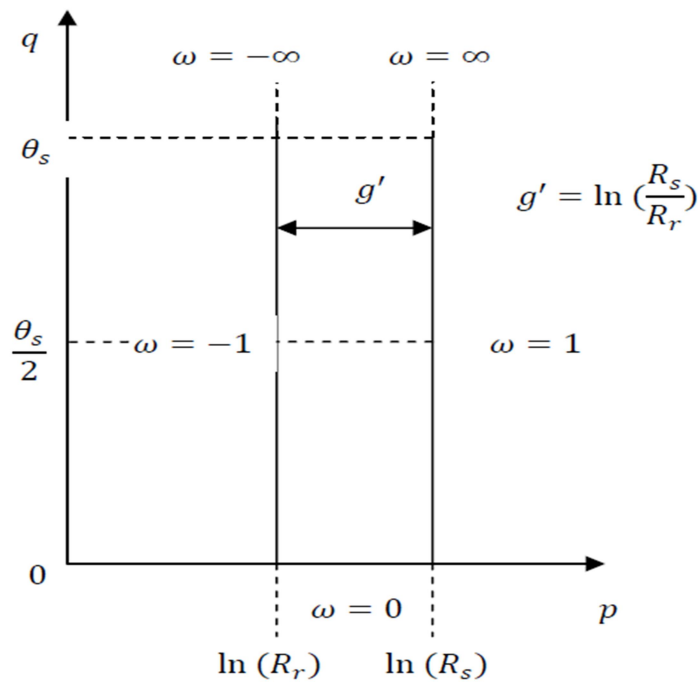


Figure II.13. Ouverture d'encoche dans le plan T

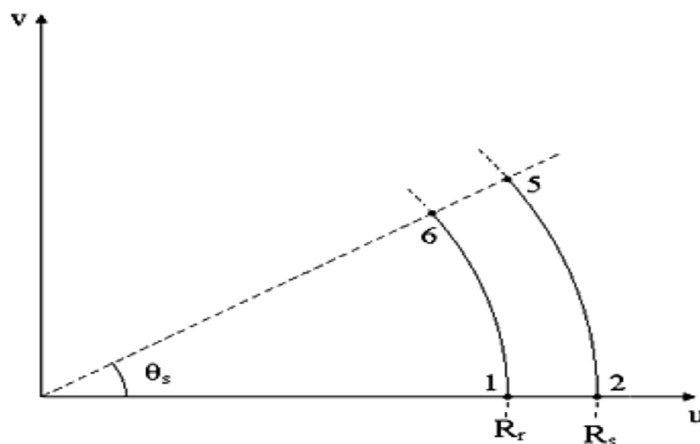


Figure II.14. Ouverture d'encoche dans le plan K

II.7.1.2. Forme du champ dans le plan S

D'après la théorie des nombres complexes, on sait que n'importe quelle fonction de variable complexe $s = m + jn$ dans le plan S satisfait l'Equation de Laplace [30]. Ces Fonctions sont dites fonctions conjuguées. Soit $k = u(m; n) + jv(m; n)$; une fonction quelconque de s, donc les fonctions u et v satisfont l'équation de Laplace.

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 u}{\partial m^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial n^2} = 0 \\ \frac{\partial^2 v}{\partial m^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial n^2} = 0 \end{cases} \quad (II. 62)$$

De plus, ces fonctions vont satisfaire aussi les conditions de Cauchy-Riemann :

$$\begin{cases} \frac{\partial u}{\partial m} = \frac{\partial v}{\partial n} \\ \frac{\partial v}{\partial n} = -\frac{\partial u}{\partial m} \end{cases} \quad (II. 63)$$

D'après les calculs développés par [30], [42], [38], on peut écrire l'induction dans le Plan S sous la forme suivante :

$$B_s = B_k \left(\frac{\partial k}{\partial s} \right)^* \quad (II. 64)$$

$$\frac{\partial k}{\partial s} = \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial s} = \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial s} = \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial s} \frac{\partial z}{\partial t} \quad (II. 65)$$

Les dérivées partielles dans l'Equation (II. 65) sont définies par des transformées

Conformes entre les plans complexes correspondants :

$$\begin{cases} \frac{\partial k}{\partial t} = e^t = e^{lnk} = k \\ \frac{\partial t}{\partial \omega} = j \frac{g' 1}{\pi \omega} \frac{(\omega - 1)\omega}{(\omega - a)^{0.5}(\omega - b)^{0.5}} \\ \frac{\partial z}{\partial t} = \frac{1}{s} \end{cases} \quad (II. 66)$$

La substitution des Eqs. (II. 64) et (II.65) dans l'Eqs. (II. 66) produit :

$$B_s = B_k \left[\frac{k}{s} \frac{(\omega - 1)\omega}{(\omega - a)^{0.5}(\omega - b)^{0.5}} \right]^* \quad (II. 67)$$

Puisque B_s est l'induction dans l'entrefer encoché, alors la partie de l'Eq. (II. 67), qui multiplie B_k , peut être définie comme la perméance relative complexe de l'entrefer λ . L'Eq. (II. 67) devient alors :

$$B_s = B_k \lambda^* \quad (II. 68)$$

Avec

$$\lambda = \left[\frac{k}{s} \frac{(\omega - 1)\omega}{(\omega - a)^{0.5}(\omega - b)^{0.5}} \right] \quad (II. 69)$$

Puisque k est une fonction de t qui est une fonction de ω et s ; la coordonnée connue dans la géométrie actuelle, qui est aussi fonction de ω , la perméance complexe est indirectement une fonction non linéaire de ω . Le problème majeur est que ω est liée à z par une équation non linéaire. S'il est demandé d'évaluer l'induction en un certain point géométrique dans l'entrefer encoché dans le plans, la valeur de z , qui correspond à ce point dans le plan Z , peut être calculée simplement sachant que $z = \ln(s)$.

Une technique itérative est exigée pour résoudre cette équation non linéaire et déterminer la valeur de ω pour z donné. L'algorithme de l'optimisation des moindres carrés linéaires construit via MATLAB (fonction `lsqnonlin`) a été utilisé pour résoudre ce problème.

La norme résiduelle qui est minimisée est définie comme :

$$\|F\|^2 = [Re(z - z(\omega))]^2 + [Im(z - z(\omega))]^2 \quad (II. 70)$$

Où le z est la valeur réelle et $z(\omega)$ est la valeur a , calculée en utilisant l'Eq. (II. 58) avec ω issue de l'itération courante. Puisque λ est un nombre complexe, il peut être écrit sous la forme suivante :

$$\lambda = \lambda_a + j\lambda_b \quad (II. 71)$$

Les formes d'ondes résultantes des parties réelles et imaginaires de λ , sont montrées en Fig. III.15. Ces deux formes d'onde se répètent avec chaque ton de l'encoche. Elles peuvent être exprimées sous la forme de série Fourier pour donner la fonction de la perméance relative complexe pour toutes les positions angulaires au milieu de l'entrefer. La série de Fourier est donnée par :

$$\lambda_a(r, \theta) = \lambda_0(r) + \sum_{n=1}^{N_\lambda} \lambda_{an}(r, \theta) \cos(nQ_s\theta) \quad (II.72)$$

$$\lambda_b(r, \theta) = \sum_{n=1}^{N_\lambda} \lambda_{bn}(r, \theta) \sin(nQ_s\theta) \quad (II.73)$$

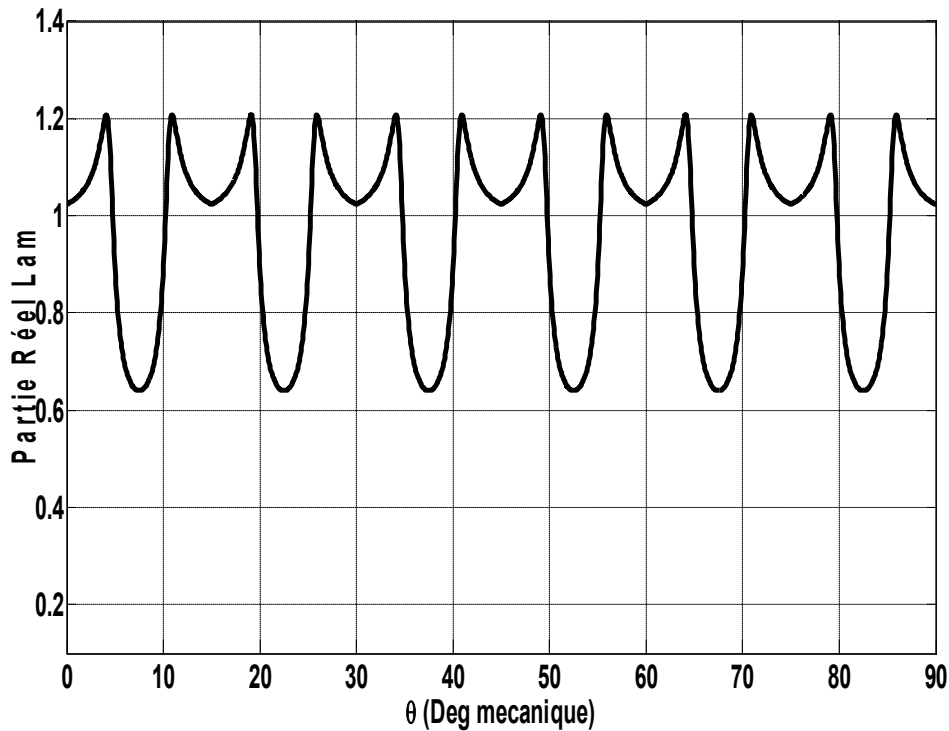
Où Q_s est le nombre d'encoches et N_λ est l'ordre maximal des coefficients de Fourier. Les coefficients Fourier λ_{an} et λ_{bn} sont calculés à partir des formes d'onde représentées sur la Fig. (II. 15) en utilisant la transformation de Fourier discrète.

