

SOMMAIRE

Sommaire

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

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I-1 Introduction.....	3
I-2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
• La machine à inducteurs lisses.....	5
• La machine à pôles saillants.....	5
I-3 Différentes structures de la machine synchrone à aimants (MSAP).....	6
I-3-1 Les configurations retoriques.....	6
• Les structures avec pièces polaires.....	7
• Les structures sans pièces polaires.....	8
I-3-2 Les structures statoriques et les bobinages.....	9
I-4 Topologies des machines à aimants permanents.....	10
I-4-1 Machines à champ cylindrique à champ radial.....	10
I-4-2 Machines à aimants discoïdes à champ axial.....	12
I-4-3 Machines à aimants à flux transverse.....	12
I-5 Principaux matériaux utilisés dans les machines à aimants permanents.....	14
I-5-1 Les aimants permanents.....	15
I-5-1-1 Propriétés magnétiques des aimants permanents.....	15
I-5-1-2 Performances coût des différents types d'aimants permanents.....	15
I-5-1-3 Marché et applications.....	16
I-5-1-4 Les différents types d'aimants.....	16
I-5-2 Matériaux magnétiques.....	17
I-6 Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	17
I-7 Domaine d'application.....	18
I-8 Différents types d'alimentations.....	19
I-8-1 Onduleur de tension.....	19
I-8-2 Alimentation par courants sinusoïdaux.....	20
I-8-3 Alimentation par courants de forme rectangulaire.....	21
I-9 Conclusion.....	21

Chapitre II

Modélisation par calcul du champ

II-1 Introduction.....	22
II-2 Modélisation locale des phénomènes électromagnétiques.....	23
II-2-1 Les équations électromagnétiques.....	23
• Equation de Maxwell Faraday.....	23
• Equation de Maxwell Ampère.....	23
• Equation de conservation de flux magnétique.....	23
• Equation de Maxwell Gauss.....	23
II-2-2 Les modèles électromagnétiques.....	25
II-2-2-1 Modèle électrostatique.....	25
II-2-2-2 Modèle magnétostatique scalaire.....	26
II-2-2-3 Modèle magnétostatique vectoriel.....	26
II-2-2-4 Modèle magnétodynamique.....	27
II-3 Utilisation du potentiel vecteur magnétique pour la réalisation de système électromagnétiques	28
II-4 Les conditions aux limites.....	30
II-4-1 Conditions aux limites sur les frontières du domaine.....	30
• Condition de Dirichlet.....	30
• Condition de Neumann.....	30
II-5 Différentes techniques de résolution des équations aux dérivées partielles.....	31
II-5-1 Méthode des éléments finis.....	31
II-5-1-1 Forme variationnelle.....	31
II-5-1-2 Forme résidus pondérés.....	32
II-5-2 Discrétisation du domaine d'étude par éléments finis.....	32
II-5-3 Approximation par éléments finis.....	33
II-6 Méthode de résolution numérique des systèmes d'équations algébriques.....	34
II-6-1 Méthodes directes.....	35
II-6-2 Méthodes itératives.....	35
II-7 Conclusion.....	35

Chapitre III

Etude statique et dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents

III-1 Introduction.....	36
III-2 Modèle par éléments finis.....	36
III-3 Présentation de la machine.....	36
III-4 Organigramme de dimensionnement.....	37
III-5 Définition et maillage de la structure de l'actionneur.....	39
III-6 Etude statique.....	41
• Evolution de l'induction magnétique dans l'entrefer.....	41
• Evolution de la composante normale de l'induction dans l'entrefer.....	42
• Evolution de la composante tangentielle de l'induction dans l'entrefer.....	42
• Evolution du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer.....	43
• Evolution du champ magnétique dans l'entrefer.....	44
• Evolution de la composante normale du champ magnétique dans l'entrefer.....	44
• Evolution de la composante tangentielle du champ dans l'entrefer.....	45
• Cartographie des lignes d'induction magnétique dues aux aimants.....	45
• Répartition de la densité de flux magnétique dû aux aimants.....	46
• Influence de la position du rotor pour une induction créée par les aimants.....	47
• Cartographie des lignes d'induction magnétique dues aux courants statoriques pour différentes positions du rotor.....	48
• Répartition de la densité de flux dû aux courants statoriques pour différentes Positions du rotor.....	49
• Influence de la position du rotor pour une induction créée par les courants Statoriques.....	51
• Cartographie des lignes d'induction magnétique dues aux aimants et aux courants statoriques pour une position du rotor de 33.75°.....	52
• Répartition de la densité de flux dus aux aimants et aux courants pour une position du rotor de 33.75°.....	53
• Influence de la position du rotor pour une induction créée par les aimants et les les courants du stator.....	53

III-7 Etude dynamique.....	54
• Evolution du couple de détente	54
• Evolution du couple de réluctance	54
• Evolution du couple global.....	55
III-8 Conclusion.....	56

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

Introduction générale

L'évolution de la technologie a permis l'amélioration des performances des machines électriques et l'élargissement de leur domaine d'utilisation ; elle a permis, entre autres, la réalisation de servomoteurs performants pour les entraînements électriques à vitesse variable qui est rendu aujourd'hui possible grâce à la machine synchrone à aimants permanents.

L'évolution du marché des aimants et l'apparition d'aimants performants à base de terres-rares sont des facteurs déterminants dans leur utilisation comme inducteurs au niveau des machines électriques où ils introduisent plusieurs avantages. En effet, ils permettent de réduire l'encombrement causé par les enroulements inducteurs et d'éliminer les contacts glissants dus aux balais ainsi que les pertes par effet joules. Ils permettent aussi la construction de machines avec un nombre de pôles plus importants. L'apport le plus significatif demeure toutefois un couple massique plus élevé que celui de la plus part des machines électriques conventionnelles. Cependant, le coût relativement important des aimants modernes fait que leurs utilisations est souvent restreinte aux systèmes électromagnétiques, où les performances, la gestion de l'espace de l'encombrement sont prioritaires (robotique, aérospatial, micro-informatique...). [1]

La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à deux variantes technologies selon la disposition des aimants. On distingue ainsi les machines à aimants superficiels et les machines à aimants enterrés. Les machines à aimants permanents enterrés possèdent une robustesse mécanique élevée qui leur permet de travailler à des vitesses importantes.

