

République Algérienne Démocratique Et Populaire
Ministère De L'enseignement Supérieur Et De La Recherche
Scientifique

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Faculté De Technologie

Département : Génie

Électrique

N° :.....



Filière : Electromécanique

Option : Electromécanique

Mémoire présenté pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par : Mohamed Mohamed Salem Amar

Intitulé :

**Modélisation électromagnétique des machines
synchrones à aimants sinusoïdaux**

Soutenu devant le jury composé de :

RAHALI Hilal	Université M'sila	Président
LADGHEM CHIKOUCHE Brahim	Université M'sila	Rapporteur
MABRAK Samir	Université M'sila	Co-Rapporteur
ZORIG Assam	Université M'sila	Examineur

Année universitaire : 2023/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicaces

À mes chers parents, mes inspirateurs et mes compagnons de voyage dans la vie,

Je vous remercie pour votre soutien constant et votre amour illimité,

Pour vos encouragements à chaque étape,

Pour votre patience face à mes efforts et votre endurance face aux difficultés de mon chemin.

À mes frères et sœurs bien-aimés, mes amis à chaque instant,

Je vous remercie pour votre présence dans ma vie,

Pour votre amour et votre dévouement,

Pour votre compréhension de mes états d'âme et votre soutien indéfectible en tout temps.

À tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail, des professeurs respectés et des collègues inspirants,

Je vous remercie pour tout ce que vous avez apporté,

Pour votre savoir et vos précieux conseils,

Pour vos encouragements à poursuivre l'excellence et la créativité.

Et à tous ceux qui aiment la science et s'efforcent de servir l'humanité,

Je vous souhaite le succès et la réussite,

Que Dieu vous facilite le chemin du bien et de l'utilité.

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce travail de recherche.

En premier lieu, je remercie chaleureusement mon Co-encadrant, le Dr. MABRAK Samir, pour son soutien indéfectible, ses conseils avisés et sa patience tout au long de ce parcours. Sa rigueur scientifique et sa disponibilité ont été des éléments déterminants dans l'aboutissement de cette thèse.

Je souhaite également remercier tous les enseignants et le personnel administratif de l'université Mohamed Bouafia - M'sila pour leur soutien et leur aide précieuse durant ces années d'études.

Un merci spécial à ma famille, pour leur amour, leur soutien moral et leurs encouragements constants, sans lesquels je n'aurais pas pu mener à bien ce travail.

Enfin, je remercie mes amis et collègues pour leur soutien, leurs conseils et les moments de convivialité partagés, qui ont rendu ce voyage académique enrichissant et mémorable.

Merci à tous ceux qui ont cru en moi et m'ont accompagné dans cette aventure académique.

Contents

Liste des figures 6

Liste des Tableaux 8

Liste des abréviations : 9

Introduction Générale 10

Chapitre I

Représentation des machines Synchrone

I.1. Introduction : 12

 I .2.1 Le Stator 13

 I .2.2. Le Rotor 14

I.3 Principe de fonctionnement 14

I .4Les types des machines..... 14

 I .4.1 Différents types de machines à aimants permanent 15

I .5 type de Machine synchrone a aiment 16

 I.5.1 Les machine à flux radial 16

 I.5.2 Machines synchrones à aimants permanents à flux axial..... 18

 I.5.3 Machines synchrones à aimant permanent à flux transverse..... 19

I .6Aimants permanents 20

 I.6.1 Histoire des aimants 20

I.7. Machines courant continu à aimants permanents 23

 I.7.1. Structure d’un moteur à courant continu à aimants permanents (MCC-AP) 23

 I.7.2. Principe de fonctionnement des MCC-AP 23

 I.7.3. Domaines d’application de MCC-AP 24

I.8 Avantages des machines synchrones à aimants permanents : 24

I.9Inconvénients de la MSAP : 25

I .10 Conclusion : 25

Chapitre II

Modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique

II.1. Introduction 27

II.2 Modélisation électromagnétique du type de machine étudiée : 27

 II.2.1 Modèle des aimants 28

II.2.2 EQUATIONS DE MAXWELL	30
II.2.3 FORMULATION EN POTENTIEL VECTEUR MAGNETIQUE :	31
II.3 MODELE ANALYTIQUE DE RESOLUTION :	32
II.4. Les conditions aux limites et frontières	33
II.5 Détermination des performances de la machine.....	34
II.5.1 Induction magnétique :	35
II.5.2. Expression de la force électromotrice :	35
II.5.3. Détermination des expressions des couples :	36
II.6. Analyse des performances électromagnétiques :	37
II.6.1. Distribution du champ magnétique :	37
II.6.2. Les expression Induction magnétique.....	38
II.6.3. La variation de couple électromagnétique :	39
II.7. Conclusion.....	40

Chapitre III

Modélisation par éléments finis des machines à aimants sinusoïdaux

III.1. Introduction.....	42
III.2. Méthode des éléments finis.....	42
III.2.1. Présentation la méthode des éléments finis	42
III.2.2. Modélisation par éléments finis.....	43
III.2.3. Le principe du calcul par éléments finis	44
III. 3 Présentation du logiciel utilisé FEMM	45
III.4 Validation des résultats obtenue dans le modèle analytique.....	46
III.5 Influence des paramètres géométriques de la machine	49
III.4.1. Influence d'épaisseur des aimants	49
III.5. Conclusion	50

Conclusion Générale 51

Perspective 52

Références bibliographiques 53

Résumé :

Erreur ! Signet non défini.

Abstract:

Erreur ! Signet non défini.

ملخص

Erreur ! Signet non défini.

Liste des figures

Chapter I

Figure I. 1 : Le moteur synchrone à aimants permanents	12
Figure I. 2 : le stator de l'MSAP [1]	13
Figure I. 3 : schéma de bobinage statoriques [1].....	13
Figure I. 4 : Rotor de la MSAP	14
Figure I. 5 : les types des machines [4].....	15
Figure I. 6 : Structures à rotor interne et à rotor externe.....	16
Figure I. 7 : Aimant en surface	17
Figure I. 8 : Aimants insérés	17
Figure I. 9 : Aimants enterrés	18
Figure I. 10 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).	19
Figure I. 11 : Structures à flux transverses.....	19
Figure I. 12 : Aimants ALNICO	20
Figure I. 13 : aimant ferrites.....	21
Figure I. 14 : Aimants terres- rares	22
Figure I. 15 : courbe de désaimantation B(H) des principaux types d'aimants	22
Figure I. 16 : Représentation simplifiée d'un MCC-AP.....	23
Figure I. 17 : Illustration du fonctionnement d'un MCC-AP	24

Chapitre II

Figure II. 1 : Structure d'une machine synchrone à aimants.	28
Figure II. 2 : Différents types d'aimantation	28
Figure II. 3 : Forme d'onde d'une aimantation sinusoïdale parfaite.....	29
Figure II. 4 : Structure étudiée sur un pas polaire	33
Figure II. 5 : forme d'onde d'induction radiale calculée pour $\alpha p=5/6$	38

Figure II. 6 : forme d'onde d'induction tangentielle calculée pour $\alpha p=5/6$	39
Figure II. 7 : le couple électromagnétique calculée analytiquement pour $\alpha p= 5/6$	40
Chapitre III	
Figure III. 1 : Maillage par éléments finis d'un pas polaire	44
Figure III. 2 : Maillage par éléments finis d'un pas polaire	47
Figure III.3. a : Distributions de la ligne du champ magnétique stator lisse	47
Figure III.3. b : Distributions de la ligne du champ magnétique stator encoché	47
Figure III.4. a : (a) composantes radial B_r de l'induction avec stator lisse $\alpha p=5/6$	48
Figure III.4. b : composantes tangentielle B_θ de l'induction avec stator lisse $\alpha p=5/6$	48
Figure III.5. a : composantes radial B_r de l'induction avec stator encoché lisse $\alpha p=5/6$	49
Figure III.5. b : composantes tangentielle B_θ de l'induction avec stator encoché lisse $\alpha p=5/6$	49
Figure.III.6. a : influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale	50
Figure.III.6. b : influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle	50

Liste des Tableaux

Chapitre II

Tableau II. 1 : paramètres dimensionnels sur les performances des machines étudiées.....37

Liste des abréviations :

MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
Nm	Nombre d'encoches
Np	Nombre de pole,
Re	Diamètre extérieur du stator, [mm]
R2	Diamètre intérieur du stator, [mm]
Ri	Diamètre extérieur du rotor
g	Entrefer, [mm]
Br	L'induction rémanente [T]
P	Le pas dentaire
FEM	La force électromotrice induite
\vec{H}	Vecteur champ magnétique [At/m]
\vec{B}	Vecteur induction rémanente [T]
\vec{E}	Vecteur champ électrique [V/cm]
ρ	Densité de charges volumiques [C/m ³]
ϵ_0	Permittivité diélectrique du vide [F/m]
\vec{j}_s	Densité de courant source [A/m ²]

Introduction Générale

De nos jours, les machines électriques synchrones à aimants permanents (MSAP) jouent un rôle essentiel dans de nombreuses applications industrielles et de mobilité. Grâce à leurs performances remarquables en termes de couple volumique, de rendement et de dynamique, leur utilisation s'est largement répandue dans des domaines tels que la robotique, les véhicules électriques et hybrides, l'aérospatial, l'électronique grand public et les équipements médicaux [29].

Ce mémoire de fin d'études se concentre sur la modélisation électromagnétique approfondie de ces machines synchrones à aimants permanents à flux sinusoïdal. L'objectif principal est de développer une compréhension détaillée des principes de fonctionnement de ces machines, d'analyser les propriétés des matériaux magnétiques utilisés dans leur conception et d'étudier les différentes méthodes de modélisation électromagnétique.

Le premier chapitre commencera par présenter les généralités sur les machines électriques synchrones à aimants permanents. Il détaillera leur constitution physique, leurs principes de fonctionnement et leurs différentes classifications. Une attention particulière sera accordée aux propriétés des aimants permanents et des matériaux ferromagnétiques utilisés dans la fabrication de ces machines, afin de comprendre leurs caractéristiques magnétiques et leurs impacts sur les performances électromagnétiques [30].

Le deuxième chapitre se concentrera sur les techniques de modélisation électromagnétique de ces machines synchrones à aimants permanents. Il développera les modèles analytiques basés sur la résolution des équations de Maxwell, qui permettent d'obtenir des expressions analytiques des grandeurs électromagnétiques. Ces modèles seront ensuite complétés par l'étude des modèles numériques utilisant la méthode des éléments finis. Cette approche numérique offre une analyse plus fine et détaillée des phénomènes électromagnétiques au sein de la machine [31].

Enfin, le troisième chapitre appliquera ces différentes méthodes de modélisation à un cas d'étude concret. Il permettra d'évaluer les performances électromagnétiques d'une machine synchrone à aimants permanents spécifique et d'optimiser son dimensionnement en fonction des exigences de l'application visée [32].

Cette étude approfondie vise à fournir une compréhension détaillée des principes de fonctionnement et des méthodes de modélisation des machines synchrones à aimants permanents. Elle devrait ainsi contribuer au développement de ces systèmes électriques haute performance, en aidant à leur conception, leur analyse et leur optimisation.

Chapitre I

Représentation des machines Synchrones

I.1. Introduction :

Les Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), appelés encore moteurs à courant continu sans collecteur, se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grande qualité permettant d'obtenir un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, ils ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelque centaine de kilowatts. Les machines synchrones à aimants permanents occupent une place importante dans les équipements industriels. Ils possèdent de meilleures caractéristiques.

Stiques couple-vitesse, des performances dynamiques élevées, de bons rendements, des gammes de vitesses de fonctionnement importantes, de bonnes durées de vies, les rendant bien adaptés aux applications où l'encombrement et la masse sont d'importants critères, comme dans les applications embarquées. Ces types de moteurs sont utilisés largement dans plusieurs applications, la robotique, les véhicules électriques et hybrides, l'aérospatial, les outils électriques, la production des sources d'énergies renouvelables, les divers équipements médicaux...etc. [27].

Dans ce chapitre nous présenterons principalement les généralités sur les machines électriques à aimants permanents qui se traduisent par la constitution physique, la classification et le principe de fonctionnement. et les propriétés de différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques constituant les machines synchrones à aimants permanents ainsi que leurs applications sont présentées. Un intérêt particulier est accordé aux différentes méthodes de modélisation et de résolution.