On peut déterminer les expressions de l'induction radiale et tangentielle créées dans l'entrefer à stator encoché, en multipliant les expressions calculées précédemment Eqs. (II. 40) et (II. 42) où la perméance complexe est donnée par l'Eq. (II. 71) :

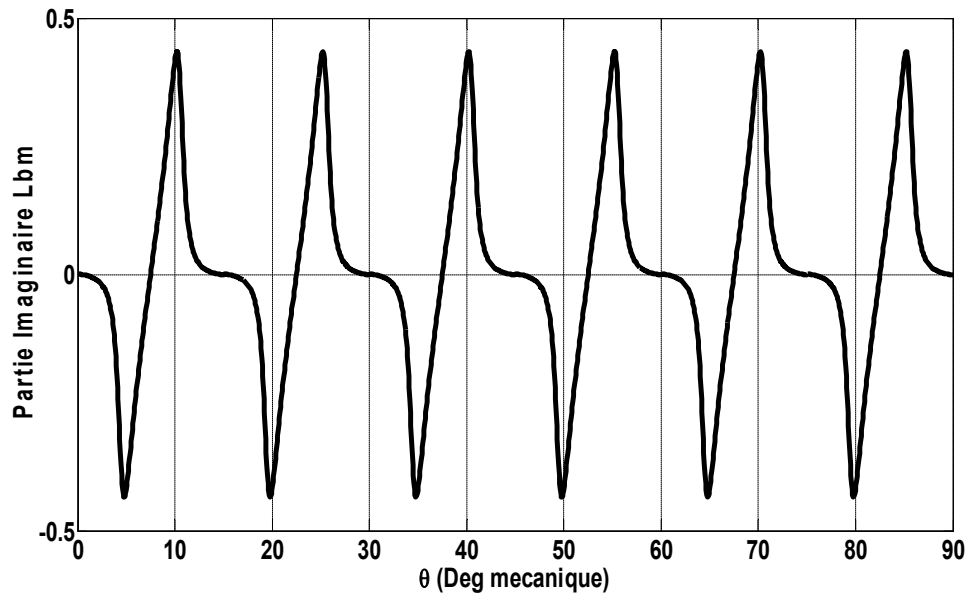
$$B_{sr} = Re(B_k \lambda^*) = Re[(B_{ar} + jB_{a\theta})(\lambda_a - j\lambda_b)] = B_{ar}\lambda_a + B_{a\theta}\lambda_b \quad (II.74)$$

Et

$$B_{s\theta} = im(B_k \lambda^*) = im[(B_{ar} + jB_{a\theta})(\lambda_a - j\lambda_b)] = B_{a\theta}\lambda_b - B_{ar}\lambda_a \quad (II.75)$$



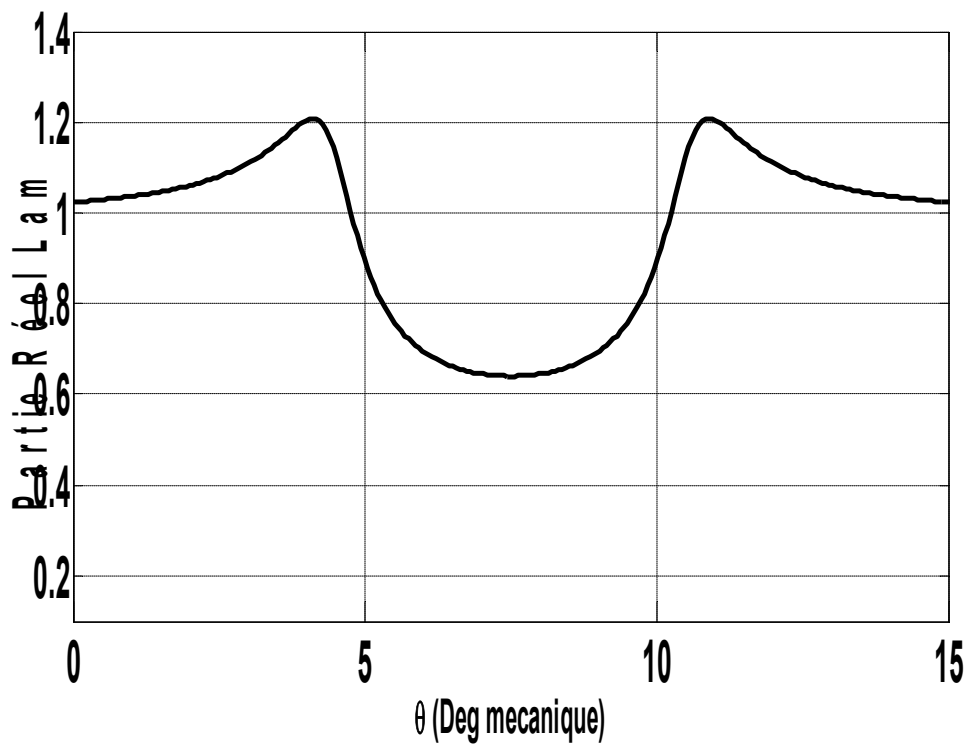
(a)



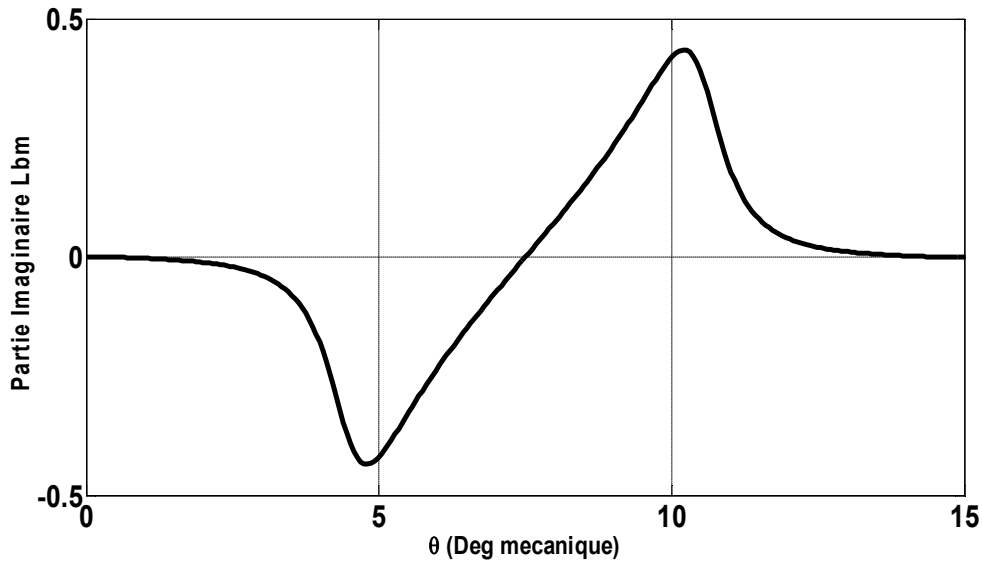
(b)

Figure II.15. Variations de la perméance complexe dans l'entrefer dans un pas polaire

(a) Partie réelle (b) Partie imaginaire



(a)



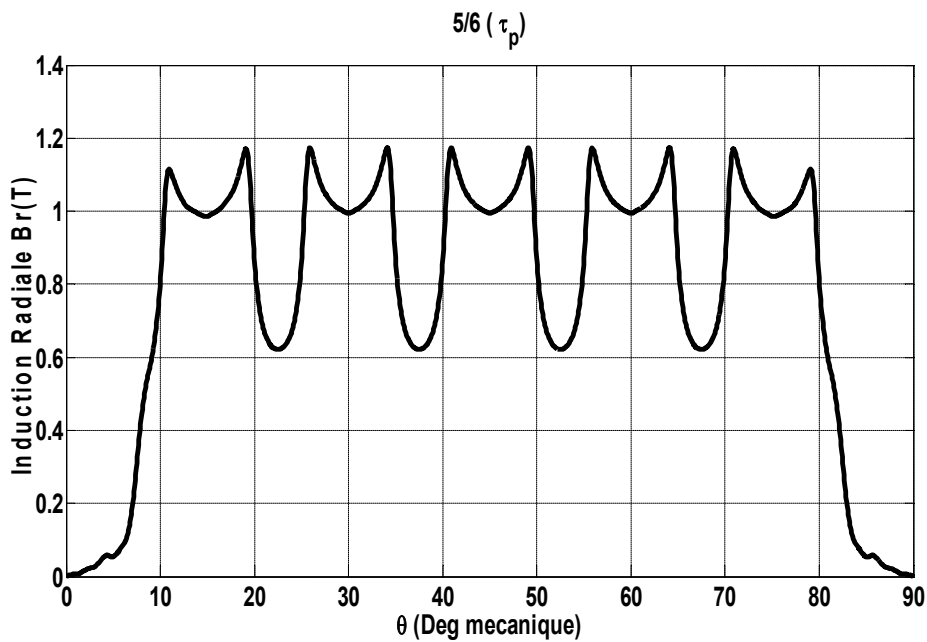
(b)

Figure II.16. Variations de la perméance complexe dans l'entrefer dans un pas dentaire

(a) Partie réelle (b) Partie imaginaire

II.8. Distribution de l'induction magnétique à vide

On considère, que les enroulements statoriques ne sont pas alimentés, donc c'est le fonctionnement à vide. Le Figure (III.17) représente respectivement la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour une aimantation radiale.



(a)

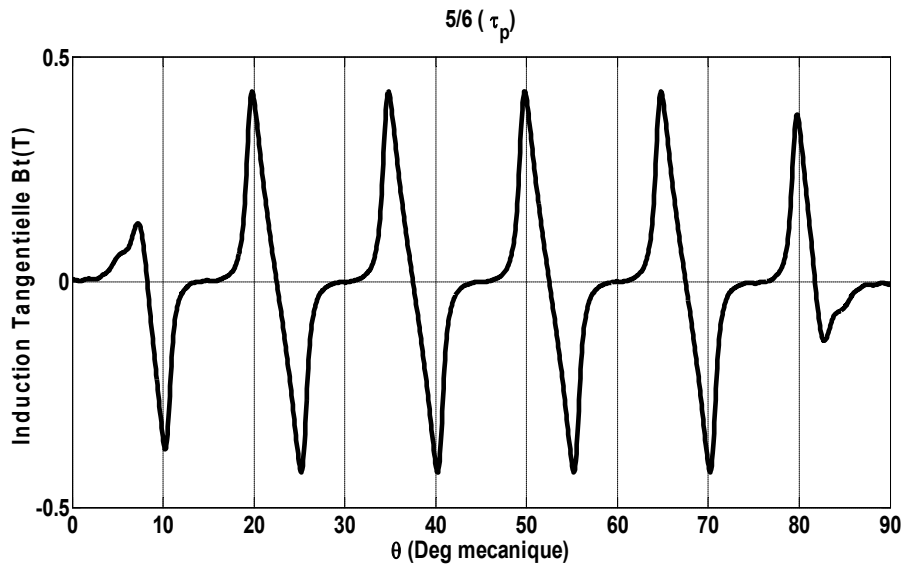


Figure II.17. Répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées dans l'entrefer à stator encoché : (a) induction radiale. (b) induction tangentielle

II.9. Conclusion

Le modèle analytique développé dans notre étude, permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques caractéristiques du fonctionnement pour une machine à aimants montés sur la surface du rotor. La conception et le dimensionnement des machines électriques est une étape très importante dans la construction de ces dernières.

