

RÉPUBLIQUE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE D'ALGÉRIE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT GÉNIE

ÉLECTRIQUE



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ÉLECTROMÉCANIQUE

OPTION : ÉLECTROMÉCANIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par : MERICHE Ayoub / DELLAOUI Marouane

Etude Comparative Des Machines Synchrones A
Aimants Simples Et Doubles Excitations

Présenté au jury composé de :

ZORIG Assam

Université M'sila

Président

RAHALI Hilal

Université M'sila

Rapporteur

MABRAK Samir

Université M'sila

Co-Rapporteur

LADGHEM CHIKOUCHE Brahim

Université M'sila

Examineur

Annéeacadémique: 2023/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicace

*A ma mère,
A mon père,
A mes sœurs,
A toute ma famille,
A tous mes amis.*

Dellaoui Marouane

Dédicace

Mes chers parents qui ont fait de moi ce que je suis par leurs sacrifices, à mes frères, mes sœurs et à toute ma famille, à tous mes amis et à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la Couronnement et à la réussite de ce travail.

Meriche Ayoub

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département de
Genie électrique de l'université de M'sila.

Louange à Allah le tout puissant qui m'a accordé la santé et la
patience Durant toutes ces années, pour que je vienne aujourd'hui et
présenter ce travail.

Je tiens à remercier mon co-encadreur Mr. MABRAK Samir, pour son
aide et ses conseils précieux.

Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui m'ont honoré
en acceptant de juger ce travail.

Je remercie tous les enseignants du département génie électrique.

Mes remerciements vont aussi à toute ma famille et à tous mes amis
pour leur aide et leur soutien

Sommaire

Introduction générale.....	11
Chapitre I Représentation des machines synchrones	
I.1. Introduction.....	12
I.2.Constitution des machines synchrones.....	13
I.2.1. Le stator	13
I.2.2. Rotor.....	13
I.2.3.Organes mécaniques.....	14
I.2.3.1.Arbre.....	14
I.2.3.2.Roulements.....	14
I.3.Principe de fonctionnement.....	15
I.4. Classification des machines synchrones.....	15
I.4.1. Machine synchrone à rotor bobiné.....	16
I.4.1.1. Machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses.....	16
I.4.1.2.Machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants.....	17
I.4.2.Machines synchrones à aimants permanents.....	18
I.4.3.Machines synchrones à double excitation.....	18
I.4.4.Machines synchrones à réluctance variable (MSRV).....	18
I.5.Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les machines électriques.....	19
I.5.1 Propriétés magnétiques et physiques des aimants.....	19
I.5.2. Les différents types de matériaux pour aimants.....	20
I.5.3.Impact de la température des aimants.....	20
I.6.Structures des inducteurs des MSAP.....	22
I.6.1.Structures à flux radial (RFPM).....	22
I.6.1.1 Structures à aimants déposés en surface.....	22
I.6.1.2 Structures à aimant encastrés.....	23
I.6.1.3 Structures à aimants enterrés.....	24
I.6.2 Structures à flux axial (AFPM).....	24
I.7.Applications des machines synchrones.....	26
I.8.Conclusion.....	27
Chapitre II Modélisation par Eléments Finis des Machines à Aimants	
II.1. Introduction.....	29

II.2. Présentation de la méthode des éléments finis.....	19
II.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	30
II. 3.1. Equations de Maxwell.....	30
II. 3.2 . Formulation du problème.....	31
II. 3. 2.1. Formulation magnétostatique.....	31
II.3. 2.1. a. formulation en potentiel vecteur.....	31
II.3. 2.1.b. Formulation en potentielmagnétiquescalaire.....	31
II. 3. 2.2. Conditions aux limites.....	32
II. 3. 2.3 Hypothèses et modèle d'étude.....	33
II. 3. 2.4. Modélisation des aimants permanents.....	34
II. 4.Résolution numérique en utilisant la méthode des éléments finis.....	34
II. 4.1. Formulation intégrale du modèle magnétostatique.....	36
II. 4.2 Méthode des résidus pondérés.....	36
II. 4. 3. Discrétisation du domaine d'étude.....	37
II.4.4 Discrétisation de la forme intégrale.....	39
II.4.5. Cas d'un problème non linéaire.....	42
II.5. Présentation du logiciel FEMM.....	42
II. 6. Calcul du couple développé par la machine.....	43
II. 6. 1. Calcul du couple à partir de la puissance électromagnétique.....	43
II. 6. 2. Calcul du couple par le tenseur des contraintes de Maxwell.....	44
II. 6. 3. Calcul du couple en considérant l'énergie magnétique.....	44
II.	44
7.Conclusion.....	
Chapitre III Etude comparative des machines synchrones a aimants permanent	
III. 1. Introduction.....	45
III. 2. Présentation de la machine étudiée.....	45
III. 3. Caractéristiques de la machine.....	45
III. 3.1.Stator.....	45
III. 3.2.Rotor.....	45
III. 3.2.1.Machines synchrones à aimants simples (MSSE).....	45
III. 3. 2.2. Machine synchrone à double excitation (MSDE).....	45
III.4. Paramètres de la machine.....	47
III.5. Simulation d'une machine synchrone (MSDE) et (MSSE).....	47

III.5.1. Etude du champ dans l'entrefer (MSDE) et (MSSE).....	47
III.5.1.1.Les résultats de simulation(MSSE).....	47
III.5.1.2.les résultats de simulation(MSDE).....	49
III.5.1.3.Les résultats de comparaison induction radial et tangentielle (MSSE) et(MSDE).....	51
III.5.1.3.1.comparaison induction radial (MSSE) et(MSSD).....	51
III.5.1.3.2.comparaison induction et tangentielle (MSSE) et(MSSD)....	52
III.5.2.Les résultats de comparaison Induction radial (MSSE).....	53
III.5.2.1.Influence de l'ouverture des aimants.....	53
III.5.2. 2 Influence de la hauteur des aimants.....	55
III.5.2.3.Influence de la hauteur entrefer.....	57
III.5.3.Influence Couple de détente.....	59
III.5.3.1 Comparaison Couple de détente (MSSE) et(MSSD).....	59
III.5.3.2.Influence de l'ouverture encoches sur Couple de détente (MSSE)	60
III.5.3.3.Influence de la hauteur des aimants sur Couple de détente (MSSE).	61
III.6.Conclusion.....	62
Conclusion générale	63
Références bibliographiques	
Résumé	

Liste des figures

Chapitre I	
Figure I.1.Constitution de la machine synchrone.....	12
Figure I.2.Différents stators des machines synchrones.....	13
Figure I.3. Différents rotors des machines synchrones.....	14
Figure I.4.(a) Roulements ;(b) Arbre d'induit ;(c) Roulement monté dans la machine.....	15
Figure I.5.Classemment des machines synchrones.....	16
Figure I.6.Rotor à pôles lisses.....	17
Figure I.7.Rotor à pôles saillants.....	17
Figure I.8.Rotor à pôles saillants.....	19
Figure I.9.Courbe-de-désaimantation-des-principaux-types-diamants.....	21
Figure I.10.Représentation du maintien des aimant par épanouissement polaire.....	22
Figure I.11.Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).....	23
Figure I.12. Structure à aimants encastrés.....	23
Figure I.13.Structure à aimants enterrés : (a) à concentration de flux, (b) classique.....	24
Figure I.14.Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.....	25
Figure I.15.Structure à flux axial avec double rotor et un stator.....	25
Figure I.16.Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.....	26
Figure I.17.Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.....	27
Chapitre II	
Figure II.1.Représentation du modèle ampérien d'un aimant.....	34
Figure II.2,Représentation générale de la machine étudiée.....	37
Figure II.3.Espace de référence et espace réel.....	38
Figure II.4.: Maillage d'une MSAP.....	43
Chapitre III	
Figure III.1..la machine synchrones (MSSE).....	46
Figure III.2.. la machine synchrones(MSDE).....	46
Figure III.3Maillage par éléments finis machine synchrone à aimant simple.....	47

Figure III.4.Carte du champ magnétique machine synchrone à aimant simple.....	48
Figure III.5.Induction radial due aux machines synchrones (MSSE).....	48
Figure III.6. Induction tangentielle due aux machines synchrones (MSSE).....	49
Figure III.7.Maillage par éléments finis machine synchrone à double excitation (MSDE).....	49
Figure III.8. Carte du champ magnétique machine synchrone à double excitation (MSDE).....	50
Figure III.9.Induction radial due aux machines synchrones (MSDE).....	50
Figure III.10.Induction tangentielle due aux machines synchrones (MSDE).....	51
Figure III.11.Induction radial due aux machine synchrone (MSSE)et (MSDE).....	51
Figure III.12.Induction tangentielle due aux (MSSE) et (MSDE).....	52
Figure III.13.Maillage par éléments finis et . carte du champ magnétique due aux machine synchrone (MSSE) ouv 75°	53
Figure.III.14.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique due aux machine synchrone (MSSE) ouv 65°	53
Figure III.15.Figure.III.15.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) ouv 85°	54
Répartition de l'induction radial dans l'entreferpour différentes ouvertures des aimants(MSSE).....	54
Figure.III.17.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) la hauteur des aimants 3mm	55
Figure.III.18.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) la hauteur des aimants 5mm	55
Figure.III.19.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) la hauteur des aimants 7 mm	56
Figure.III.20.a. Répartition de l'induction radial pour différentes hauteurs des aimants	56
Figure III.21.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) G=1mm.....	57
Figure III.22.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) G=2mm	57
Figure III.23.Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) G=3mm	58
Figure III.24.Répartition de l'induction radial pour différentes rayons de l'entrefer.....	58
Figure III.25.Couple de détente (MSSE) et(MSDE).....	59
Figure III.26.. Influence de l'ouverture encoches sur Couple de détente (MSSE).....	60

Liste des tableaux

Tableau. III .1.Paramètres de la machine	21
Tableau I .1. Influence de la température sur plusieurs types aimants permanents[MDA13]	47

Notions et symboles

MSAP	machines synchrones	
MSSE	Machines synchrones simple excitation	
MSDE	Machine synchrone à double excitation	
FEMM	FiniteElementMethodMagnetics	
$N_d F_e B$	néodyme, de fer et de bore	
SmCo	samarium-cobalt	
AlNiCo	aluminium-nickel-cobalt	
g	représente l'accélération due à la gravité	[m/s ²]
Brd	Induction radial due aux machine synchrone	
Br	Induction rémanente	[T]
μ_r	Perméabilité relative des aimants	
P	Nombre de paires de pôles	
If	Courant d'excitation de l'électro-aimant	[A]
R0	Rayon intérieur de l'encoche rotoriques	[mm]
R1	Rayon extérieur de l'encoche rotoriques	[mm]
R2	Rayon extérieur de l'aimant	[mm]
R3	Rayon intérieur de l'encoche de stator	[mm]
R4	Rayon extérieur de l'encoche de stator	[mm]
R5	Rayon externe de stator	[mm]
G	Largeur de l'entrefer	[mm]
hm	Hauteur de l'aimant	[mm]
hs	Hauteur de le l'encoche statorique	[mm]
LU	Longueur utile de la machine	[mm]

CDT	Couple de détente	[Nm]
\vec{E}	(représente le vecteur du champ électrique, (V/m).	[V/m.]
T	Représente la température, mesurée en kelvins	[K]
\vec{H}	représente le vecteur du champ magnétique	[A/m]
\vec{J}	représente la densité de courant libre	[A/m ²]
\vec{D}	représente le vecteur de déplacement électrique	[C/m ²]
\vec{B}	représente la densité de flux magnétique	[T]
$\underline{Fem_a}$	Force contre électromotrice	
[K]	une matrice dite de rigidité globale	[Ne x Ne]
[J _s]	Le vecteur densité de courant (vecteur source global)	[Ne]
{A}	Vecteur contenant les potentiels (inconnus) aux nœuds	[Ne]

Introduction générale

Dans ce travail de recherche, nous avons effectué une étude comparative entre deux types de machines synchrones à aimants permanents : les machines à double excitation (**MSDE**) et les machines synchrones à aimants permanents à excitation unique (**MSSE**). L'objectif était de proposer une conception optimale de ces machines [**HKA12**].

Le développement des **MSDE** et **MSSE** est étroitement lié à des domaines d'application des machines électriques, en particulier celles à aimants permanents. Nous avons donc commencé par présenter le principe de fonctionnement des machines à aimants permanents, ainsi que leurs domaines d'application [**BAU14, CBO10, YNA09**].

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des machines synchrones, incluant leur structure, utilisation, avantages et inconvénients, en mettant l'accent sur les machines synchrones à aimants permanents.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation numérique des **MSDE**, en détaillant la méthode des éléments finis. Le concept de base de cette méthode est de diviser le modèle mathématique en composants géométriques simples appelés "éléments finis". Nous avons également étudié les principales différences entre les types d'aimants.

Dans le dernier chapitre, nous avons discuté du fonctionnement des différents modèles pour :

- Tracer la carte du champ magnétique créé par les aimants permanents seuls.
- Tracer la carte du champ magnétique pour la double excitation (aimants permanents - courant continu).
- Extraire les principales différences entre les **MSSE** et **MSDE** en termes d'induction radiale et tangentielle.
- Répartition de l'induction magnétique pour différentes hauteurs des aimants. (**MSSE**).
- Répartition de l'induction magnétique dans l'entrefer pour différentes ouvertures des aimants(**MSSE**).
- D'augmentation du couple de détente.

Ces modèles permettent d'analyser les résultats des systèmes avec une grande précision. Dans notre cas, tous les résultats ont été obtenus à partir du code numérique **FEMM**.

Chapitre I

Représentation des machines synchrones

I.1. Introduction

Le terme de machine synchrone englobe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique du rotor est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique du rotor est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose, en fonctionnement normal, une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Cette famille de machines comprend en fait plusieurs sous-familles, allant des alternateurs de plusieurs centaines de mégawatts aux moteurs pas à pas de quelques watts. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement similaire. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis de manière à ce que les forces électromotrices générées par la rotation du champ du rotor soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Les stators, en particulier dans les applications à forte puissance, sont identiques à ceux des machines asynchrones. Il existe trois grandes familles de rotors, chargés de générer le champ d'induction du rotor :

- Les rotors bobinés à pôles lisses
- Les rotors bobinés à pôles saillants
- Les rotors à aimants permanents.

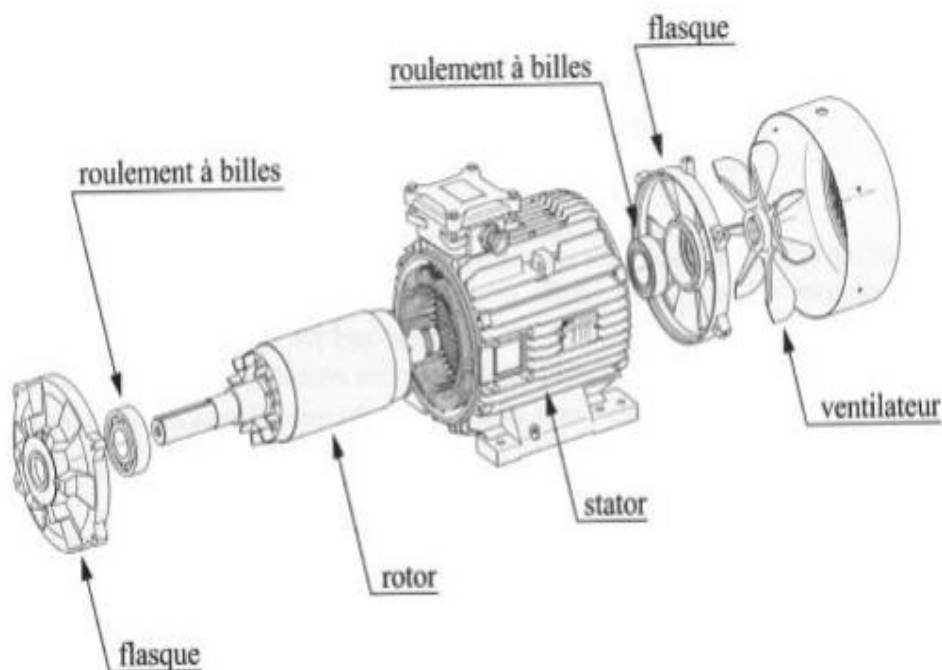


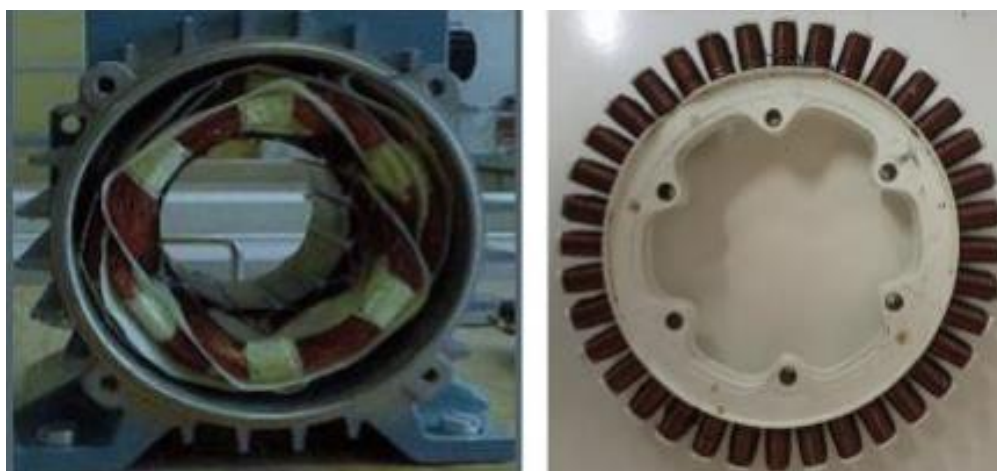
Figure 0.1. Constitution de la machine synchrone

I.2. Constitution des machines synchrones

Pratiquement toutes les machines électriques tournantes qui convertissent l'énergie mécanique en énergie électrique ou vice versa sont constituées de deux parties principales : le stator et le rotor, séparés par un entrefer.

I.2.1. Le stator

Est composé d'un circuit magnétique feuilleté, à l'intérieur duquel est placé un enroulement triphasé réparti dans des encoches. Ce bobinage constitue l'induit de la machine, car c'est là que sont générées les forces électromotrices induites par le champ tournant [PMA06].



a) - bobinage distribué

b) - bobinage concentré

Figure 0.2. Différents stators des machines synchrones

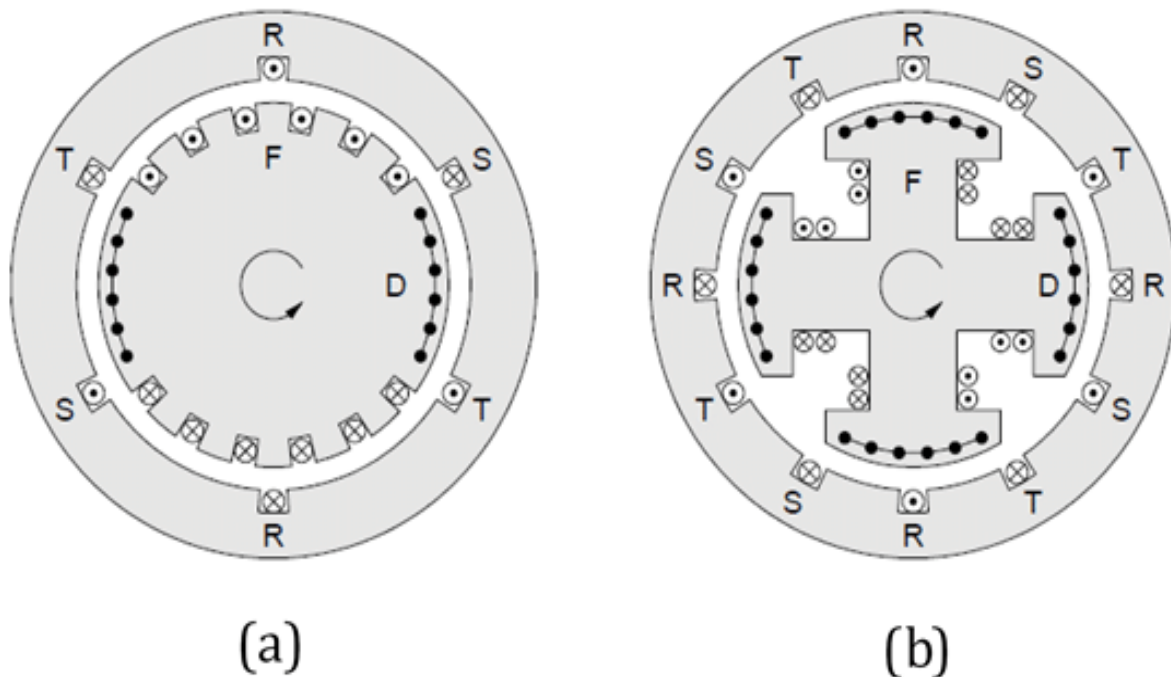
I.2.2. Rotor

Les moteurs électriques, qu'ils soient asynchrones ou synchrones, se distinguent principalement par leur rotor, la partie mobile responsable de la rotation de la charge mécanique. Ce rotor peut être constitué d'aimants permanents, d'un électroaimant ou d'une combinaison des deux, appelée excitation hybride. Il existe deux principaux types de rotors : à pôles lisses et à pôles saillants.

Dans les rotors à pôles lisses, l'entrefer est généralement considéré comme constant, tandis que dans les rotors à pôles saillants, l'entrefer peut varier. Les machines synchrones à pôles lisses sont souvent utilisées dans les applications où la vitesse de rotation est élevée, tandis que les machines à pôles saillants sont préférées dans les applications à basse vitesse de rotation nécessitant des puissances plus importantes [CBO10].

Le rotor peut prendre différentes formes. Parfois, il est constitué d'un aimant permanent pour les petites machines, mais plus généralement, il s'agit d'un électroaimant sous forme d'un cylindre

ferromagnétique massif recevant un bobinage. Ce bobinage, alimenté en courant continu, génère des paires de pôles alternés sud et nord, avec un nombre de paires de pôles (p) variable selon les besoins [GCH06].



(a)

(b)

a) à pôles lisses

b) à pôles saillants

Figure 0.3. Différents rotors des machines synchrones

I.2.3. Organes mécaniques

I.2.3.1. Arbre

L'arbre joue un rôle central dans la transmission. Il se compose d'une partie centrale qui supporte le corps du rotor, ainsi que d'une extrémité sur laquelle est fixé un demi-accouplement, comme illustré dans la figure I.4. Habituellement fabriqué en acier moulé ou forgé, l'arbre est soutenu par un ou plusieurs paliers. Ces paliers maintiennent le rotor en place et garantissent sa rotation libre. Le deuxième palier est spécifiquement conçu pour permettre les dilatations thermiques de l'arbre. [YNA09]

I.2.3.2. Roulements

Les roulements jouent un rôle crucial dans le maintien de l'axe de la machine (l'arbre), comme représenté dans la figure I.4. Leur fonction principale est d'assurer une rotation fluide du rotor. Typiquement, un roulement se compose d'une bague interne, d'une bague externe, d'un mécanisme de roulement (souvent des billes maintenues dans une cage ou des rouleaux), ainsi que d'un système de lubrification. [BAU14]

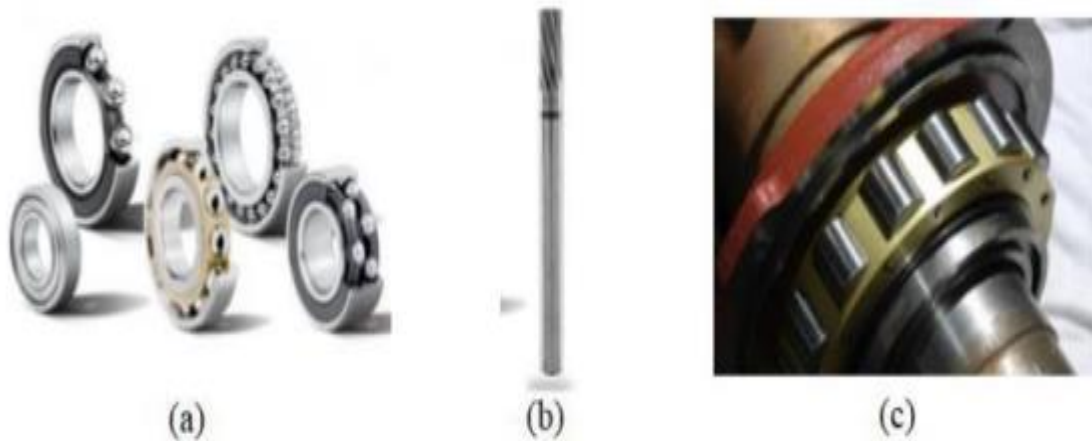


Figure 0.4.(a) Roulements ;(b) Arbre d'induit ;(c) Roulement monté dans la machine

I.3. Principe de fonctionnement

Lorsque le moteur est en marche, les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tension triphasé de pulsation $w = p\Omega$, ce qui crée un champ tournant à la pulsation Ω . Le champ créé par l'inducteur est fixe par rapport au rotor, qui tourne à une vitesse de rotation Ω en synchronisme avec le champ créé par l'induit. Ces deux champs interagissent pour créer un couple qui entraîne la machine à la vitesse w . Il convient de noter que cette machine est appelée synchrone car sa vitesse de rotation fixe détermine la pulsation des courants statoriques et vice versa, c'est-à-dire que $w = p\Omega$. De plus, l'angle formé par le champ créé par le stator et celui créé par le rotor varie en fonction de la charge [BMO13].