I.2. Constitution

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation. [1]



Figure I. 1 : Le moteur synchrone à aimants permanents

I.2.1 Le Stator

Le stator est habituellement l'induit (siège de la transformation de puissance). Le stator est constitué d'un bobinage triphasé généralement couplé en étoile, découpé en p paire de pôles. Les bobinages sont insérés dans des encoches au sein de culasse en ferrite. [2]

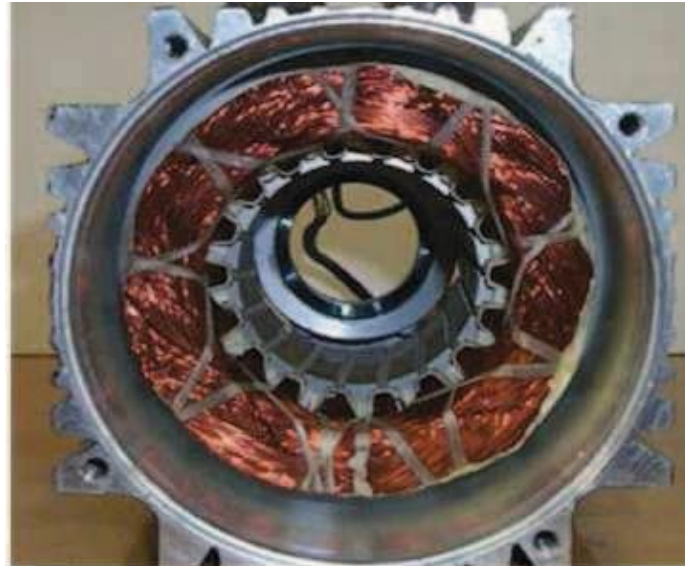


Figure I. 2 : le stator de l'MSAP [1]

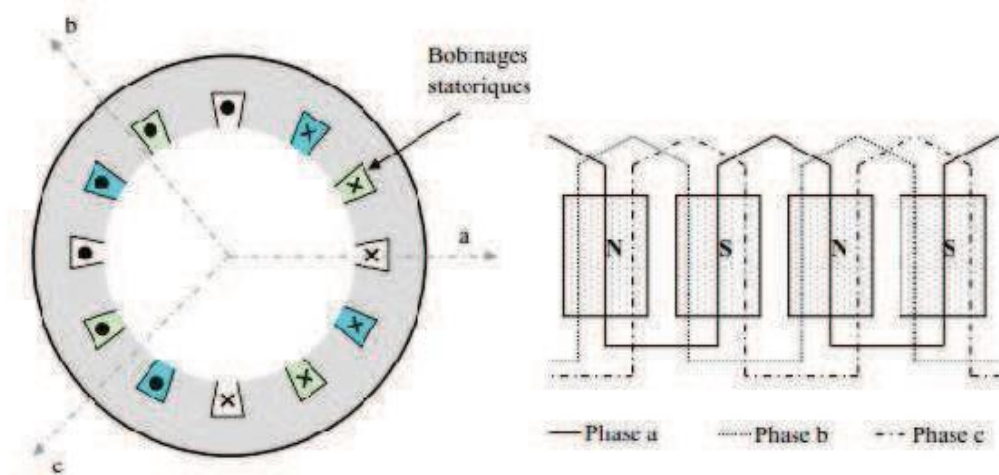


Figure I. 3 : schéma de bobinage statoriques [1]

I.2.2. Le Rotor

Le rotor est constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente. Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques « durs », c'est-à-dire des matériaux qui, une fois aimantés, conservent leur aimantation à la température d'utilisation. Leurs propriétés magnétiques sont déterminées tout d'abord par les propriétés intrinsèques des composés qui les constituent. Elles dépendent aussi fortement de la microstructure du matériau liée au procédé de fabrication. [1]



Figure I. 4 : Rotor de la MSAP

I.3. Principe de fonctionnement

Les courants statoriques créent dans le stator un champ magnétique tournant de même fréquence que les courants statoriques. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Les aimants permanents (semblable à des enroulements alimentés par un courant continu) n'ont pas besoins d'être alimentés. Le champ magnétique ainsi créé cherche en permanence à s'aligner sur celui du stator. C'est pour cela que la machine est dite synchrone : elle tourne à la même vitesse que le champ statoriques. La machine synchrone est réversible, elle peut fonctionner en moteur délivrant un couple permettant l'entraînement de charges, ou encore en génératrice délivrant du courant alternatif (alternateur). [3].

I.4. Les types des machines

Nous pouvons classer les machines électriques, suivant la nature de leur mouvement, en trois familles

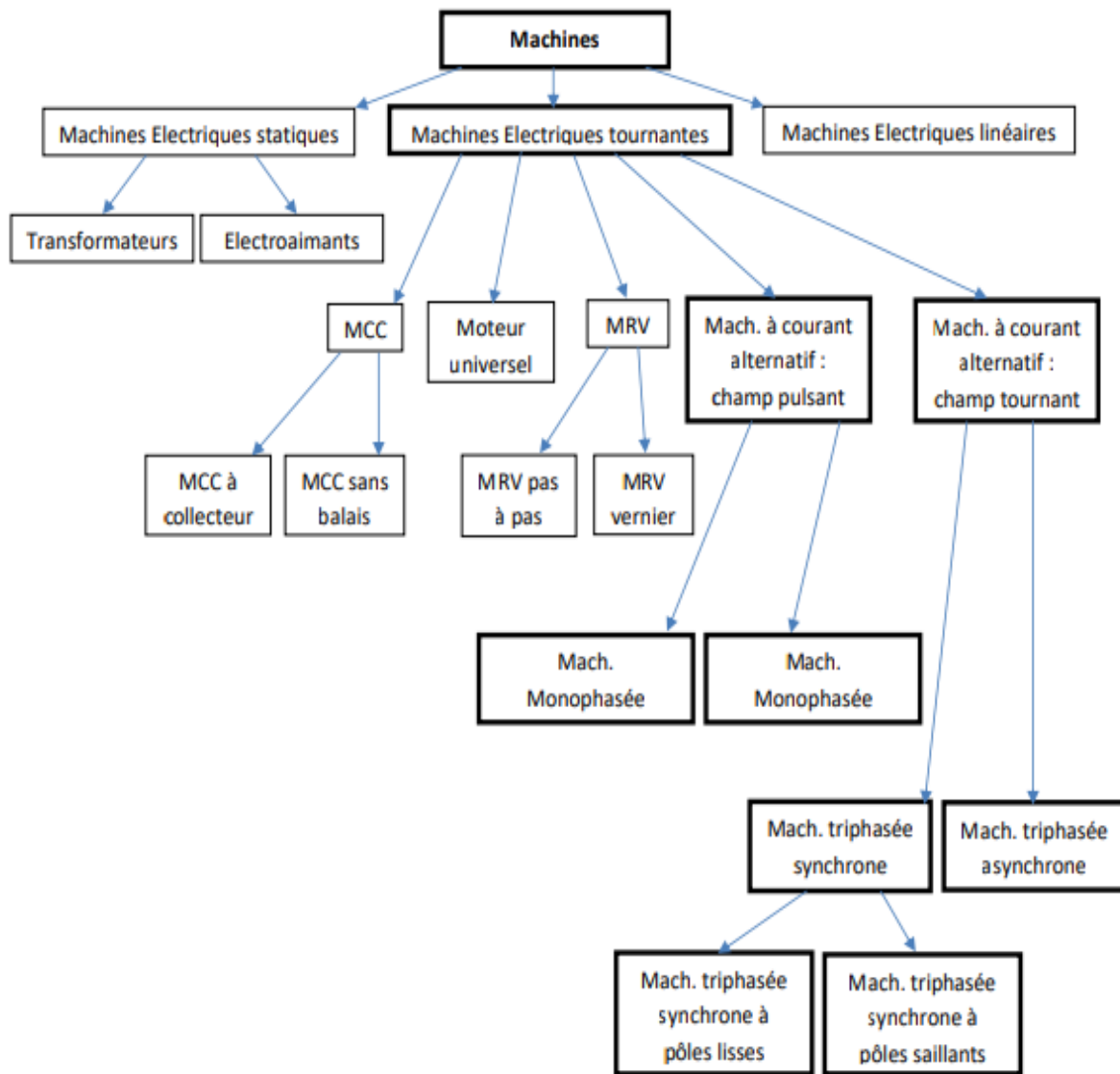


Figure I. 5 : les types des machines [4]

I.4.1 Différents types de machines à aimants permanent

I.4.1.1 Les machine à courants continu et aimants permanents

La machine à courant continu conventionnelle est destinée à transformer de l'énergie électrique sous tension et courant continu en énergie mécanique ou vis-versa. Actuellement les machines courant continu à aimants ne sont plus utilisées pour produire de l'énergie électrique, néanmoins, on recourt à la marche en génératrice pour le freinage électrique des dispositifs entraînés par des moteurs à courant continu. Mais plutôt employées à grande échelle en moteur pour l'entraînement des charges mécaniques Nous nous intéressons donc au cas du moteur à courant continu muni d'aimants permanents. [5].

I.4.1.2 Les machines à aimants permanents sans balais

Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs ont conduit au développement d'autres types des machines à courant continu où la commutation avec le système balais collecteur est remplacé par la partie tournante et le stator est constitué de trois enroulements alimentés pas les formes d'onde carrées fournies un convertisseur. La commutation du convertisseur est contrôlée de telle façon que, à chaque

instant, seulement deux phases conduisent. Ce système de commutation électronique est fonctionnellement équivalent à la commutation des balais mécanique de la machine à courant continu. Par conséquent, ce type de machine à aimants permanents est connu comme la machine à aimant permanents sans balais (MASPSB)

(Brushes PMDC) ou la machine à aimants permanent avec forme d'onde carrée (square wave PMDC). La machine MAPSB est préférable pour des nombreuses applications du fait qu'elle ne nécessite que peu d'entretien, elle présente un rendement élevé et sa loi de commande est relativement simple. [1]

I.5. Type de Machine synchrone a aiment

La direction du flux magnétique permet de subdiviser les machines à aimants permanents en trois classes principales : les machines à flux radial, les machines à flux axial et les machines à flux transverse.

Il faut souligner que le stator des machines à aimants permanents est similaire à celui des machines asynchrones conventionnelles. [3]

I.5.1. Les machine à flux radial

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.5).

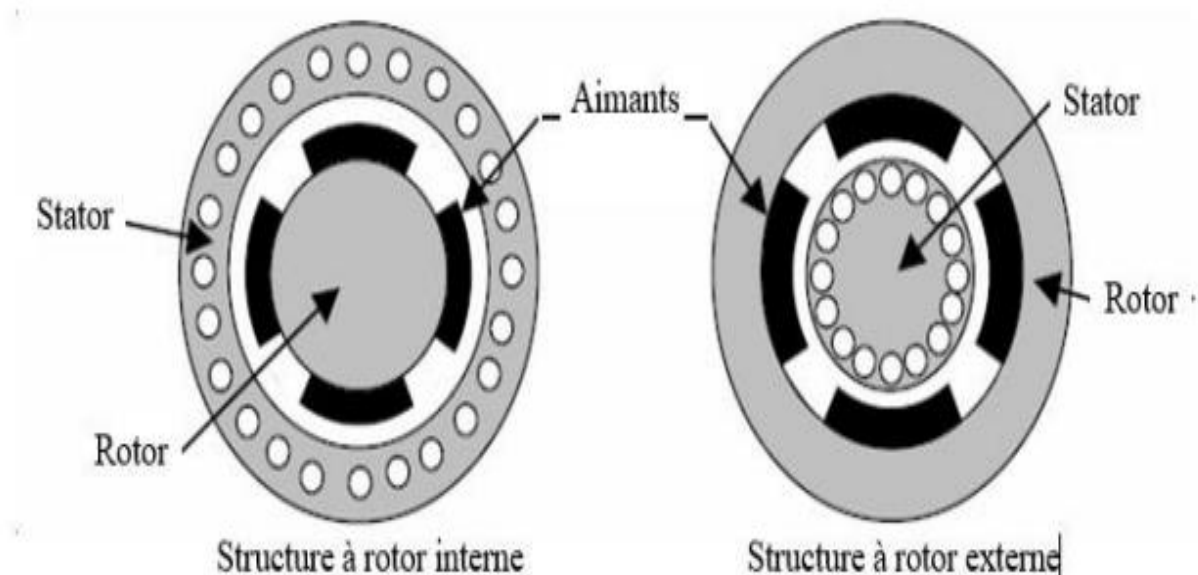


Figure I. 6 : Structures à rotor interne et à rotor externe.

C'est pourquoi, pour diminuer le risque de décollement des aimants, le rotor de la machine peut être placé à l'extérieur du stator (structure à rotor externe). Ainsi, les aimants en surface sont plaqués sur le rotor grâce à l'effet de la force centrifuge. En fonction de la disposition des aimants au rotor, on distingue plusieurs configurations pour la machine à rotor intérieur.

a) Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants aimantés radialement sont placés sur la surface du rotor, comme montré sur la figure (I.7).

Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. [3]



Figure I. 7 : Aimant en surface

b) Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.8). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réluctant en plus du couple des aimants. [3]

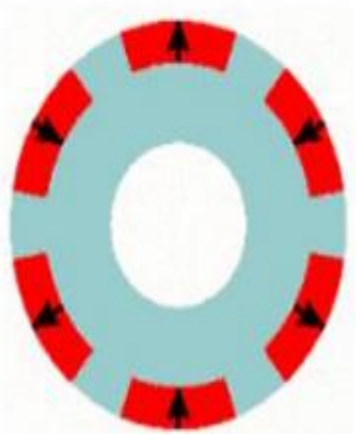


Figure I. 8 : Aimants insérés

c) Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor tel que montré par la Figure (I.9). Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses. [3]

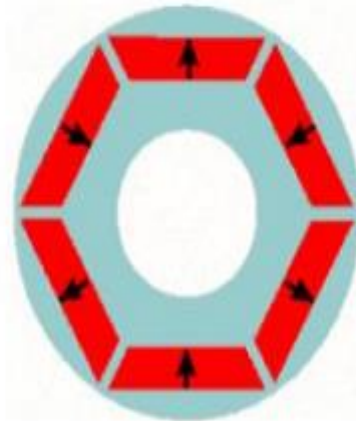


Figure I. 9 : Aimants enterrés

I.5.2. Machines synchrones à aimants permanents à flux axial

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse. L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée. La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor. La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

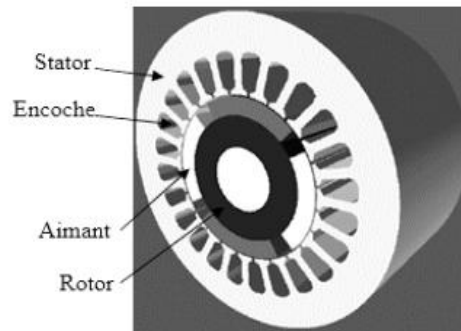


Figure I. 10 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).

I.5.3 Machines synchrones à aimant permanent à flux transverse

Dans cette structure, des circuits magnétiques en forme de fer à cheval régulièrement disposés et entourent le bobinage du stator de chaque phase. Un moteur à flux transverse ayant q phases comprendra alors plusieurs moteurs monophasés (circuits magnétiques) montés sur le même arbre et décalés d'un angle géométrique de $2\pi/q$ (Figure. I.11). Ces structures sont particulièrement adaptées pour des exigences de forte densité de couple, toutefois sa complexité mécanique et son coût de réalisation font qu'elle est encore au stade de développement. Par ailleurs, on souligne de forts couples pulsatiles, des vibrations et des pertes fer excessives dues au caractère tridimensionnel du champ. Pour réduire ces pertes, on pourrait utiliser de matériaux magnétiques composites (poudre compacte) au détriment du couple volumique lié à un niveau d'induction de saturation relativement faible de ce type de matériau. En outre, les quelques réalisations effectuées ont mis en évidence que l'achèvement d'un fort couple volumique se traduit par un surdimensionnement de la partie convertisseur [6].

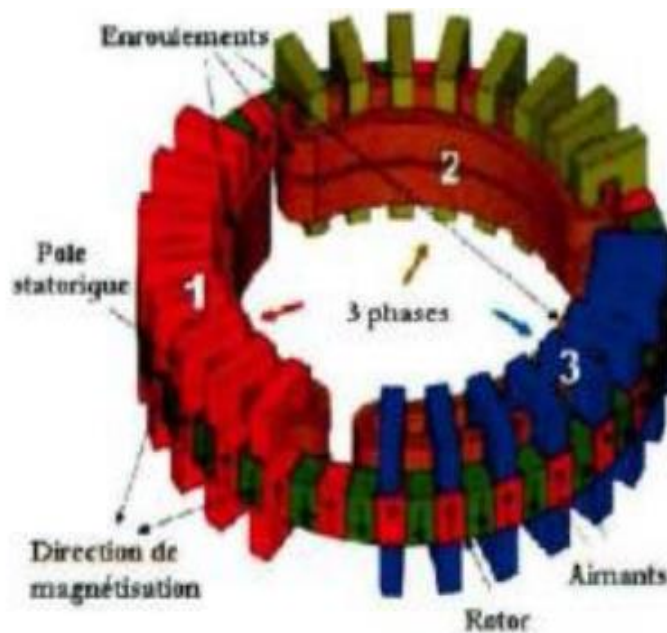


Figure I. 11 : Structures à flux transverses

I.6. Aimants permanents

I.6.1 Histoire des aimants

L'aimant doit son origine au latin ADAMAS qui signifie fer, diamant. Les aimants permanents ont vu le jour aux environ 600 ans avant J-C. Mais ce fut au début du ce siècle qu'eut lieu le véritable essor des aimants permanents qui ont pris leur place dans tous les domaines, en particulier dans les machines électriques. [7].

I.6.2 Définition d'un aimant permanent

Les aimants existent à l'état naturel mais on peut aussi communiquer cette propriété de magnétisme à certains corps composés essentiellement de fer, nickel, cobalt, qu'on appelle aimants artificiels. Un aimant comprend un pôle nord et un pôle sud. Deux pôles de types contraires (N-S) s'attirent alors que deux pôles de même type (N-N ou S-S) se repoussent. Dans l'espace entourant les pôles d'un aimant existe un champ magnétique composé de lignes de flux ou lignes de force. Les lignes forment des boucles qui partent du pôle nord et entrent dans le pôle sud. L'ensemble de ces lignes de force constitue le spectre magnétique [3].

I.6.3 Les différents types des aimants permanents

A- Aimants métalliques (ALNICO)

Ce sont des alliages à base d'Aluminium et de Nickel, avec des additions de Cobalt, Cuivre ou de Titane. Ils sont caractérisés par un champ rémanent très élevé mais un champ coercitif très faible ce qui pose des gros problèmes de désaimantation. Les aimants ALNICO sont utilisés dans les instruments de mesure où leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel, ainsi que comme capteurs. [7]



Figure I. 12 : Aimants ALNICO

B- Aimants en ferrites

Les ferrites sont des composants d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont obtenus par frittage. Ils sont beaucoup plus robustes et relativement peu coûteux. Les ferrites trouvent l'essentiel de leurs applications dans les moteurs de faible puissance, utilisés dans l'industrie automobile. [9]

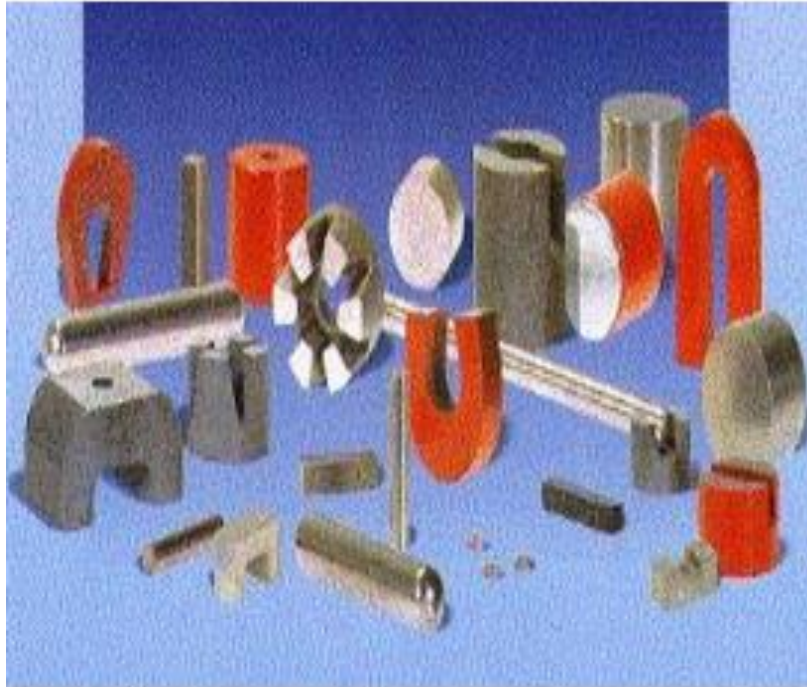


Figure I. 13 : aimant ferrites

C-Aimants terres-rares

Les Samarium Cobalt (SM-Co): Ils sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300 C°) mais ils sont très coûteux en raison de présence de cobalt dans leur composition. Les SM-Co sont utilisés dans des applications particulières (télécommunication, aéronautique), dont les propriétés de haute température et la résistance à l'oxydation sont supérieures. [9]

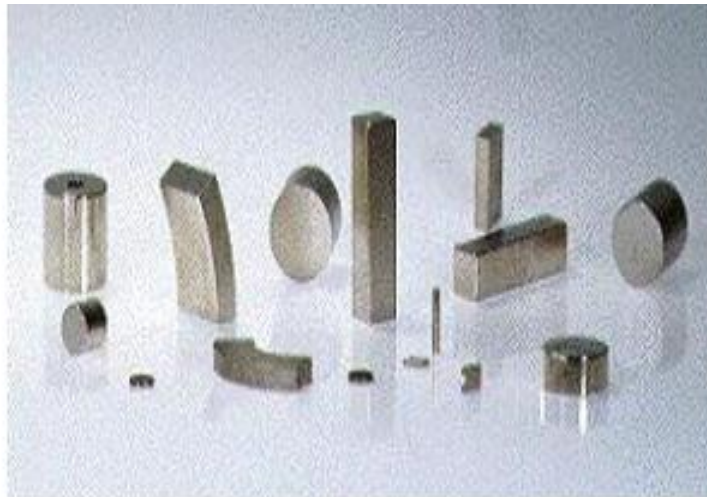


Figure I. 14 : Aimants terres- rares

D-Neodymium-Fer-Bore (Nd-Fe-B):

(Nd-Fe-B) ont des performances supérieures au samarium cobalt et ils sont beaucoup moins couteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160 °C)

Ce type d'aimant est utilisé principalement dans les micro-informatiques et les télécommunications. Ils constituent en particulier l'élément central des têtes de lecteurs. Comme le montre la figure ci-dessous.

(**Figure I.15**) représente la caractéristique de désaimantation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de différents aimants :

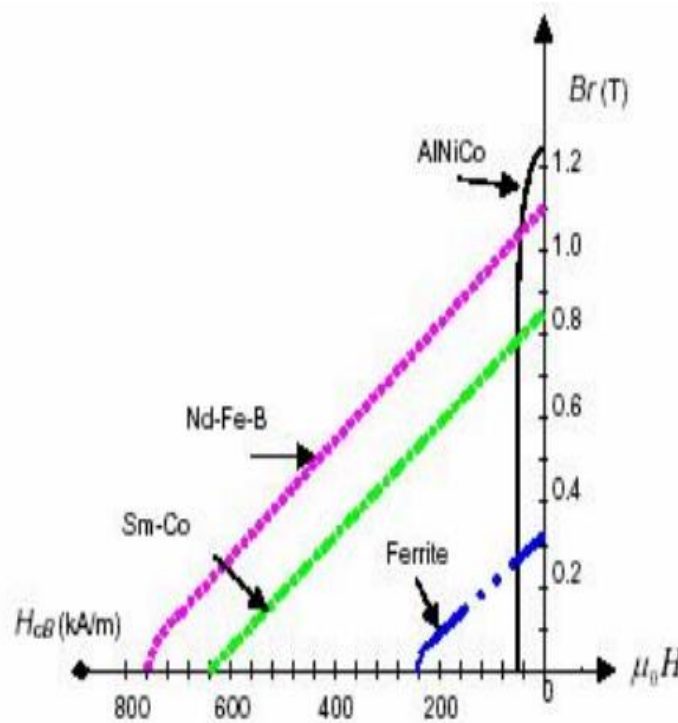


Figure I. 15 : courbe de désaimantation B(H) des principaux types d'aimants

I.7. Machines courant continu à aimants permanents

La machine à courant continu conventionnelle est destinée à transformer de l'énergie électrique sous tension et courant continu en énergie mécanique ou vis-versa. Actuellement les machines courant continu à aimants ne sont plus utilisées pour produire de l'énergie électrique, néanmoins, on recourt à la marche en génératrice pour le freinage électrique des dispositifs entraînés par des moteurs à courant continu. Mais plutôt employées à grande échelle en moteur pour l'entraînement des charges mécaniques [28]. Nous nous intéressons donc au cas du moteur à courant continu muni d'aimants permanents.

I.7.1. Structure d'un moteur à courant continu à aimants permanents (MCC-AP)

Sur les noyaux polaires d'un moteur à courant continu classique sont disposés les enroulements d'excitation parcourus par un courant continu qui engendrent le champ magnétique nécessaire au fonctionnement de la machine. Dans le cas du MCC-AP, ces enroulements inducteurs sont substitués par les aimants permanents tandis que la partie tournante garde la configuration classique. (La figure I.16) donne l'exemple d'une telle structure.