L'étude d'un tel dispositif, en vue de la compréhension de son fonctionnement ou autre, donc sa modélisation, nécessite l'utilisation d'un modèle de représentation à la fois physique, mathématique et numérique.

L'objectif de notre travail consiste à l'étude du comportement statique et dynamique d'une machine synchrone à pôles enterrés avec la méthode des éléments finis en utilisant un logiciel libre F.e.m.m (finite element magnetic method).

Ce travail a été organisé et structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre constitue une présentation sommaire sur les machines synchrones à aimants permanents. Nous présentons les propriétés générales de ce type de machine et un bref aperçu sur les différents types de structures possibles.

Dans le deuxième chapitre, nous exposons les équations liées à la méthode des éléments finis permettant la modélisation des structures électromagnétiques.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une étude statique et dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents.

Enfin on termine par une conclusion générale.

CHAPITRE I
GÉNÉRALITÉS SUR LES
MACHINES SYNCHRONES
À AIMANTS PERMANENTS

Clicours.COM

I-1-Introduction :

L'apparition sur le marché d'aimants de bonne qualité et de faible coût ainsi que les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique ont permis le développement des moteurs synchrones à aimants. Ces moteurs remplacent avantageusement les moteurs à courant continu dont la durée de vie est limitée par le frottement des balais.

Ce ne fut qu'à partir de 1970 que les progrès en électronique de puissance et en informatique de régulation permirent enfin de faire profiter toutes les machines de production des avantages technologiques du moteur synchrone. Les servomoteurs à courant continu sont maintenant remplacés par des servomoteurs « sans balais », qui ne sont rien d'autre que des moteurs synchrones à aimants permanents.

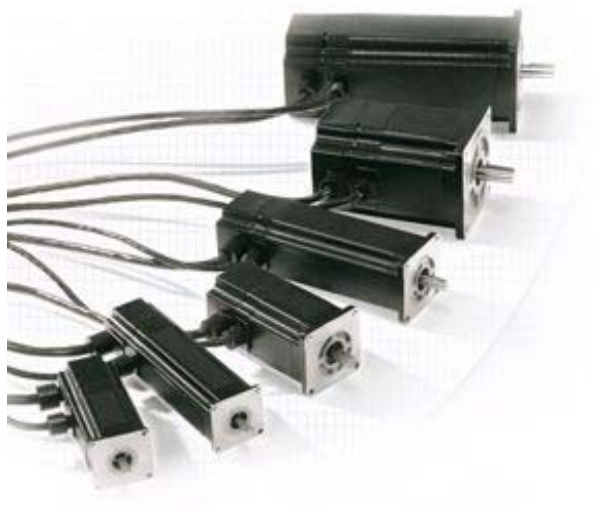


Figure I-1 : Servomoteurs « sans balais », synchrones à aimants permanents

La grande différence entre le moteur à courant continu et le moteur synchrone réside dans la permutation de l'excitation et de l'induit. Contrairement au moteur à courant continu, le moteur synchrone dispose de son excitation au rotor et de son induit au stator. Ainsi, l'alimentation des bobines de l'induit se fait directement, sans collecteur. Lorsque l'excitation est réalisée par des aimants permanents, il n'y a aucun courant électrique qui circule au rotor. Même lorsqu'elle est réalisée par des électro-aimants, le courant continu nécessaire est transmis au rotor à l'aide d'un système de bagues moins délicat qu'un collecteur.

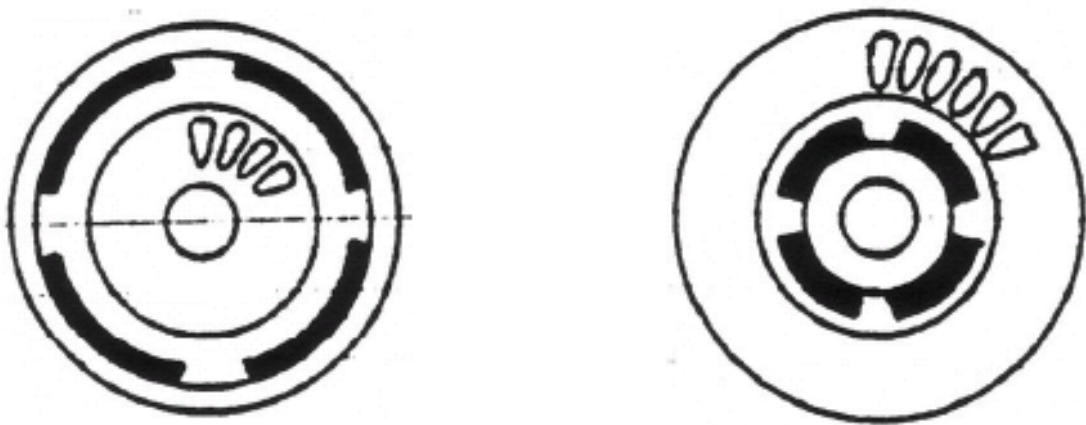


Figure I-2 : Différence de principe entre le moteur DC (à gauche, avec les aimants au stator) et le moteur synchrone (à droite, avec les aimants au rotor)

La difficulté résulte cependant du fait que, si les bobines du stator sont alimentées en courant continu, les aimants du rotor vont simplement s'aligner en face de ces bobines, puis rester arrêtée à cet angle. Pour que le rotor tourne, l'alimentation des bobines du stator doit être variable au cours du temps. L'idée consiste à les alimenter de manière à créer un champ magnétique tournant [2].