Au niveau de ce chapitre, les expressions des grandeurs électromagnétiques développées contiennent les paramètres géométriques qui permettent une étude rapide et souple du comportement dimensionnel de la structure sans encoches (stator lisse) excitée par des aimants permanents montés sur la surface rotorique. On constate que la répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par le sens de l'aimantation des aimants.

Ensuite, nous avons introduit de nouveaux concepts pour les calculs analytiques de champ dans les machines à aimants permanents montés sur la surface rotorique avec un stator encoché. Le concept de perméance complexe a été développé avec des transformations conformes des encoches dans plusieurs domaines. Puis, nous avons ramené les résultats au plan initial qui est le cas réel de machine. Ces transformations nous ont aidé à calculer facilement les composantes radiale et tangentielle de l'induction dans l'entrefer.

Chapitre III : Validation par la Méthode des Eléments Finis

III.1. Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

L'objectif de toute démarche est d'affiner le modèle en analysant avec précision les phénomènes électriques et magnétiques. On distingue souvent deux méthodes : analytique et par éléments finis (parfois une troisième approche consiste à coupler les deux !).

La modélisation permet de s'affranchir de ces difficultés si l'on possède des modèles de machine électrique dédiés au diagnostic, c'est-à-dire des modèles de fonctionnement sains mais aussi des modèles de fonctionnement en présence de défaut. En effet, les méthodes de modélisation jouent actuellement un rôle important dans la capitalisation des connaissances de l'état de la machine, du procédé et de la caractérisation des défaillances. Il existe à ce jour plusieurs méthodes de modélisation adéquates comme la méthode des éléments finis, la méthode des réseaux de perméance ou des méthodes analytiques. Grâce à ces approches, il est possible de décrire le comportement de la machine en présence d'un défaut et de permettre ainsi de caractériser son influence.

III.2. Les méthodes numériques

Nous distinguons deux techniques principales de résolution des équations des champs

Électromagnétiques :

a) méthode des différences finies (D.F) : le maillage est, souvent, un quadrillage rectangulaire sur les nœuds pour lesquels est effectuée la discrétisation de l'équation différentielle associée à la décomposition en série de Taylor du potentiel scalaire.

b) méthode des Eléments Finis (E.F) : autorisent l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur desquels le potentiel est approché par un polynôme ; la résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments.

La méthode des éléments finis permet de représenter finement les différentes grandeurs dans le système. Cependant, les résultats obtenus restent « gourmands » en ressources informatiques, et ne peuvent donc pas être directement exploités dans les structures actuelles

de commande ou de **diagnostic**. La détermination des champs électromagnétiques est d'un grand intérêt pour la conception des machines électriques. L'analyse de ces phénomènes électromagnétiques est basée sur la résolution des équations de Maxwell dont la complexité est telle qu'elle est exclue dans la plupart des cas du formalisme analytique [42].

III.2.1. La méthode des éléments finis

III.2.1.1. Présentation la méthode des éléments finis

Historiquement, les premiers développements de la méthode des éléments finis ont été proposés par Richard Courant dans les années 1940, mais ce sont les mécaniciens qui ont développé, popularisé et démontré l'efficacité de cette méthode dans les années 1950-1960.

En 1970, Silvestre et son équipe de l'université MC Gill à Montréal se sont intéressés, à l'adaptation de cette méthode, à la résolution des problèmes elliptiques de l'Electrotechnique.

La méthode des éléments finis est fréquemment utilisée pour modéliser précisément et finement des systèmes électrotechniques. Cette méthode permet de tenir compte de la géométrie de la machine et permet une approche systématique des problèmes magnétiques.

De plus un couplage entre les grandeurs électriques, mécaniques et magnétique peut être réalisé.

Les éléments finis permettent également une étude tridimensionnelle, ce qui apporte une très grande finesse dans la connaissance du système.

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques [43].

III.2.1.2. 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 [37], par la relation suivante :

$$F = \frac{1}{2} \int \left(\left[\int_0^B H dB \right] - 2JA \right) d\tau \quad (\text{III. 1})$$

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. III. 1) sont les plus utilisés [44]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'algorithme de numérotation automatique. L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi :

$$A^{(e)}(x, y) = a^{(e)} + b^{(e)}x + c^{(e)}y \quad (\text{III. 2})$$

La discrétisation de la forme intégrale (Fig. III. 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 :

$$[M][A] = [S] \quad (\text{III. 3})$$

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 [37].

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 [37].

La résolution permet de déterminer les inconnues en deux étapes :

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

$$[A] = [L][D][L]^T \quad (\text{III. 4})$$

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

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

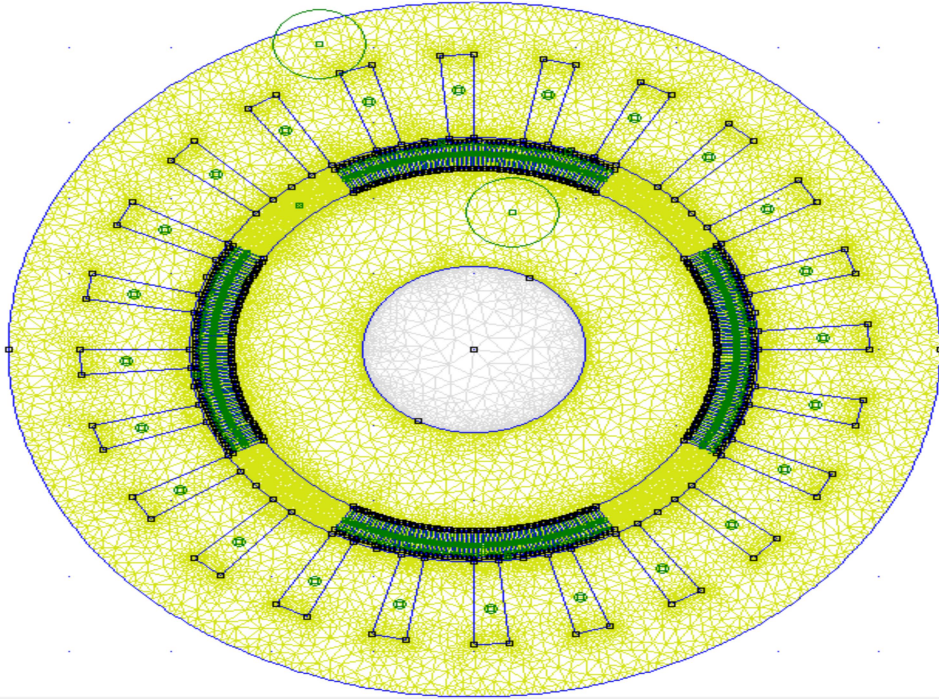


Figure III.1. Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D.

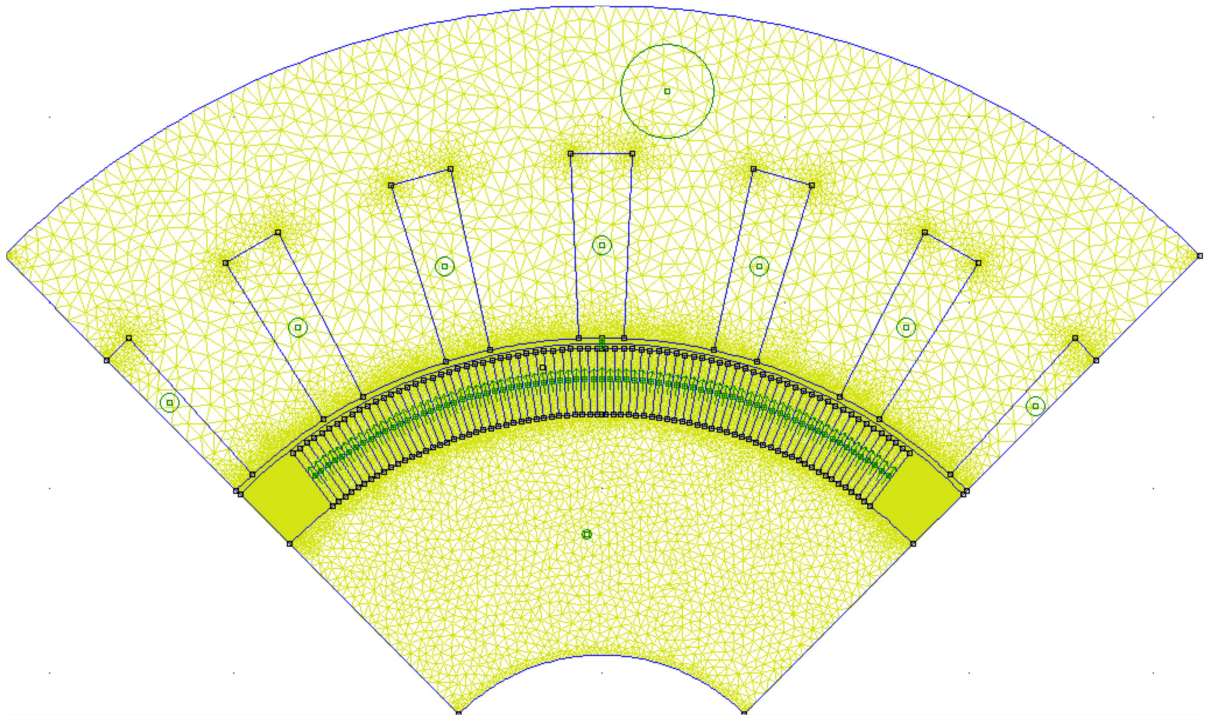


Figure III.2. Maillage par éléments finis d'un pas polaire

III.2.1.3. Le principe du calcul par éléments finis

Le principe du calcul par éléments finis est de diviser la structure de la machine étudiée en nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état magnétique de la structure complète et donc d'effectuer des calculs de flux, de force, et d'inductance.