I.4. Classification des machines synchrones

Les machines synchrones peuvent être catégorisées en fonction de leur méthode d'excitation, comme présenté dans la figure 1.1. Les méthodes d'excitation incluent l'utilisation de bobinages, d'aimants permanents, etc.

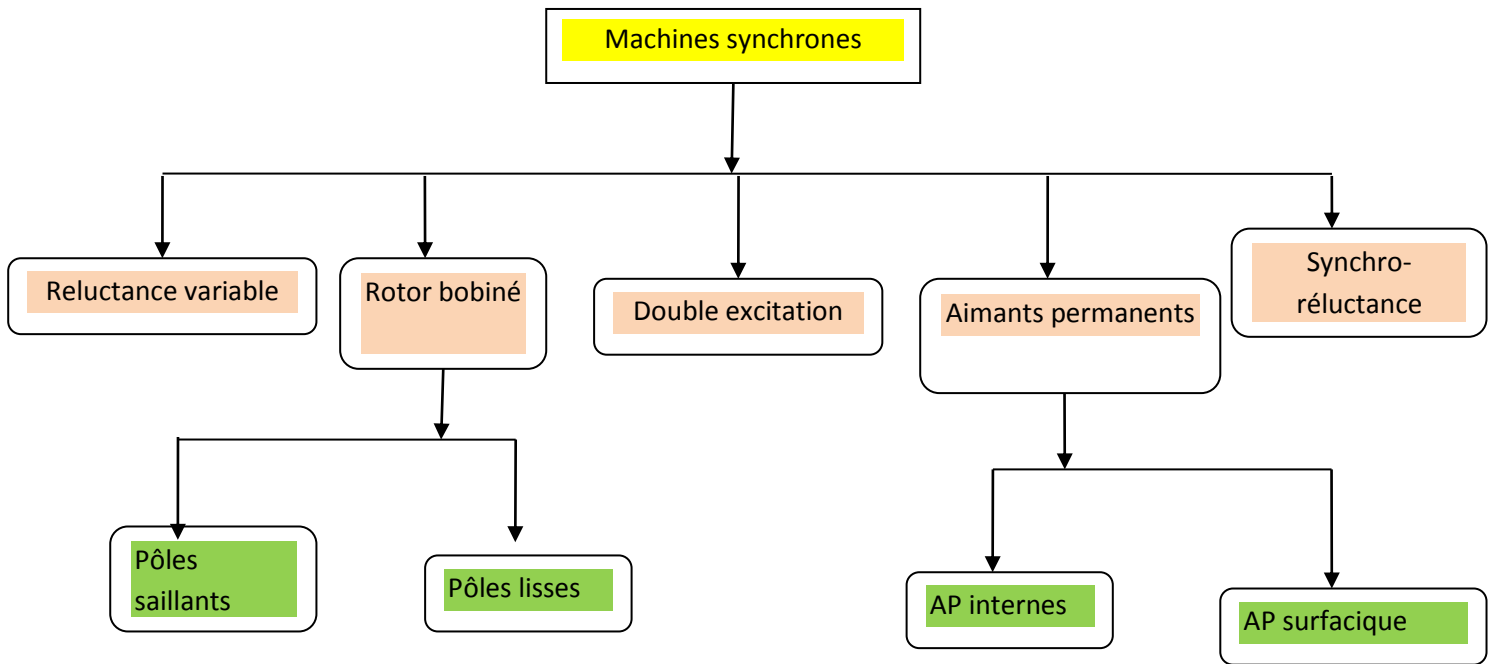


Figure 0.5. Classement des machines synchrones

I.4.1. Machine synchrone à rotor bobiné

Dans le cas des machines synchrones à rotor bobiné, le rotor comporte un enroulement monophasé alimenté par un courant continu, tandis que le stator est équipé d'un enroulement polyphasé alimenté en courant alternatif. Pour générer un couple de valeur moyenne non nulle, il est nécessaire de garantir que la vitesse du champ tournant statorique soit strictement égale à la vitesse du champ tournant rotorique, ce qui est vérifié par la condition de synchronisme [HKA12].

I.4.1.1. Machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses

Plutôt adaptées pour des applications de forte puissance et grande vitesse, le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier amagnétique, comme montré sur la figure I.6. Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en acier amagnétique, l'entrefer étant d'épaisseur constante. Seule la répartition des encoches et leur remplissage constitue un paramètre structurel jouant sur la forme d'onde des FEM attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des tensions sinusoïdales à très faible taux d'harmonique [BMU12,WZH12].



Figure 0.6. Rotor à pôles lisses

I.4.1.2. Machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants

Pour les MS à pôles saillants, les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaire massifs ou feuilletés, voir la figure I.7. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Elles sont utilisées pour des applications qui nécessitent une simplicité de constitution [RLE09]. (Figure I-7).



Figure 0.7. Rotor à pôles saillants

I.4.2. Machines synchrones à aimants permanents

La présence des aimants au rotor rend la construction complexe et fragilise mécaniquement sa structure. De plus, les pertes harmoniques au rotor, dues à la pulsation de flux engendrée par les dentures et les harmoniques de courant, peuvent provoquer la démagnétisation des aimants en dépassant la température maximale tolérée. Ces machines, caractérisées par un grand nombre de pôles, permettent de développer des couples mécaniques importants, associés à un rendement assez élevé et à une grande puissance massique, tout en offrant des méthodes de contrôle plus simples. Il existe différents types de machines synchrones à aimants permanents, telles que les machines de construction standard à aimantation radiale, les génératrices discoïdes à champ axial ou encore celles à rotor extérieur. Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement [FMA13, JFG04, MHE95, MAL16].

I.4.3. Machines synchrones à double excitation

Plusieurs équipes de recherche ont mis en lumière de nouvelles structures dites à double excitation. Dans ces configurations, le flux d'excitation est généré par deux sources distinctes :

L'une étant à base d'aimants permanents, et l'autre étant soit bobinée (le plus souvent), soit également à base d'aimants permanents. L'objectif principal est d'utiliser cette seconde source d'excitation pour contrôler le flux dans l'entrefer.

Dans la suite, nous présentons un état de l'art concernant les machines à double excitation, incluant celle qui fait l'objet de ce rapport.

Selon la disposition des deux circuits d'excitation, il existe plusieurs types de machines à double excitation. Toutefois, nous les avons classées en deux catégories principales :

- a) Machines synchrones à double excitation en série ;
- b) Machines synchrones à double excitation en parallèle [YAM01].

I.4.4. Machines synchrones à réluctance variable (MSRV)

Dans la figure 2.6, nous observons le rotor d'une machine synchrone à réluctance variable (MSRV). Contrairement aux rotors des machines traditionnelles, celui-ci ne comporte ni aimants permanents ni bobinage d'excitation. Le couple est généré grâce à l'effet de réluctance. Le stator de la MSRV est similaire à celui des machines à courant alternatif classiques. Cependant, le rotor est conçu de manière à maximiser le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d/L_q). La plage de fonctionnement à puissance constante de la machine dépend directement de ce rapport. De même, le facteur de puissance est également influencé par ce rapport : plus celui-ci est élevé, plus le facteur de puissance est élevé également. Cependant, obtenir un rapport L_d/L_q élevé impose des contraintes lors de la fabrication, ce qui peut avoir un impact négatif sur le coût de la machine [YAM01].

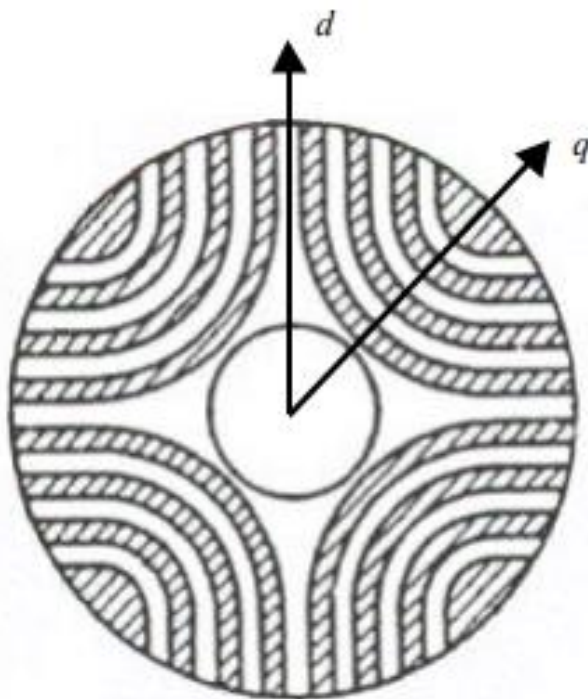


Figure 0.8. Rotor à pôles saillants

I.5. Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les machines électriques

L'industrie des aimants permanents offre une variété de matériaux qui se distinguent par les procédés de fabrication. Ces procédés ont un impact direct sur les caractéristiques magnétiques et mécaniques des aimants, ce qui conduit, selon l'application, au choix d'un type d'aimant basé le plus souvent sur des critères technico-économiques. Les matériaux utilisés sont classés en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis.

I.5.1 Propriétés magnétiques et physiques des aimants :

Les aimants sont caractérisés par différentes valeurs magnétiques et physiques :

- Le produit d'énergie ($B \times H$) maximal représente la qualité d'un aimant, avec des valeurs plus élevées indiquant une plus grande énergie magnétique.
- La rémanence (B_r) est la magnétisation résiduelle dans un aimant saturé, avec des valeurs plus élevées indiquant de meilleures performances.
- La force coercitive (H_c) mesure la résistance à la démagnétisation, avec des valeurs plus élevées indiquant une meilleure stabilité magnétique.
- La perméabilité mesure la capacité de conduction magnétique, avec des valeurs plus élevées indiquant une meilleure conductivité.
- Le coefficient de température indique la variation de la rémanence avec la température.
- La température maximale d'utilisation est une approximation dépendant du dimensionnement des aimants.

- La densité ou la masse spécifique indique la compacité de l'aimant.

I.5.2. Les différents types de matériaux pour aimants

Les aimants peuvent être fabriqués à partir de divers types de matériaux, chacun avec ses propres caractéristiques magnétiques et propriétés. Voici quelques-uns des principaux types de matériaux utilisés pour fabriquer des aimants :

- **Aimants en ferrite (aimants céramiques)** : Ils sont fabriqués à partir d'oxydes de fer et de matériaux céramiques. Ils sont peu coûteux à produire, mais ils ont une force magnétique relativement faible par rapport à d'autres types d'aimants.
- **Aimants en néodyme-fer-bore (NdFeB)** : Ces aimants sont fabriqués à partir d'un alliage de néodyme, de fer et de bore. Ils sont remarquablement puissants et sont utilisés dans de nombreuses applications modernes nécessitant une forte attraction magnétique.
- **Aimants en samarium-cobalt (SmCo)** : Fabriqués à partir d'un alliage de samarium et de cobalt, ces aimants ont une forte résistance à la démagnétisation et peuvent maintenir leur force magnétique à des températures élevées. Cependant, ils sont plus coûteux que les aimants en **NdFeB**.
- **Aimants en Alnico (aluminium-nickel-cobalt)** : Composés d'un alliage d'aluminium, de nickel, de cobalt et de fer, ces aimants ont été largement utilisés avant l'avènement des aimants en terre rare (NdFeB et SmCo). Ils ont une bonne résistance à la corrosion mais sont moins puissants que les aimants en NdFeB.

Chaque type de matériau magnétique a ses propres avantages et limitations, et le choix de l'aimant approprié dépendra des exigences spécifiques de l'application.

I.5.3. Impact de la température des aimants

Les aimants terres rares **NdFeB** et SmCo présentent les meilleures performances en terme d'énergie volumique si bien qu'ils se retrouvent dans la plupart des machines électriques destinées aux applications embarquées. Les aimants permanents sont néanmoins sensibles à la température. Leurs propriétés magnétiques diminuent avec l'élévation de la température. Ce phénomène est réversible tant que la température limite d'utilisation n'est pas atteinte. Lorsque cette température est atteinte, les aimants permanents perdent de manière irréversible leur énergie magnétisante. Le tableau II .1. Présente la sensibilité à la température de différents aimants. [MDA13].

Type d'aimant	Variation d'induction rémanente [C]	Variation de champ coercitif [%/°C]	Température maximale [°C]
Nd-Fe-B	-0,085	-0.57	180
SmCo	-0.03	-0,035	350
Al-Ni-Co	-0.04	+0.01	550
Ferrite	-0.2	+0.13	300

Tableau I .1. Influence de la température sur plusieurs types aimants permanents[MDA13]

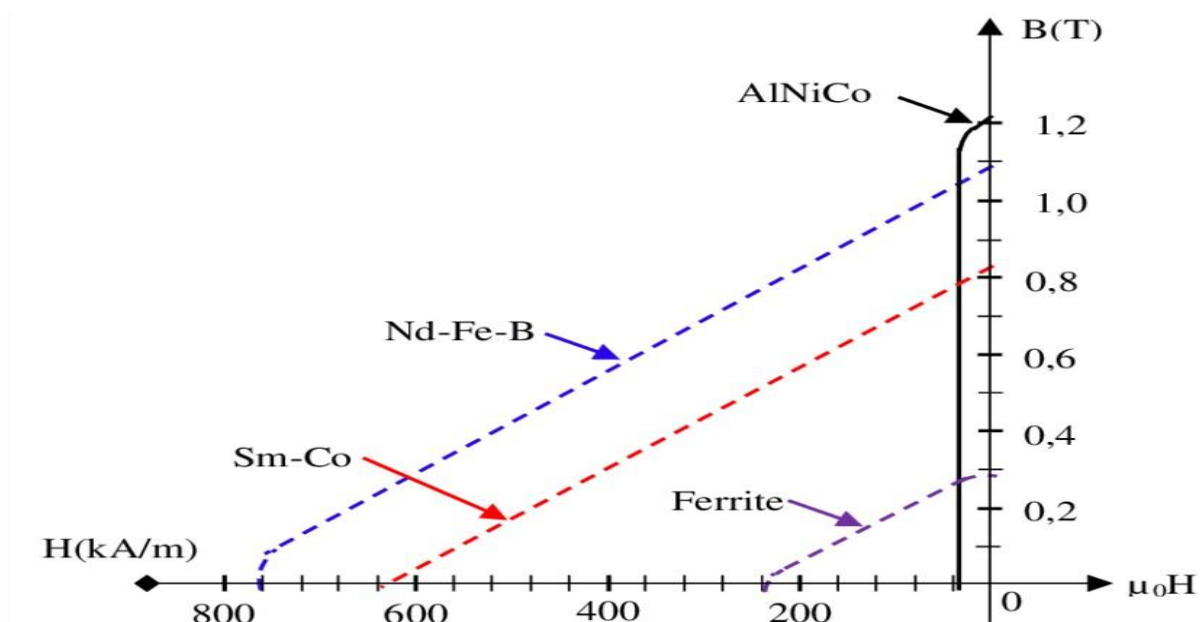


Figure0.9.Courbe-de-désaimantation-des-principaux-types-diamants

Figure II.5 Courbe- Ce type d'analyse explique comment la force magnétique des matériaux magnétiques varie au fil du temps lorsque le magnétisme est exposé à certains facteurs tels que le champ magnétique externe ou la température. Cela peut aider à comprendre comment les matériaux magnétiques interagissent dans des applications pratiques.

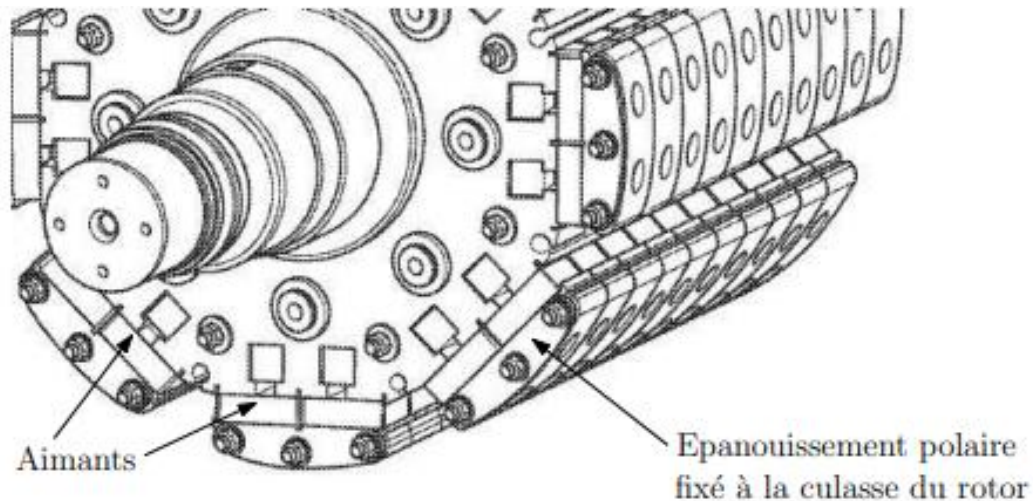


Figure 0.10.Représentation du maintien des aimant par épanouissement polaire

I.6. Structures des inducteurs des MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) peuvent être conçues selon différentes configurations rotoriques. Elles sont généralement classées en fonction du placement des aimants, avec deux principales catégories : les structures à flux radial (RFPM) et les structures à flux axial (AFPM).

I.6.1. Structures à flux radial (RFPM)

Les machines RFPM sont les plus couramment utilisées pour l'entraînement direct. Leur stator est similaire à celui des machines d'induction classiques. Ces machines peuvent avoir un rotor placé soit à l'intérieur, soit à l'extérieur du stator. Les différents types de rotors peuvent être équipés d'aimants montés en surface, insérés ou enterrés. [RSA08]

I.6.1.1. Structures à aimants déposés en surface

Les structures à aimants déposés en surface, également connues sous le nom de machines à inducteur lisse, présentent des aimants positionnés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse. L'induction magnétique dans l'entrefer est générée par ces aimants, qui peuvent être orientés de manière radiale, tangentielle ou combinée. La configuration à rotor interne est couramment utilisée en raison de sa simplicité et de son coût de fabrication réduit. Cependant, cette configuration comporte des inconvénients, notamment la sensibilité des aimants permanents à la démagnétisation et aux forces centrifuges pouvant entraîner leur détachement du rotor. En revanche, la configuration à rotor externe, bien que moins fréquemment utilisée en raison de sa complexité et de la nécessité d'un plus grand volume d'aimants, présente des avantages tels que :

- Un diamètre de rotor plus important par rapport aux machines conventionnelles à flux radial, permettant d'augmenter le nombre de pôles et le couple.

- Une meilleure adhérence des aimants au rotor grâce à la force centrifuge qui les maintient en place, réduisant ainsi le risque de détachement. [RSA08 ,BBO12]

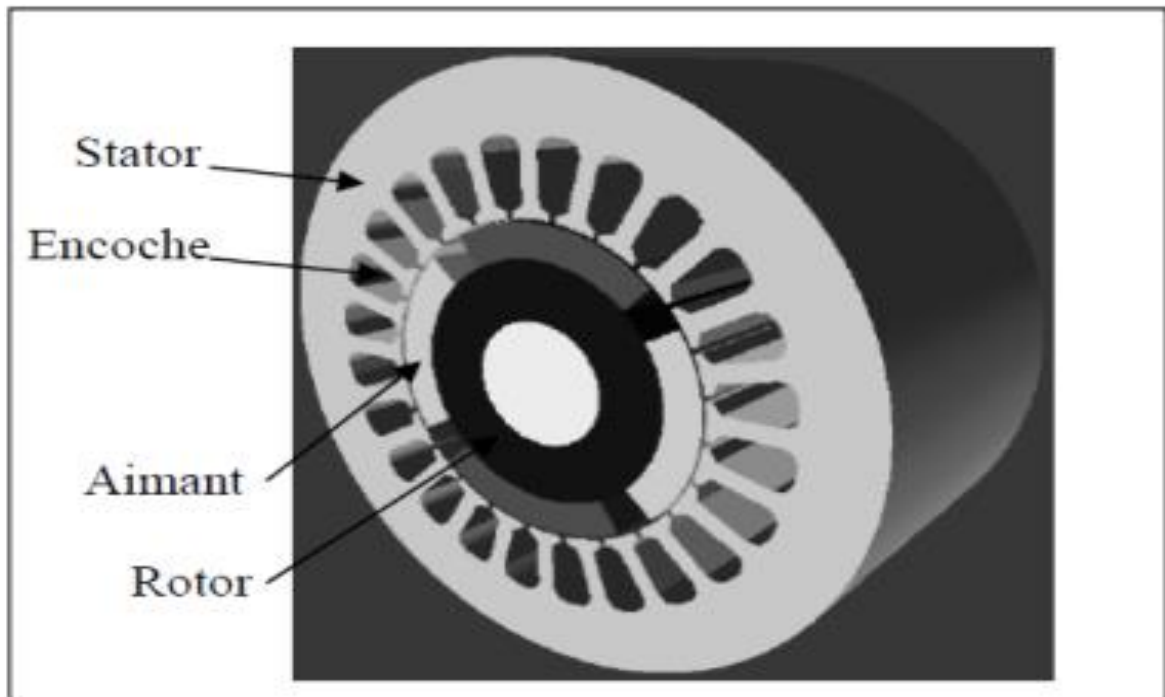


Figure 0.9. Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

I.6.1.2 Structures à aimant encastrés

Dans ces structures, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies de fer. Cela crée une saillance qui génère un couple de réluctance en plus du couple des aimants.