I-2- PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS :

Le moteur synchrone comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F_a tournant à la vitesse angulaire ω_s . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_0 .

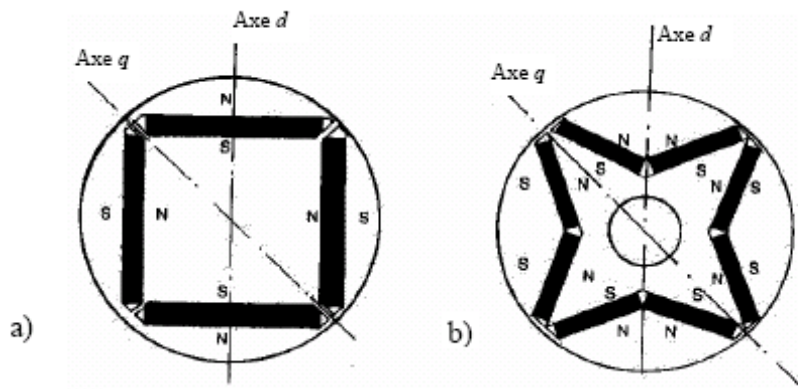
Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [3]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique.

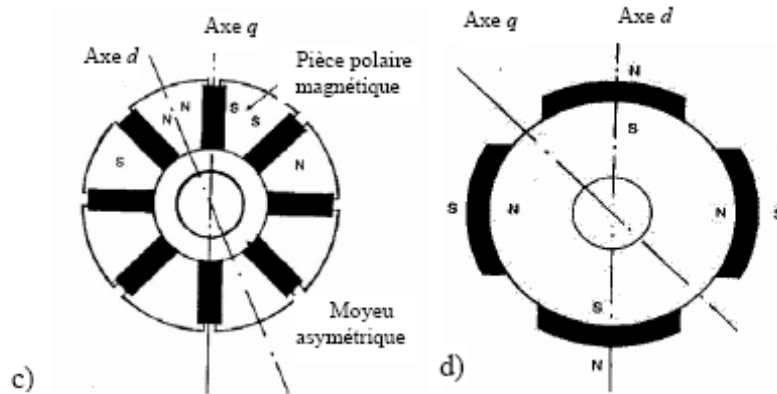
Suivant la disposition des aimants, on distingue [4], [5] :

• **La machine à inducteurs lisses**, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique (fig. 3d). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a .

Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant.



Moteur à aimants permanents avec pièces polaires $2p=4$ (app)



Moteur APP à concentration de flux $2p=8$

Moteur à aimants périphériques (SPP)

Figure3 : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents

Les aimants sont immobilisés sur le noyau soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanchée à chaud.

• **La machine à pôles saillants**, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est montré dans la figure (3 a, b) avec des

aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles.

La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » est montrée sur la figure (3 c) Où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.

I-3-Les différentes structures de la machine synchrone à aimants permanents

I-3.1 Les configurations rotoriques

Il existe deux familles structurelles [6] :

- Les structures à rotor intérieur,
- Les structures à rotor extérieur.

La structure à rotor intérieur est la plus utilisée compte tenu des difficultés de réalisation que posent celle à rotor extérieur (problème de la sortie des fils de phases du stator, problème thermique). Cependant, une structure à rotor extérieur peut favoriser une meilleure intégration de l'actionneur au système dans certaines applications. Ainsi, pour la ventilation par exemple, les pales du ventilateur peuvent être montées directement sur le rotor.

Le maintien des aimants est facilité par la force centrifuge et un simple collage peut être suffisant pour assurer leur fixation mécanique, alors que pour une machine à rotor intérieur, le maintien des aimants doit être assuré par collage et frettage. Une structure à rotor extérieur permet aussi de réduire le diamètre extérieur puisque généralement la hauteur des aimants est moins importante que la profondeur des encoches.

Elle permet donc d'obtenir un gain sur l'encombrement. Sur le plan thermique, la dissipation des pertes du stator est en contrepartie plus difficile, en raison de l'entrefer qui empêche une conduction thermique jusqu'à la surface d'échange avec l'air ambiant. Mais, une surface extérieure tournante peut favoriser aussi les échanges convectifs avec l'air ambiant. Il est donc difficile de classer ces deux structures sans quantifier leur échauffement respectif [7]. Chacune de ces deux familles se subdivise en 2 sous-groupes :

- **Les structures sans pièce polaire (SPP)**, très simples de configuration, ces types de structures constituent la majorité des modèles présents sur le marché;
- **Les structures avec pièces polaires (APP)**, les divergences de configurations sont en général dictées d'une part, par la volonté d'augmenter le niveau d'induction dans l'entrefer et d'autre part, par la nécessité de définir une anisotropie magnétique très marquée au rotor qui confère à la machine des aptitudes spécifiques à l'augmentation de la plage de vitesse.

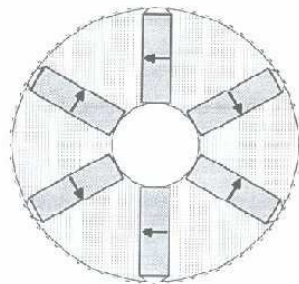
On a donc des structures pour lesquelles l'induction dans l'entrefer, aux fuites près, est égale au niveau d'induction dans l'aimant (SPP) jusqu'aux structures pour lesquelles l'induction dans l'entrefer est amenée à une valeur très différente de celle existant dans l'aimant (APP).

I-3-1-1-Machines avec pièces polaires :

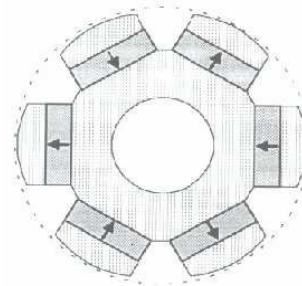
Les machines de ce type comportent un rotor où les aimants sont associés avec des pièces polaires pour élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à l'induction rémanente des aimants par effet de concentration du flux.