L'intérêt de cette méthode de calcul est qu'elle permet, comme tout calcul théorique, d'avoir accès aux trois étapes de manière indépendante. La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournit une solution approchée du problème étudié.

Le domaine d'étude est décomposé en un nombre fini d'éléments polygonaux qui forment le maillage. La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les nœuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolation appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément. Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode des résidus pondérés et la méthode variationnelle [37]

Nous étudions dans ce chapitre la modélisation de la machine en régime statique. Cette étude permet d'avoir les caractéristiques magnétostatiques de la machine. Pour y parvenir nous avons mis en place le code de calcul le logiciel FEMM, simple à utiliser, moins adaptable mais plus rapide à mettre en œuvre, permettant de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage

III.2.1.4. Le logiciel FEMM

Est une suite de programmes modulaires utilisés pour résoudre les problèmes magnétostatique et électrostatique en deux dimensions (axisymétrique ou plan) ; le femm peut diviser en trois parties essentielles : [45]

- ✓ **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 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.

L'utilisation de la méthode numérique de calcul par éléments finis nous apporte plusieurs avantages : la prise en compte de la géométrie de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotorique. D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et l'alimentation), en changeant simplement les données du programme de calcul d'où une grande souplesse d'utilisation. Ainsi ce code de calculs permet de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage. La modélisation par élément finis permet d'étudier avec précision l'effet des défauts sans autant détruire la machine.

III.3. Validation du modèle analytique

L'utilisation des méthodes analytiques pour la résolution des équations aux dérivées partielles est pratiquement impossible 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, 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. (III.4) pour une aimantation radiale, 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 types d'aimantation radiale, sont identiques qu'elles soient obtenues par le calcul analytique ou par le calcul basé sur la méthode des éléments finis.

III.3.1. Distributions du champ magnétique stator lisse

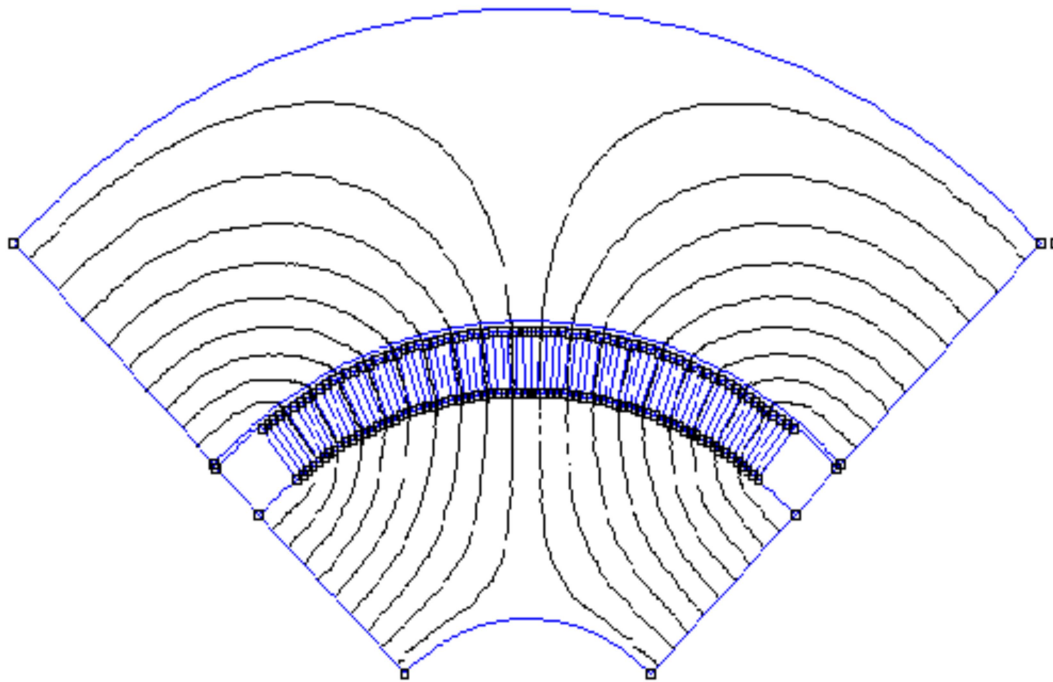
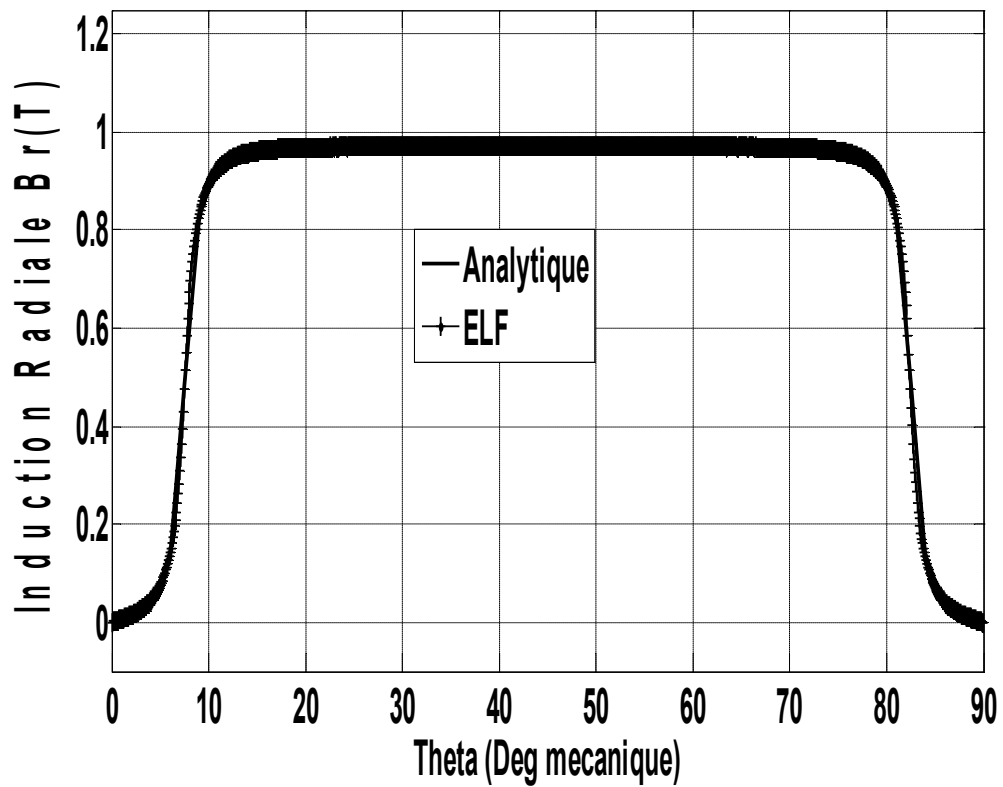