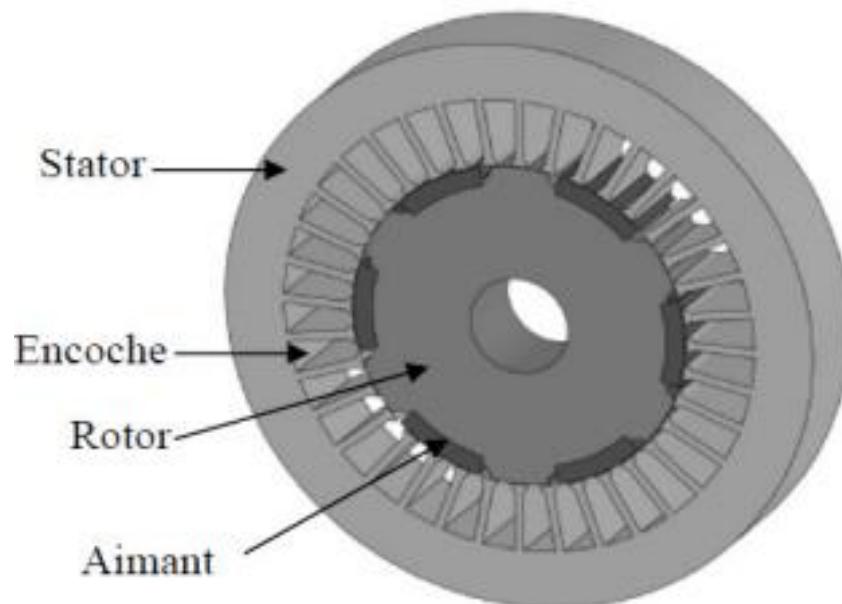
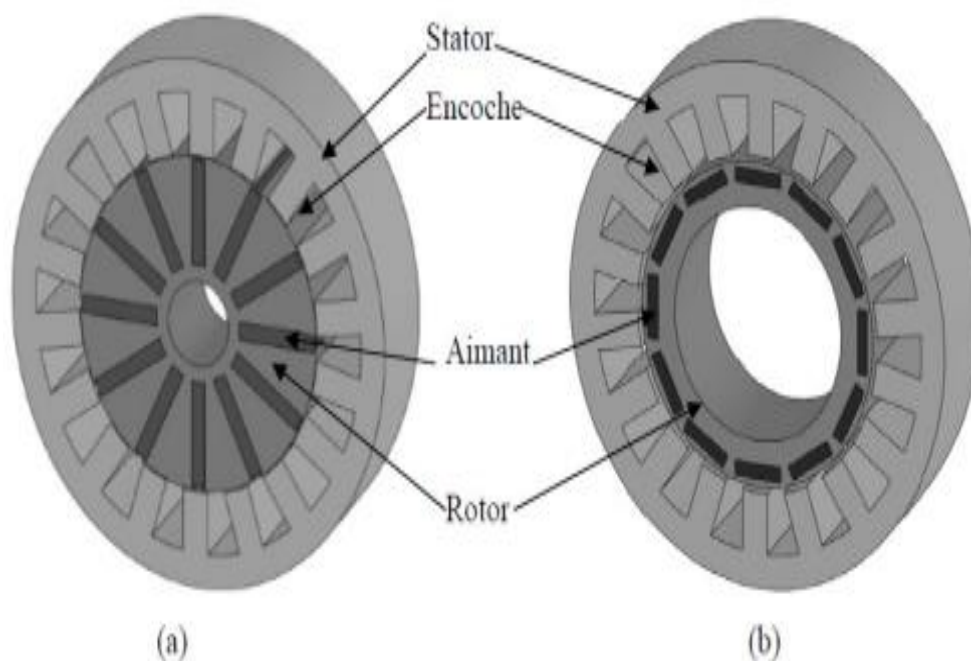


Figure 0.10. Structure à aimants encastrés

I.6.1.3. Structures à aimants enterrés

Ce type de structure implique que les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor, ce qui confère une robustesse mécanique permettant d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Il existe deux configurations principales : une avec une concentration de flux et l'autre avec une structure classique.

Ces structures offrent plusieurs avantages, notamment des rotors robustes permettant des vitesses de rotation élevées et une adaptation à des puissances importantes, en particulier avec les aimants du type NdFeB. [RIB93]



I.6.2. Structures à flux axial (AFPM)

Les machines à flux axial présentent une alternative intéressante aux machines à flux radial en raison de leur forme discoïdale, de leur construction compacte et de leur densité de couple élevée. Elles peuvent être configurées de différentes manières, notamment avec un seul rotor associé à un seul stator ou avec un double entrefer comportant un ou deux rotors et/ou stators insérés entre eux.

- L'exploitation de ces machines dans des applications de traction telles que les vélos électriques et les voitures hybrides est très prometteuse [BOB12, BMU09].

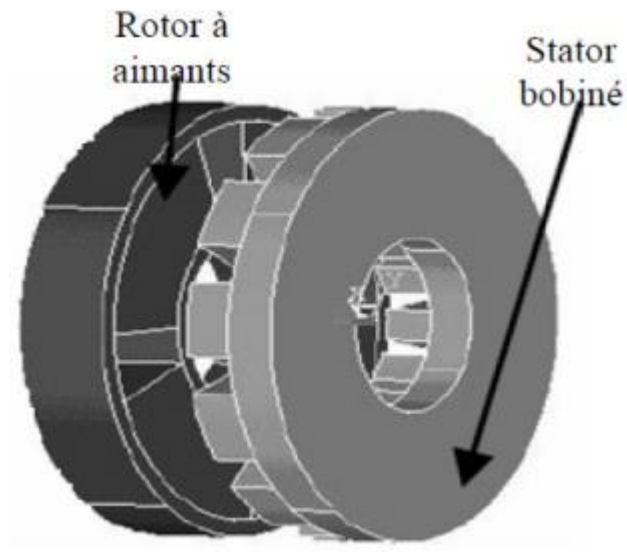


Figure 0.14. Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

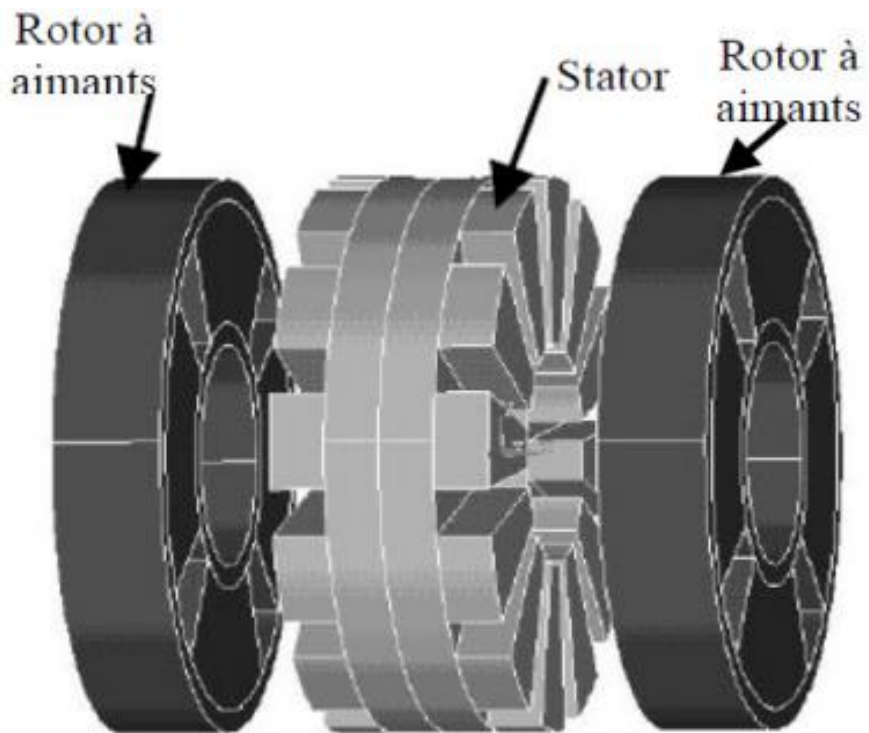


Figure 0.15. Structure à flux axial avec double rotor et un stator

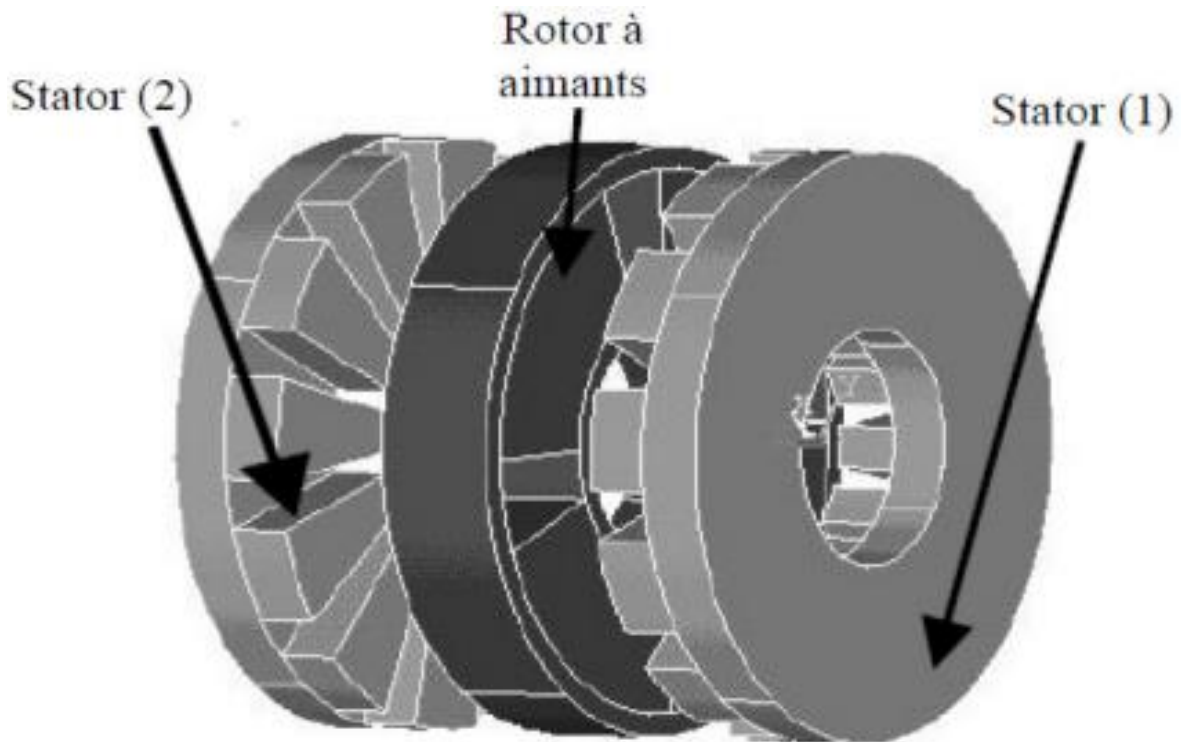


Figure 0.11. Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor

I.7. Applications des machines synchrones

Le domaine principal d'utilisation de la machine synchrone reste la production d'énergie électrique. Quant au domaine d'utilisation des moteurs synchrones il est très étendu. Il va des entraînements des bandes, (de quelques watts) aux entraînements de grande puissance (pompes, propulsion de bateaux, générateurs à vitesse variable, traction) ... (De quelques MW de puissance) en passant par les servomoteurs de la robotique. La machine synchrone peut être également utilisée.

Pour améliorer le facteur de la puissance d'un réseau électrique (compensateur synchrone) en participant à la régulation de la puissance réactive du réseau.

1. Equipements domestiques (machine à laver le linge).
2. Automobiles.
3. Equipements d'échantillonnage de l'information (DVD drives).
4. Outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
5. Equipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
6. Servomoteurs.
7. Production d'électricité.
8. Propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
9. Machines-outils.

Elles sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure (I.16) illustre quelques applications de ces machines. Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié

reste les puissances à quelques dizaines de Kilowatts ou l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [SHA13].

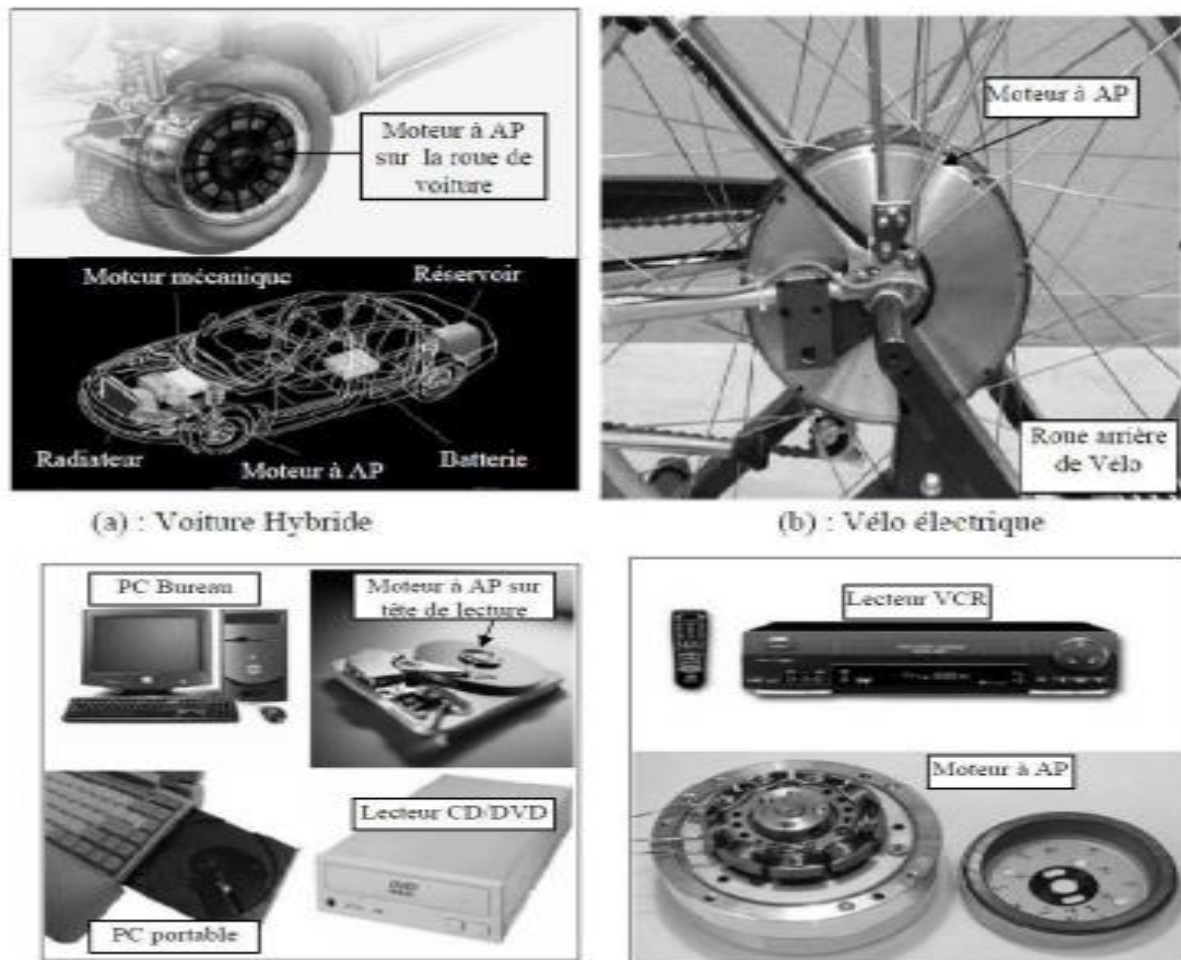


Figure 0.12. Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I. 8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous mettrons en évidence des informations pertinentes sur les tenants et les aboutissants des machines synchrones à aimants permanents, ainsi que leurs applications.

Les machines synchrones à aimants permanents sont constituées d'un stator avec un enroulement triphasé alimenté en courant alternatif et d'un rotor dans lequel le champ magnétique est produit par des aimants permanents. Il est possible de créer différentes structures selon la disposition des aimants sur le rotor (en surface ou enterrés). Les aimants Nd-Fe-B sont les plus utilisés car ils offrent de très hautes performances à faible coût, permettant le développement de machines plus compactes et plus efficaces.

Les aimants permanents sont essentiels dans ces machines car ils créent le champ magnétique au niveau du rotor. Leur choix affecte grandement les performances de couple, la fiabilité et le comportement de la machine. L'utilisation d'aimants permanents permet d'obtenir des moteurs

Chapitre I Représentation des machines synchrones

compacts, fiables et efficaces, avec des qualités similaires aux moteurs à courant continu mais sans leurs inconvénients.

Ces machines sont principalement utilisées comme générateurs pour produire de l'électricité, allant de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts. Elles sont également utilisées dans les moteurs, notamment dans les applications de forte puissance à vitesse constante. Associées aux entraînements électroniques, elles trouvent leur place dans les applications d'automatisation qui nécessitent une compacité et une accélération rapide, comme dans certains ascenseurs.

Chapitre II

Modélisation par Eléments Finis des Machines à Aimants

II.1. Introduction

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 [OMO12].

II.2. Présentation de la méthode des éléments finis

Voici une présentation concise de la méthode des éléments finis (MEF) : La méthode des éléments finis est particulièrement adaptée pour résoudre numériquement les problèmes d'électromagnétisme en génie électrique. Elle permet de trouver une solution approchée aux équations aux dérivées partielles qui régissent ces phénomènes Cette méthode de discrétisation est la plus utilisée pour plusieurs raisons :

- Elle peut traiter des géométries complexes
- Elle s'applique à de nombreux domaines de la physique (thermique, mécanique, etc.)

Les outils informatiques actuels (puissance de calcul, visualisation) facilitent sa mise en œuvre Le principe de la MEF consiste à chercher une fonction globale représentant le phénomène étudié, sur un domaine décomposé au préalable en éléments finis adjacents.

Cette solution globale est construite sur chaque élément du maillage. Elle doit vérifier les équations aux dérivées partielles modélisant le phénomène, ainsi que les conditions aux limites requises Sur chaque élément fini, la solution est décrite par interpolation à partir des valeurs nodales de l'inconnue En résumé, la méthode des éléments finis est une puissante technique numérique permettant de résoudre efficacement une grande variété de problèmes physiques complexes, grâce à sa capacité à traiter des géométries élaborées et à sa mise en œuvre facilitée par les outils informatiques modernes[SBA01].

II.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

II. 3.1. Equations de Maxwell

La modélisation interne des machines électriques s'effectue à partir des équations de Maxwell. Elles définissent les propriétés macroscopiques locales des grandeurs vectorielles suivantes \vec{E} , \vec{D} , \vec{H} et \vec{B} qui représentent respectivement les vecteurs champ et déplacement électriques ainsi que le champ et l'induction magnétique [RIB03, RKE02, EDU69, FGA96, KHA99].

- les équations du couplage

$$\text{Maxwell Faraday} \quad \text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Maxwell Ampere} \quad \text{rot}\vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Maxwell Flux} \quad \text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{II.3})$$

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

- Les lois des milieux

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

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

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} + \vec{J}_s + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.7})$$

Avec : \vec{J} , \vec{J}_s , ρ , μ , \vec{B}_r , ε et σ sont respectivement la densité volumique globale de courant, la densité volumique de courant provenant des sources de la machine, (à savoir les aimants et les courants de phases statoriques), la densité volumique de charges électriques, la perméabilité magnétique, l'induction rémanente en présence des aimants, la permittivité électrique et la conductivité électrique [KHA99].

Dans les trois dernières équations μ , ε , σ peuvent être des grandeurs scalaires ou tensorielles, nous les utilisons dans un premier cas comme étant des scalaires (milieux homogènes isotropes et linéaires).

II. 3.2 Formulation du problème

En électrotechnique, la fréquence ne dépasse pas les quelques milliers de Hz ainsi on néglige les courants de déplacement. De plus, en statique, ces équations se simplifient car les grandeurs sont indépendantes du temps. Le problème que nous abordons est donc de type "magnétostatique".

Les équations de Maxwell sont découplées et se réduisent, dans le cas du problème traité, à :

$$\begin{aligned} \text{rot} \vec{H} &= \vec{J} \\ \text{div} \vec{B} &= 0 \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} + \vec{B}_r \end{aligned}$$

II. 3. 2.1. Formulation magnétostatique

Pour la mise en équation de la machine, nous avons deux types de formulation :

II. 3. 2.1. La 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 \vec{J} .

L'équation (II.3) entraîne l'existence d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (\text{II.8})$$

En imposant, pour son unicité, la jauge de Coulomb ($\text{div} \vec{A} = 0$) [RIB03, AYO92]

La combinaison des équations (II.2), (II.5) et (II.8) conduit à :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \quad (\text{II.9})$$

Ce type de formulation est beaucoup utilisée et présente l'avantage de réduire la résolution à une seule inconnue et les grandeurs \vec{B} et \vec{H} se déduisent par dérivation.

II. 3. 2.1.b Formulation en potentiel magnétique scalaire

Cette formulation est adaptée surtout lorsque l'excitation est engendrée par des aimants ou par un champ extérieur appliqué à une partie du domaine. Dans ces conditions l'équation (II.2) s'écrit :

$$\text{rot} \vec{H} = 0 \quad (\text{II.10})$$

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

$$\vec{H} = - \text{grad} \Psi \quad (\text{II.11})$$

Ce qui conduit, en combinaison les équations (II.3), (II.5) et (II.11), à :

$$\operatorname{div}(\mu \operatorname{grad} \Psi) = \operatorname{div} \vec{B}_r \quad (\text{II.12})$$

Remarque

Ces deux formulations mènent aux mêmes résultats, nous optons pour la formulation vecteur magnétique qui a l'avantage en 2D de travailler sur une seule composante de \vec{A} suivant l'axe (Oz).

Vu que les machines électriques sont constituées de 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.

$$\mathbf{n} \wedge (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) = \vec{J} \quad (\text{II.13})$$

$$\mathbf{n} \bullet (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) = 0 \quad (\text{II.14})$$

- L'équation (II.13) devient :

$$H_{t1} - H_{t2} = J \quad (\text{II.15})$$

Qui traduit la discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique.

- L'équation (II.14) devient :

$$B_{n1} = B_{n2} \quad (\text{II.16})$$

Qui traduit la continuité de la composante normale de l'induction au passage d'un milieu à un autre.

II. 3. 2.2. Conditions aux limites

La connaissance des conditions aux limites est nécessaire :

- **Condition de Dirichlet (condition sur le potentiel vecteur)**

Dans ce type de condition, la valeur du potentiel vecteur A est explicitement définie, par exemple on pose à l'infini où l'énergie magnétique est supposée nulle. $\vec{A} = 0$

- **Condition de Neumann**

Elle spécifie la composante normale de la dérivée de \vec{A} sur la frontière du domaine d'étude. Généralement, on définit $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ qui indique que les lignes d'induction magnétique sont orthogonales aux limites du domaine.

- **Condition de Robin**

Cette condition est un mixage entre les deux précédentes conditions, elle décrit la relation entre la dérivée normale du potentiel et de sa valeur ($\frac{\partial A}{\partial n} + cA = 0$) [DME04]

- **Condition de périodicité**

Compte tenu des symétries des machines électriques (cas des machines multipolaires), on peut limiter le domaine d'étude à un seul pas polaire et on définit ainsi une autre condition aux limites dite condition de périodicité (ou d'anti-périodicité selon le cas) $A_1=A_2$ (ou $A_1=-A_2$)

II. 3. 2.3 Hypothèses et modèle d'étude

La détermination de la distribution du champ magnétique dans la machine nécessite la résolution de l'équation de Poisson (II.9). Cette équation décrit le comportement de la machine dans un domaine tridimensionnel qui reste difficile à traiter. Nous adoptons quelques hypothèses simplificatrices qui restent toutefois justifiées et concordantes avec l'objectif recherché dans notre travail.

- **Hypothèses**

Le problème est à priori tridimensionnel, nous nous limitons à un problème bidimensionnel. On suppose que la machine est suffisamment longue pour pouvoir négliger les effets de bout et on considère que le problème est invariant par translation suivant le plan d'étude. Ce qui ramène l'étude de la machine se résumer à l'étude de sa section axiale [RIB03, RIB03, MVK80, PSI88].

Sous cette hypothèse, le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J} n'ont plus qu'une seule composante suivant l'axe (Oz).

$$\vec{J} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J(x, y) \end{bmatrix} \quad \vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z = A(x, y) \end{bmatrix} \quad \vec{B} = \text{rot } \vec{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Dans ce cas, la jauge de Coulomb est vérifiée d'une façon implicite.

- Les flux de fuites sont supposés nuls ainsi que les pertes par courants de Foucault et par hystérésis
- La caractéristique de désaimantation des aimants est considérée linéaire (c'est le cas des aimants performants).

II. 3. 2.4. Modélisation des aimants permanents

L'induction dans l'entrefer est définie par l'équation (II.5).