Les structures les plus typiques sont présentées sur la (Figure 4). On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires.

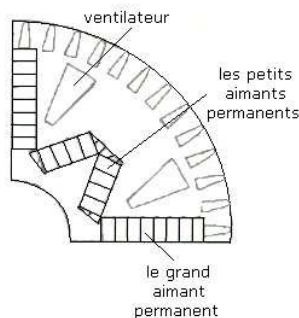
Les rotors dits à "concentration de flux" comportent des aimants à aimantation tangentielle encastrés entre 2 pièces polaires et dont la hauteur est supérieure à la largeur. On dit aussi d'un point de vue magnétique, que les pôles à aimantation permanente sont connectés en parallèle. Ce type de rotor, plus rigide mécaniquement que des structures sans pièce polaire, est capable de générer un flux dans l'entrefer plus élevé par rapport aux autres structures de rotor avec pièces polaires.



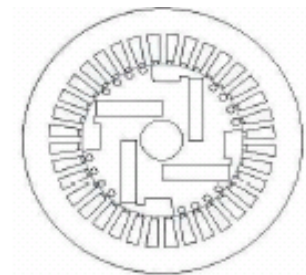
Concentration de flux



Aimants sous les pièces polaires



Aimants en V-forme



Disposition des aimants qui donne
Une valeur de champ magnétique élevée

Figure4 : Structures de rotors avec pièces polaires [4]

Il existe également des structures de rotor à concentration de flux, pour lesquelles les aimants ne sont pas disposés radialement (aimants en V-forme).

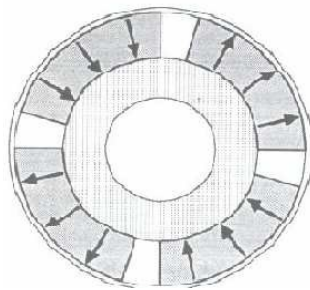
Les rotors dits à "aimants enterrés" sont surmontés de pièces polaires. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile à aimantation radiale. On dit aussi d'un point de vue magnétique, que les pôles à aimantation permanente sont connectés en série.

Quelle que soit la structure considérée, les pièces polaires peuvent être le siège de courants induits et on peut donc être amené à les feuilletter pour réduire les pertes.

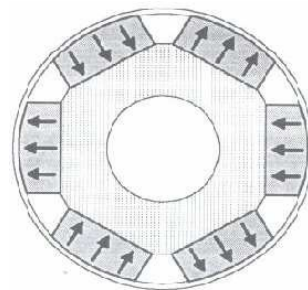
I-3-1-2-Machines sans pièces polaires

Les machines de ce type (Figure 5) comportent un rotor dont les aimants sont disposés directement contre le noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage et frettage si besoin est. On dit également, que les pôles sont connectés en série.

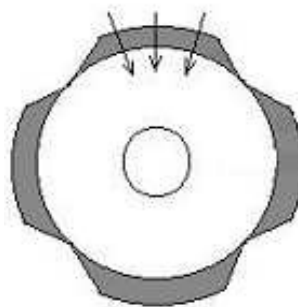
L'épaisseur de la frette s'ajoute à l'entrefer mécanique de sorte que la hauteur des aimants doit être suffisamment importante pour maintenir un niveau d'induction suffisant dans l'entrefer.



Aimants en forme de tuile



aimants plan convexe



Aimants biseautés

Figure5 : Structures de rotor sans pièces polaires [5]

Le rotor présenté sur la (Figure5) à aimants en forme de tuile (aimantation radiale), crée une induction dans l'entrefer à allure rectangulaire (avec une portion à induction nulle si les aimants ne sont pas jointifs). L'entrefer étant constant, l'inductance cyclique résultante est donc constante car indépendante de la position du rotor.

Dans le cas où le rotor est constitué d'aimants à aimantation parallèle en forme de secteurs plans convexes déposés sur un noyau magnétique à facettes, l'inductance cyclique dépend de la position du rotor en raison de la présence des facettes. Cette variation peut être cependant faible si l'épaisseur des aimants est importante ou si le nombre de pôles est élevé. Les aimants peuvent être magnétisés également en graduant leur polarisation.

Pour améliorer la distribution spatiale de l'induction dans l'entrefer, les aimants peuvent être biseautés. Cette méthode tend à réduire les pertes fer dans la machine. Cependant le biseautage s'effectue au détriment d'une augmentation du prix d'usinage.

Ces structures sont les mieux adaptées à nos applications, et pour des raisons de facilité de fabrication nous mettons en œuvre une aimantation parallèle en forme de secteurs plans convexes qui permet d'avoir une fem quasiment sinusoïdale.

Mécaniquement, la configuration de rotors sans pièce polaire est plus fragile par rapport aux structures à aimants encastrés, c'est pourquoi on cherche à renforcer ces structures de rotor. Actuellement, les solutions proposées pour renforcer l'ensemble du noyau magnétique utilisent une frette amagnétique et non conductrice si on veut éviter la circulation de courants induits, ce qui constitue un bouclier très efficace contre les forces centrifuges que subissent les aimants et permet d'augmenter la vitesse nominale de la machine. Les frettes peuvent servir aussi d'enroulement amortisseur lors du démarrage et augmentent la stabilité de fonctionnement. On peut envisager des frettes type rubans amorphes flexibles à base de fibre de carbone ou fibre de verre. Cette solution est judicieuse car la haute perméabilité du ruban permet une valeur d'induction dans l'entrefer plus élevée tout en offrant une résistance mécanique importante. [8]. Le ruban permet en effet, d'assurer une meilleure tenue des aimants.