Figure III.3. Distributions du champ magnétique stator lisse

Figure III.4. Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator lisse

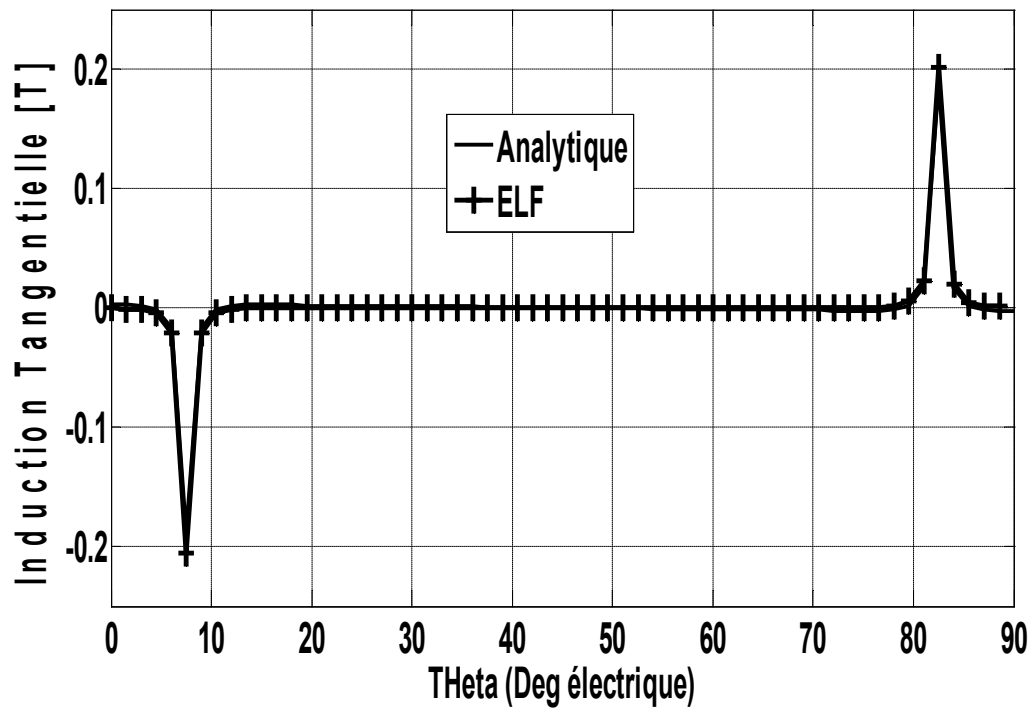


Figure III.5. Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator lisse

III.3.2. Distributions du champ magnétique stator encoché

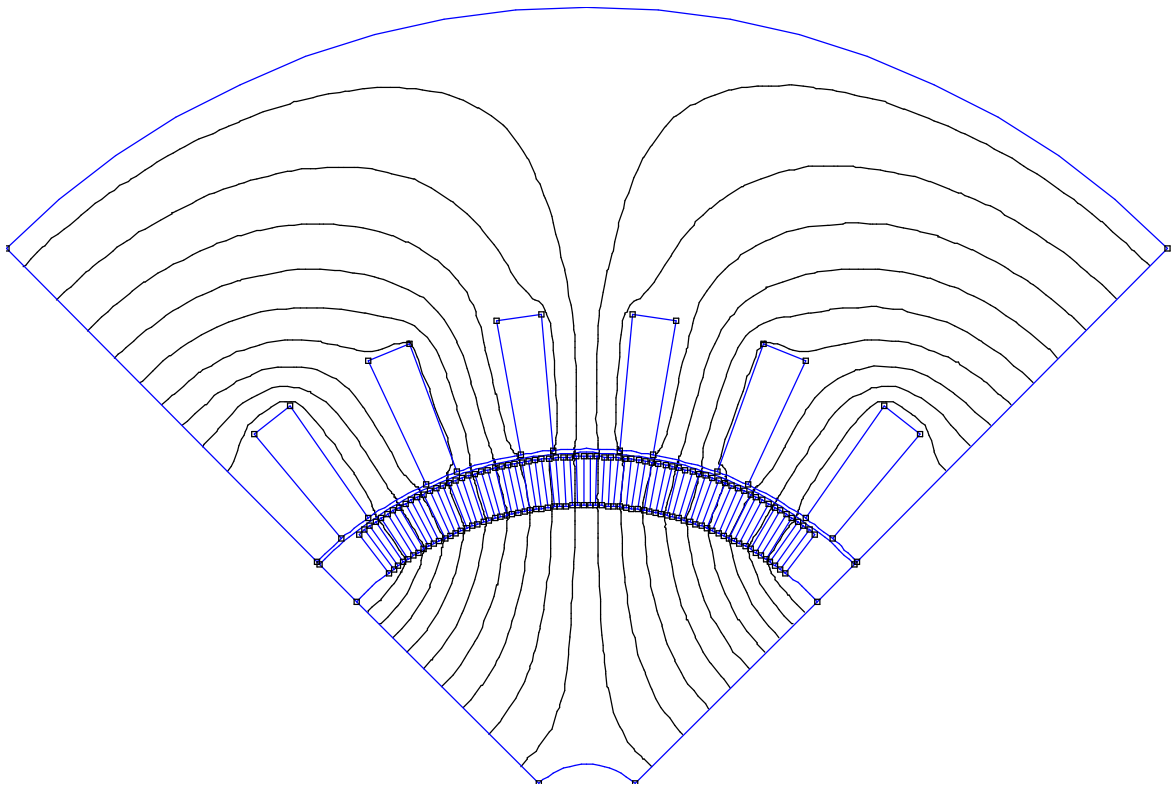


Figure III.6. Distributions du champ magnétique stator encoché

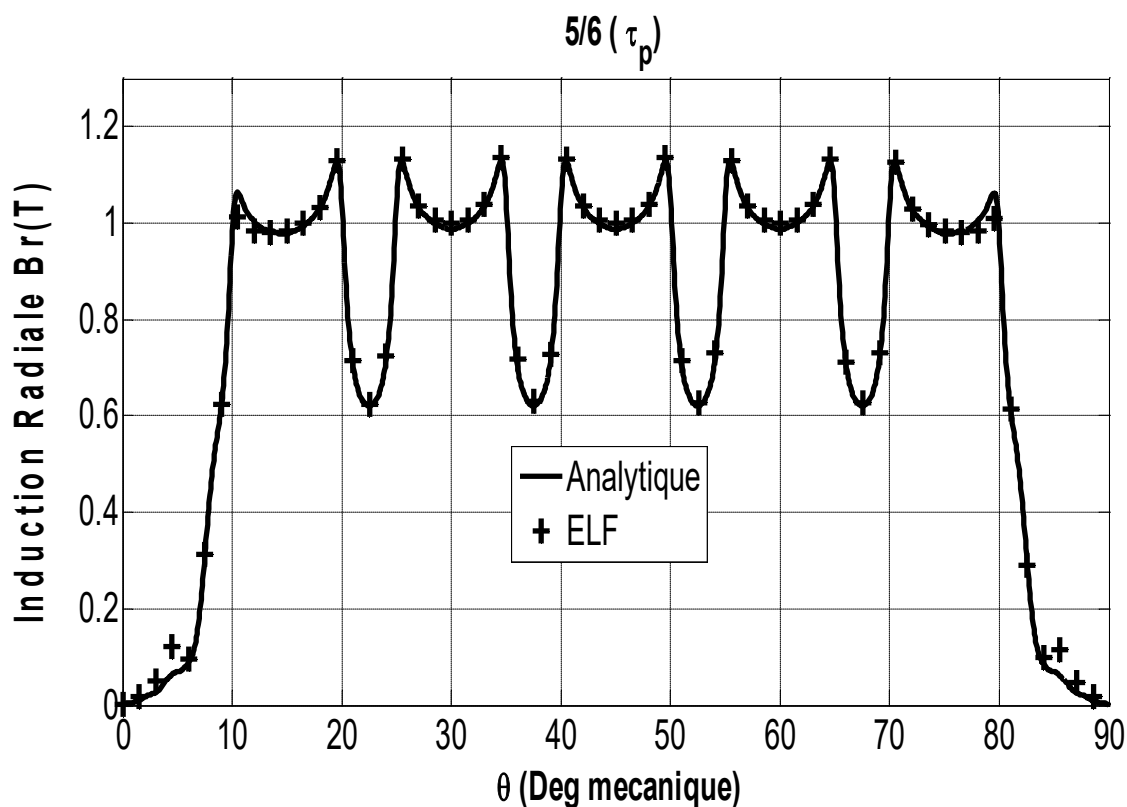


Figure III.7. Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator encoché

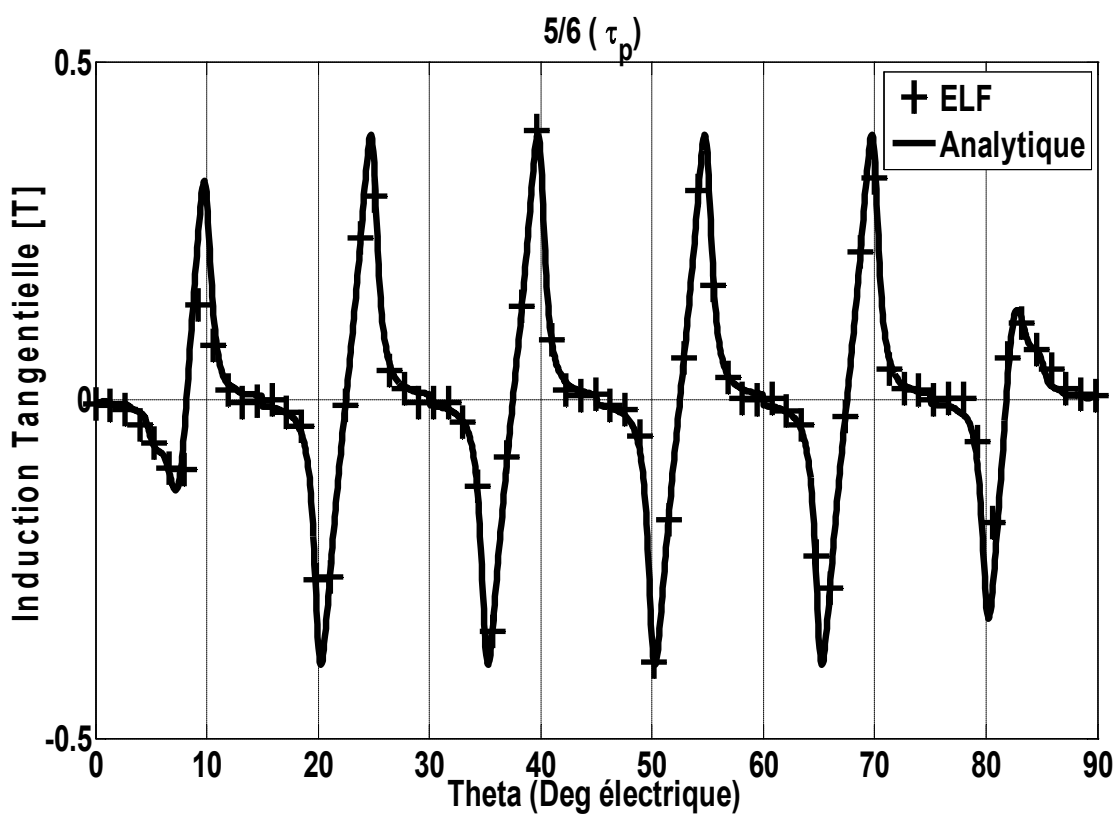


Figure III.8. Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator encoché

III.4. Calcul du couple de détente

Le couple de détente est un couple pulsatoire dû à l'interaction de la denture statorique avec les aimants rotorique. En d'autres termes, c'est un couple dû à la variation de l'énergie magnétique au sein du moteur lorsque le rotor tourne à vide. Le couple de détente développé par la structure étudiée est calculé en considérant le moment des forces de Laplace s'exerçant sur l'ensemble des dents de la machine. D'après les calculs développés par [30, 37].

Le couple de détente développé par la structure étudiée peut être calculé à partir de :

III.4.1. Tenseur des contraintes de Maxwell

L'origine du couple de détente est l'interaction entre les dents statorique et les aimants montés sur la surface rotorique [46]. On peut calculer ce couple à partir du tenseur des contraintes de Maxwell, après avoir calculé la force totale exercée sur un corps dans un champ électromagnétique [30] :

$$\vec{t}_m = \left(\vec{n} \cdot \frac{\vec{B}}{\mu_0} \right) \cdot \vec{B} - \vec{n} \cdot \frac{1}{2} \frac{|\vec{B}|^2}{\mu_0} \quad (\text{III. 5})$$

Où \vec{n} et \vec{B} sont respectivement la normale sortante de la surface (S) et le vecteur l'induction.

Le vecteur \vec{t}_m peut se décomposer en deux composantes : selon la direction de \vec{B} et perpendiculairement à la surface (S) (Fig. III.9).