Le vecteur aimantation est considéré radial, ce qui permet de modéliser chaque aimants par deux distributions superficielles de courants sur les parois latérales de l'aimant (modèle Ampérien) [KBO97, YBO00, RKE97]

$$J_a = \pm \frac{B_r}{\mu} \frac{r_m}{r} \tag{II.18}$$

Avec

r_m : le rayon moyen de l'aimant

r : le rayon du noeud considéré

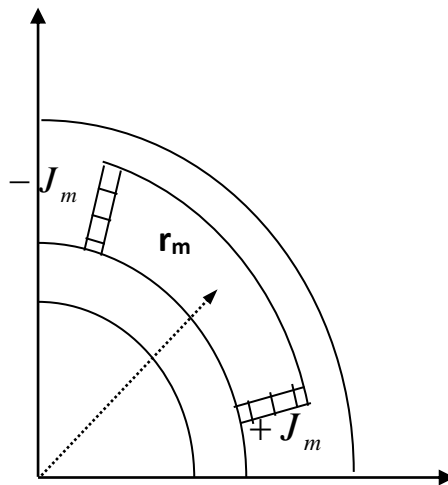


Fig. II.1 Représentation du modèle ampérien d'un aimant

Les courants superficiels équivalents sont $+J_m$ et $-J_m$ respectivement sur les flancs des aimants dans le cas d'une aimantation radiale [YOU97].

Bien que le problème se résume en une seule équation, toutefois, la résolution est assez complexe à résoudre sauf pour le cas d'une géométrie simple. Nous allons résoudre le problème avec la méthode des éléments finis.

II. 4. Résolution numérique en utilisant la méthode des éléments finis

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles, entre autre les méthodes analytiques telles que la méthode de séparation de variables. Les méthodes analytiques ont le mérite d'être rapides et efficace et permettent un pré-dimensionnement de la machine mais elles restent tout de même limitées en terme de précision et la prise en charge de tous les paramètres de calcul et en particulier lorsque la géométrie est complexe. Elles sont substituées par les

méthodes numériques beaucoup plus précises. 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.

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.

Chacune de ces trois méthodes présente des avantages et des inconvénients et est plus ou moins adaptée suivant le type de problème posé et le type de machine.

La méthode des équations intégrales de frontière est basée sur l'utilisation des fonctions de Green, seul le contour de la structure à étudier est maillé. Cette méthode est d'autant plus "gourmande en temps de calcul" que la géométrie est complexe car elle fait appel à des matrices pleines comme elle ne permet pas de tenir compte facilement de la saturation. Elle est cependant rapide et efficace, lorsque la géométrie est simple, pour un calcul des efforts et des grandeurs globales hors saturation.

La méthode des différences finies consiste à remplacer les dérivées apparaissant dans le problème à résoudre par des différences divisées. Elle a l'avantage d'être d'expression simple et d'un calcul relativement rapide. Comme toute méthode numérique, la méthode des différences finies présuppose la discrétisation géométrique afin de passer d'un problème d'une infinité d'inconnues à un problème discret comportant un nombre fini d'inconnues. Mais, elle reste toutefois limitée en terme de précision étant donné que le maillage repose sur des éléments carrés ou carrés curvilignes [JHS99].

Enfin, la méthode des éléments finis dite méthode "universelle" est donc de loin la méthode la plus utilisée et la plus puissante des méthodes numériques. Mise au point par les mécaniciens, elle est mise en œuvre, par exemple, par O. Zienkiewicz [OCZ89]. Elle a été introduite en Electrotechnique par P. Sylvester et M. V. K. Chari [JCS93].

C'est cette méthode pour laquelle nous avons opté. Nous nous proposons donc de résoudre l'équation de Poisson par la méthode des éléments finis. Celle-ci consiste à approcher, dans un sous-espace de dimension fini, un problème écrit sous forme variationnelle ou intégrale dans un espace à nombre de variables infinies [JHS99, JCS93]. La solution approchée dans ce cas est une fonction déterminée par un nombre fini de paramètres (les noeuds du maillage).

La méthode des éléments finis repose sur deux parties essentielles ; la discrétisation géométrique du domaine d'étude (le maillage) et l'approximation par des fonctions simples.

L'approximation vérifie les équations aux dérivées partielles à résoudre.

Ces équations sont transformées en un système algébrique qu'il convient de résoudre pour obtenir la solution du problème posé.

II. 4.1. Formulation intégrale du modèle magnétostatique

L'intégrale est sous la forme [GDH84]

$$L(A)+f=0 \tag{II.19}$$

Où L est un opérateur et f une fonction connue. Dans notre cas nous avons :

$$\frac{1}{\mu} \Delta \vec{A} + \vec{J} = 0 \tag{II.20}$$

II. 4.2 Méthode des résidus pondérés

Il existe plusieurs formulations intégrales, entre autre, la méthode des résidus pondérés et la minimisation de la fonctionnelle d'énergie.

On appelle résidu la quantité
$$R(A)=\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) + J \tag{II.21}$$

Qui s'annule lorsque A est une solution exacte de l'équation (II.20)

Cette méthode consiste à rechercher les fonctions qui annulent la forme intégrale suivante :

$$w(A)=\int_{\Omega} \Psi R(A) d\Omega \tag{II.22}$$

Pour toute fonction de pondération Ψ avec Ω qui représente le domaine d'étude

$$w(A)=\int_{\Omega} \Psi(x, y) \left[\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) + J \right] d\Omega = 0 \tag{II.23}$$

Après intégration par partie, nous obtenons la formule faible de l'équation (II.23)

$$w(A) = - \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \Psi}{\partial x} \frac{\partial A}{\partial x} + \frac{\partial \Psi}{\partial y} \frac{\partial A}{\partial y} \right] + \int_{\Omega} \Psi J d\Omega + \int_C \Psi \left(\frac{\partial A}{\partial n} \right) dl = 0 \tag{II.24}$$

II. 4. 3. Discrétisation du domaine d'étude

Nous travaillons sur toute la machine, donc le domaine d'étude est un disque de rayon R_{ext} de la machine. (Fig. II.2).

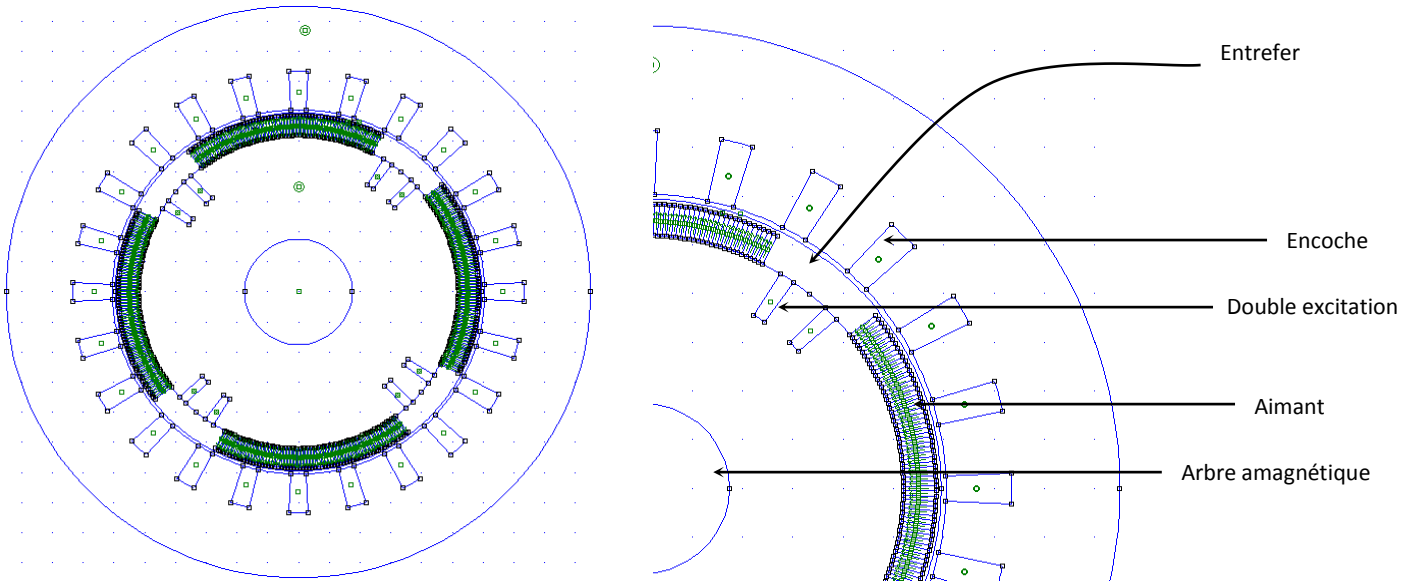


Figure II.2. Représentation générale de la machine étudiée

Nous subdivisons le domaine d'étude à l'aide d'éléments finis de type T3 (triangles avec à trois nœuds) [TLE08] qui sont des éléments simples et qui s'adaptent à tous les contours.

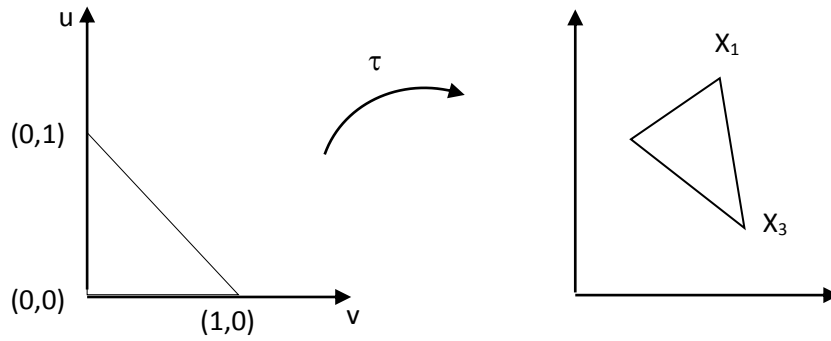
Nous définissons les coordonnées (x, y) de chaque nœud sous la forme :

$$\begin{cases} x_i = R \cos \theta \\ y_i = R \sin \theta \end{cases}$$

Nous numérotons les nœuds et nous procéderons à la définition des éléments en affectant à chaque élément les nœuds correspondants.

- **Élément de référence**

L'étude peut se faire sur un élément de référence pour être ensuite adaptée à un élément réel en géométrie réelle. L'élément de référence sera donc situé sur un espace de référence compris entre des valeurs 0 et 1 pour l'élément triangulaire (élément linéaire 2-D).



**Fig. II. 3. Espace de référence et espace réel
Transformation géométrique.**

Les coordonnées d'un élément réel V^e dans l'élément de référence V^r sont obtenues à l'aide d'une transformation géométrique τ^e telle que :

$$\begin{bmatrix} x(u, v) \\ y(u, v) \end{bmatrix} = [N_1 \ N_2 \ N_3] \begin{bmatrix} x_i & y_i \\ x_j & y_j \\ x_k & y_k \end{bmatrix}$$

Où $[N_1 \ N_2 \ N_3]$ sont des fonctions géométriques

Donc :

$$\tau : \varepsilon \rightarrow x(\varepsilon) = \langle N(\varepsilon) \rangle \{x_n\} \quad \varepsilon = (u, v)$$

$\langle N(\varepsilon) \rangle$ est la fonction d'interpolation géométrique, définie par :

$$\langle N(\varepsilon) \rangle = \langle 1 - u - v, u, v \rangle \quad (\text{II.25})$$

Cette fonction fait intervenir les variables nodales (aux nœuds) pour approximer la fonction sur tout l'élément de référence.

Il faut remarquer ici que les nœuds géométriques et les nœuds d'interpolation sont confondus. On parle alors d'éléments « iso paramétriques » [GDH84]. Dans ce cas, les fonctions d'interpolation nodale sont confondues avec les fonctions de transformation géométrique.

Ainsi, un nœud réel peut être ramené à un élément de référence en utilisant la fonction de transformation géométrique qui est confondue avec la fonction d'interpolation nodale.

Ainsi, connaissant la fonction de transformation des espaces de référence et réel, on procède par intégration une fois sur l'élément de référence, puis on l'adapte pour chaque élément réel avec cette transformation.

Pour l'approximation du vecteur A^e dans un élément e on écrit :

$$A^e = \langle N(\varepsilon) \rangle \{A_n\} = \sum_1^3 N_i(u, v) A_i \quad (\text{II.26})$$

A_i étant le potentiel au nœud i

• La dérivée première et intégrale dans l'élément de référence

Les calculs effectués dans les différents éléments peuvent être ramenés à l'élément de référence à l'aide de la transformation suivante [JGA02].

$$\begin{bmatrix} \partial/\partial u \\ \partial/\partial v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \partial x/\partial u & \partial y/\partial u \\ \partial x/\partial v & \partial y/\partial v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial/\partial x \\ \partial/\partial y \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Soit :

$$\{\partial \varepsilon\} = [J] \{\partial X\}$$

d'où :

$$\{\partial X\} = [J]^{-1} \{\partial \varepsilon\}$$

où [J] est la matrice Jacobienne

$$[J]^{-1} = \frac{1}{\det} \begin{bmatrix} (y_3 - y_2) & (y_1 - y_2) \\ (x_1 - x_3) & (x_2 - x_1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$\det(J) = 2S$$

S étant l'aire du triangle réel considéré

$$S = \frac{1}{2} [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_1 - x_3)(y_1 - y_2)] \quad (\text{II.29})$$

La méthode des éléments finis permet de passer de l'intégration d'une fonction sur un élément réel V^e à une intégration plus simple sur l'élément de référence V^r

$$\int_{V^e} f(x) dx dy = \int_{V^r} f(x(u, v)) \det[J] du dv \quad (\text{II.30})$$

II.4.4 Discrétisation de la forme intégrale

Nous remplaçons, dans l'équation (II.32), la fonction de pondération Ψ par δA (méthode de Galerkinge) et en remplaçant le domaine d'étude Ω par la somme des sous domaines Ω^e . Nous obtenons la forme intégrale discrétisée :

$$W = \sum_i^{Ne} W^e = \int_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial(\delta A^e)}{\partial x} \frac{\partial A^e}{\partial x} + \frac{\partial(\delta A^e)}{\partial y} \frac{\partial A^e}{\partial y} \right] + \int_{\Omega} (\delta A^e) J_s^e d\Omega = 0 \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$A^e = \langle N \rangle \{A_n\} \quad (\text{II.32.a})$$

$$\delta A^e = \langle N \rangle \{\delta A_n\} \quad (\text{II.32.b})$$

$$\{\partial A^e\} = \begin{Bmatrix} \frac{\partial A^e}{\partial x} \\ \frac{\partial A^e}{\partial y} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle \frac{\partial N}{\partial x} \rangle \\ \langle \frac{\partial N}{\partial y} \rangle \end{bmatrix} \{A_n\} \quad (\text{II.32.c})$$

$$\{\delta(\partial A^e)\} = \begin{Bmatrix} \delta\left(\frac{\partial A^e}{\partial x}\right) \\ \delta\left(\frac{\partial A^e}{\partial y}\right) \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle \frac{\partial N}{\partial x} \rangle \\ \langle \frac{\partial N}{\partial y} \rangle \end{bmatrix} \{\delta(A_n^e)\} \quad (\text{II.32.d})$$

$$W^e = \int_{\Omega^e} \frac{1}{\mu} \left[\delta\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right) \left(\frac{\partial A}{\partial x}\right) + \delta\left(\frac{\partial A}{\partial y}\right) \left(\frac{\partial A}{\partial y}\right) \right] d\Omega - \int_{\Omega^e} (\delta A J_s^e) d\Omega = 0 \quad (\text{II.33})$$

$$W^e = \frac{1}{\mu^e} \int_{\Omega^e} \langle \delta A^e \rangle \begin{bmatrix} \langle \frac{\partial N}{\partial x} \quad \frac{\partial N}{\partial y} \rangle \begin{bmatrix} \frac{\partial N}{\partial x} \\ \frac{\partial N}{\partial y} \end{bmatrix} \{A_n^e\} \end{bmatrix} d\Omega - \int_{\Omega^e} \langle \delta A^e \rangle J_s^e = 0 \quad (\text{II.34})$$

On pose :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{\partial N}{\partial x} \\ \frac{\partial N}{\partial y} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

$$W^e = \frac{1}{\mu^e} \int_{\Omega^e} \langle \delta A^e \rangle [B]^T [B] \{A_n^e\} d\Omega - \int_{\Omega^e} \langle \delta A^e \rangle J_s^e = 0 \quad (\text{II.36})$$

W^e s'écrit alors sous la forme matricielle suivante :

$$W^e = \langle \delta A^e \rangle \left[[k^e] \{A_n^e\} - J_s^e \right] = 0 \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$$[k^e] = \int_{\Omega^e} [B]^T [B] d\Omega \quad (\text{II.38})$$

Si on ramène la forme intégrale (II.46) dans l'élément de référence ;

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{\partial N}{\partial x} \\ \frac{\partial N}{\partial y} \end{bmatrix} = [J]^{-1} \begin{bmatrix} \frac{\partial N}{\partial u} \\ \frac{\partial N}{\partial v} \end{bmatrix} = [J]^{-1} [B_\varepsilon] \quad (\text{II.39})$$

Alors :

$$[\mathbf{k}^e] = \int_{\Omega^e} [\mathbf{B}_\varepsilon]^T [\mathbf{J}]^{-1} [\mathbf{B}_\varepsilon] [\mathbf{J}]^{-1} d\Omega \quad (\text{II.40})$$

On écrit, à partir de la relation (II.38) :

$$[\mathbf{k}^e] = \int_{\Omega^r} [\mathbf{B}_\varepsilon]^T [\mathbf{J}]^{-1} [\mathbf{B}_\varepsilon] [\mathbf{J}]^{-1} \det [\mathbf{J}] du dv \quad (\text{II.41})$$

En intégrant sur le triangle de référence :

$$[\mathbf{k}^e] = \int_{u=0}^{u=1} \int_{v=0}^{v=1-u} [\mathbf{B}_\varepsilon]^T [\mathbf{J}]^{-1} [\mathbf{B}_\varepsilon] [\mathbf{J}]^{-1} \det [\mathbf{J}] du dv \quad (\text{II.42})$$

$$[\mathbf{B}_\varepsilon] = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

$$[\mathbf{B}] = [\mathbf{J}]^{-1} [\mathbf{B}_\varepsilon] = \begin{bmatrix} (y_2 - y_3) & (y_3 - y_1) & (y_1 - y_2) \\ (x_3 - x_2) & (x_1 - x_3) & (x_2 - x_1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

$[\mathbf{B}]$ est une matrice constante indépendante de A.

Après intégration on obtient une matrice symétrique :

$$[\mathbf{k}^e] = \frac{1}{4S} \begin{bmatrix} (y_3 - y_2)^2 & (y_3 - y_2)(y_1 - y_3) & (y_2 - y_1)(y_3 - y_2) \\ + (x_3 - x_2)^2 & + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3) & + (x_2 - x_1)(x_1 - x_3) \\ & (y_3 - y_1)^2 & (y_1 - y_3)(y_2 - y_1) \\ & + (x_3 - x_1)^2 & + (x_1 - x_3)(x_2 - x_1) \\ & & (y_2 - y_1)^2 \\ & & + (x_2 - x_1)^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

La discrétisation de la forme intégrale nous conduit, après assemblage des matrices élémentaires $[\mathbf{k}^e]$ et des vecteurs élémentaires $[\mathbf{J}_s^e]$ ainsi que la prise en compte des conditions aux limites, à résoudre un système linéaire d'équation de la forme :

$$[\mathbf{K}]\{\mathbf{A}\} - \{\mathbf{J}_s\} = 0 \quad (\text{II.46})$$

Avec :

$$[K] = \sum_{e=1}^{Ne} [k^e] \quad (\text{II.47.a})$$

et

$$[J_s] = \sum_{e=1}^{Ne} [j_s^e] \quad (\text{II.47.b})$$

$[K]$ est une matrice dite de rigidité globale, de dimension $Ne \times Ne$

$[J_s]$: Le vecteur densité de courant (vecteur source global) de dimension Ne .

$\{A\}$: Vecteur contenant les potentiels (inconnus) aux nœuds de dimension Ne .

Ne est le nombre de nœuds dans le domaine Ω

II.4.5. Cas d'un problème non linéaire

Pour le cas de saturation, la perméabilité est à la fois une donnée et un résultat de calcul, ce qui implique des itérations à partir de valeur initiales (la courbe de $B(H)$). Chaque itération comporte la résolution du système ainsi que les nouvelles perméabilités.

Pour que ce processus converge, on a recours à la méthode de convergence de Newton-Raphson [GDH84]. (Sans oublier le lissage de la courbe $B(H)$). Souvent on utilise plutôt $(1/\mu)(B^2)$ ou μ est la perméabilité magnétique)

II.5. Présentation du logiciel FEMM

Le logiciel **FEMM** (Finite Element Method Magnetics) est une suite de programmes conçue pour résoudre des problèmes électromagnétiques à basse fréquence dans des domaines bidimensionnels planaires et axisymétriques. Développé par David Meeker, FEMM se divise en trois parties principales :

- **Le Pré-processeur** : Ce module permet de définir la géométrie de la machine, les matériaux utilisés, les sources du champ magnétique et les conditions aux limites. Il offre une interface graphique pour dessiner la géométrie, définir le problème, spécifier la finesse du maillage, introduire les propriétés magnétiques des matériaux, définir les circuits de la structure, et établir les conditions aux limites, y compris les conditions de Dirichlet.
- **Le Maillage** : Ce module consiste à discrétiser la géométrie de la machine en créant un système de maillage, en discrétisant les segments et les arcs, en maillant les différentes faces, et en découpant les surfaces en éléments finis pour former le maillage du problème.

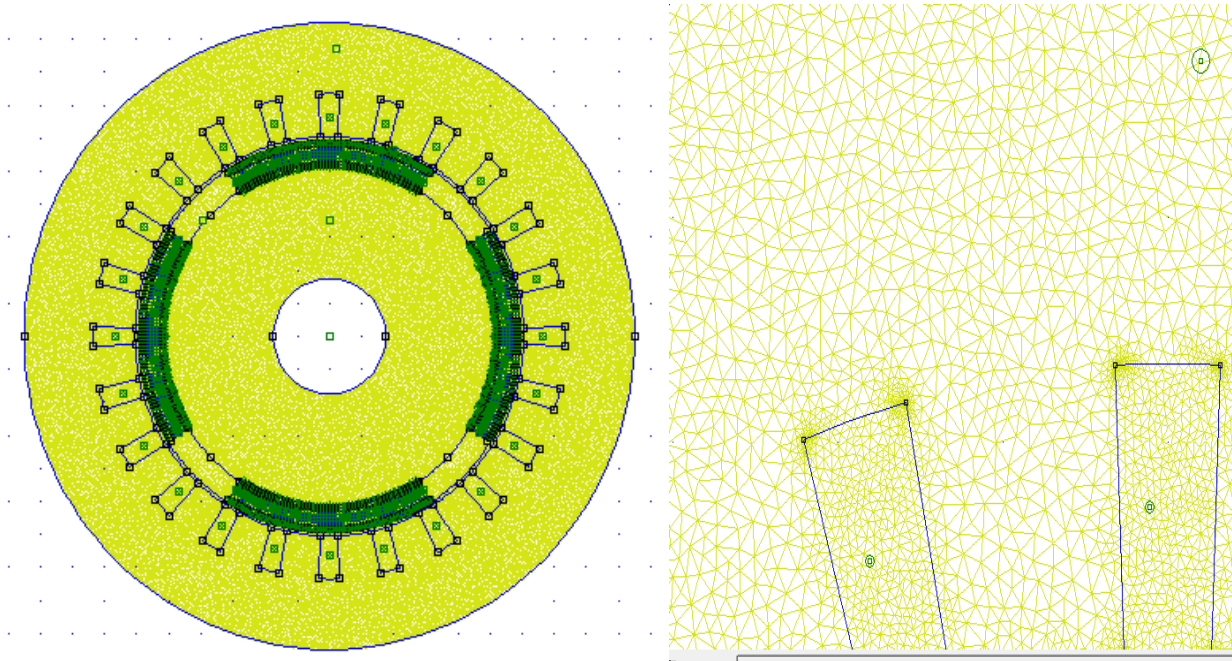


Figure II.4 : Maillage d'une MSAP

- **Le Processeur** : Ce programme résout le problème défini sur chaque élément de maillage en effectuant des itérations pour atteindre la précision définie au pré-processeur. Il utilise le potentiel vecteur connu pour déduire les autres grandeurs.