I-3.2- Les structures statoriques et les bobinages

La conception d'une machine électrique nécessite la définition de son bobinage, et les configurations envisageables sont nombreuses. Dans le cadre de notre application, les solutions favorisant la minimisation des ondulations de couple seront mises en avant.

Les configurations, visant à réduire les harmoniques et les ondulations de couple dues aux encoches, sont multiples :

- L'inclinaison des encoches d'un pas dentaire. Cette méthode est couramment utilisée ;
- Une structure sans encoches. Cependant celle-ci génère une augmentation d'entrefer mécanique.
- L'utilisation d'encoches fictives qui conduit à augmenter le nombre total d'encoches.

Le rapport du pas polaire sur la largeur d'une bobine statorique ou enroulement doit être augmenté. Cela veut dire qu'il faut laisser des encoches vides. Mais l'inconvénient de cette méthode réside avant tout dans l'échauffement de la machine dû à la haute densité des courants nécessaires à la production du couple. [9]

I-4- Topologies des machines à aimants permanents.

Un exercice difficile consiste à répertorier tous les types et topologies des machines synchrones à aimants permanents.

Dans ce qui suit nous présentons les études concernant trois topologies de machines à aimants permanents.

I-4.1. Machines à aimants cylindriques à champ radial.

En fonction de la disposition des aimants au rotor, on distingue plusieurs types de machines à aimants à structure cylindriques (figures 6). Toutefois, pour les applications de fortes puissances et à faibles vitesses, les machines à aimants permanents montés en surface sont préférées pour leur facilité de construction. [10] [11]

Les études menées sur les machines à aimants à champ radial de fortes puissances fonctionnant à faibles vitesses, ont montré que l'adoption des bobinages concentriques a nombre de pôles élevés (figure 7), permet non seulement de réduire dans certains cas les pertes Joule statoriques, mais aussi de réduire le coût de fabrication de ces machines.

En effet, ce type de bobinage autorise des combinaisons qui allient un nombre de pôles élevé et un nombre d'encoches faible [12] [13] [14]. Ces types de machines ont aussi la particularité d'avoir de faibles couples de détente [12] [13] [15]. Toutefois, ces machines à bobinage concentrique semblent sujettes à des forces radiales plus importantes, générant ainsi des bruits magnétiques [12] [13] [16].

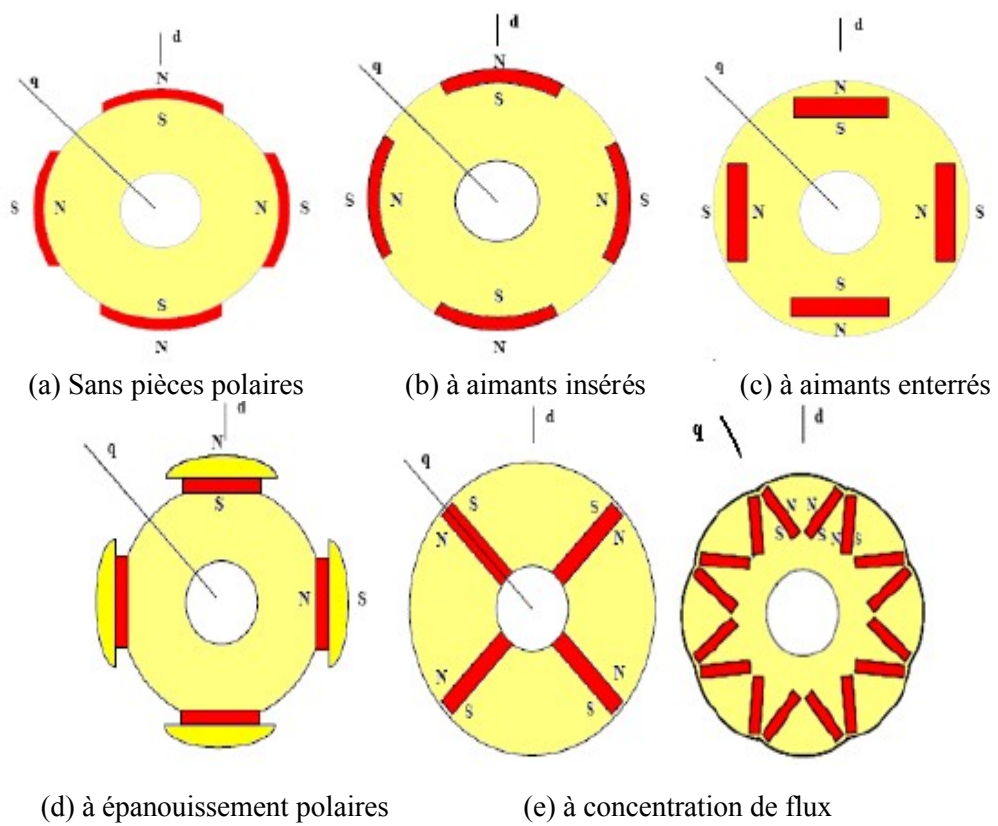


Figure 6 : Vue transversale des machines à aimants permanents à flux radial [16]