Le vecteur d'induction est la somme vectorielle de la composante radiale et de la composante tangentielle :

$$\vec{B} = \vec{B}_r \cdot \vec{a}_r + \vec{B}_\theta \cdot \vec{a}_\theta \quad (\text{III. 6})$$

Avec :

$$\vec{n} = \vec{a}_r$$

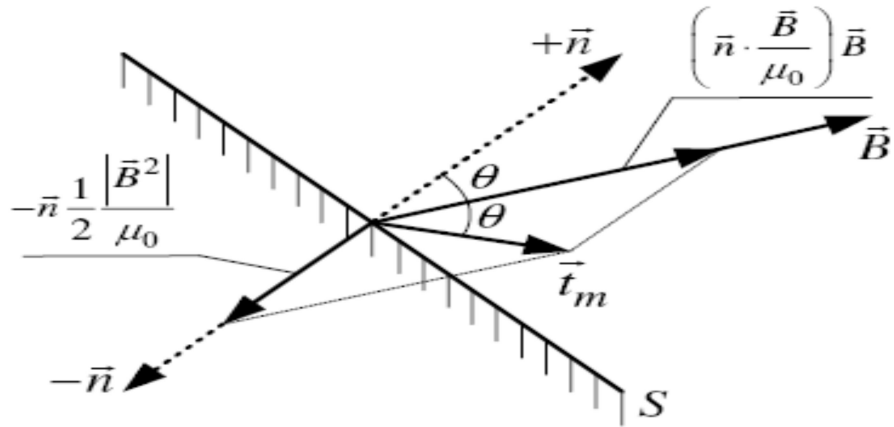


Figure III.9. Relation entre \vec{t}_m , \vec{n} et \vec{B}

Par une combinaison des Eqs. (III.21) et (III.22) on obtient :

$$\vec{t}_m = \frac{1}{\mu_0} B_r (B_r \cdot \vec{a}_r + B_\theta \cdot \vec{a}_\theta) - \vec{a}_r \cdot \frac{1}{2} \frac{|\vec{B}|^2}{\mu_0} \tag{III.7}$$

$$= \frac{1}{\mu_0} \left(B_r^2 - \frac{1}{2} |B|^2 \right) \vec{a}_r + \frac{1}{\mu_0} B_r \cdot B_\theta \cdot \vec{a}_\theta \tag{III.8}$$

On s'intéresse à la composante tangentielle du vecteur \vec{t}_m pour calculer le couple de détente.

$$T = \frac{1}{\mu_0} l_\alpha R^2 \int_0^{2\pi} B_r(\theta) B_\theta(\theta) d\theta \tag{III.9}$$

Où l_α est la longueur active de la machine et où R est le rayon d'alésage.

La forme du couple de détente, sur un pas dentaire, est représentée par la Fig. (III.10)

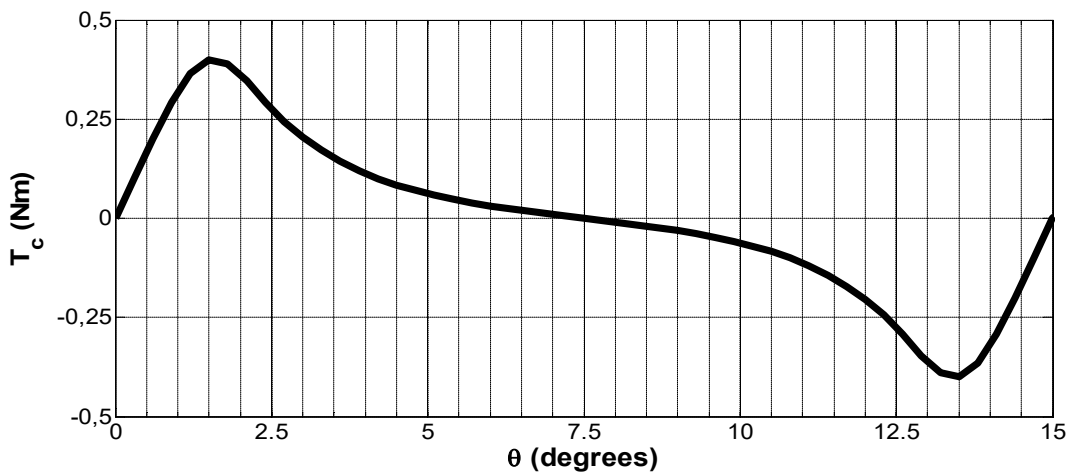


Figure III.10. Couple de détente (aimantation radiale)

III.5. Etude paramétrique

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

III.5.1. Influence des paramètres géométriques de la machine

III.5.1.1. Influence de l'épaisseur des aimants

Les figures (III.11) et (III.12) représentent la variation de l'induction radiale et tangentielle créée par les aimants radiaux en fonction de l'épaisseur des aimants au milieu de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à l'épaisseur de l'aimant utilisé. La variation de l'épaisseur des aimants influe également sur les valeurs de l'induction moyenne et de l'induction maximale.

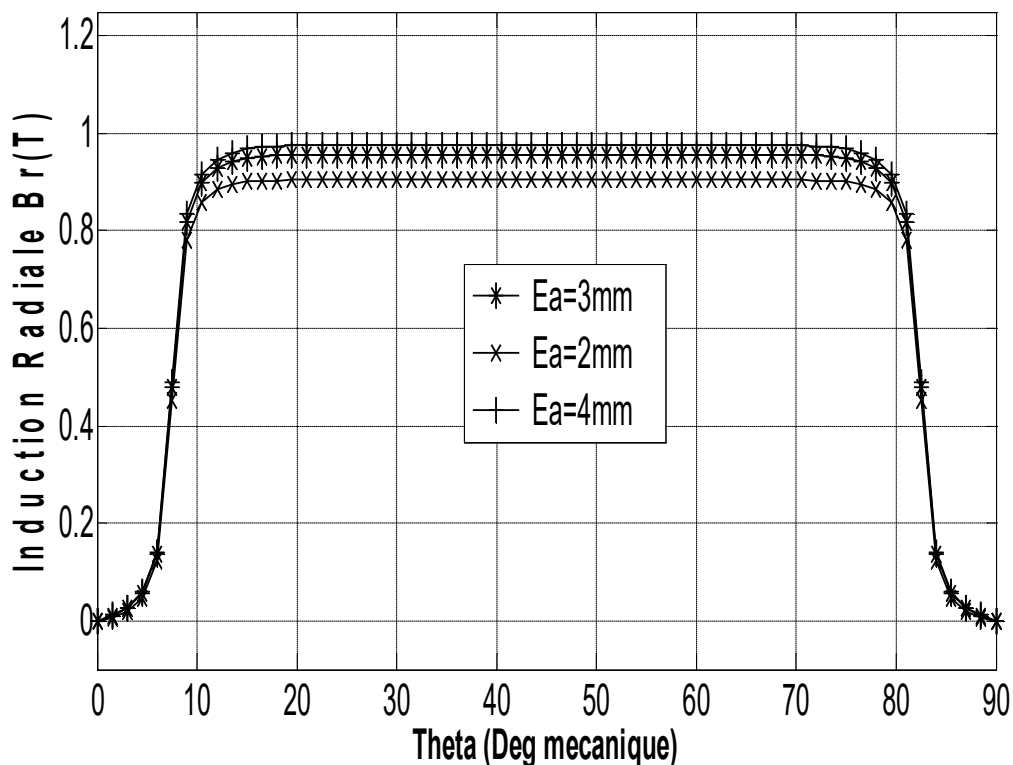


Figure III.11. Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale.

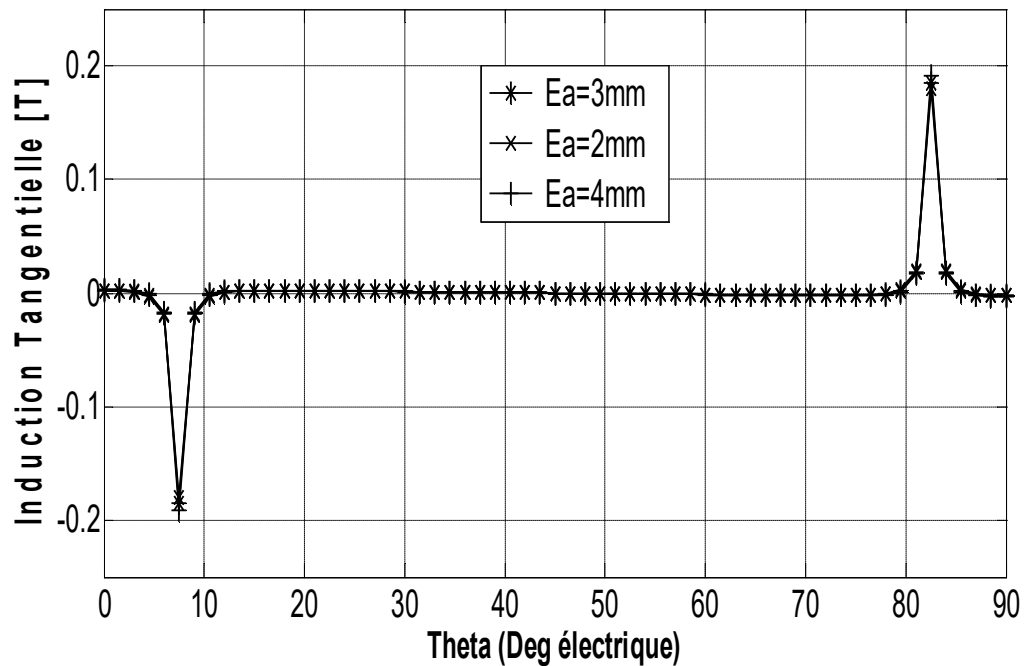
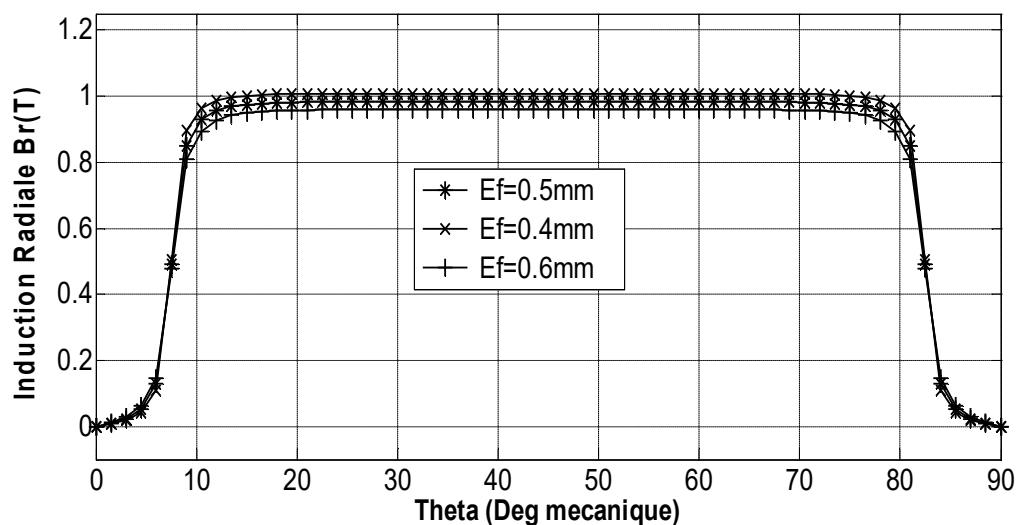


Figure III.12. Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle.