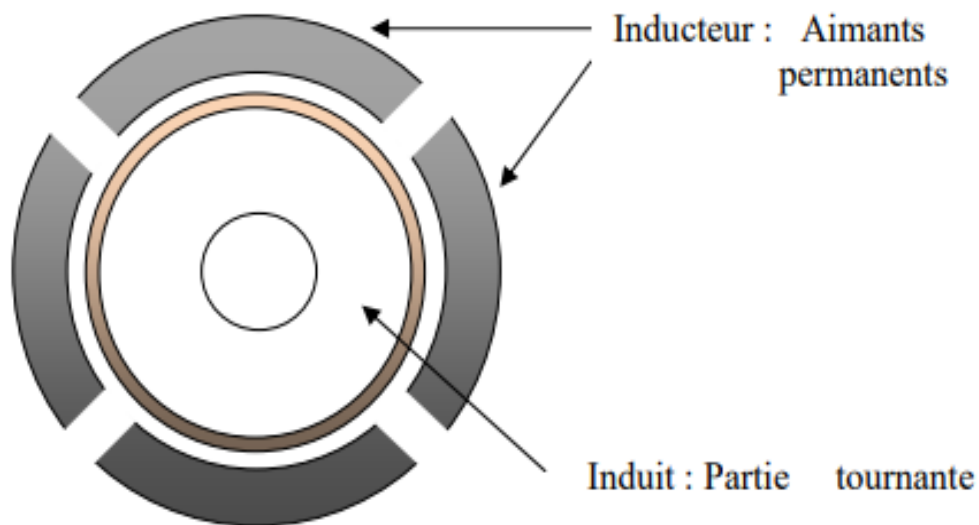


Figure I. 16 : Représentation simplifiée d'un MCC-AP

I.7.2. Principe de fonctionnement des MCC-AP

Les conducteurs de l'enroulement induit parcourus par le courant transmis par le système balais /collecteur baignent dans un champ magnétique fixe créée par le biais des aimants. D'après la loi de Laplace, ces conducteurs rotorique sont soumis à des forces qui forment un couple dont l'action tend à faire tourner l'induit. [28] (figure I.17)

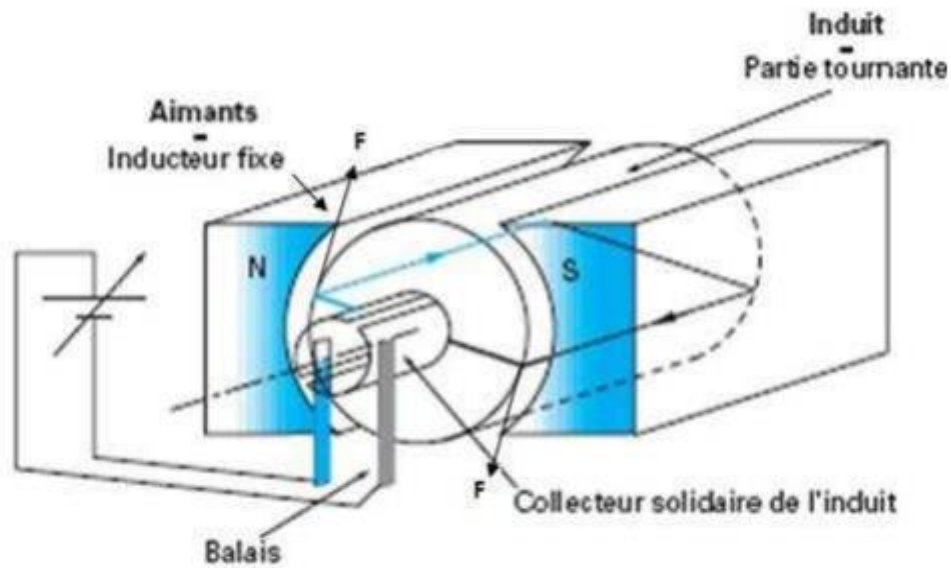


Figure I. 17 : Illustration du fonctionnement d'un MCC-AP

I.7.3. Domaines d'application de MCC-AP

Les moteurs à courant continu à aimants ont l'avantage d'être faciles à appréhender. Pendant longtemps, été les seuls aptes au fonctionnement variable. Ce sont les progrès de l'électronique de puissance qui ont détrôné les machines à balais à l'avantage des technologies synchrones autopilotées. Malgré cela, l'avenir de cette catégorie de machines n'est pas du tout bouché, au contraire, car on aura toujours besoin des systèmes simples dans le domaine de la vitesse variable ou constante.

A noter en dernier que les MCC-AP sont particulièrement utiles dans la gamme des puissances inférieures à 5 kW. Nous pouvons discerner aujourd'hui les grandes classes d'utilisation de ces moteurs :

- la traction : ferroviaire ou automobile.
- La robotique : qui nécessite un positionnement très précis avec un niveau faible de vibrations.
- La motorisation basse tension : jouets et équipements de véhicule. [5].

I.8 Avantages des machines synchrones à aimants permanents :

Les avantages associés à l'utilisation des machines 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 [8]

- 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.
- Aucune source d'énergie externe n'est nécessaire (rusticité des aimants).

I.9. Inconvénients de la MSAP :

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Ondulations de couple.

I .10 Conclusion :

Les machines synchrones à aimants permanents s'affirment comme une technologie de choix pour les applications exigeantes en termes d'efficacité, de précision, de fiabilité et de durabilité. Leur potentiel d'application ne cesse de croître, porté par les avancées technologiques et les préoccupations environnementales croissantes. Les MSAP sont prêtes à jouer un rôle majeur dans la transformation des industries et à façonner l'avenir des machines électriques.

Chapitre II

Modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique

II.1. Introduction

Les machines que nous abordons dans ce chapitre, sont des machines à aimants permanents montés sur la surface du rotor avec des encoches au stator. Le modèle analytique présenté est basé sur la résolution de l'équation de Poisson couplée avec la transformation conforme complexe de Schwarz-Christoffel. Ce modèle est appliqué à une machine synchrone à aimants permanents, constitués de plusieurs barreaux aimantés dans des directions inclinées. En premier lieu, une solution analytique de l'équation de Poisson avec stator lisse est déterminée puis cette dernière est couplée avec une perméance relative complexe issue de plusieurs transformations conformes.

La machine à aimants étudiée analytiquement dans cette section, présente une aimantation sinusoïdale et est comparable à la machine introduite par La différence réside dans l'ouverture des aimants qui est différente du pas polaire [10]

II.2 Modélisation électromagnétique du type de machine étudiée :

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

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

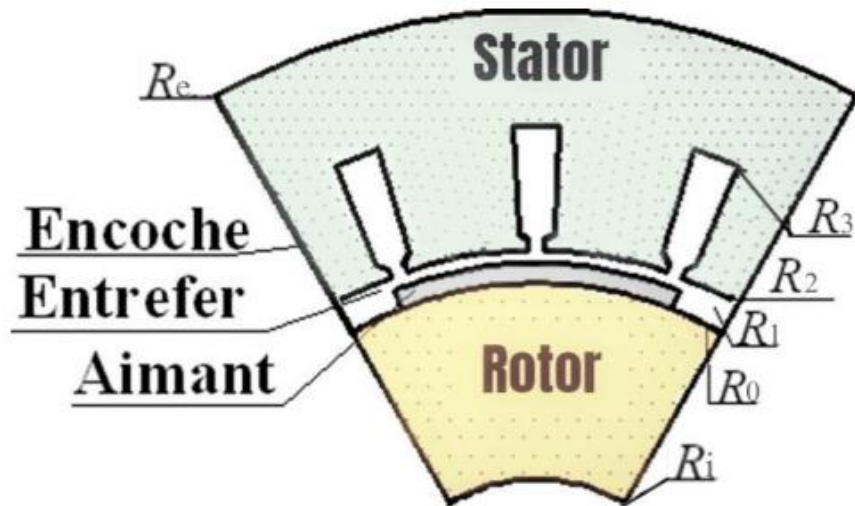


Figure II. 1 : Structure d'une machine synchrone à aimants.

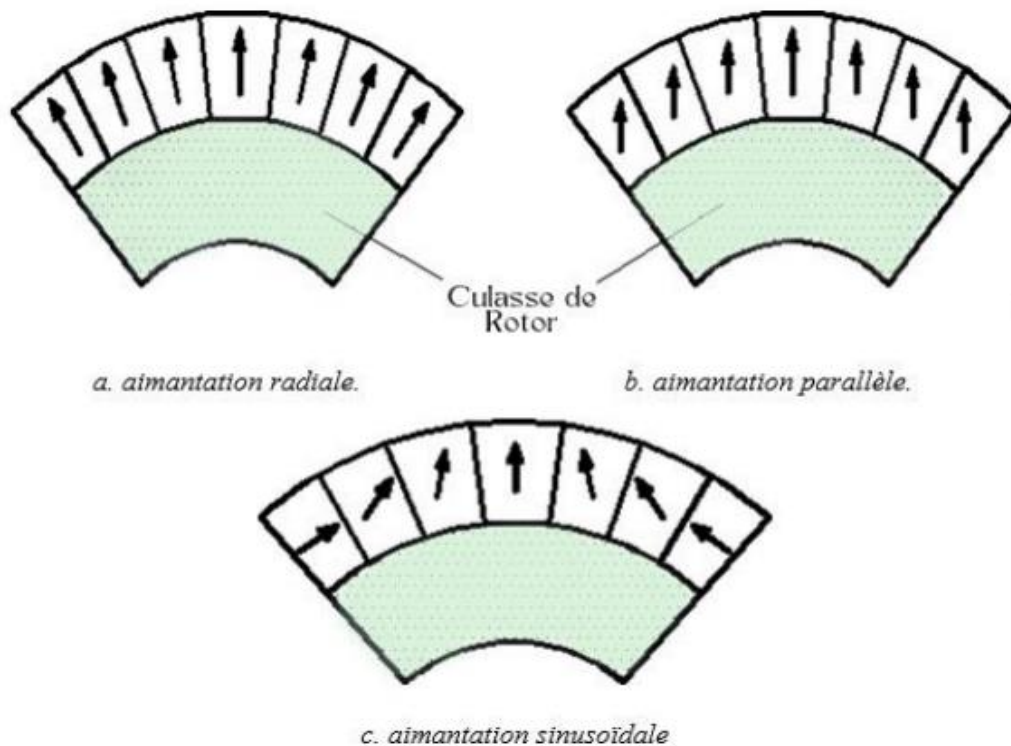


Figure II. 2 : Différents types d'aimantation

II.2.1 Modèle des aimants

Le terme (I-36) n'est valable que dans le cas des courants appliqués constants, tels les courants statoriques. Dans le cas des aimants permanents, les courants appliqués sont des courants équivalents à la magnétisation des aimants, et dépendront donc de l'intensité de l'aimantation de ces aimants ainsi que de leur orientation.

Chapitre II Modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique

$$I_{i,j,k} = \frac{1}{2} H_C (C_{i,j,k} \cos \theta - b_{i,j,k} \sin \theta) \quad (\text{II.1})$$

Où $\cos \theta$ et $\sin \theta$ désignent progressivement la projection du vecteur aimantation rémanente M sur les axes Ox et Oy .

Avec :

$$M = -V_r H_C \quad (\text{II.2})$$

- Pour une alimentation sinusoïdale :

$$M_r = \sum_{n=1,3,5}^- M_{rn} \cos(np\theta) \quad (\text{II.3})$$

$$M_\theta = \sum_{n=1,3,5}^- M_{\theta n} \sin(np\theta) \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$M_{rn} = -\frac{M_{\theta n}}{n\beta} = -\frac{4M}{\pi} \frac{\beta \cos\left(\frac{n\beta\pi}{2}\right)}{(n\beta)^2 - 1} \quad (\text{II.5})$$

β Représente le rapport l'ouverture de l'aimant / pas polaire.

Dans le cas où $n\beta = 1$

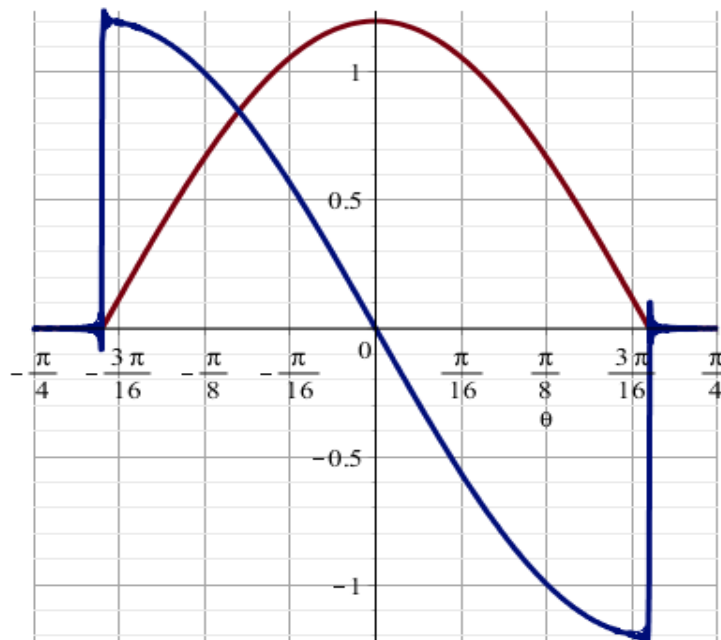


Figure II. 3 : Forme d'onde d'une aimantation sinusoïdale parfaite

II.2.2 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell constituent la base de l'électromagnétisme classique et sont essentielles pour modéliser les phénomènes électromagnétiques dans les machines électriques [11]. Ces quatre équations fondamentales, établies par le physicien James Clark Maxwell au 19^{ème} siècle, décrivent les relations entre les champs électriques et magnétiques, ainsi que leurs sources respectives.

1. La loi de Gauss pour l'électricité :

$$\operatorname{div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (\text{II.6})$$

Cette équation lie la divergence du champ électrique E à la densité de charge électrique ρ présente dans l'espace. Elle indique que les charges électriques sont sources du champ électrique [13].