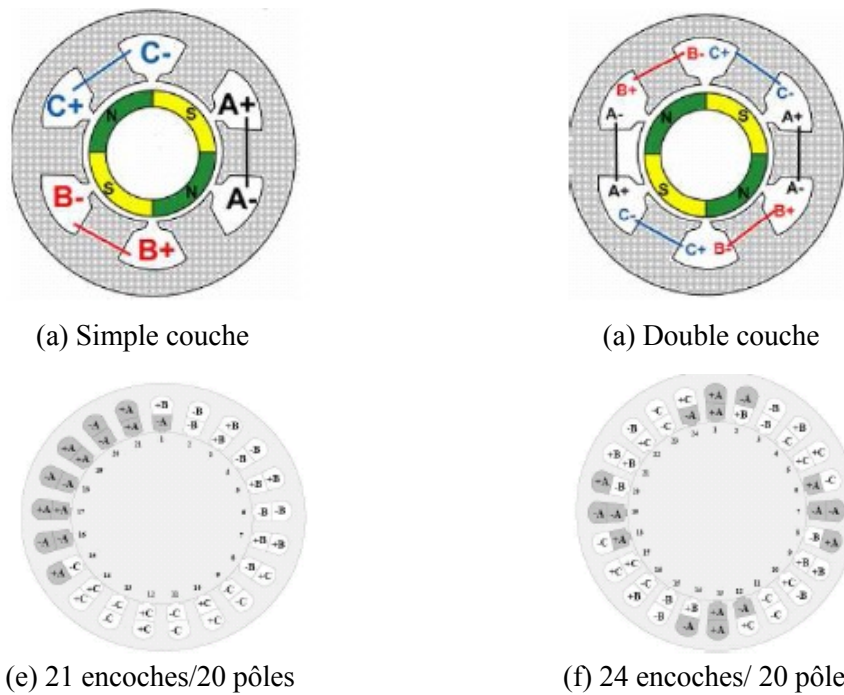


Figure 7 : Exemple de bobinage concentrique dans une machine à aimants à flux radial [16] [17]

I-4.2. Machines à aimants discoïdes à champ axial.

Les moteurs discoïdes sont pourvus de disques fixes bobinés et de disques mobiles supportant les aimants permanents. (Figure 8).

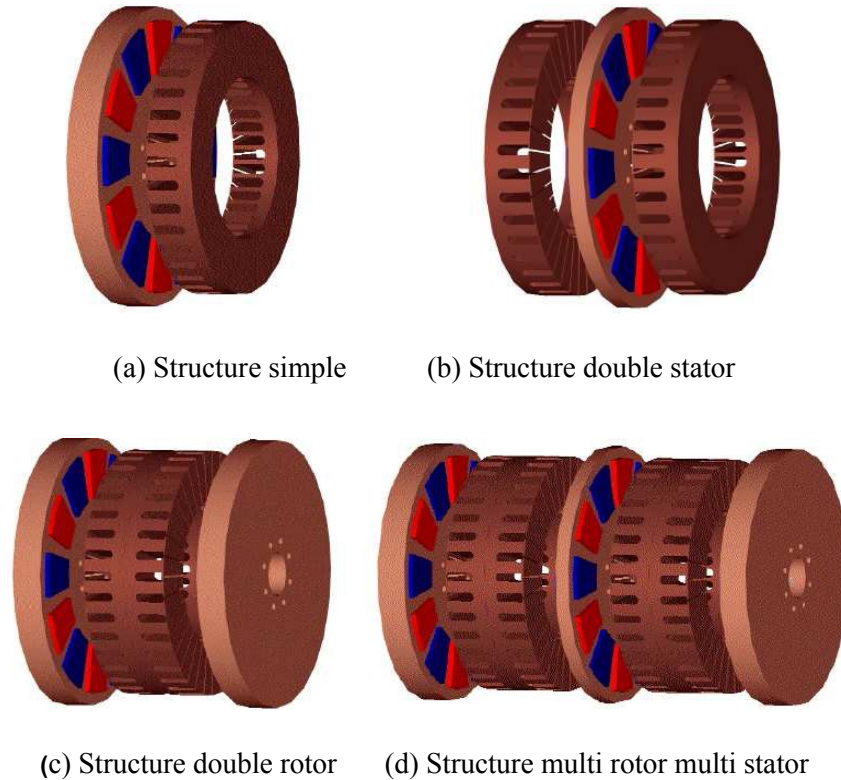


Figure 8: Vue d'une machine à flux axial (différentes configuration) [18]

Les structures discoïdes offrent une grande modularité par juxtaposition de modules, la puissance étant déterminée par le nombre de disques pour un diamètre donné [23] [24] [17]. Malgré sa puissance massique élevée, on souligne toutefois l'existence de contraintes mécaniques liées aux poussées axiales et des contraintes thermiques dues à la difficulté d'évacuation des pertes statoriques [23] [18].

I-4.3. Machines à aimants à flux transverse.

Dans cette structure, des circuits magnétiques en forme de fer à cheval régulièrement disposés entourent le bobinage statoriques de chaque phase (figure 9). Un moteur à flux transverse q-phasé comprendra alors plusieurs moteurs monophasés (circuits magnétiques) montés sur le même arbre et décalés d'un angle géométrique de $2\pi/q$ (figure 10 et 11).

Ces structures sont particulièrement adaptées pour des exigences de forte densité de couple, toutefois sa complexité mécanique et son coût de réalisation font qu'elle est encore au stade de développement [10] [19] [20]. Par ailleurs, on souligne de forts couples pulsatoires, des vibrations et des pertes fer excessives dues au caractère tridimensionnel du champ [24] [19] [20].

Pour réduire ces pertes, on pourrait utiliser des matériaux magnétiques composites (poudre compacte) au détriment du couple volumique lié à un niveau d'induction de saturation relativement faible de ce type de matériau [26].