III.5.1.2. Influence de l'épaisseur de l'entrefer

La Figure (III.13) et (III.14) représentent la variation de l'induction radiale et tangentielle créée par les aimants radiaux en fonction de l'épaisseur de l'entrefer au milieu de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à l'épaisseur de l'entrefer utilisé. La variation de l'épaisseur de l'entrefer influe diminue l'amplitude de l'induction moyenne et de l'induction maximale.



III.13. Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction radiale.

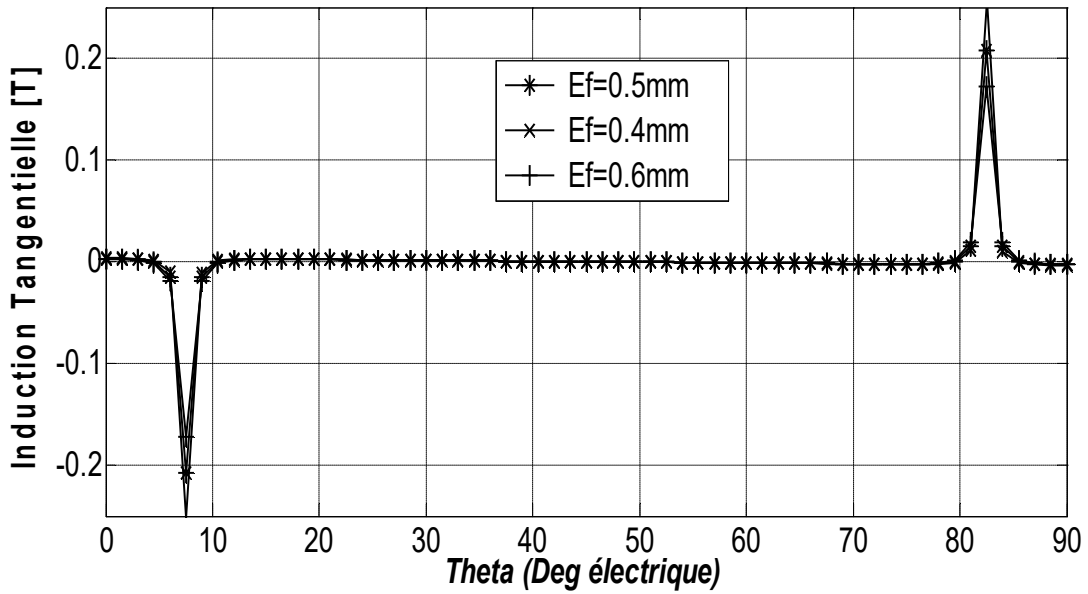


Figure III.14. Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction tangentielle.

III.5.1.3. Influence de l'ouverture des aimants

L'ouverture des aimants détermine la forme d'onde. Elle passe d'une forme proche d'une sinusoïde pour les petites ouvertures à des formes quasi-trapézoïdales pour des ouvertures proches du pas polaire. En effet, la valeur maximale de l'induction reste inchangée toutefois, l'ouverture des aimants ne modifie pas d'une manière apparente la valeur crête de l'induction. Les figures (III.15) et (III.16). Montré la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour différentes ouvertures des aimants au milieu de l'entrefer.

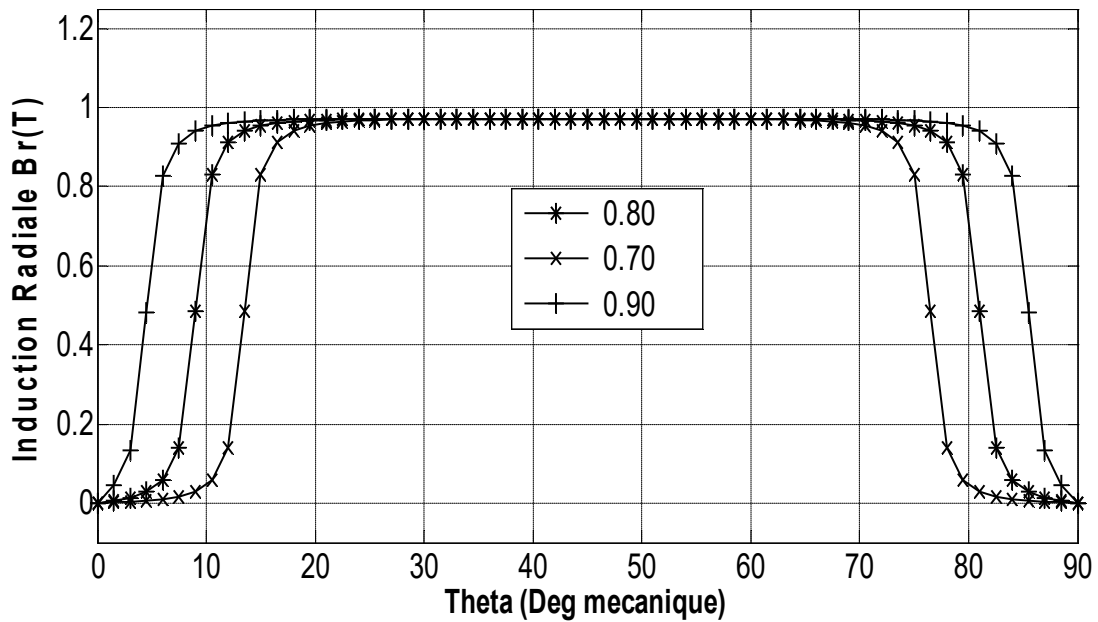


Figure III.15. Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction radiale.

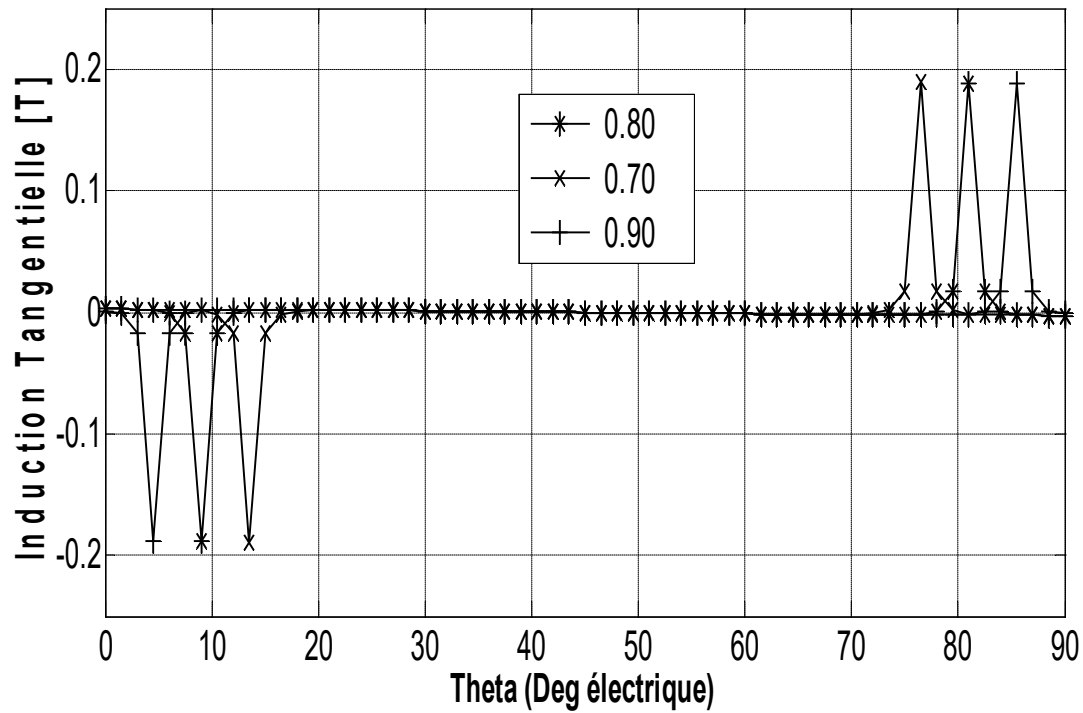


Figure III.16. Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction tangentielle.

III.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 non magnétique.

Le Calcul du couple de détente est essentiel pour savoir les bonnes performances de la machine.

La répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par les dimensions des aimants. Pour une épaisseur d'aimant donnée, une sélection des ouvertures relatives des aimants permet d'agir sur la forme d'onde de l'induction radiale.

CONCLUSION GENERALE

Les aspects liés à la conception des machines électriques à aimants sont multiples. Ils concernent le type d'aimant, la structure de la machine, le mode d'alimentation et le type de commande qu'on ne peut dissocier.

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer un modèle d'étude bidimensionnel, utilisant des solutions analytiques, pour dimensionner les différentes structures des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique.

Le modèle d'étude développé, basé sur la résolution analytique des équations du champ, donne des expressions explicites entre les performances de la machine et ses paramètres de dimensionnement.

Il constitue ainsi un outil efficace pour l'analyse des différentes configurations de machines étudiées.

Il permet, en particulier dans une procédure de dimensionnement suivant les contraintes qu'impose le cahier des charges, de dégager rapidement les solutions envisageables.

Nous avons utilisé des techniques de calcul, pour déterminer le champ dans le cas d'un stator encoché.

Ces techniques sont les transformations conformes basées sur le développement géométrique, par ce que grâce à ces transformations nous avons déterminé une relation entre les paramètres définit dans le plan à stator lisse encoché.

Nous avons exprimé l'induction dans le plan réel de la machine, multipliant la fonction perméance complexe par l'expression montrée dans le plan sans encoche. Pour ce qui concerne le couple de détente, il est propre aux structures des machines à aimants permanents avec encoches au stator.

C'est un couple parasite qui à lui seul peut être une source de rejet de ce type de machines. Le couple de détente accentue les ondulations du couple résultant et il est nécessaire de chercher des stratégies pour le minimiser et même l'annuler.