2. La loi de Gauss pour le magnétisme :

$$\operatorname{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{II.7})$$

Cette équation stipule que la divergence du champ magnétique B est nulle, ce qui signifie qu'il n'existe pas de monopôle magnétique isolé dans la nature [14].

3. La loi de Faraday :

$$\operatorname{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.8})$$

Cette équation décrit la génération d'un champ électrique induit par la variation temporelle du champ magnétique B. C'est le principe fondamental de l'induction électromagnétique [15].

4. La loi d'Ampère-Maxwell :

$$\operatorname{rot}(\vec{H}) = \vec{j} \quad (\text{II.9})$$

Cette équation relie le rotationnel du champ magnétique H aux densités de courant électrique J et de courant de déplacement

Elle explique la création de champs magnétiques par des courants électriques et des champs électriques variables [16].

Ces équations de Maxwell régissent complètement les phénomènes électromagnétiques dans les machines électriques, y compris les machines synchrones à aimants permanents. Elles permettent de modéliser les champs magnétiques générés par les aimants permanents et les courants d'induit, ainsi que les interactions entre ces champs et les circuits électriques de la machine.

II.2.3 FORMULATION EN POTENTIEL VECTEUR MAGNETIQUE :

Dans les problèmes magnétostatiques, comme la modélisation électromagnétique des machines électriques, les équations de Maxwell peuvent être simplifiées en introduisant le potentiel vecteur magnétique A [17]

Cette formulation permet de réduire le nombre d'inconnues et facilite la résolution des équations.

Le potentiel vecteur magnétique A est défini de telle sorte que le champ d'induction magnétique B dérive d'A selon la relation :

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (\text{II.9})$$

En substituant cette expression dans les équations de Maxwell, on obtient l'équation fondamentale :

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

Où μ représente la perméabilité magnétique du milieu, et J la densité de courant électrique [18].

Cette équation, connue sous le nom d'équation de Poisson pour le potentiel vecteur magnétique, peut être résolue numériquement ou analytiquement en fonction de la géométrie du problème et des conditions aux limites appropriées.

L'avantage de cette formulation réside dans le fait que le champ magnétique B est automatiquement à divergence nulle

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{II.11})$$

Ce qui satisfait la loi de Gauss pour le magnétisme. De plus, le potentiel vecteur A peut-être décomposé en une somme de contributions provenant de différentes sources, comme les aimants permanents et les courants d'induit, facilitant ainsi la modélisation des machines électriques [19].

Une fois le potentiel vecteur A calculé, les autres grandeurs électromagnétiques, telles que le champ magnétique B, le champ électrique E et les forces électromagnétiques, peuvent être dérivées à partir d'A en utilisant les équations de Maxwell appropriées [20].

Donc :

$$\Delta(\vec{A}) = -\vec{j} + \frac{1}{r}\left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta\right) \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{\partial A}{r \partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\vec{j} + \frac{1}{r}\left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta\right) \quad (\text{II.13})$$

Chapitre II Modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique

Où $M_r M_\theta$, représentent respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation. Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants, l'équation (II.13) s'écrirait en coordonnées polaires, comme suit :

- Dans la région des aimants

$$\frac{\partial^2 AI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AI}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AI}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II.14})$$

- Dans l'entrefer :

$$\frac{\partial^2 AII}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AII}{\partial r} + \frac{\partial AII^2}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.15})$$

Le calcul du champ consiste à résoudre des équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur dans l'intervalle

[R0, R3]

Les expressions des inductions radiales et tangentielle se déduisent par :

$$\begin{cases} B_r = \frac{\partial A(r,\theta)}{r \partial \theta} \\ B_\theta = -\frac{\partial A(r,\theta)}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

. La méthode de résolution repose sur la recherche d'expressions analytiques du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Les champs produits par les différentes sources, en fonction de la variable d'espace et du temps

(θ , t) sont calculés séparément.

II.3. Modèle analytique de résolution :

Dans la modélisation adoptée. En négligeant l'effet de la denture statoriques, 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 (Figure. II.4) :

- [R1, R2] : Zone (I) contenant l'entrefer mécanique.
- [R0, R1] : Zone (II) contenant les aimants

Chapitre II Modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants montés sur la surface rotorique

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 :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 - \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 = 0 \quad (\text{II. 17})$$

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

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \wedge \vec{H}_2 = \vec{J}_s \quad (\text{II.18})$$

Où s est la densité superficielle de courants

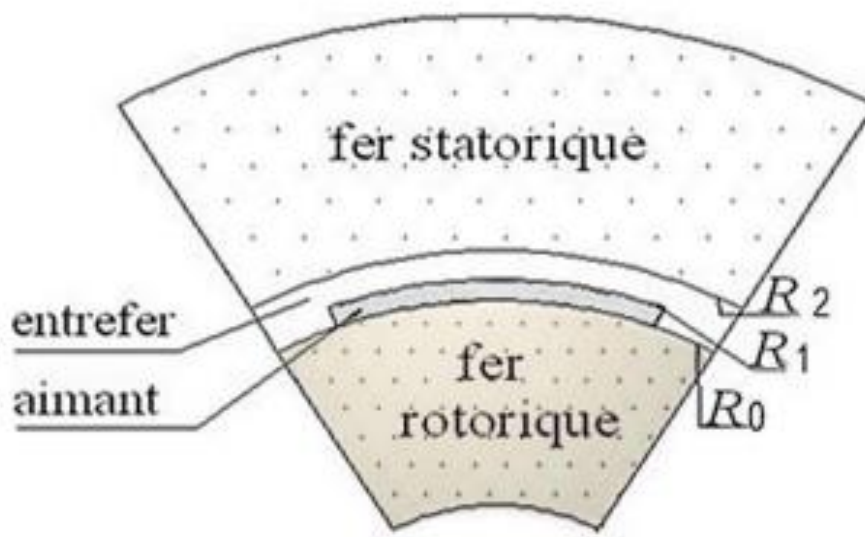


Figure II. 4 : Structure étudiée sur un pas polaire

II.4. Les conditions aux limites et frontières

Où C_1 , C_2 et 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

$$r = R_2 \Rightarrow \left. \frac{\partial AII}{\partial r} \right|_{r = R_2} = 0 \quad (\text{II.19})$$

Au niveau de rayon R_0

$$\left. \frac{\partial AI}{\partial r} \right|_{r = R_0} = -Mt \quad (\text{II.20})$$

Au niveau de rayon $r=R_1$

$$\left. \frac{\partial AI}{\partial r} \right|_{r = R_2} = \left. \frac{\partial AII}{\partial r} \right|_{r = R_0} \quad (\text{II.21})$$

$$AI \Big|_{r = R_2} = AII \Big|_{r = R_0} \quad (\text{II.22})$$

On trouve :

$$C1 = C_2 R_2^{-2np} \quad (\text{II.23})$$

$$C3 = \frac{R_0^{-2np} C4 n^2 p^2 R_0^{-2np} C4 - R_0^{np+1} Mrn}{n^2 p^2 - 1} \quad (\text{II.24})$$

On obtient

$$C2 = -\frac{1}{2} \frac{(R_0^{-2np} np R_1^{-np+1} + R_0^{2np} R_1^{-np+1} - np R_1^{np+1} - 2R_0^{np+1} + R_1^{np+1}) R_2^{2np} Mrn}{(np-1)(np+1)(R_0^{2np} - R_2^{2np})} \quad (\text{II.25})$$

$$C4 = -\frac{1}{2} \frac{(-R_2^{2np} R_0^{2np} np R_1^{np+1} + R_1^{np+1} R_0^{2np} np - R_2^{2np} R_0^{2np} R_1^{-np+1} + 2R_0^{2np} R_0^{np+1} - R_1^{np+1} R_0^{2np}) Mrn}{-n^2 p^2 R_2^{2np} + n^2 p^2 R_0^{2np} + R_2^{2np} - R_0^{2np}} \quad (\text{II.24})$$

II.5 Détermination des performances de la machine

Les inductions magnétiques dus aux différents sources de champ seront déduites les relations (II.16) sachant que les expressions de potentiels vecteurs dus aux aimants dans les différentes zones du domaine d'étude seront au préalable connues.

Chapitre II Modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique

II.5.1 Induction magnétique :

Les expressions des composantes de l'induction causées par les aimants au niveau de l'entrefer de la machine sont présentées ci-dessous afin de déterminer le couple électromagnétique. L'induction aux aimants se produit dans la (zone 1) de l'entrefer.

• Induction radiale

$$B_r^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (C_1 r^{np} + C_2 r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{\partial AI}{\partial \theta} = \sum_{n=1}^{\infty} (C_2 R_2^{-2np} r^{np}) \cos(np\theta) \quad (\text{II.27})$$

$$\frac{\partial AI}{\partial \theta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{1}{2} \frac{(-R_0^{2np} n p R_1^{-np+1} + R_0^{2np} R_1^{-np+1} - n p R_1^{np+1} - 2R_0^{np+1} + R_1^{np+1}) R_2^{2np} M r n}{(np-1)(np+1)(R_0^{2np} - R_2^{2np})} (R_2^{-np-1} r^{np} + r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (\text{II.28})$$

• Induction tangentielle

$$B_\theta^I(r, \theta) = -\frac{1}{2} \frac{\partial AI}{\partial r} \quad (\text{II.29})$$

$$B_\theta^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} C_2 (R_2^{-np-1} r^{np-1} - r^{-np-1}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.30})$$

$$\frac{\partial AI}{\partial \theta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{1}{2} \frac{(-R_0^{2np} n p R_1^{-np+1} + R_0^{2np} R_1^{-np+1} - n p R_1^{np+1} - 2R_0^{np+1} + R_1^{np+1}) R_2^{2np} M r n}{(np-1)(np+1)(R_0^{2np} - R_2^{2np})} + (R_2^{-np-1} r^{np-1} - r^{-np-1}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.31})$$

Ces expressions sont valables dans la zone définie par $R_0 \leq r \leq R_2$

II.5.2. Expression de la force électromotrice :

Afin de déterminer la force électromotrice générée dans une phase statorique, il est nécessaire de déterminer tout d'abord le flux atteint par les conducteurs de cette phase. La translation suivant l'axe Oz du système étudié permet d'exprimer le flux généré par les aimants en utilisant l'invariance.

Sous la forme suivant :

$$\Phi(\omega t) = L_u \int_0^{2\pi} A(R_2, \theta) C(\theta, t) R_2 d\theta \quad (\text{II.32})$$

(R, θ) L'expression t C (θ , t) correspond au potentiel vecteur généré par les aimants et à la densité des conducteurs de la phase ont considéré La formule de (R, θ) et celle de t C (θ , t)

Est donnée par l'expression suivante :

$$C(\theta) = \sum_{i=1} C_n \cos(np\theta) \quad (\text{II.33})$$

Où $C_n = \frac{4pNk_{bn}}{\pi}$

L'expression du flux par phase après intégration devient :

$$\Phi(\omega t) = \pi L_u \sum C_n K_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.34})$$

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

$$e(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = -\pi L_u n\omega \sum C_n k_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.35})$$

II.5.3. Détermination des expressions des couples :

La relation suivante déduite du tenseur des contraintes de Maxwell est le couple d'interaction développé par le type de machines étudiées, calculé en utilisant les moments des forces de Laplace exercées sur la densité de courants située au niveau du rayon d'alésage.

$$r(\theta) = L_u R_2^2 \int_0^{2\pi} J_s B_\theta d\theta. \quad (\text{II.36})$$

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

$$r(\theta) = \frac{3}{2} \pi p R_2 L_u \sum_{n=1}^{\infty} n J_n k_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \cos(np\theta_0 + (n + v)\omega t) \quad (\text{II.37})$$

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 :

$$\Gamma = \frac{p}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(\theta) i_m(\theta) \quad (\text{II.38})$$

II.6. Analyse des performances électromagnétiques :

En utilisant le modèle analytique, une étude qualitative est réalisée sur l'impact des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des machines envisagées. Par la suite, les caractéristiques de la machine étudiée sont illustrées

Tableau II.1 : paramètres dimensionnels sur les performances des machines étudiées

Paramètres	Symbol	Valeur	Unité
La puissance	P	3,7	KW
Tension	V	220	V
Intensité du courant de phase	I	3	A
Nombre de pôles	2p	4	-
Nombre d'encoches	Qs	12	-
Ouverture de l'encoche	ξ	$\frac{\tau_d}{3}$	mm
Epaisseur de l'entrefer	g	0,8	mm
Epaisseur de l'aimant	e_a	5	mm
Ouverture des aimants	α_p	80%	-
Rayon interne du rotor	R₁	30	mm
Rayon externe du rotor	R₀	70	mm
Rayon interne du stator	R₂	75.8	mm
Aimantation rémanente	M	1,2	T
Perméabilité des aimants	μ_r	1	-
Longueur active	l_u	100	mm
Fréquence	f	50	Hz

Tableau II. 1 : paramètres dimensionnels sur les performances des machines étudiées

II.6.1. Distribution du champ magnétique :

On considère, le fonctionnement à vide. La figure (II.5) représente les répartitions de l'induction radiale et tangentielle créés par les aimants à aimantation radiale et parallèle au niveau de milieu de l'entrefer

Chapitre II Modélisation électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique

en fonction de la position angulaire. On observe que la forme de l'induction est peu influencée par le sens de l'aimantation.