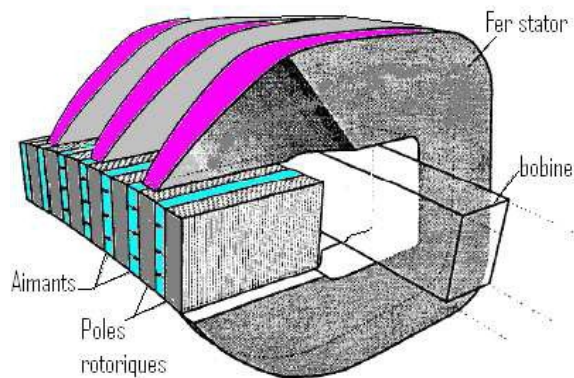


Figure 9 : Principe d'une machine à flux transverse [19]

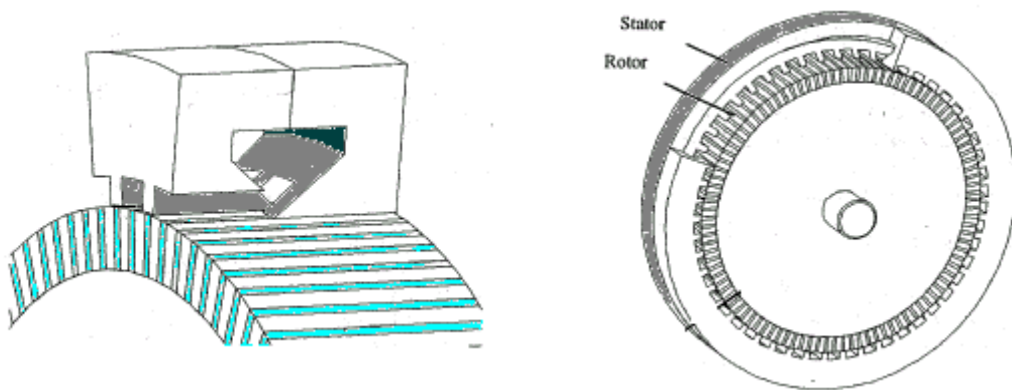


Figure 10 : Vue d'une machine à flux transverse [21]

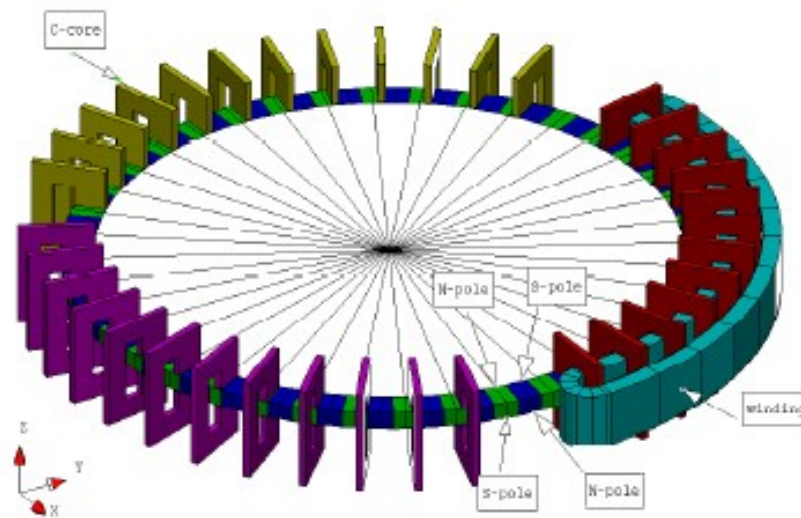


Figure 11 : Vue d'une machine à flux transverse triphasée [22]

I-5-Principaux matériaux utilisés dans les machines à aimants permanents :

Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés. L'évolution de ces matériaux, notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques, a contribué à l'amélioration des performances des machines électriques.

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents performants appelés Alnico (alliage à base de Fer-Nickel-Aluminium). Ces derniers sont restés le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies.

Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'hexaferrite ($AF_{12}O_{19}$ Où $A = Ba, Sr, Pb, \dots$), leur principal atout étant leur coût et leur grande stabilité chimique. Sont apparus ensuite les aimants permanents beaucoup plus performants : les aimants Samarium-Cobalt ($SmCo_5$ et Sm_2Co_{17}) dans les années 60, suivis des Néodyme Fer Bore ($Nd_2Fe_{14}B$) au début des années 80.

Ces derniers sont utilisés principalement lorsqu'une importante miniaturisation est exigée, car leur prix reste très élevé par rapport aux hexaferrite.

Afin de répondre aux évolutions technologiques de leurs marchés, les hexaferrite sont restés en perpétuel développement. Bien que les effets des additifs La et Co soient connus depuis longtemps [25], les nouveaux aimants ferrites contenant la phase magnétique $Sr_{1-x}La_xFe_{12-y}Co_yO_{19}$ ne sont produits industriellement que depuis 1998. Cette double substitution permet d'améliorer

significativement les performances magnétiques ce qui a fortement relancé l'intérêt scientifique et industriel de ce matériau. [26]

I-5-1-Les aimants permanents :

I-5-1-1-Propriétés magnétiques des aimants permanents :

Un aimant permanent se caractérise par les propriétés fondamentales issues de la courbe de désaimantation qui sont l'induction rémanente (B_r en T), le champ coercitif (H_{cb} en $A.m^{-1}$) et le caractère «rectangulaire» de la courbe de désaimantation (H_m en $A.m^{-1}$) (figure12). Les performances magnétiques de l'aimant sont globalement représentées par le produit énergétique volumique (BH_{max} en $J.m^{-3}$). Les applications étant très rarement à température ambiante, la dépendance en température de la courbe de désaimantation est fondamentale. [26]

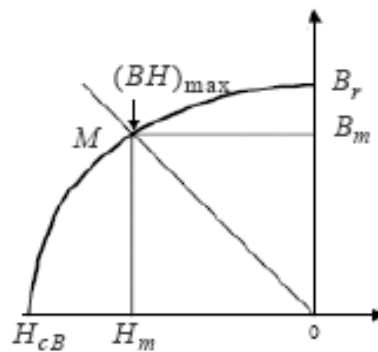


Figure12 : Courbe de désaimantation d'un aimant permanent

- B_r : induction rémanente
- H_{cb} : champ coercitif, qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- $B.H_{max}$: le produit d'énergie volumique
- B_m et H_m : les valeurs du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

I-5-1-2-Performance-coût des différents types d'aimants permanents :

Pour une comparaison pertinente, les performances magnétiques et les rapports coût/puissance doivent être comparés aux températures d'application. Le produit «facteur de mérite» $P = B_r \times H_m$ (en $J.m^{-3}$) définit d'une manière simplifiée la puissance de l'aimant dans la zone d'application.