Cependant ; ces ondulations, liées à la structure de l'inducteur, peuvent être réduites soit par utilisation des aimants à une ouverture optimale, pour avoir un couple de faible amplitude. Le modèle numérique développé, qui est basé sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la structure réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, de son mode d'alimentation. A l'aide de cet outil, on a validé les résultats obtenus par le calcul

analytique. Ce modèle peut être exploité pour analyser certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **R. LATEB** : « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps », Thèse de doctorat d'I.N.P. L, de Nancy (France), octobre. 2006.
- [2] **Y. OUAZIR** : « Calcul des performances d'une machine synchrone à aimants permanents à entrefer lisse », Thèse de Magister, ENP, Juillet. 1997.
- [3] **M. KADJOUDJ** "Contribution à la Commande d'une MSAP ", Thèse De Doctorat D'état Université De Batna, 2003.
- [4] **M. LEROY** : « Etude et mise au point de moto-ventilateurs à hautes performances pour l'aéronautique », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2006.
- [5] **A. SELLOUM** « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP » PFE Université Ferhat Abbes, Sétif 2002.
- [6] **J. CARON, J. HAUTIER** « Modélisation et Commande de la machine Asynchrone », Technique et documentation, Paris, 1995.
- [7] **R. IBTIOUEN** : « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une Machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, avril. 1993.
- [8] **A. IVANOV-SMOLENSKI** : Machines électriques Tome 2. Livre, Technique Soviétique, 1983.
- [9] **M. KOSTENKO et L. PIOTROVKI** : Machines électriques Tome 2. Livre, Technique Soviétique, 1979.
- [10] **L. HADJOUT** : « Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone Autopilotée à aimants à rotor lisse », Thèse Magister, ENP, Alger, Algérie, juin. 1994.
- [11] **F. Gillon** : « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à Commutations électroniques », Thèse doctorat, université de Lille, France, Décembre 1997.
- [12] **M. Oubidar, S. Ben Daoud**. Machine Synchrone/Asynchrone, Projet de fin d'étude en ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010
- [13] **M.S. Mahgoun**. Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés, Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), 2012

- [14] **H. Aïd, W. Aina.** Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université Abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013
- [15] **FREDERIC. GILLON :** « Modélisation et optimisation par plans D'expérience d'un moteur à commutation électronique ». Thèse de Doctorat de L'Université de Lille (France), Décembre 1997.
- [16] **Chenadec, J.** «Les machines synchrones -Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones». 2001
- [17] **Zhu Z.Q., Howe D.,** Instantaneous Magnetic Field distribution in Brushless permanent Magnent DC Motors, IEEE Trans. On Magnetic, Vol.29, No 1, Jan 1993, pp136-158 ZhuZ.Q. Howe D., Mitchell
- [18] **MAHFOUDHI R.,** Étude et conception d'un moteur synchrone à aimants permanents et Commutation électronique pour un équipement de traction électrique, Université Laval, Québec, thèse de Doctorat (Ph. D), 1992
- [19] **HARMIM S.,** Étude analytique de machines synchrones à aimants permanents. Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, Grenoble, thèse de Doctorat (Ph. D), 1993
- [20] **FIGUEROA J., RADAOROZANDRY L., Cros J., Viarouge P.,** Comparative analyses of surface Mount PM Motors structures for a traction application, ICEM'2006, Chaina, Crète Island, Grèce, 2-5 sept. 2006
- [21] **SEBASTIAN T. SLEMON G.,** Transigent torque and short circuit capabilités of variable speed Permanent magnet Motors, IEEE Transactions On Magnetic, Vol. MAG-23, No. 5, Septembre 1987, pp. 3619-3621.
- [22] **SEBASTIAN T. SLEMON G, RAHMAN M.A.,** Model Ling of permanent magnet synchro nous Motors, IEEE Transactions On Magnetic, Vol. MAG-22, No. 5, Septembre 1986, pp.1069-1072.
- [23] **L. Le CHEVALLIER, J. Le BRETON :** « Aimants permanents », Technique de l'ingénieurD2 102.
- [24] **R. IBTIOUEN :** « Modélisation des machines électriques », cours de 1ere année PG, ENP, (cours non édité), 2001,2002.

- [25] **A. AMEUR** : « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à Aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant », Thèse Magister, université de Batna, Algérie, décembre. 2005.
- [26] **M.D. BIDART**. Commande Coopérative Des Systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrones, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
- [27] **E. FITAN, F. MESSINE, B. NOGAREDE**, "A General Analytical Model of Electrical Permanent Magnet Machine, dedicated to Optimal Design", International conference on electrical machines ICEM, Brugge, Belgium, 25-28 August 2002.
- [28] **R. IBTIOUEN, K. BOUGHRARA, O. TOUHAMI** : « Flux density and torque calculations of a BDCM with surface permanent magnets », Fourth International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Marseille, 12-15 May 1998, pp. 511-516.
- [29] **K. BOUGHRARA** : « Modélisation analytique et numérique des performances électromagnétiques des moteurs synchrones à aimants permanents », Thèse de Doctorat d'Etat, ENP, Décembre 2008.
- [30] **D. ZARKO**:« A systematic approach to optimized design of permanent magnet motors with reduced torque pulsations », Thèse de Doctorat, Université de Wisconsin-Madison, 2004.
- [31] **B. NOGAREDE** : « Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1990.
- [32] **M. BELKADI** : « Calcul numérique d'une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses », Thèse magister d'état, ENP, Alger, Algérie.
- [33] **L. HADJOUT** : « Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique », Thèse de Doctorat d'Etat, ENP, Décembre. 2006.
- [34] **A. MAIOUFI** : « Modélisation des phénomènes électromagnétiques non linéaires par la méthode des volumes finis », Thèse magister, université de Batna, Algérie, Avril. 2006.
- [35] **M. MABRAK Samir** : « Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique » PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2008.

- [36] **M. MARKOVIC** : « Magnetic Field Analysis in Electric Motors Using conformal Mapping », Docteur Es Sciences Techniques dissertation, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [37] **D. ZARKO, D. BAN, T. LIPO**: « Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 1, January 2008.
- [38] **D. ZARKO, D. BAN, T. LIPO**: « Analytical Calculations of Magnetic Field Distribution in the Slotted Air Gap of a Surface Permanent-Magnet Motor Using Complex Relative Air-Gap Perméance », IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 42. No. 7.July. 2006.
- [39] **K. BOUGHRARA, B. LADGHEM CHIKOUCHE, R. IBTIOUEN, D. ZARKO, O. TOUHAMI**: « Analytical analysis of slotted air-gap surface mounted permanent-magnet synchronous motor with magnet bars magnetized in shifting direction », IEEE Transaction. On Magnetics, Vol. 45, No. 2, February 2009, pp. 747-758.
- [40] **M. MARKOVIC, M. JUFER, Y. PERRIARD**: « Reducing the Cogging Torque in Brushless DC Motors by Using Conformal Mappings », IEEE Transactions. On Magnetics., Vol. 40, No. 2, March, 2004, pp. 451-455.
- [41] **Z. Q. ZHU**: «Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors », IEEE Transactions On Magnetic, Vol. 29, No. 1, January 1993, pp. 136-158.
- [42] **MALEK. BOUHARKATE** : « Etude et l'évolution des courants rotoriques d'une machine Asynchrone à cage en regime dynamique », Thèse Doctorat, Univ Batna, 5 Février 2006.
- [43] **OUNNADI MOHAMMED** : Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents. Mémoire d'ingénieur, université Tizi-Ouzou. 2011.
- [44] **Y. BOUTORA, N. TAKORABET, R. IBTIOUEN, S. MAZANI**: « A new method of minimizing the bandwidth and profile of square matrices for triangular finite éléments mesh », IEEE Transactions on Magnetic. Vol. 43. No. 4. April. 2007.
- [45] **D.MEEKER**, « Finite Eléments Method Magnetic », User's Manuel, v3.4, Feb. 2005. <http://femm.foster-miller.net/Archives/doc/manual 34.pdf>.

- [46] **R. LATEB, N. TAKORABET, F.M. TABAR:** « Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet Motors », IEEE Transactions on Magnetic. Vol. 42. No. 3. March.

Résumé

Sous des hypothèses simplificatrices concordantes avec l'objectif visé, on a développé un modèle d'étude bidimensionnel, basés sur la résolution analytique des équations de Maxwell en utilisant la formulation en potentiel vecteur pour calculer les champs magnétiques dus aux aimants pour une machine à aimant radial monté sur la surface rotorique non magnétique, à rotor interne afin de sélectionner les structures les plus performantes. Un calcul numérique des machines synchrones à aimants en utilisant un logiciel de calcul basé sur les éléments finis spécialement dédié aux machines électriques. On a effectué une comparaison des résultats obtenus à partir du modèle analytique développé avec ceux issus de la méthode des éléments finis. On a montré ainsi, une technique dite « **transformation conforme** ». Celle-ci permet de calculer les grandeurs électromagnétiques de la machine dans le cas d'un stator encoché.

Mots clés : machine à aimants permanents, performances, éléments finis.

Abstract

Under simplifying assumptions consistent with the objective, we developed a model to study two-dimensional, based on analytical resolution of Maxwell's equations using the vector-potential formulation for a radial magnet machine mounted on the non-magnetic rotor surface with internal rotor to select the most efficient structures. A numerical calculation of magnet synchronous machines using calculation software based on finite elements specially dedicated to electric machines. We conducted a comparison of results obtained from the analytical model developed with those from the finite element method. It showed well, a technique called "conformal transformation". It calculates the electromagnetic quantities of the machine in the case of a slotted stator.

Key words: Permanent Magnet Machine, magnet flux density, finite-element.

ملخص

يمثل هذا العمل نموذجاً لدراسة الآلات الكهربائية المتزامنة ذات المغناطيس الدائم الموجود على مساحة السطح الدوار. تهدف منهجية العمل إلى استخراج نموذج استناداً إلى الاستبانة التحليلية لمعادلات ماكسويل لدراسة أدائها.

قمنا أيضاً باستخدام نموذج عددي والذي يتمثل في طريقة الأعداد المنتهية للتحقق من النتائج ومقارنتها مع تلك التي تم الحصول عليها من النموذج التحليلي الذي تم تطويره. وقد تم عرض تقنيته تعرف باسم "التحويل المطابق" الذي يسمح بدراسة الحالات الحقيقية للآلات الكهربائية المتزامنة ذات المغناطيس الدائم.