- **Le Post-processeur** : Une fois les résultats obtenus par le processeur, le post-processeur permet de les visualiser, d'estimer les grandeurs locales (potentiel vecteur, induction, densité de courant, etc.) et les grandeurs globales par des calculs intégraux (flux, couple, etc.).

Pour ajuster les paramètres de la machine et évaluer leur impact sur les performances, l'écriture de programmes informatiques est nécessaire pour automatiser les calculs répétitifs, souvent chronophages, un des inconvénients de la méthode des éléments finis (MEF).

II. 6. Calcul du couple développé par la machine

Le couple électromagnétique est calculé par différentes méthodes.

II. 6. 1. Calcul du couple à partir de la puissance électromagnétique

Le couple instantané peut être calculé à partir de la puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer :

$$\Gamma = \frac{P_e}{\omega_r}$$

$$\Gamma_a = \frac{P_a}{\omega_r} = \frac{F_{em_a} I_a}{\omega_r}$$

où a : représente l'indice de la première phase et où I_a et Fem_a sont respectivement le courant et la force électromotrice de cette phase a .

Le couple total est la résultante des couples des trois phases de la machine

$$\Gamma = \sum_{i=1}^3 \Gamma_i$$

II. 6. 2. Calcul du couple par le tenseur des contraintes de Maxwell

A partir des expressions de l'énergie magnétique et en effectuant la somme du produit $H_t B_r$ sur tout le rayon considéré, on obtient l'expression du couple pour une position donnée du rotor par rapport au stator :

$$\Gamma = 2 p L_u r_a^2 \sum_{i=1}^{N_{el}} H_t B_r$$

N_{el} : Représente le nombre d'éléments sur le rayon considéré et r_a le rayon d'alésage.

II. 6. 3. Calcul du couple en considérant l'énergie magnétique

Le couple peut être aussi évalué en appliquant le théorème des travaux virtuels [RIB03, BLA91]. Il est exprimé par la variation de l'énergie magnétique par rapport à la position angulaire :

$$\Gamma = - \frac{\partial w_{mag}}{\partial \theta}$$

II. 8. Conclusion

La conception et le dimensionnement des machines électriques est une étape très importante dans la construction de ces dernières. Plusieurs méthodes de résolutions des équations de diffusion du champ électromagnétique ont été proposées, mises en œuvre et publiées par différents auteurs. Nous avons présenté, dans ce chapitre, une méthode théorique de résolution numérique basée sur la méthode des éléments finis en deux dimensions. Nous avons présenté, l'outil de calcul mettant en œuvre la méthode théorique. Cette méthode et cette procédure de calcul seront appliquées, dans la suite de notre étude, à deux types de machine synchrone à aimants permanents une MSSE puis, dans un but comparatif, nous reprenons le même procédé pour le cas d'une MSDE.

Chapitre III

Etude comparative des machines synchrones a aimants permanents

III. 1. Introduction

La machine synchrone à aimant permanent est un type de machines électrique qui utilise des aimants permanents pour créer un champ magnétique constant qui tourne avec le rotor. Le moteur synchrone à aimant permanent peut être divisé en deux principaux types : simple et à excitation double.

Dans ce chapitre actuel, nous commencerons par identifier les machines étudiées (**MSSE** et **MSDE**). Ensuite, nous calculerons les grandeurs électromagnétiques en utilisant la méthode des éléments finis expliquée dans le chapitre précédent. Cela comprend le calcul de l'induction radiale due aux machines synchrones (**MSSE**) et (**MSDE**), avec une comparaison entre les deux. Ensuite, nous étudierons l'induction radiale due aux machines synchrones (**MSSE**) en utilisant différentes variations dans la hauteur des aimants, l'ouverture des aimants, et la hauteur de l'entrefer. Enfin, nous calculerons le couple de détente pour les deux types (**MSSE** et **MSDE**)

III. 2. Présentation de la machine étudiée

La machine étudiée dans ce chapitre est une machine synchrone à aimant permanent avec 4 pôles, chaque pôle étant espacé de 90 degrés.

La machine synchrone étudiée n'est pas alimentée par un courant alternatif dans le stator (à vide).

Il existe deux types de machines synchrones à aimant permanent : le premier type est à excitation simple (**MSSE**) représenté dans la (Figure III. 1), et le deuxième type est à excitation double (**MSDE**) représenté dans la (Figure III. 2).

III. 3. Caractéristiques de la machine

III. 3.1. Stator

Nous avons placé 24 encoches dans le stator à vide (air), avec un espacement de 5 degrés pour chaque encoche.

III. 3.2. Rotor

III. 3.2.1. Machines synchrones à aimants simples (**MSSE**)

Les aimants sont de type terres rares ($N_d F_e B$), composés de plusieurs tuiles. Ils sont montés sur la surface du rotor. L'aimantation est radiale et la valeur de l'induction rémanente est de l'ordre de 1.2 Tesla et ouvertures des aimants 65°

III. 3. 2.2. Machine synchrone à double excitation (**MSDE**)

Dans le rotor de la machine synchrone à double excitation, il y a deux aimants - un permanent et une variable. Les aimants sont composés de terres rares et se présentent sous forme de plusieurs morceaux. Ils sont installés sur la surface du rotor avec une aimantation radiale, et leur

induction rémanente est d'environ 1 Tesla. Le moteur comprend également une bobine magnétique variable (enroulement de cuivre) alimentée en courant continu., ouvertures des aimants 65°.

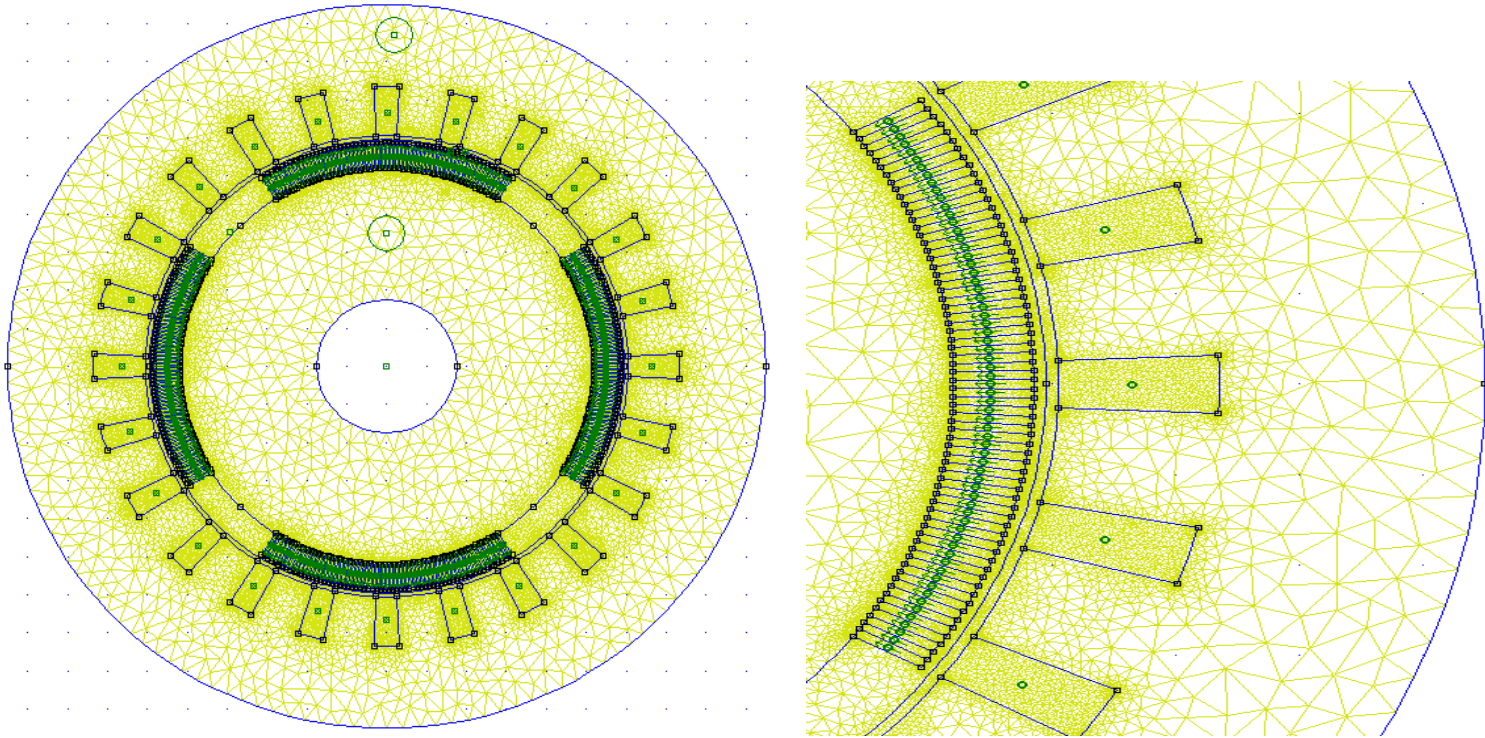


Figure. III.1. La machine synchrones (MSSE)
a) La machine synchrones (MSSE) avec maillage global en 2D
b) Maillage de de la zone aimants (MSSE)+ entrefer+ encoches

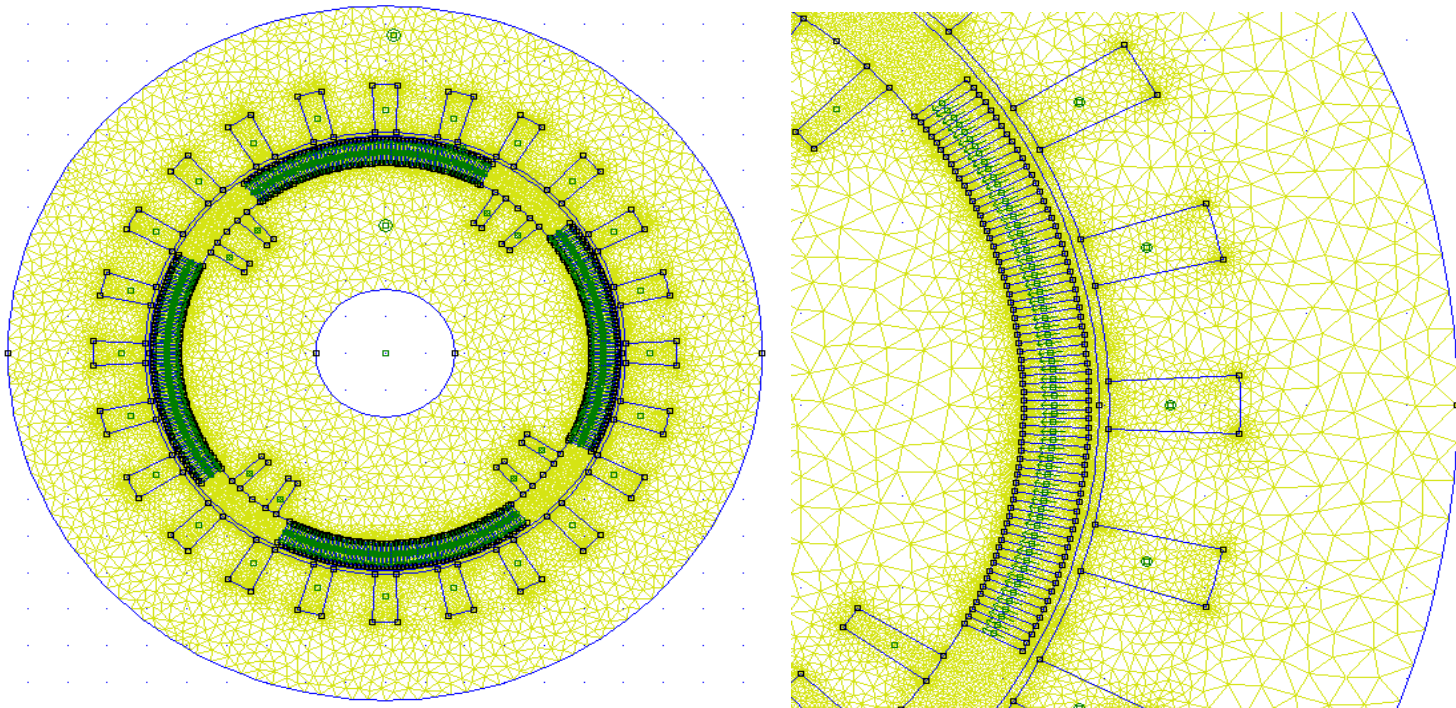


Fig. III.2. La machine synchrones(MSDE)
a) La machine synchrones (MSDE) avec maillage global en 2D
b) Maillage de la zone aimants synchrones (MSDE) + entrefer + encoches

III.4 Paramètres de la machine

Paramètres	Symboles	Valeur et unité
Induction rémanente (NdFeB 32)	Br	1.2T
Perméabilité relative des aimants	μ_r	1
Nombre de paires de pôles	P	2
Courant d'excitation de l'électro-aimant	If	12A
Rayon intérieur de l'encoche rotoriques	R0	17.3 mm
Rayon extérieur de l'encoche rotoriques	R1	52 mm
Rayon extérieur de l'aimant	R2	58.5 mm
Rayon intérieur de l'encoche de stator	R3	60.5 mm
Rayon extérieur de l'encoche de stator	R4	73.5 mm
Rayon externe de stator	R5	94.5 mm
Largeur de l'entrefer	G	2 mm
Hauteur de l'aimant	hm	6.5 mm
Hauteur de le l'encoche statorique	hs	13 mm
Longueur utile de la machine	LU	77,2 mm

Tableau. III .1. Paramètres de la machine

III.5. Simulation d'une machine synchrone (MSDE) et (MSSE)

III.5.1. Etude du champ dans l'entrefer (MSDE) et (MSSE)

III.5.1.1. Les résultats de simulation(MSSE)

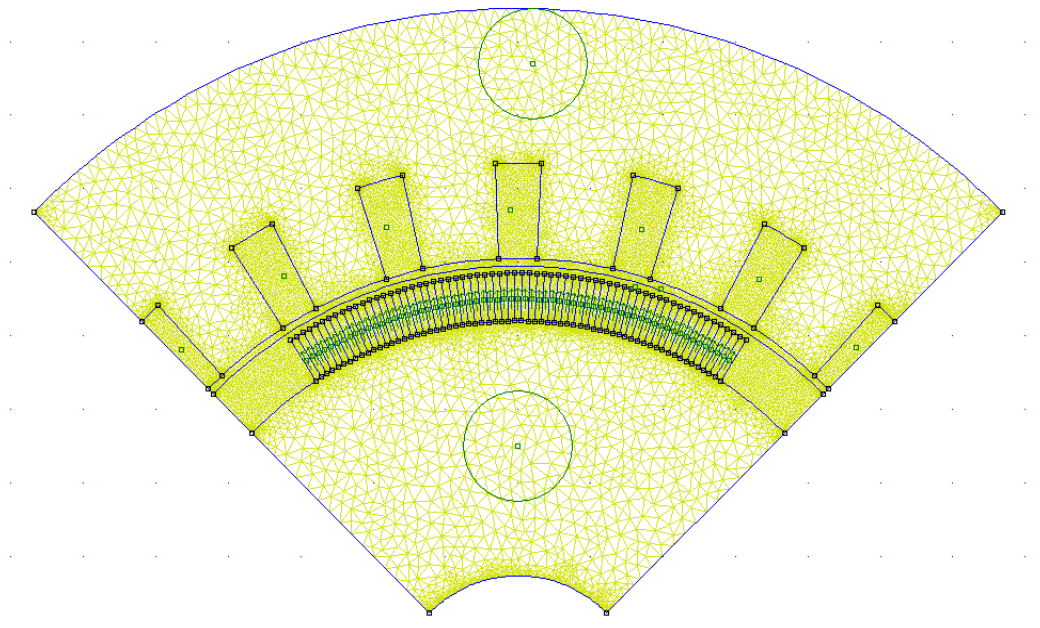


Figure III.3. Maillage par éléments finis machine synchrone à aimant simple

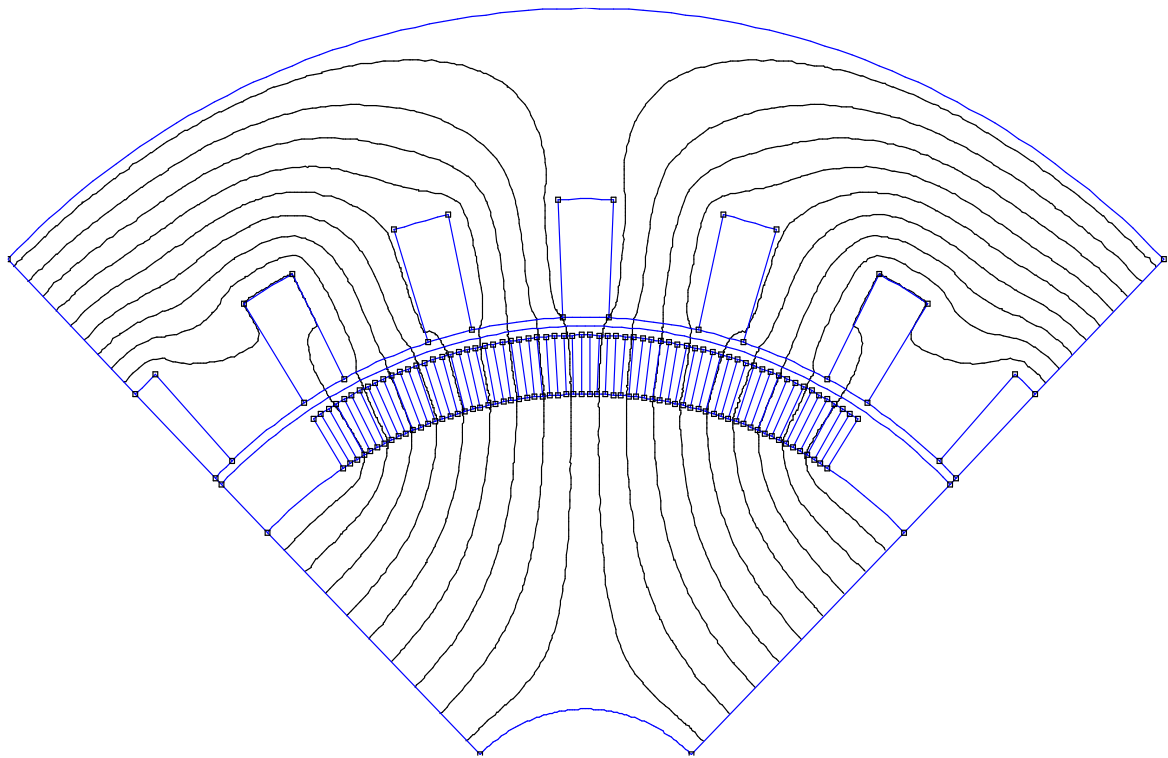


Figure III.4 Carte du champ magnétique machine synchrone à aimant simple

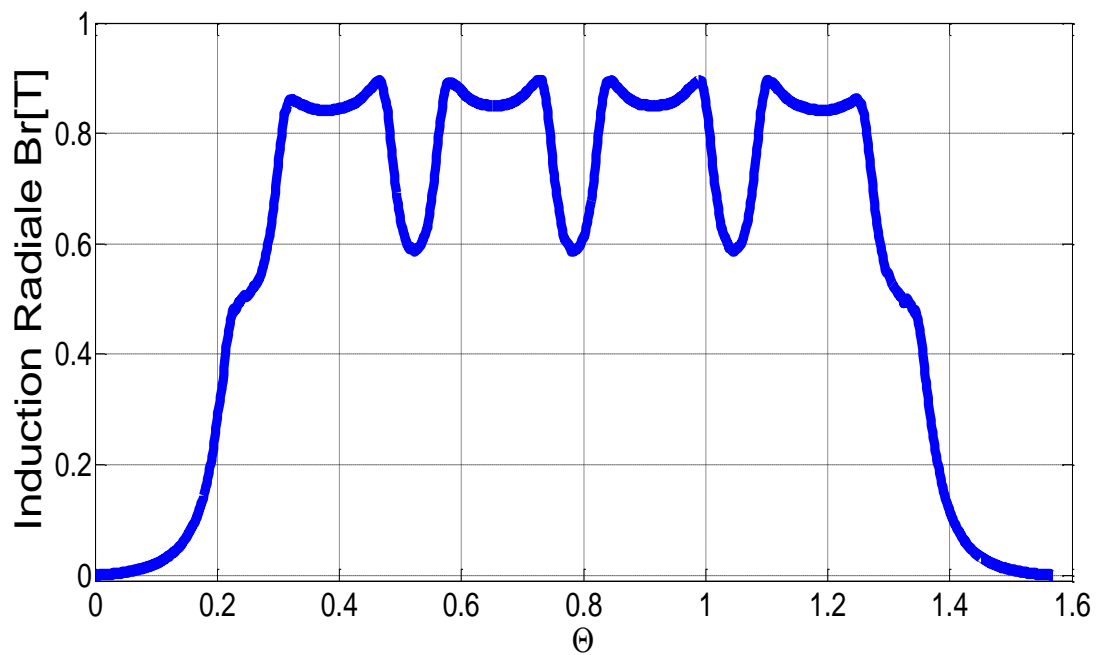


Figure III.5. Induction radial due aux machines synchrones (MSSE)

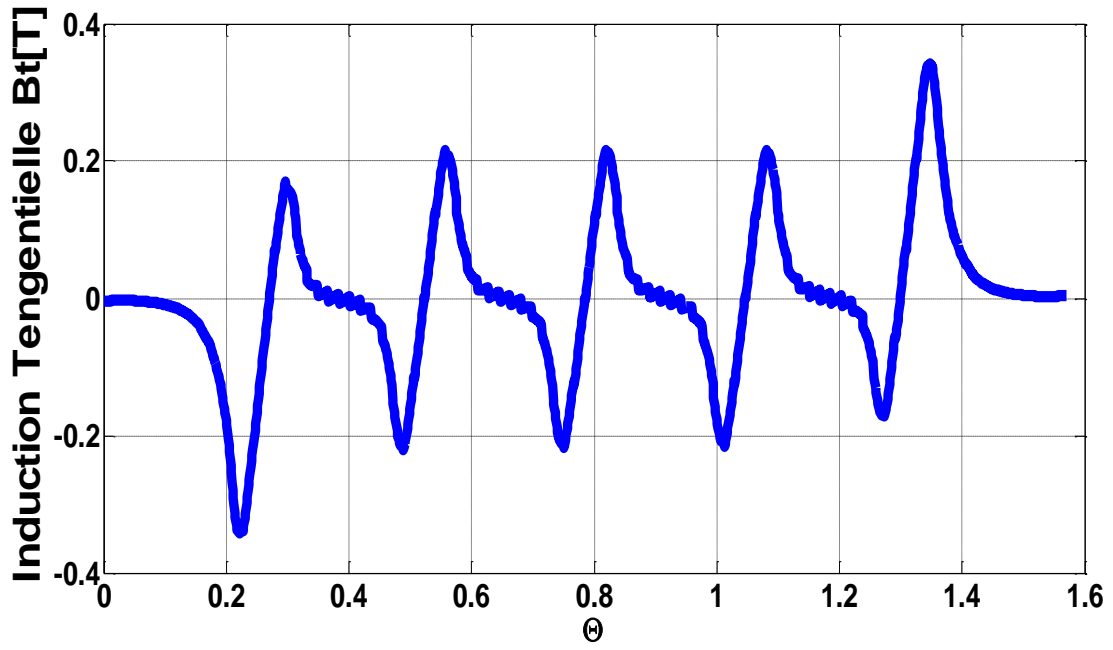


Figure III.6. Induction tangentielle due aux machines synchrones (MSSE)

III.5. 1.2. Les résultats de simulation(MSDE)