II.6.2. Les expression Induction magnétique

On donne, ci-dessous, les expressions des composantes de l'induction due aux aimants au niveau de l'entrefer de la machine nécessaires pour la détermination du couple électromagnétique.

$$B_{ar}(r, \theta) = \sum_{n=1.3.5...}^{\infty} B_{rn}(r) \cdot \cos(np\theta) \quad (\text{II.39})$$

$$B_{a\theta}(r, \theta) = \sum_{n=1.3.5...}^{\infty} B_{\theta n}(r) \cdot \sin(np\theta) \quad (\text{II.40})$$

Avec

$$B_{rn}(r) = \frac{np}{r} [C_1(r)^{np} + C_2(r)^{-np}] \quad (\text{II.41})$$

$$B_{\theta n}(r) = -\frac{np}{r} [C_1(r)^{np} - C_2(r)^{-np}] \quad (\text{II.42})$$

Ces expressions sont valables dans la zone définies par $R_0 \leq r \leq R_2$

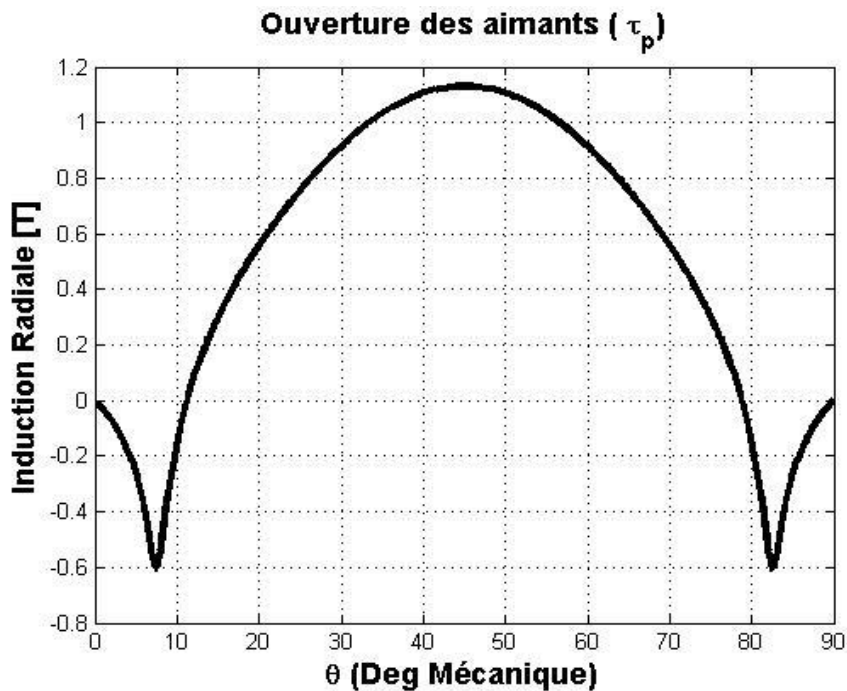


Figure II. 5 : forme d'onde d'induction radiale calculée pour $\alpha_p=5/6$

(a)

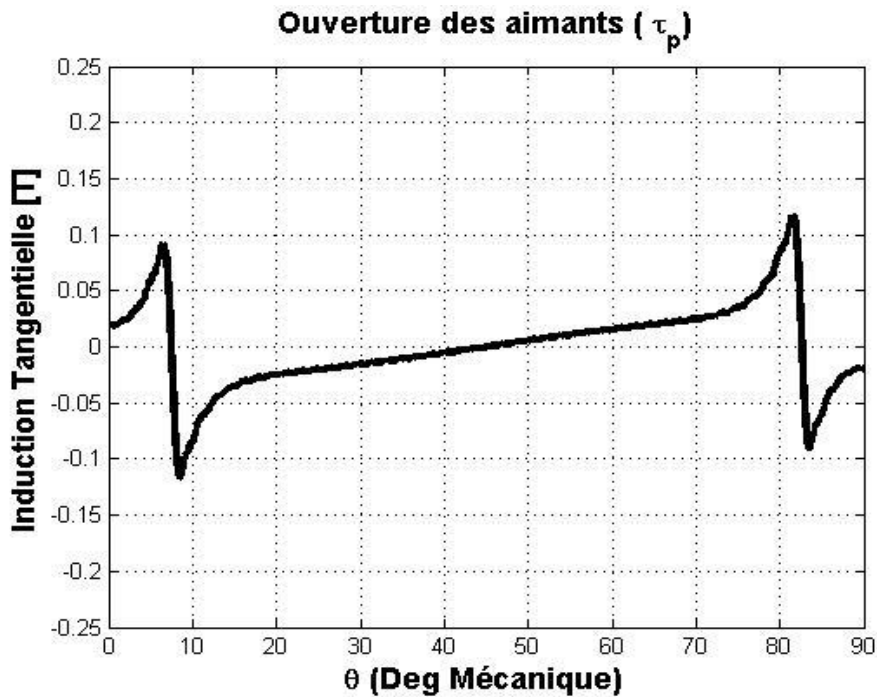


Figure II. 6 : forme d'onde d'induction tangentielle calculée pour $\alpha_p=5/6$

(b)

($e_a = 2mm$, $\alpha_p = \frac{5}{6}\tau_a$) : (a) induction radiale, (b) induction tangentielle.

II.6.3. La variation de couple électromagnétique :

Dans un moteur synchrone à aimants permanents sinusoïdaux, la variation du couple électromagnétique est principalement influencée par deux éléments : l'angle de charge (ou angle de calage) et la saturation magnétique du circuit magnétique [28].

Le couple électromagnétique (ou couple moteur) dans un MSAP dépend de l'angle θ entre le champ magnétique statoriques et le champ magnétique rotorique.

Plus on charge la machine, plus l'angle θ augmente, ce qui entraîne une augmentation du couple électromagnétique. Pour $\theta = 90^\circ$ ($\sin \theta = 1$), le couple est maximum. Au-delà de ce point, le couple décroît.

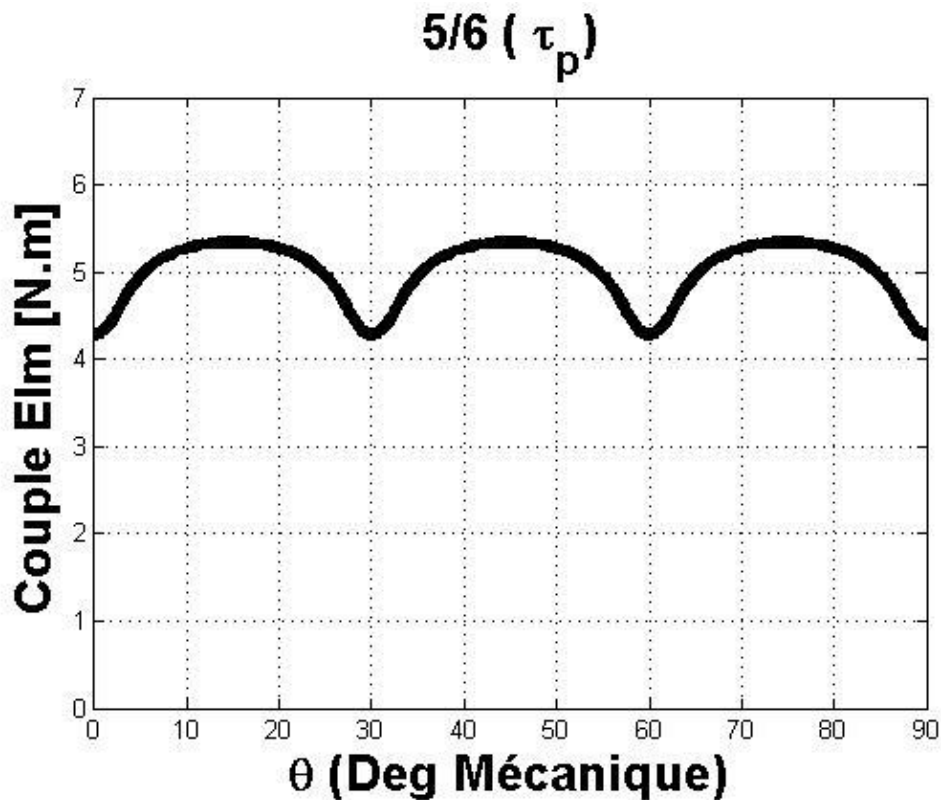


Figure II. 7 : le couple électromagnétique calculée analytiquement pour $\alpha_p = 5/6$

II.7. Conclusion

Ce chapitre a présenté un modèle analytique pour la machine synchrone à aimants permanents montés en surface, basé sur la résolution de l'équation de Poisson couplée aux transformations conformes. Le modèle a été appliqué avec succès à une géométrie spécifique avec aimants inclinés et ouverture différente du pas polaire. Les résultats obtenus décrivent avec précision le comportement électromagnétique de ce type de machine, fournissant un outil d'analyse et de conception précieux. Bien que spécifique, cette approche de modélisation peut être étendue à d'autres topologies de machines électriques.

Chapitre III

Modélisation par éléments finis des machines à aimants sinusoïdaux

III.1. Introduction

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles. Ces méthodes permettent de modéliser les géométries les plus complexes et de prendre en compte les phénomènes physiques comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, les anisotropies des milieux et la présence des courants de Foucault induits dans les conducteurs soumis à un flux variable [21]. Les méthodes de résolution numériques les plus utilisées sont les méthodes des équations intégrales de frontières, la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis. Dans notre travail nous allons nous intéresser à la méthode des éléments finis. La méthode des éléments finis (finité élément méthode), fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique ; elle n'a trouvé sa place, qu'aux années 70, en électricité [22]. Elle est l'une des méthodes numériques les plus utilisées. Cette méthode est utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles décrivant le comportement électromagnétique des machines électriques [23]. Sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses simplificatrices, nous allons effectuer une comparaison des résultats obtenus à partir du modèle analytique développé au chapitre précédent avec ceux issus de la méthode des éléments finis, en utilisant un outil de modélisation gratuit développé pour calculer les machines synchrones à aimants, appelé FEMM (Finité Élément Méthode Magnent) [24].

III.2. Méthode des éléments finis

III.2.1. 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 démontre 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 [25].

III.2.2. 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 [24].

Par la relation suivante :

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

Le domaine d'étude 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 (Figure. III. 1) sont les plus utilisés [25]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'un 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 [24]. 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 utilisées [24].

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.

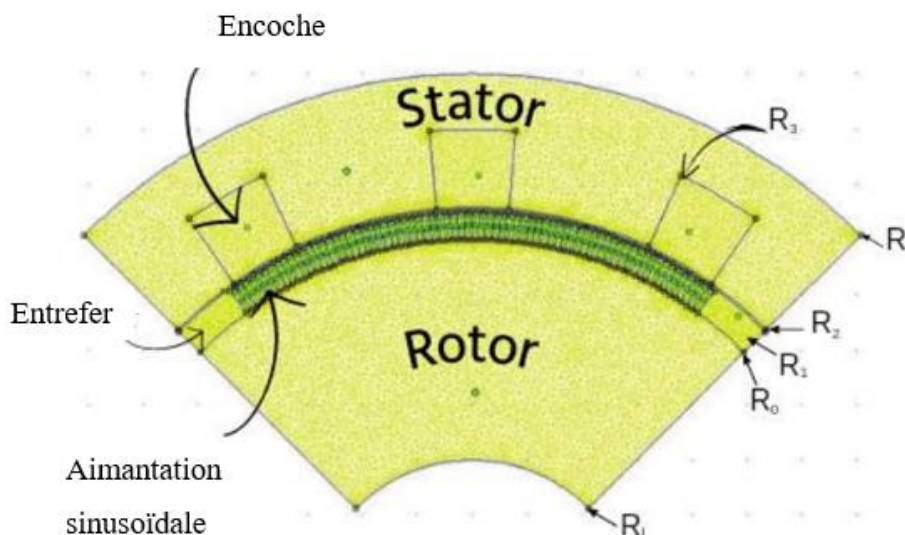


Figure III. 1 : Maillage par éléments finis d'un pas polaire

III.2.3. 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 vibrationnelle [24].

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. 3 Présentation du logiciel utilisé 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 [26].

- **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 reconditionnement 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.

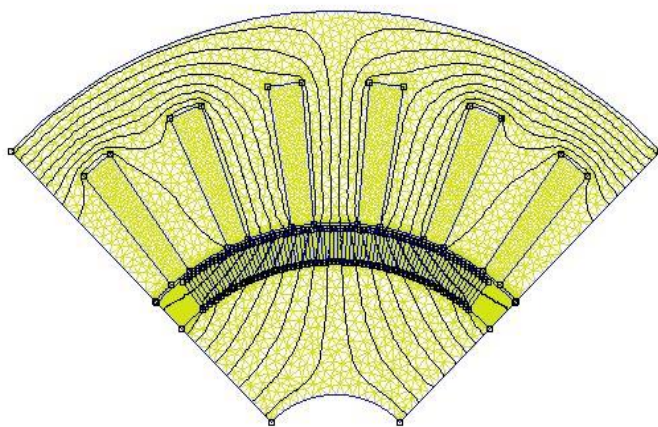
L'utilisation de la méthode numérique de calcul par éléments finis nous apporte plusieurs avantages : la prise en compte de la géométrie de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotorique. D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très 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.4 Validation des résultats obtenue dans le 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 Figure. (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.



(a)

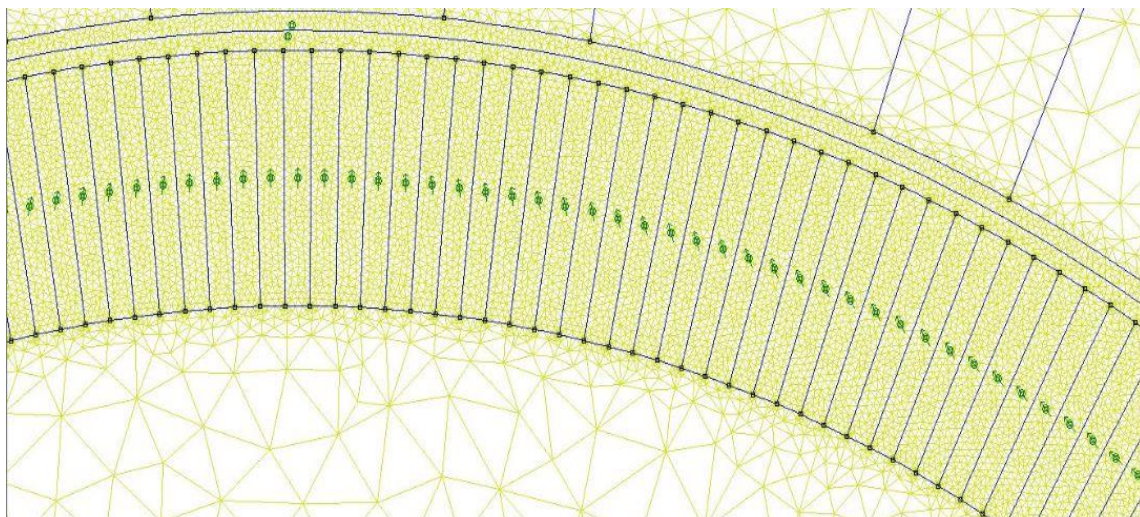


Figure III. 2 : Maillage par éléments finis d'un pas polaire

(b)

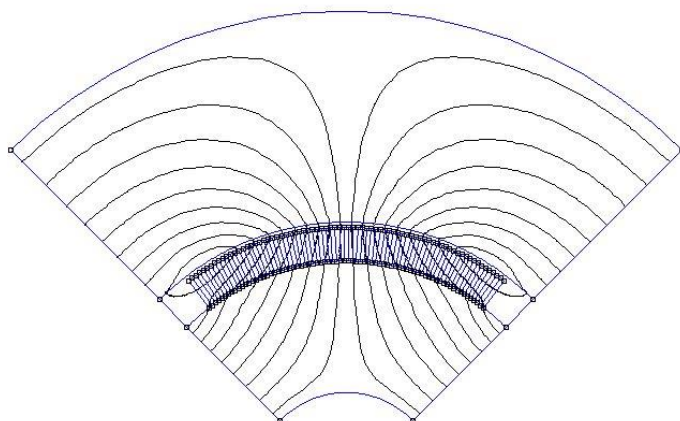


Figure III.3. a : Distributions de la ligne du champ magnétique stator lisse

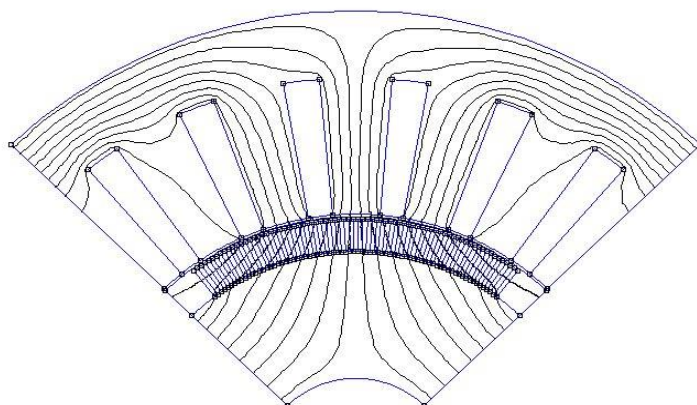


Figure III.3. b : Distributions de la ligne du champ magnétique stator encoché

Au niveau des formes d'ondes des inductions radiale et tangentielle pour les deux types de stator (cas lisse et encoche) (la figure.III.4), (la figure.III.5) on observe une bonne concordance sous les mêmes hypothèses.

Les inductions (la figure.III.4) sont obtenues analytiquement en utilisant les inductions avec stator lisse.

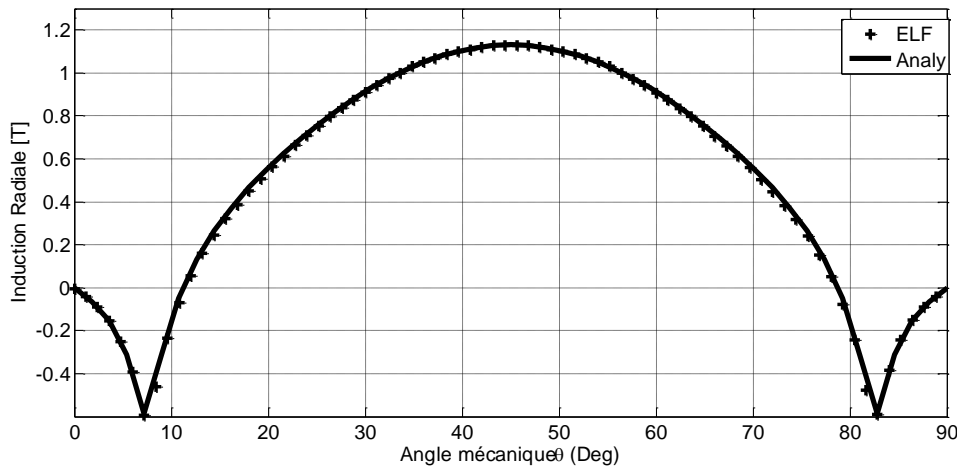


Figure III.4. a : (a) composantes radial B_r de l'induction avec stator lisse $\alpha_p=5/6$

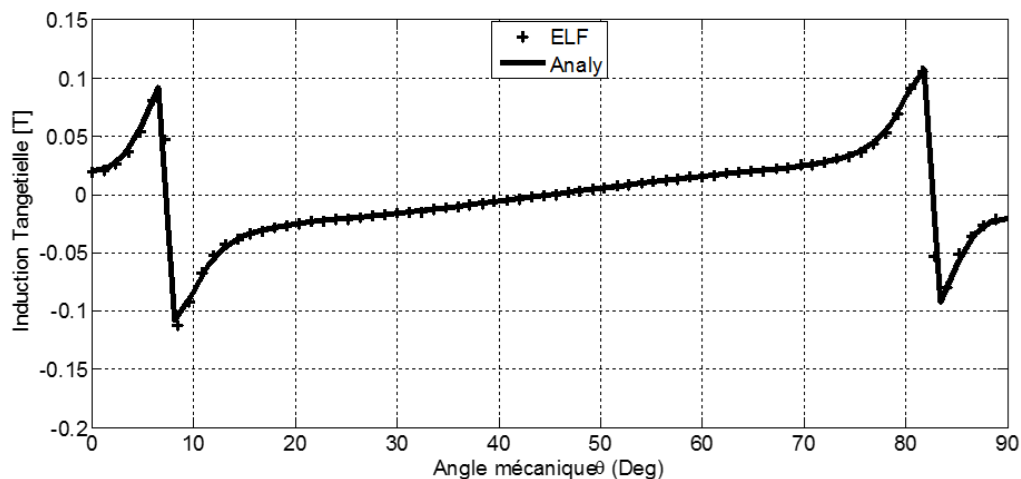


Figure III.4. b : composantes tangentielle B_θ de l'induction avec stator lisse $\alpha_p=5/6$

Les inductions (Figure. III.5 a et b) sont obtenues analytiquement en utilisant les inductions avec un stator lisse (Figure. III.4 a et b) et les perméances relatives réelles et imaginaires. On observe une bonne concordance sous les mêmes hypothèses.

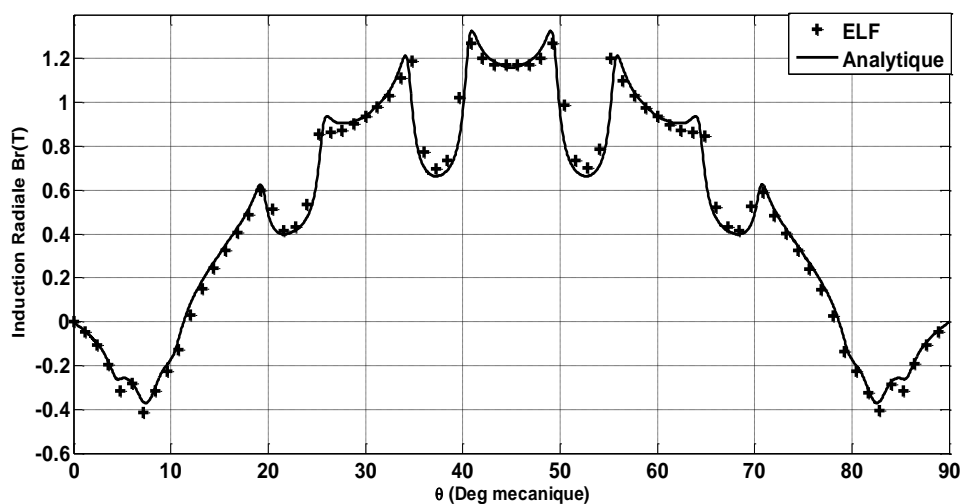


Figure III.5. a : composantes radial B_r de l'induction avec stator encoché lisse $\alpha_p=5/6$

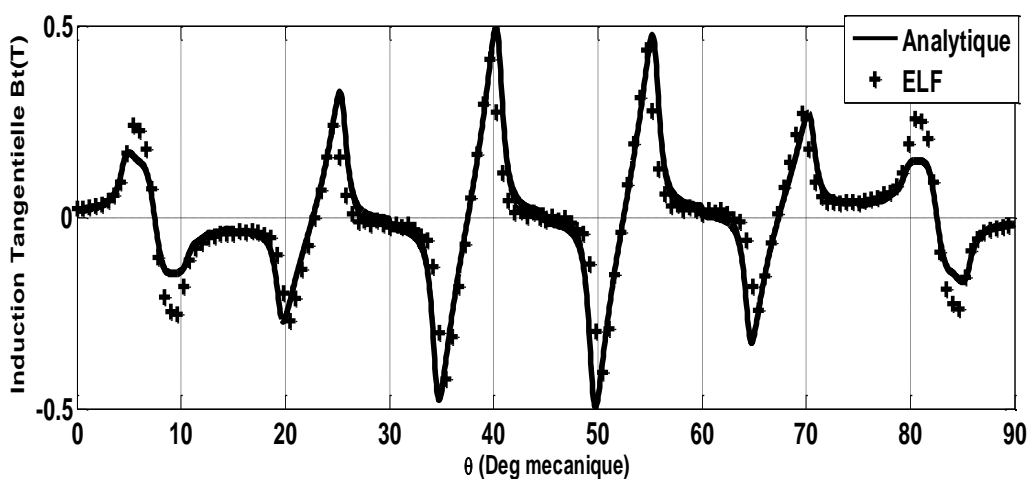


Figure III.5. b : composantes tangentielle B_θ de l'induction avec stator encoché lisse $\alpha_p=5/6$

III.5 Influence des paramètres géométriques de la machine

III.4.1. Influence d'épaisseur des aimants

La (Figure.III.6 (a)) et (Figure.III.6 (b)) représente la variation de l'induction radiale et tangentielle créés par l'aimantation sinusoïdale en fonction de l'épaisseur des aimants au niveau de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à l'épaisseur de l'aimant utilisé.