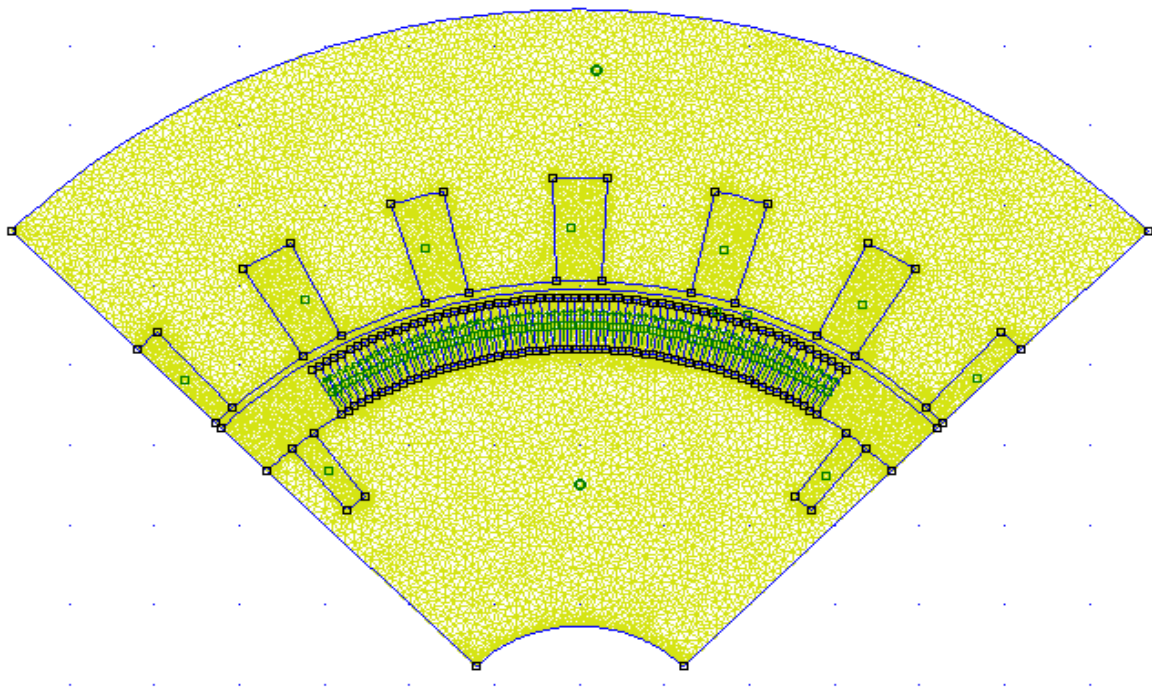


Figure III.7 . Maillage par éléments finis machine synchrone à double excitation (MSDE)

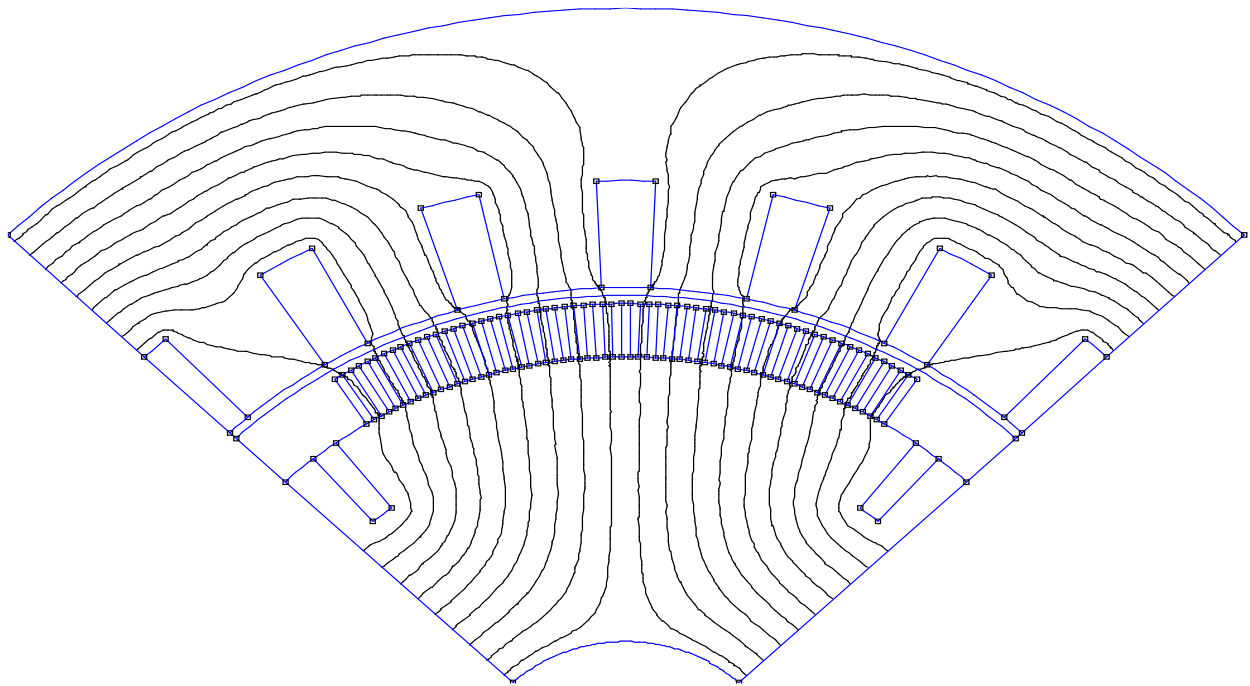


Figure III.8. Carte du champ magnétique machine synchrone à double excitation (MSDE)

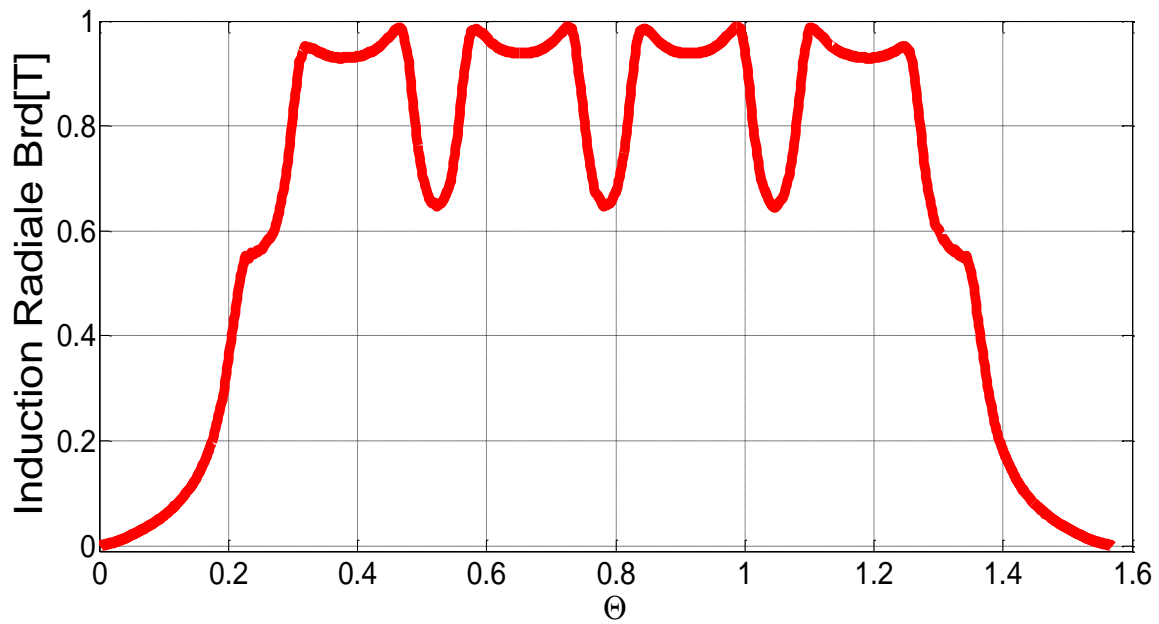


Figure III.9. Induction radiale due aux machines synchrones (MSDE)

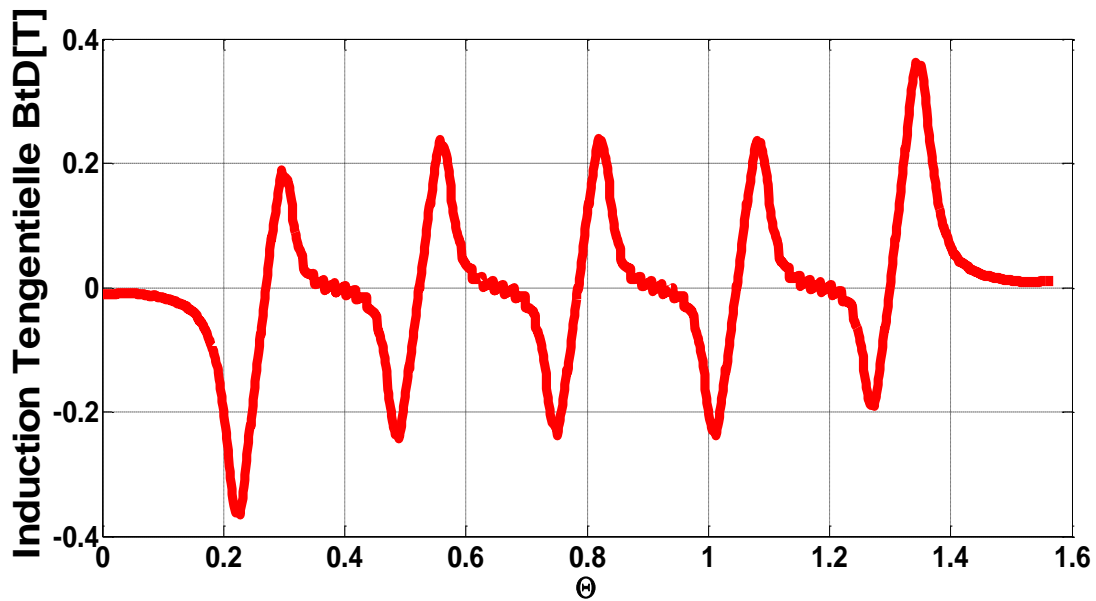


Figure III.10. Induction tangentielle due aux machines synchrones (MSDE)

III.5.1.3. Les résultats de comparaison induction radial et tangentielle (MSSE)

et(MSDE)

III.5.1.3.1. induction radial (MSSE) et(MSED)

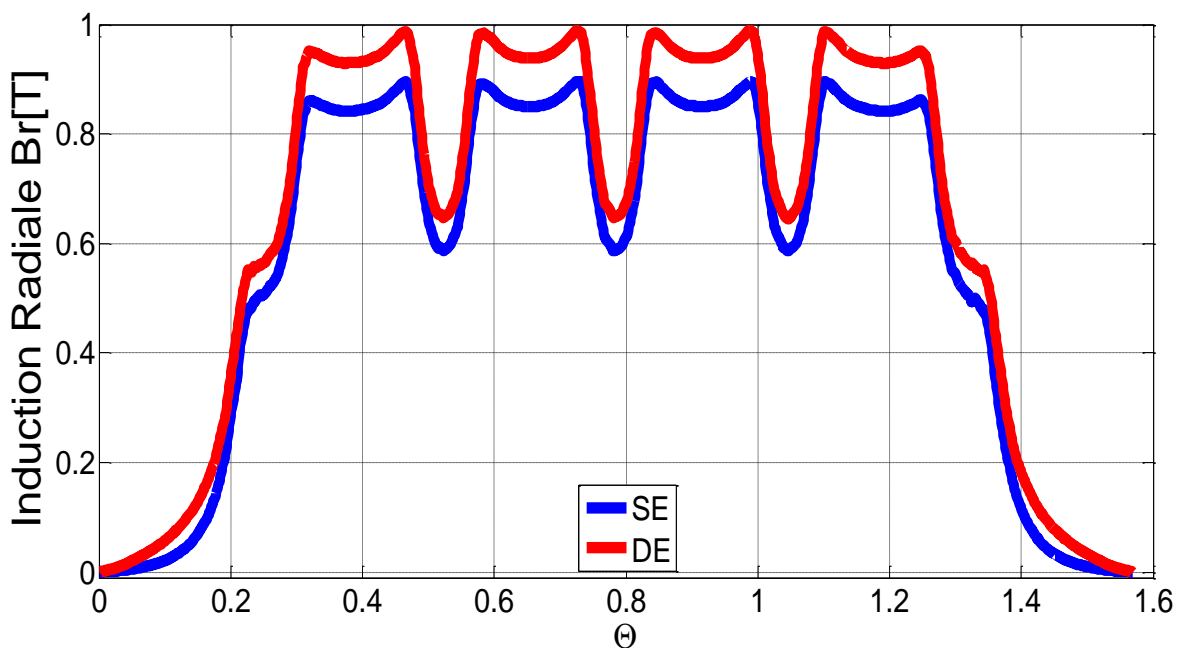


Figure III.11. Induction radiale due aux machine synchrone (MSSE)et (MSDE)

La courbe représente Induction radiale due aux à aimants simple et machine synchrone double excitation En fonction de l'angle mécanique, graphique représente (La courbe bleue) l'inductance radiale d'une machine synchrone aimants simple. La courbe rouge indique l'inductance radiale de la machine à double excitation montrant des pics d'amplitude plus élevée par rapport à la machine

synchrone à aimants simple. Ce qui indique de meilleures performances en termes de génération de champ magnétique par rapport à la machine aimants simple.

III.5.1.3.2. Comparaison induction et tangentielle (MSSE) et (MSDE)

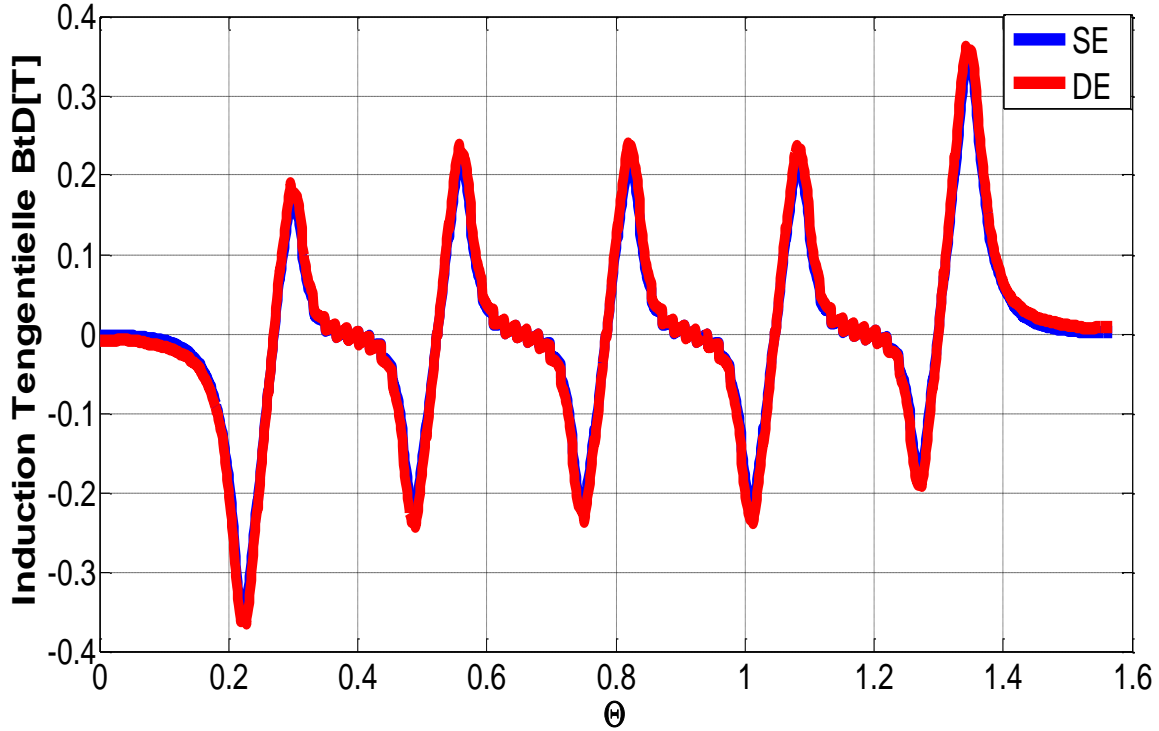


Figure III.12. Induction tangentielle due aux (MSSE) et (MSDE)

La courbe Figure III.12 représente Induction tangentielle due aux à aimants simple et machine synchrone double excitation En fonction l'angle mécanique, graphique représente (La courbe bleue) l'inductance tangentielle d'une machine synchrone aimants simple . La courbe rouge indique tangentielle transversale de la machine à double excitation montrant des pics d'amplitude plus élevée par rapport à la machine synchrone aimants simple. Ce qui indique de meilleures performances en termes de génération de champ magnétique par rapport à la machine aimants simple.

III.5.2. Les résultats de comparaison Induction radiale (MSSE)

III.5.2.1. Influence de l'ouverture des aimants

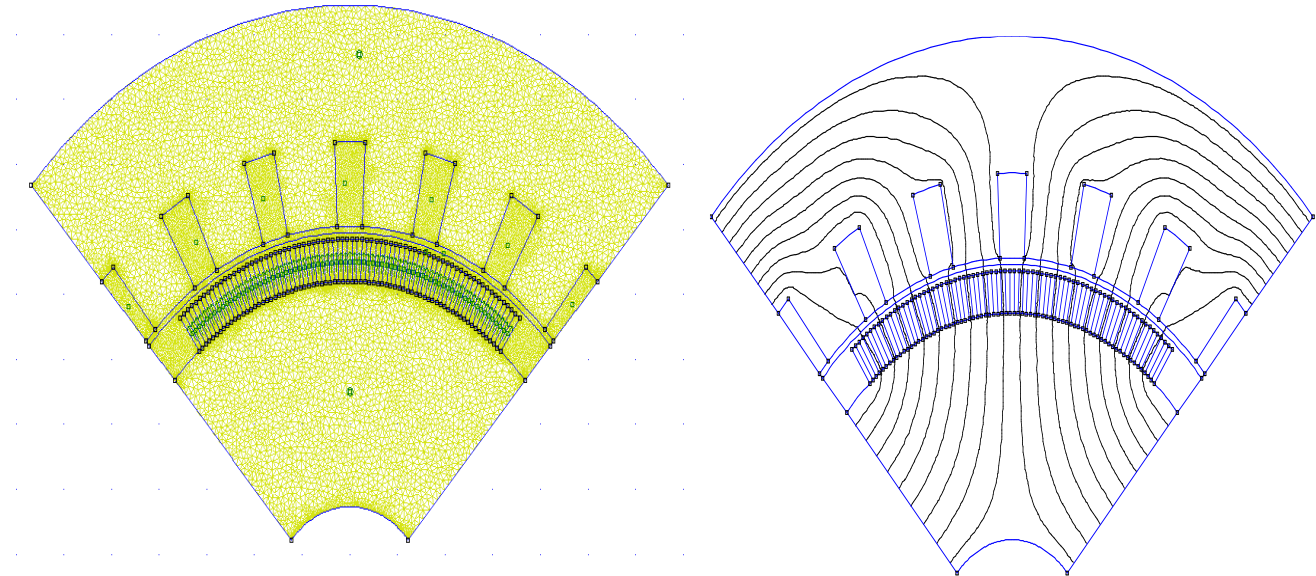


Figure.III.13. Maillage par éléments finis et Carte du champ magnétique due au Machine synchrone (MSSE) ouv 75°

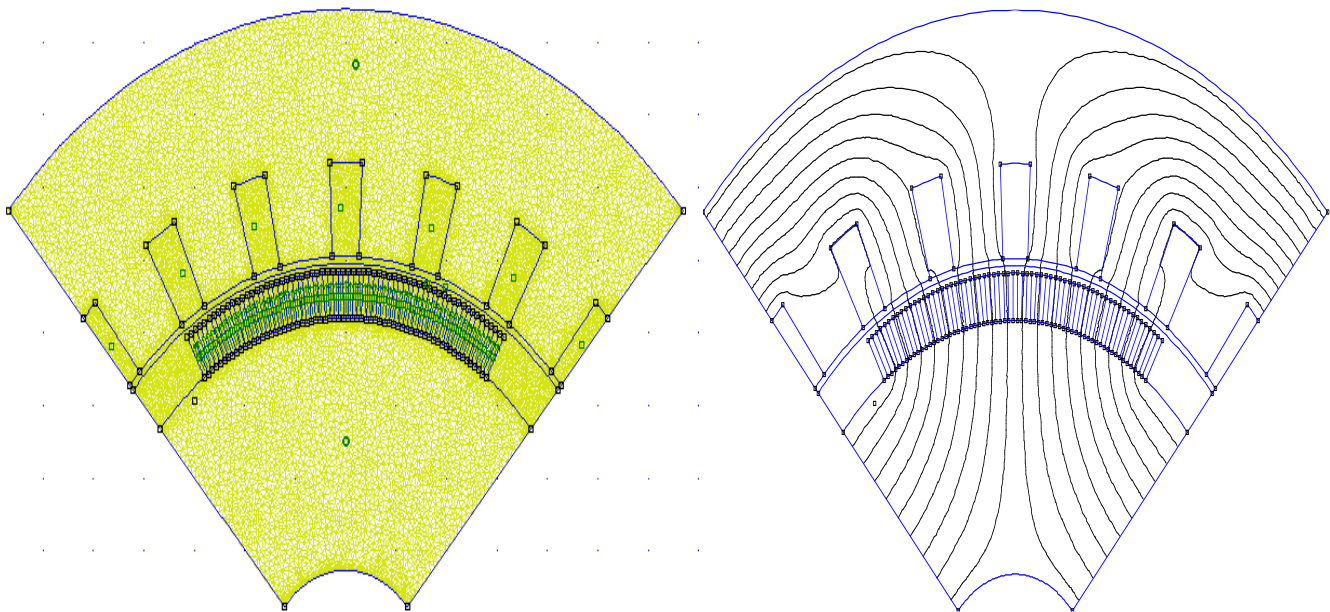


Figure.III.14. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique due au machine synchrone (MSSE) ouv 65°

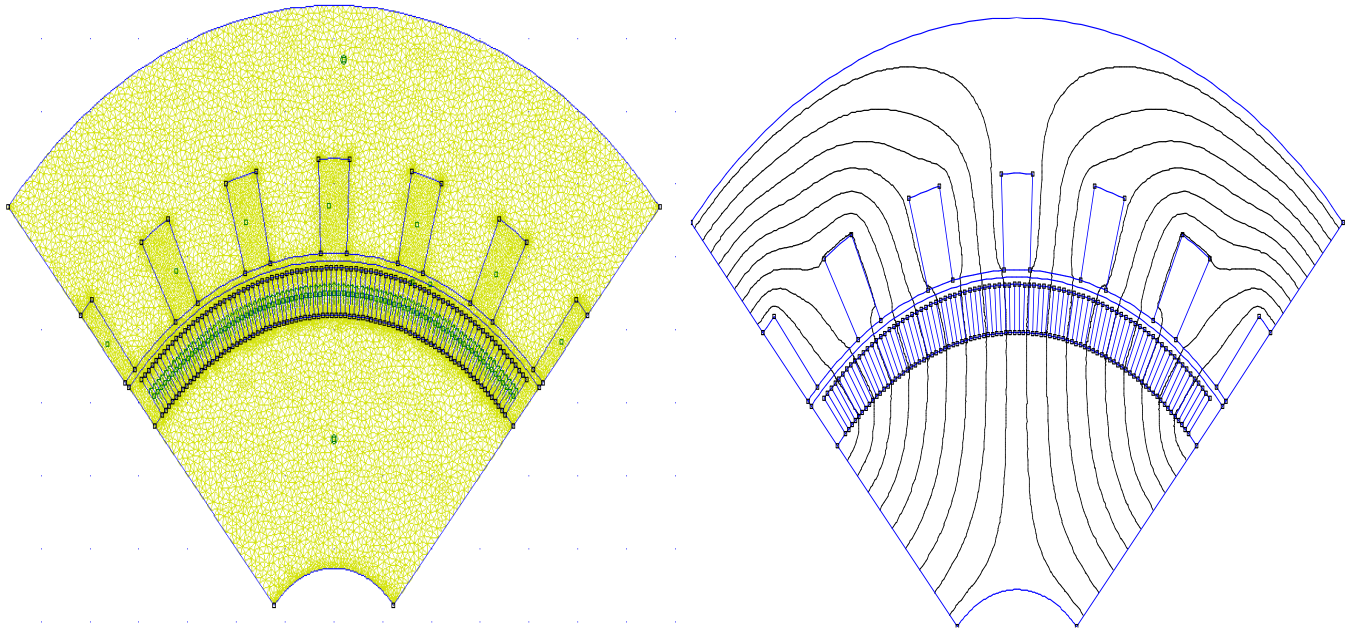


Figure.III.15. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) ouv 85°

La figure (Figure.III.16). Illustre la répartition de l'induction magnétique dans l'entrefer pour différentes ouvertures des aimants (MSSE). Les courbes représentent les variations de l'induction radiale ($B[T]$) en fonction de l'angle (θ), pour des ouvertures de 65°, 75° et 85°. Ces données sont cruciales pour comprendre comment l'induction magnétique varie avec la position angulaire des ouvertures des aimants, ce qui est essentiel dans l'étude des champs magnétiques dans les systèmes physiques.

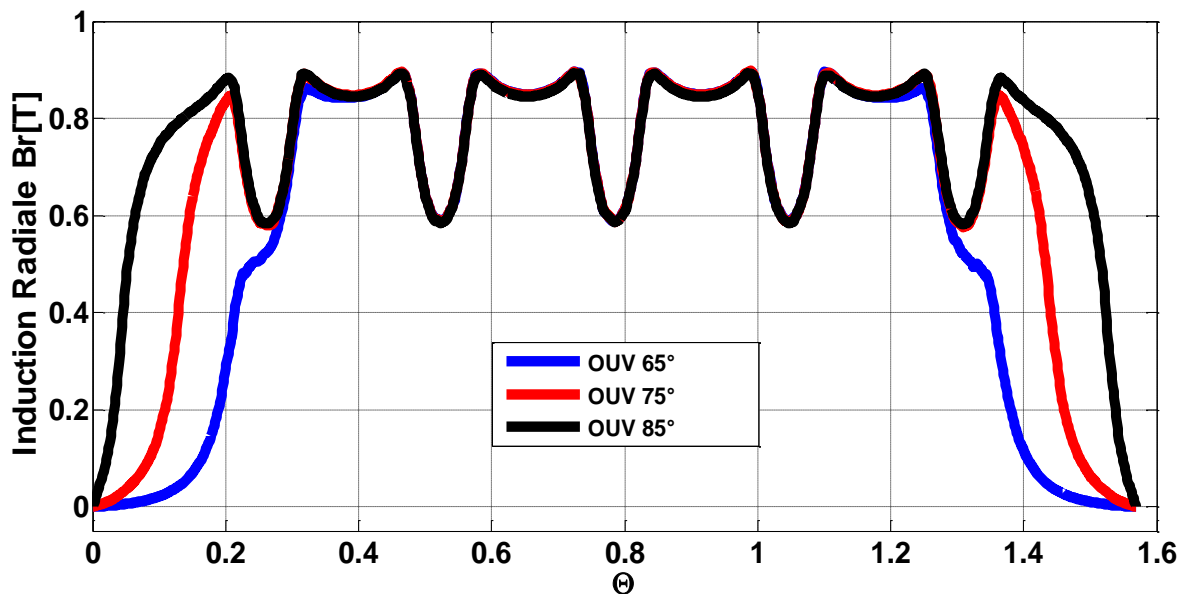


Figure.III.16. Répartition de l'induction radial dans l'entrefer pour différentes ouvertures des aimants(MSSE).

Pour analyser et interpréter ces données, on peut observer que l'induction magnétique présente des pics et des creux périodiques, indiquant des variations de l'induction avec l'angle ($B[T] \ \theta$). Cela peut être dû à la géométrie des aimants ou à la manière dont le champ magnétique est généré et distribué dans l'entrefer. L'analyse de ces courbes peut aider à optimiser la conception des aimants pour des applications spécifiques, comme les machines électriques ou les dispositifs de stockage magnétique.

III.5.2.2 Influence de la hauteur des aimants

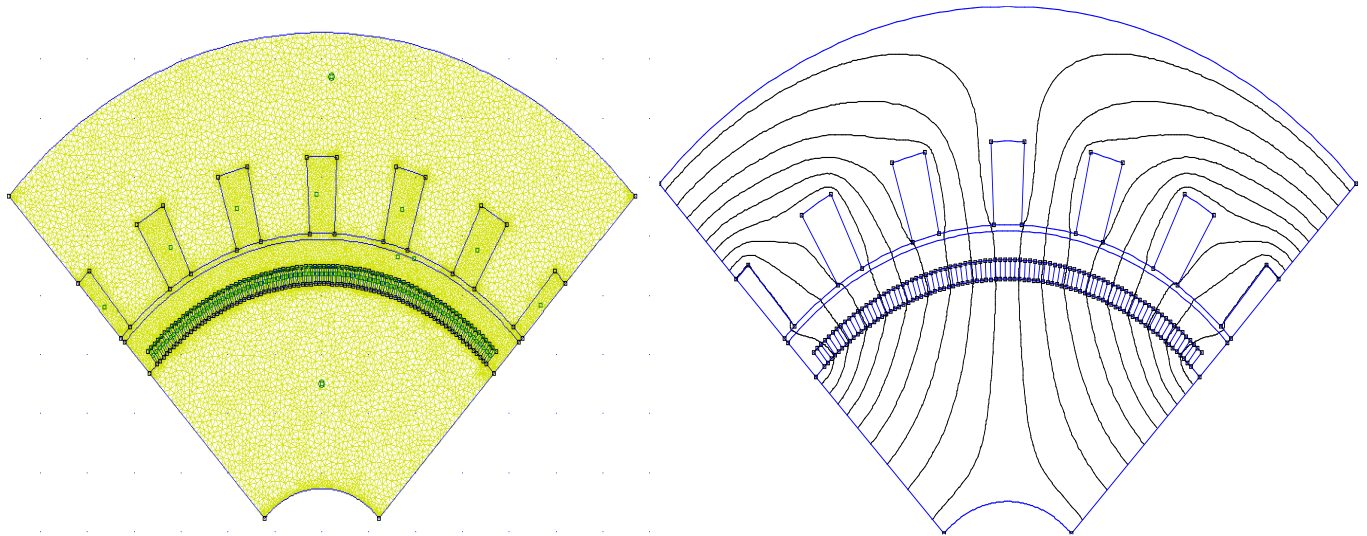


Figure.III.17. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) la hauteur des aimants 3mm

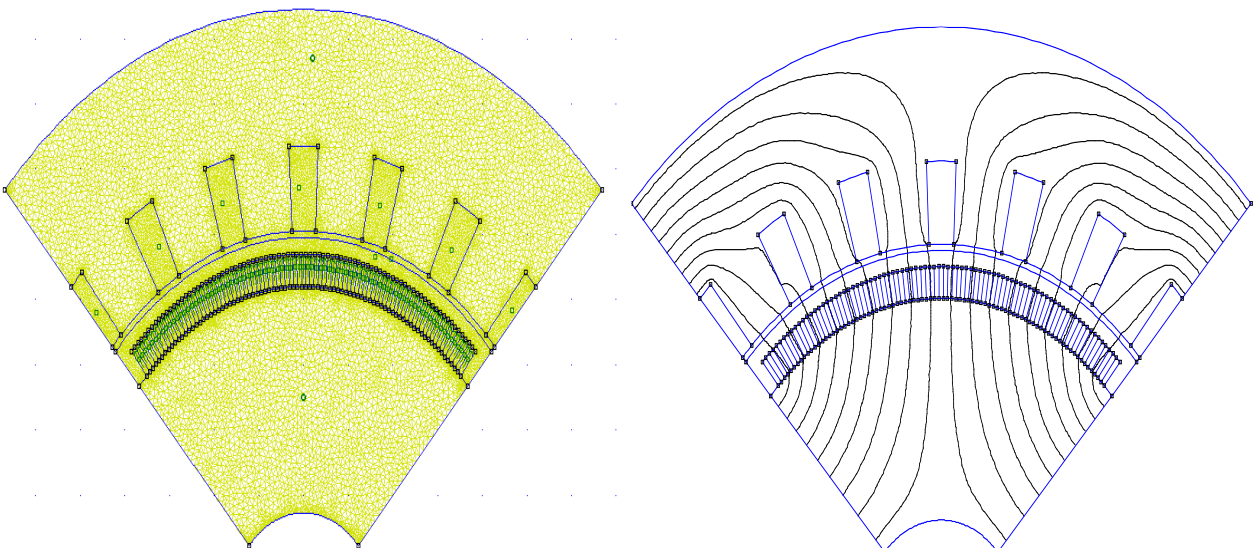


Figure.III.18. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) la hauteur des aimants 5mm

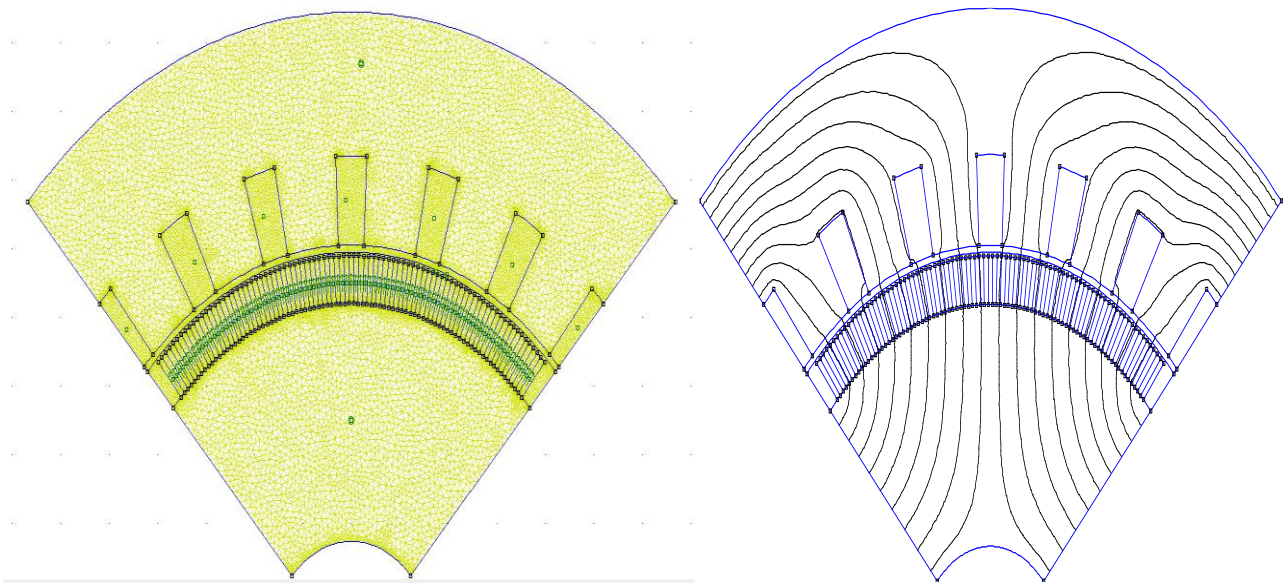


Figure.III.19. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique

(MSSE) la hauteur des aimants 7 mm

L'image Représenter un graphique qui illustre la répartition de l'induction magnétique pour différentes hauteurs des aimants dans des machines synchrones à aimants simples. Voici les points clés de l'analyse de cette image : Hauteurs des Aimants : Le graphique compare l'induction

Magnétique pour des aimants de hauteurs 3mm, 5mm et 7mm. Induction Radiale: L'axe des y représente l'induction radiale en Tesla (B [T]), et l'axe des x représente une dimension angle.

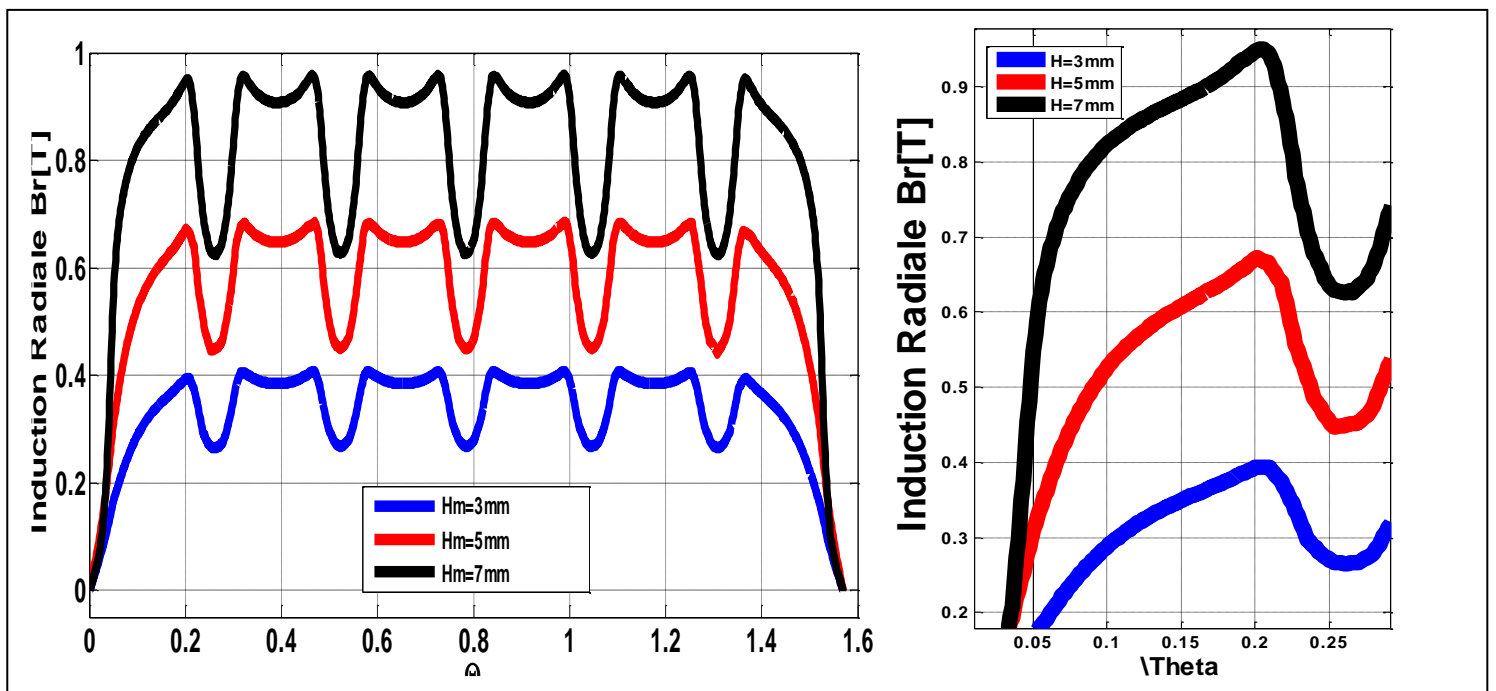


Figure.III.20.a. Répartition de l'induction radial pour différentes hauteurs des aimants.

b. Variation des inductions radial maximale et moyenne en fonction de la hauteur des aimants (ouverture des aimants égale à 85° mécanique).

La hauteur des aimants intervient directement sur l'amplitude et sur la valeur moyenne de l'induction. En effet l'induction augmente avec l'augmentation de la hauteur des aimants. Par contre, elle n'a pas d'incidence sur la forme de l'induction qui reste inchangée (figure III.5).

III.5.2.3. Influence de la hauteur l'entrefer

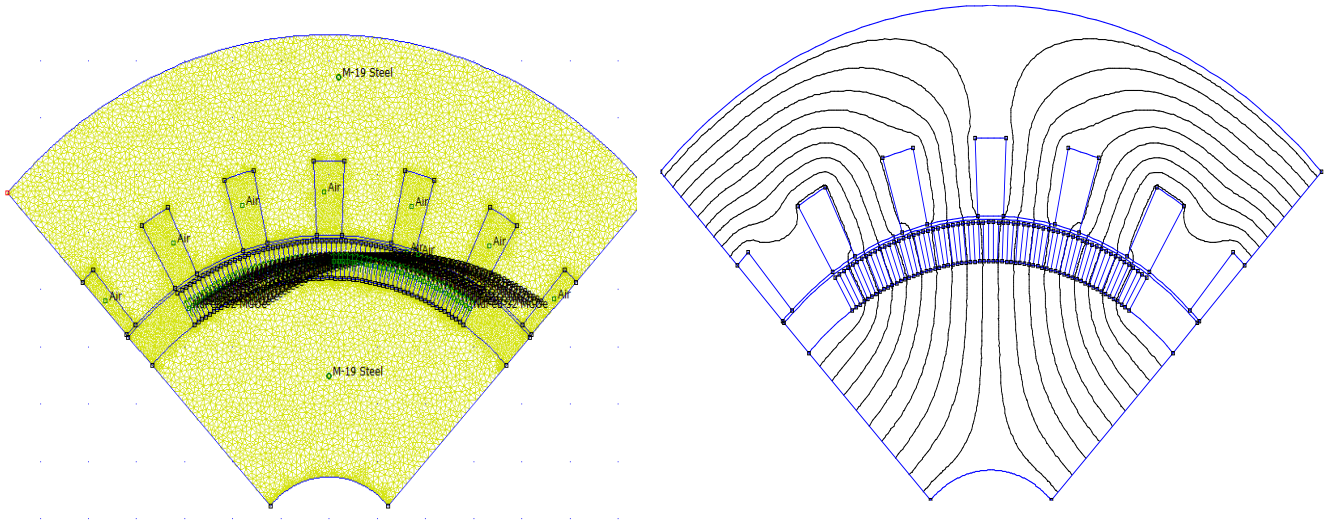


Figure.III.21. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) $G=1\text{mm}$

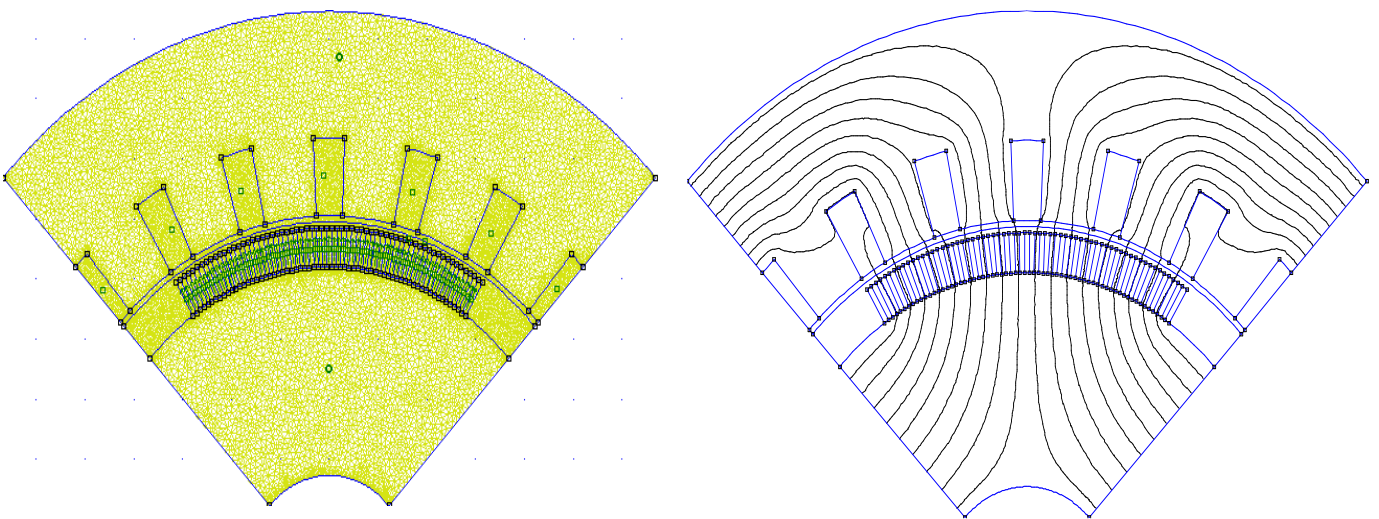


Figure.III.22. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) $G=2\text{mm}$

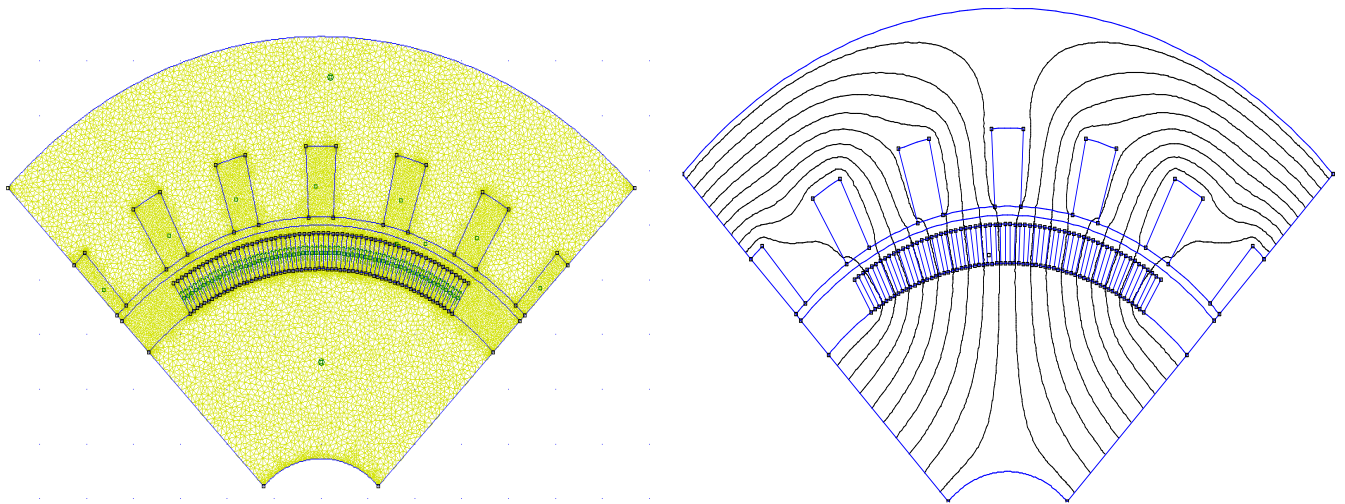


Figure.III.23. Maillage par éléments finis et carte du champ magnétique (MSSE) $g=3\text{mm}$

Figure.III.24 que vous avez partagée montre un graphique de l'induction radiale dans une machine synchrone à aimants simples, mesurée à différentes épaisseurs de l'entrefer. Voici les points clés de cette image : Axes du graphique : L'axe horizontal est étiqueté ' θ ' et l'axe vertical 'induction Radiale $B_r[\text{T}]$ ', indiquant l'induction radiale en Tesla.