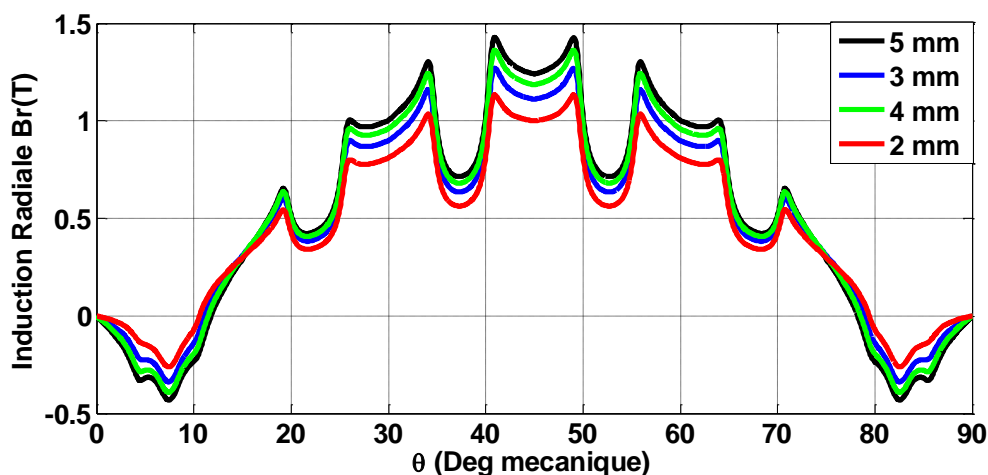


Figure.III.6. a : influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale

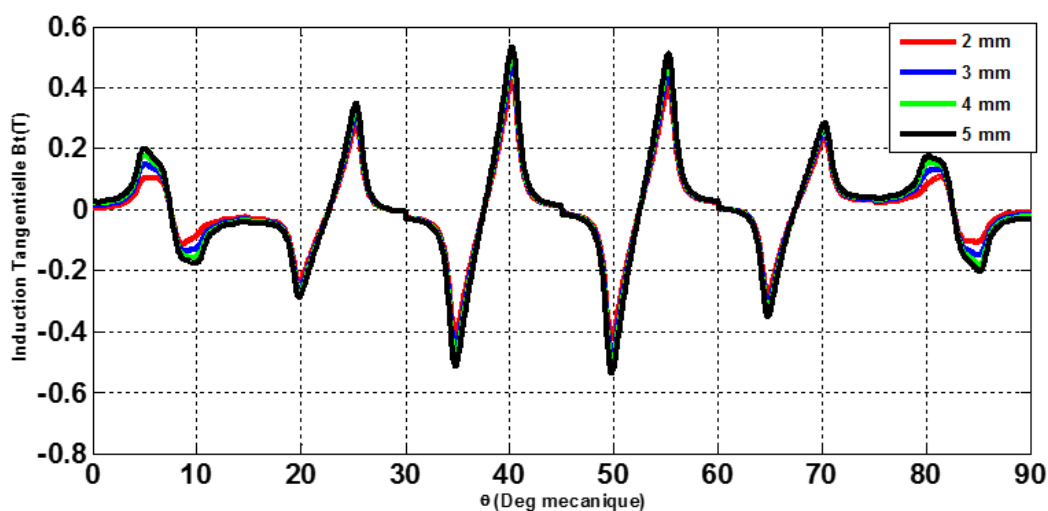


Figure.III.6. b : influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle

III.5. Conclusion

Ce chapitre a examiné et approuvé le modèle Analytique en comparant les résultats obtenus avec la méthode des éléments finis dans les deux situations (stator lisse et encoché), cette méthode développée pour le calcul électromagnétique des machines à aimants. La dimension des aimants a une grande influence sur la répartition de l'induction au niveau de l'entrefer.

Une sélection des ouvertures relatives des aimants pour une épaisseur d'aimant spécifique permet d'influencer la forme d'onde de l'induction radiale et tangentielle.

Conclusion Générale

Ce mémoire a exploré en profondeur la modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), en mettant en évidence leur importance croissante dans les applications industrielles. Les MSAP offrent de nombreux avantages, tels qu'un couple élevé, une efficacité énergétique supérieure et une réponse rapide, ce qui les rend idéales pour des usages variés, allant des véhicules électriques à l'industrie aérospatiale.

Nous avons débuté par une analyse des composants principaux des MSAP, notamment le stator, le rotor et les aimants permanents. Les propriétés des matériaux des aimants permanents sont cruciales pour garantir des performances optimales. Les configurations des aimants, qu'elles soient en surface ou enterrées, ont un impact significatif sur les performances électromagnétiques et la fiabilité des machines. L'étude s'est ensuite concentrée sur la modélisation électromagnétique des MSAP en utilisant la méthode des éléments finis (FEM). Cette méthode nous a permis de simuler et d'analyser les phénomènes électromagnétiques complexes, révélant l'importance de la géométrie des aimants et de la configuration du stator. Les simulations ont démontré que l'optimisation de la dimension et de la disposition des aimants peut améliorer considérablement l'efficacité et la durabilité des machines.

Nous avons également évalué les performances dynamiques des MSAP sous différentes conditions de charge. Les résultats montrent que ces machines maintiennent des performances stables et fiables même dans des environnements de travail exigeants. Les techniques de contrôle avancées, telles que le contrôle vectoriel et le contrôle direct du couple, se sont avérées efficaces pour gérer les performances des MSAP. En conclusion, ce mémoire a fourni une analyse détaillée des MSAP, démontrant que la modélisation électromagnétique et l'optimisation peuvent significativement améliorer leurs performances. Ces travaux ouvrent la voie à de futures recherches visant à développer des machines électriques encore plus efficaces et fiables, répondant aux besoins croissants des industries modernes.

Perspective

Les perspectives pour les travaux futurs sont multiples et prometteuses. Premièrement, il serait pertinent d'étendre la modélisation à d'autres topologies de machines électriques, notamment celles avec des aimants internes ou des configurations à double rotor, pourraient permettre une gestion plus fine et adaptative des performances des MSAP en temps réel. Enfin, l'impact environnemental et la durabilité des matériaux utilisés pour les aimants permanents restent des axes de recherche cruciaux, visant à développer des machines plus écologiques et économiquement viables.

En conclusion, ce mémoire a non seulement approfondi la compréhension des MSAP mais a également ouvert la voie à de nouvelles innovations technologiques et méthodologiques pour répondre aux défis futurs de l'électrotechnique.

Références bibliographiques

- [1] **B. LADGHEM CHKOUCHE** : « Calcul des performances de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, ENP, Juillet 2009.
- [2] **S. MABRAK** « optimisation des performances des machines synchrones a aimants permanents montes sur la surface rotorique non magnétique » thèse doctorat en science université Mohamed BOUDIAF M'sila Juillet 2021.
- [3] **M. DJELFAOUI, H. BITAR** « Model 2D d'une Moteur Synchrone à aimants permanent montés Sur la surface rotorique » Mémoire Master université Mohamed BOUDIAF M'sila 2022/23.
- [4] **M. RACHEK** « Modélisation Electromagnétique par Eléments Finis 2D d'une Machine synchrone à Aimant Permanent » PFE Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou 2010/2011.
- [5] **M. ZAOUIA** « Etude par la Méthode des Eléments Finis d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts dus à la Désaimantation » PFE Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, 2009
- [6] **S. NAIT LARBI** « Contribution à la modélisation électromagnétique par éléments finis 2D des moteurs synchrones à aimants permanents en régime transitoire » Mémoire Master université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, 2015/16
- [7] **S. BOUFENAR, Z. LATRECHE** « Dimensionnement et Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent » PFE Université Mohamed Seddik Ben Yahia 2019
- [8] **Mehdi DJAMI, Mohammed Mounir, HADJ SADOK** « Dimensionnement Magnétothermique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) » École Nationale Polytechnique 2019
- [9] **S. MABRAK** « Modélisation des Machines Synchrones à Aimants Permanents avec Rotor Externe non Magnétique » Mémoire magister Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Mars 2011.
- [10] **K. BOUGHRARA** « Modélisation Analytique et Numérique des Performances Electromagnétiques des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents » thèse doctorat d'état L'Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [11] **S. MABRAK** « Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique » PFE Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2008.
- [12] **Y. BOUTORA** « Elaboration de nouvelles méthodes de renumérotation des maillages en vue d'une modélisation électromagnétique de machines synchrones à aimants permanents avec la méthode des éléments finis » thèse doctorat, ENP, Juillet 2007.
- [13] **D. J. GRIFFITHS** « Introduction to Electrodynamics» 4th ed. Pearson, 2013.
- [14] **E. M. PURCELL, D. J. MORIN** « Electricity and Magnetism » 3rd ed. Cambridge University Press, 2013.

- [15] **M. N. O. SADIKU** « Elements of Electromagnetics » 6th ed. Oxford University Press, 2015.
- [16] **R. E. COLLIN** « Foundations for Microwave Engineering » 2nd ed. IEEE Press, 2001.
- [17] **J. R. REITZ, F. J. MILFORD, R. W. CHRISTY** « Foundations of Electromagnetic Theory » 4th ed. Addison-Wesley, 1993.
- [18] **D. K. CHENG** « Field and Wave Electromagnetics » 2nd ed. Addison-Wesley, 1989.
- [19] **P. LOMBARD, G. MEUNIER** « A general purpose method for electric and magnetic combined problems for 2D, axisymmetric and transient systems » IEEE Transactions on Magnetics, vol. 29, no. 2, pp. 1737-1740, 1993.
- [20] **S. J. SALON, J. P. A. BASTOS** « What is really computed in electromagnetic 3D finite element analysis based on the vector potential formulation » IEEE Transactions on Magnetics, vol. 31, no. 3, pp. 1808-1811, 1995.
- [21] **M. BELKADI** « Calcul numérique d'une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses », Thèse magister d'état, ENP, Alger, Algérie.
- [22] **A. MAIOUFI** « Modélisation des phénomènes électromagnétiques non linéaires parla méthode des volumes finis », Thèse magister, université de Batna, Algérie, Avril. 2006.
- [23] **Y. BOUTORA, N. TAKORABET, R. IBTIOUEN, S. MAZAN** « A new method of minimizing the bandwidth and profile of square matrices for triangular finite elements mesh », IEEE Transactions on Magnetic. Vol. 43. No. 4. April. 2007.
- [24] **L. HADJOUT** « Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, Décembre.2006.
- [25] **D. ZARKO, D. BAN, T. LIPO** « Analytical Solution for Cogging Torque in Surface PermanentMagnet Motors Using Conformal Mapping », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44. No. 1. January. 2008.
- [26] **D. ZARKO, D. BAN, T. LIPO** « Analytical Calculation 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.
- [27] **AL. AOUICHA, A. MAZOUZ et A. CHERIFI** « Modélisation électromagnétique par éléments finis 2D des machines à aimants permanents », mémoire de fin d'études, UMMTO,2011.
- [28] **A. GENON et W. Legros** « machines électriques » Hermes sciences Europe, 2000.
- [29] **J.F. GIERAS** « Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications » CRC Press, 2010.
- [30] **D.C. HANSELMAN** « Brushless Permanent-Magnet Motor Design » McGraw-Hill, 2006.
- [31] **J.R. HENDERSHOT, T.J.E. MILLER** « Design of Brushless Permanent-Magnet Motors » Magna Physics Publishing, 1994.

[32] **G.Y. SIZOV, D.M. IONEL, N.A.O. DEMERDASH** « Modeling and Parametric Design of Permanent-Magnet AC Machines Using Computationally Efficient Finite-Element Analysis » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, 2012.

[33] **S. STIPETIC** « Design Optimisation of Permanent Magnet Synchronous Machines » Thèse de doctorat, Université de Zagreb, Croatie, 2015.

ملخص

يعرض هذا العمل منهجية لتحديد الأبعاد الهندسية للآلات الكهربائية ذات المغناطيس الدائم المراب على مساحة الدوار. تهدف الخطة إلى استخراج نموذج مبني على حل معادلات المجالات المغناطيسي بصيغة تحليلية للدراسة النوعية للنتائج القياسية لهذه الآلات. قمنا في بداية هذا العمل باعتبار الثابت بدون حز، وبعد ذلك قمنا بنفس العمل باعتبار الثابت في الحالة العادية. وفي الأخير استعملنا طريقة تسمى "العناصر المنتهية" لتدقيق النموذج التحليلي. الكلمات المفتاحية: الآلات المغناطيسية الدائمة، الحث المغناطيسي، تموجات عزم الدوران، الدوام المعقدة، زوجين الاسترخاء، عناصر محدودة.

Résumé

Le travail consiste à effectuer une modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimant permanent montées sur la surface rotorique à aimants sinusoïdaux, en utilisant une méthode analytique de calcul. Ensuite, nous effectuons les mêmes calculs par une méthode numérique afin de valider notre modèle analytique. Cette méthode numérique est basée sur la méthode des éléments finis.

Dans un deuxième temps une étude paramétrique est effectuée pour évaluer l'influence des paramètres géométriques de la machine sur ses performances.

La méthode numérique sera implémentée à l'aide du logiciel FEMM.

Mots clés : machine à aimants permanents, induction magnétique, couple de détente, éléments finis.

Abstract

The work consists of carrying out electromagnetic modeling of permanent magnet synchronous machines mounted on the rotor surface with sinusoidal magnets, using an analytical calculation method. Then, we carry out the same calculations using a numerical method in order to validate our analytical model. This numerical method is based on the finite element method.

Secondly, a parametric study is carried out to evaluate the influence of the geometric parameters of the machine on its performance.

The numerical method will be implemented using FEMM software.

Key words: Permanent Magnet Machine, magnet flux density, Torque ondulation, , cogging torque, finite-element method.