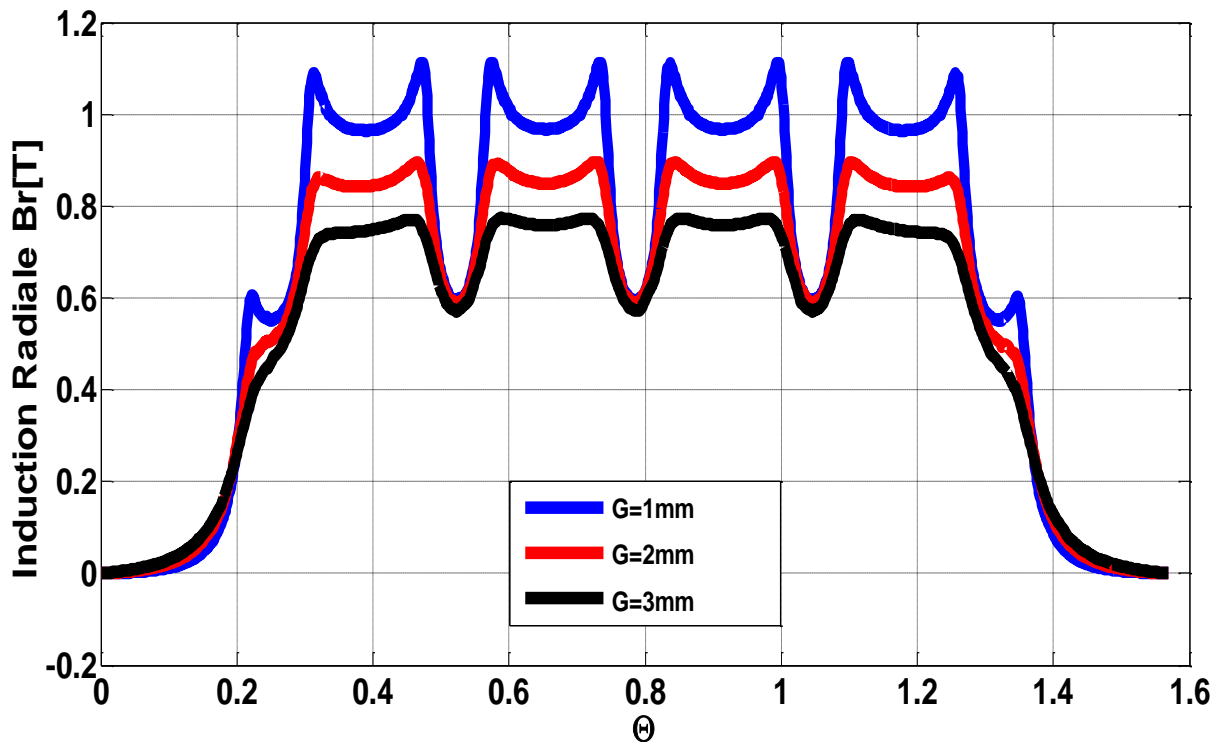


Figure.III.24. Répartition de l'induction radiale pour différents rayons de l'entrefer.

Courbes Colorées : Trois courbes représentent l'induction radiale pour des rayons d'entrefer de 1mm (bleu), 2mm (rouge) et 3mm (noir). Fluctuations de l'Induction : Les courbes

montrent comment l'induction radiale varie avec θ , ce qui est crucial pour l'optimisation de la conception des machines.

III.5.3. Influence Couple de détente

III.5.3.1 Comparaison Couple de détente (MSSE) et(MSDE)

(Figure.III.25). Montre un graphique comparant le couple de détente des machines synchrones à simple excitation (MSSE) et à double excitation (MSDE). Voici une analyse et interprétation des données présentées :

Le graphique illustre que les deux types de machines présentent des variations de couple sur l'angle θ . La ligne bleue représente la MSSE et la ligne orange représente la MSDE. On observe que la MSDE a généralement un couple de détente plus élevé que la MSSE, ce qui indique une meilleure performance en termes de régularité du couple

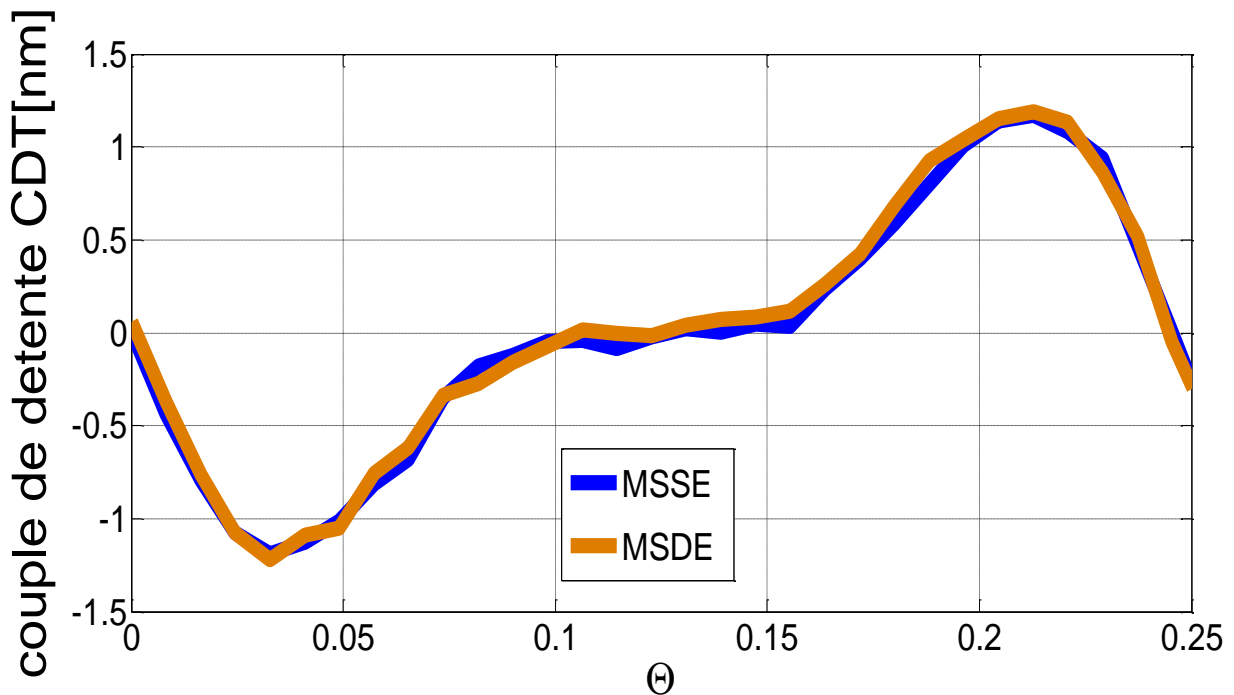


Figure. III.25. Couple de détente (MSSE) et(MSDE)

Les deux lignes suivent un motif similaire de pics et de creux, ce qui suggère que les deux types de machines subissent des fluctuations de couple similaires à mesure que l'angle θ change. Cependant, la MSDE maintient un couple plus élevé sur une plus grande plage d'angles, ce qui pourrait être dû à la présence de l'excitation supplémentaire qui aide à stabiliser le couple.

Vers $\theta=0.2$, les deux lignes convergent, ce qui pourrait indiquer un point où les effets de l'excitation supplémentaire dans la MSDE sont moins prononcés, ou où les caractéristiques de conception des deux machines produisent un couple similaire.

En conclusion, il semble que MSDE offre un avantage en termes de moment de relaxation par rapport à MSSE, ce qui est clairement visible sur la plupart des plages d'angles. Cependant, ce moment de relaxation n'est pas aussi efficace que prévu, comparé à sa conception complexe et son coût élevé. Par conséquent, nous allons mener des études et apporter des modifications à MSSE afin d'atteindre le moment de relaxation approprié.

III.5.3.2. Influence de l'ouverture encoches sur Couple de détente (MSSE)

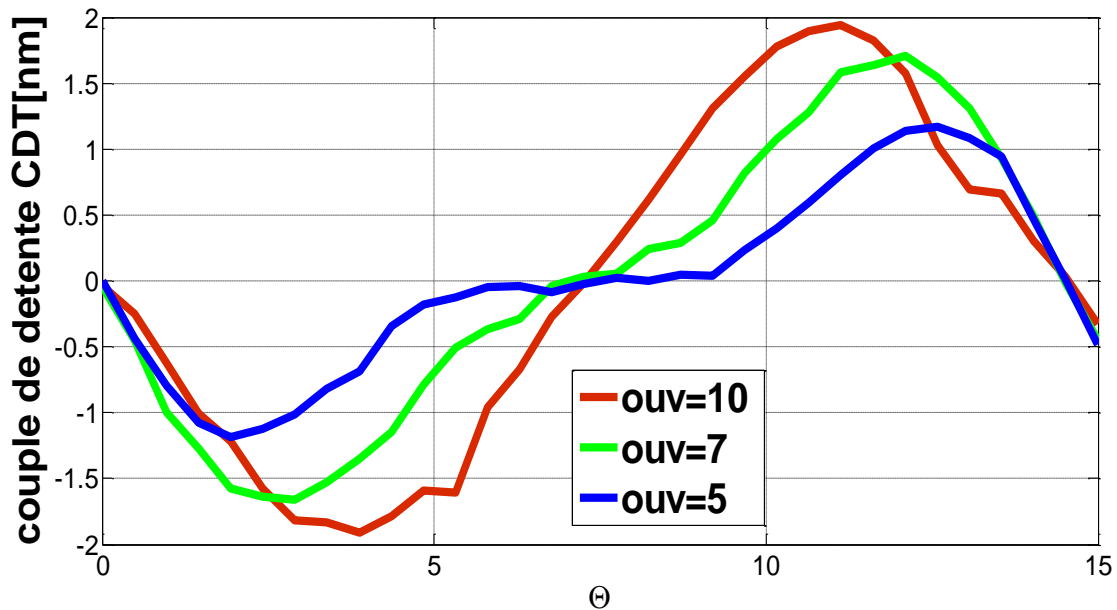


Figure.III.26. Influence de l'ouverture encoches sur Couple de détente (MSSE)

Dans le contexte des machines synchrones à aimants simples, l'ouverture des encoches peut affecter la distribution du champ magnétique et, par conséquent, le couple généré par la machine

III.5.3.3. Influence de la hauteur des aimants sur Couple de détente (MSSE)

L'analyse du graphique que vous avez partagé montre l'influence de la hauteur des aimants sur le couple de détente des machines synchrones à aimants simples. Voici une interprétation et quelques conclusions que l'on peut tirer de ces données :

Variation du Couple de Détente (CDT) : Le couple de détente varie avec l'angle θ . Les lignes représentant les hauteurs d'aimants de **3mm**, **5mm** et **7mm** fluctuent au-dessus et en dessous de zéro, ce qui indique que le couple change de direction sur la plage de θ .

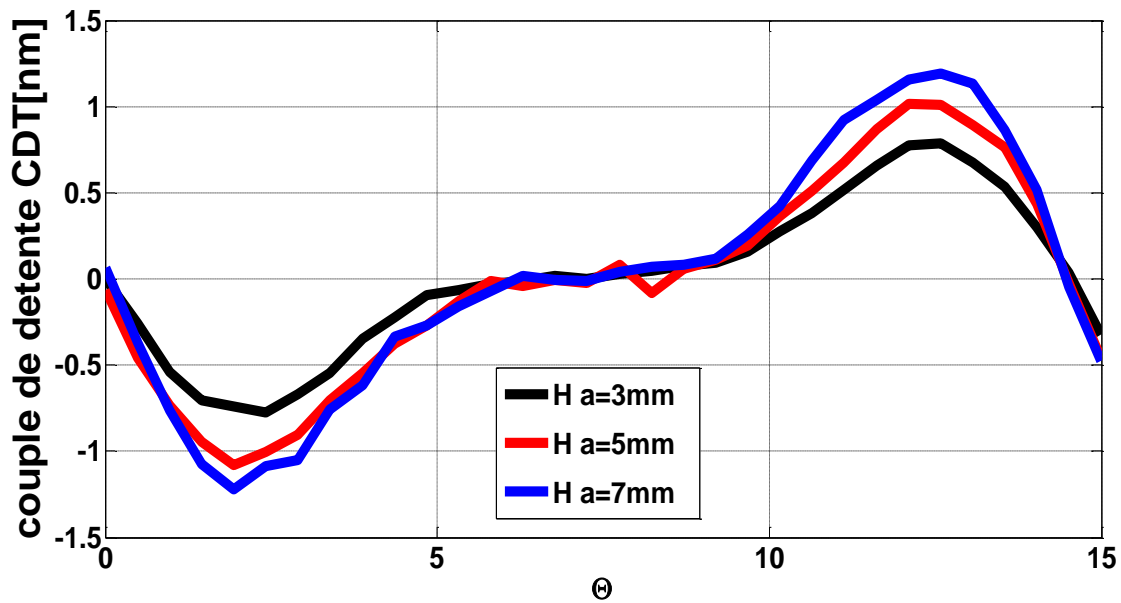


Figure. III.27. Influence de la Hauteur des Aimants sur Couple de détente (MSSE)

Influence de la Hauteur des Aimants : On observe que la hauteur des aimants a un effet significatif sur l'amplitude du couple de détente. Plus la hauteur est grande, plus l'amplitude du couple semble être élevée, ce qui peut être bénéfique pour certaines applications nécessitant un couple plus fort.

Optimisation de la Conception : Ces informations peuvent être utilisées pour optimiser la conception des machines synchrones à aimants simples, en choisissant la hauteur des aimants qui offre les meilleures performances pour une application donnée.

En résumé, le graphique fournit une compréhension précieuse de la façon dont les dimensions physiques, comme la hauteur des aimants, affectent les caractéristiques de performance des machines électriques. Cela peut guider les ingénieurs dans la conception de machines plus efficaces et adaptées à des besoins spécifiques.

III.6. Conclusion

Votre étude comparative des machines synchrones à aimants permanents est très détaillée et bien structurée. Nous avons clairement expliqué les caractéristiques, les paramètres et les résultats de simulation des machines synchrones à simple excitation (MSSE) et à double excitation (MSDE), en utilisant la méthode des éléments finis.

Nous avons également mis en évidence l'influence de différents paramètres tels que l'ouverture des aimants, la hauteur des aimants et le rayon de l'entrefer sur l'induction radiale et tangentielle ainsi que sur le couple de détente. Ces informations sont essentielles pour comprendre comment ces paramètres affectent les performances des machines électriques et peuvent aider à optimiser leur conception.

Chapitre III Etude comparative des machines synchrones a aimants permanent

Il est intéressant de noter que les machines synchrones à double excitation, bien qu'elles soient plus complexes à fabriquer, peuvent atteindre des niveaux de puissance et d'efficacité plus élevés grâce à l'utilisation de deux aimants - un permanent et une variable. Cela contraste avec les machines synchrones à simple excitation, qui sont plus simples et fiables, mais peuvent présenter des limitations en termes d'énergie et d'efficacité énergétique.

En somme, notre étude offre une analyse approfondie et précieuse des machines synchrones à aimants permanents, mettant en lumière les différences essentielles entre les moteurs synchrones à simple excitation et ceux à double excitation. Cela peut être très utile pour les ingénieurs et les chercheurs dans le domaine des machines électriques.

Conclusion générale

Dans le domaine des machines synchrones à aimants permanents, la machine à excitation magnétique permanente (MSAP) est la plus utilisée en raison de sa simplicité et de ses hautes performances. Actuellement, un intérêt particulier est accordé à la réduction des fluctuations de couple afin d'élargir la gamme d'applications des machines à aimants permanents où la précision est requise. Dans ce contexte, une méthode liée à la structure même de la machine (adaptation de la force électromotrice et réduction du couple de détente) est exploitée. Le travail présenté dans notre thèse concerne l'application d'un calcul numérique basé sur la méthode des éléments finis pour étudier le moteur synchrone à aimants permanents montés en surface avec orientation radiale des pôles. Pour une structure donnée, nous avons étudié les deux cas (**MSDE** et **MSSE**). Ces deux types de machines sont actuellement au cœur de la recherche en raison de leur précision et de leur efficacité.

Selon les résultats de la comparaison entre l'excitation double et l'aimant simple en termes d'induction radiale et tangentielle, il semble que l'excitation double offre une induction radiale et tangentielle supérieure à celle de l'aimant simple. Cela suggère que l'excitation double fournit une meilleure distribution du flux magnétique, qu'il soit radial ou tangentiel, ce qui pourrait contribuer à améliorer l'efficacité et la performance globale du système par rapport à l'aimant simple.

L'impact de différents facteurs tels que la configuration des aimants, leurs dimensions et le diamètre de l'entrefer sur l'induction radiale et tangentielle, ainsi que sur le couple de détente, a également été mis en évidence. Cette connaissance est cruciale pour comprendre l'effet de ces éléments sur l'efficacité des machines électriques et pour améliorer leur conception. Il est intéressant de noter que les machines à double excitation, malgré leur complexité de fabrication, sont capables d'atteindre des performances et une efficacité supérieures en intégrant deux types d'aimants - un fixe et l'autre réglable. Cependant, le problème de la réduction du couple de détente reste un obstacle dans ce type de machine.

Par conséquent, nous voyons que les machines à excitation simple sont meilleures que les machines à double excitation en termes de simplicité et de fiabilité et qu'elles méritent d'être étudiées en apportant des modifications et en réduisant leur couple de détente. Ainsi, nous avons mené certaines études en modifiant la conception de la machine à excitation simple en termes d'ouverture des encoches et de la hauteur des aimants, et de leur impact sur la réduction du couple de détente.

En conclusion, nous avons trouvé que la machine à excitation simple avec une petite hauteur d'aimant et une petite ouverture des encoches est meilleure que la machine à double excitation à tous égards (simplicité, fiabilité, performance, bonne efficacité...).

Référence Bibliographique

[AYO02] **A. YOUMSSI** « Contribution aux calculs des machines synchrones à aimants permanents », Thèse de Doctorat d'Etat de l'INP Lorraine, France, 2002.

[BAU14] **B. AUBERT**, « Détection des court-circuit inter-spores dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France 2014

[BBO12] **B. BOUKAIS**, « contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012

[BLA91] **B. LAPORTE** «Machines électriques », Cours de l'INSEM Nancy, l'INPL, cours non édité 1991.

[BMO13] **BADRAOUI, Mourad et BEREKSI REGUIG** « Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone ». Mémoire de Magister, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, Algérie, 2013.

[BMU09] **B. MULTON** : « Application des aimants aux machines électriques », notes de cours version 2009.

[BMU12] **B. MULTON** « Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable ». Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, France 2012.

[CBO10] **C. BOURRASSET** « Gestion intelligente des Transferts d'énergie d'un pylône d'éclairage public autonome ». Thèse de Doctorat, Poly Tech Clermont-Ferrand, France 2010.

[DLA00] **D. P. LABRIDIS** «Comparative Presentation of Criteria for adaptive Finite-Element Mesh Generation in Multiconductor Eddy-Current Problems», IEEE Tran. On Magnetics, Vol. 36, No. 1, January 2000.

[DME04] **DAVID MEEKER** «Finite Element Method Magnetic" dmeeker@ieee.org <http://www.foster-miller.com>, 2004.

[EDU09] **E. DURAND** « Magnétostatique » Editions MASSON, 2009.

[FGA06] **F. GARDIOL** « Electromagnétisme », Traité d'électricité, Vol III Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Nouvelle édition 2006.

[FMA13] **F. MARTIN** : « contribution au dimensionnement optimale de machine synchrone à aimant déposés en surface pour application à haute vitesse » thèse de doctorat présentée en vue de l'obtention du grade de docteur de l'université de Nantes, université

[GCH06] **Guy Chateigner, Michel Boès, Daniel Bouix, Jacques Vaillant et Daniel Verkindère.** Manuel de génie électrique. Édition Dunod, Paris, 2006.

[GDH14] **G. DHATT et D. TOUZOT** « Une présentation de la méthode des éléments finis », Editions LALOINE, 2014.

[HKA12] **H. KADOUR** « étude de la machine synchrone autopilotée : modélisation et simulation » Thèse de Doctorat, spécialité électrotechnique, l'université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF 2012

[JCS93] **J-C SABONNADIÈRE** « Conception assistée par ordinateur » (CAO) en génie électrique, TI D

[JFG04] **J.F.Gieras et U. Jonsson** « Desing of high speed permanent magnet brushless

[JGA02] **J. GARRIGUES** « La méthode des éléments finis ». Ecole supérieure de mécanique de Marseille, Janvier 2002.

[JHS99] **J.H SAÏAC** « Mathématiques pour l'électricien. Méthodes numériques », TI D36.1999.

[KBO97] **K. BOUGHRARA** « Analyse des ondulations du couple d'une BDCM à pôles lisses », Thèse de magister, USTHB, juillet 1997.

[KHA99] **K. HAMEYER, R. BELMANS** « Numerical Modelling of electrical machines and devices" WIT Press, 1999.

[MAL16] **M. Alejandro Fernandez Sanchez** « Etude de structure des machines électriques non conventionnelles pour des alternateurs industriels » thèse de doctorat de l'université Paris Saclay préparée à Centrale SUPELEC le 16 décembre 2016.

[MDA13] **M. DANIEL MATT. M. ABD ELMOUNAÏM TOUNZI, M. DIDIER TRICHET**, Thèse de Doctorat, « Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses », thèse de doctorat de l'université IREENA.

[MHE05] **Michel HECQUET** « Contribution à la modalisation des systèmes électrotechniques par les méthodes des schémas équivalents magnétiques application à l'alternateur automobiles » thèse de doctorat présentée à l'université des sciences et technologie de Lille, le 16 janvier 2005.

[MVK08] **M. V. K. CHARI, P. P. SILVESTER** « Finite elements in electrical and Magnetic field problems", John Wiley and Sons Ltd. 2008.

[OCZ09] **O. C. ZIENKIEWICS and R.L TAYLOR**, «The finite element method», 4th ed. MC GRAW-HILL, 2009.

[OMO11] **OUNNADI MOHAMMED**, « Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents », Mémoire d'ingénieur, université Tizi-Ouzou.2011.

[PMA06] **PIERRE MAYE** « Aide-Mémoire Electrotechnique ». Édition Dunod , Paris, 2006

[PSI08] **P. SILVESTER, R.L. FERRARI** « Finite elements for electrical engineers », Cambridge université press, 2008.

[RIB03] **R. IBTIOUEN** « Modélisation des machines électriques » Cours de 1^{ère} année PG, ENP (Cours non édité), 2001-2003.

[RIB93] **R. IBTIOUEN** « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, avril. 1993

[RKE02] **R. KECHROUD**, « Contribution à la modélisation des machines électriques par la méthode des éléments finis associée aux multiplicateurs de Lagrange », Thèse de Doctorat d'Etat en Génie électrique, ENP Alger, Avril 2002.

[RKE97] **R. KECHROUD** « Etude d'une machine à aimants permanents à concentration de flux en fonctionnement autopiloté », Thèse de magister, USTHB, Juin 1996.

[RLE09] **R. Le DOEUFF, M E. Zaim, M F.benkhoris, M. machmoum** « Machines électriques tournantes ». Livre, Université Polytech Nantes, France 2009.

[RSA08] **R. SAOU** « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux ». Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008

[SBA01] **Stéphane Baron**, « Outils pédagogique pour l'apprentissage des méthodes numérique

[SHA13] **S. HAMECHA** « Etude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Magister en électrotechnique, université de Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2013

[TLE08] **T. LECOMTE** « CAO, Machine synchrone », TI D3595.2008.

[WZH12] **W. ZHENWEI** « Conception Optimal d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique ». Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, France 2012.

[YAM01] **Yacine AMARA** « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation ». Application au véhicule hybride. Sciences de l'ingénieur [physics]. UNIVERSITE PARIS XI, 2001. Français

[YBO00] **Y. BOUTORA** « Calcul d'une BDCM excitée par des aimants à aimantation parallèle », Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, mai 2000.

[YNA09] **Y. Nacera** « Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter-spires et des cassures de barres et d'anneaux ». Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou 2009.

[YOU97] **Y. OUAZIR** « Calcul des performances d'une machine synchrone à aimants permanents à entrefer lisse », Thèse de magister, ENP, juillet 1997.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE ÉLECTROMÉCANIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. RAHALI Hilal.

Présenté par : DELLAOUI Marouane.

MERICHE. Ayoub.

Thème

ETUDE COMPARATIVE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS
SIMPLES ET DOUBLES EXCITATIONS

Résumé :

La Résumé de notre recherche indique que, malgré les performances supérieures des machines à double excitation en termes d'induction radiale et tangentielle, les machines à simple excitation sont préférées en raison de leur simplicité, fiabilité et facilité de modification pour réduire le couple de détente. Il a également été mentionné que les études sur la modification de la conception des machines à simple excitation, telles que l'ajustement de la hauteur des aimants et des ouvertures des encoches, ont montré une réduction significative du couple de détente.

Cela représente une contribution importante dans le domaine du génie électrique, car cela offre des perspectives pour l'amélioration de la conception des machines électriques, en particulier dans les applications nécessitant une grande précision.