Le tableau 1 dresse le comparatif entre les différents types d'aimants permanents. Malgré des performances magnétiques moyennes, et malgré le développement des aimants intermétalliques à base de terres rares, les hexaferites ont toujours le meilleur critère performance/coût, et occupent donc toujours la première place sur le marché des aimants permanents.

Tableau 1 : Rapport coût/ puissance à 100°C et 150°C d'aimants permanents [27]

	Coût massique \$/Kg	$P = B_r \times H_m$ $J.m^{-3}$		Rapport coût/Facteur de mérite		Rapport coût/hexaferites		Part de marché % (autres =2%)
		100°C	150°C	100°C	150°C	100°C	150°C	
Hexaferrie	3.5	104	104	0.13	0.13	1.0	1.0	57
Alnico	45	117	117	2.25	2.25	17.3	17.3	6.0
$SmCo_5$ Sm_2Co_7	110 130	947 1098	796 971	0.52 0.75	0.91 0.85	4.0 6.0	$\left. \begin{matrix} 7.0 \\ 6.8 \end{matrix} \right\} \Rightarrow$	5.0
Nd2Fe1B	90	1202	692	0.45	0.85	3.5	6.0	30

I-5-1-3-Marché et applications :

Le marché des aimants permanents a été estimé à 4.4 milliards \$ US en 1998, et supérieur à 5 en 2000. En tonnage, les hexaferites restent très dominants puisqu'ils représentent plus de 90%. Du fait du fort contraste entre les coûts, les hexaferites ne représentent que 57% en valeur (tableau1). Les aimants permanents sont utilisés pour convertir une forme d'énergie en une autre, tout en conservant leur propre énergie. Il s'agit principalement de la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique (haut- parleurs et surtout petits moteurs électriques). Dans le domaine grand public, principalement l'automobile (démarreur, pompe ABS.....), les hexaferites restent pour des raisons de coût très dominants. [26]

I-5-1-4-Les différents types d'aimants :

Le choix de la nature des aimants d'une machine à aimants a une influence non négligeable sur son couple massique. Les caractéristiques de principaux types d'aimants utilisés dans les machines électriques sont données ci-après.

-**Les Al Nico** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. On trouve des aimants ayant une induction rémanente B_r avoisinant 0.7T pour les isotropes et 1.2T pour les anisotropes, avec une valeur faible du champ coercitif de l'aimantation (H_cJ) variant de 40 à 80 A/m

-**Les ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

- **Les terres rares** telles que les Samarium-Cobalt et les Néodyme-Fer-Bore sont beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres types d'aimants.

-**Les Samarium Cobalt** autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans certains domaines (automobile notamment) pour des raisons de normes environnementales. Les Néodyme-Fer-Bore (NdFeB) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C). [28]

I-5 2.. Matériaux magnétiques

Les machines électriques sont soumises dans la plupart des cas à des champs alternatifs. Afin de limiter les pertes dues aux courants de Foucault, on utilise généralement les alliages magnétiques sous forme de tôles isolées. Le choix des alliages prend en compte les aspects techniques, mais également des considérations économiques. Notons que sur la base de fer dont la faible résistivité ($10^{-7} \Omega.m$) conduit à des pertes très élevées en régime alternatif, l'objectif des alliages développés est avant tout d'accroître par additions de composés cette résistivité tout en conservant un niveau d'induction de saturation élevé. Trois familles d'alliages ont percé le marché des matériaux laminés : les alliages Fer-Silicium, les alliages Fer-Cobalt et les alliages Fer-Nickel. [28] [Arcelor]

I-6- AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS

Les avantages associés à l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances.

Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [29], [30], [31].

Avantages :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande;

Le surcoût de l'électronique est compensé par ses nombreux avantages, qui sont :

- Absence de collecteurs, donc moins de problèmes d'usure et de maintenance. Seuls les paliers et roulements présentent un phénomène d'usure et limitent le fonctionnement du moteur à 30000 heures environ.
- Possibilité de tourner à haute vitesse. Presque tous ces moteurs peuvent atteindre 6000 trs/min sans problème. Des vitesses de 50000 trs /min sont possibles. Même 200000 trs /min peuvent être atteints si l'on utilise des paliers magnétiques.
- Ses pertes cuivre apparaissent au stator et non au rotor. Elles sont donc plus faciles à évacuer.

Au besoin, le refroidissement à l'eau est plus facile. Le rotor chauffe moins, ce qui est important pour certaines machines de précision.

- Même à haute vitesse, ce moteur peut délivrer un couple impulsif important. En pratique, il peut atteindre 2 à 5 fois le couple nominal.

Inconvénients :

Plus coûteux dans le cas des machines à aimants terres rares

Risques de désaimantation (irréversible)

Limite de température, de courant maxi...etc. [32]

I-7- DOMAINE D'APPLICATION

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [30].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I-8- Différents types d'alimentations

Les stratégies de commande s'opèrent logiquement via les amplitudes et les formes d'onde délivrées par le convertisseur statique placé en amont de la machine. Dans le cas le plus général, le type de convertisseur utilisé est un onduleur de tension

I-8-1 Onduleur de tension

L'onduleur de tension permet d'appliquer de façon séquentielle la tension aux bornes des enroulements de la machine suivant le mode d'autopilotage choisi. Il existe différents types de stratégies d'alimentation.

Dans le cas de l'onduleur 180° , 2 interrupteurs d'une même branche fonctionnent en dual sur des temps de conductions de 180° électriques et la tension aux bornes de la machine est connue à tout instant. Dans le cas de l'onduleur 120° (Figure 13), l'ouverture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la fermeture de l'interrupteur dual, la tension aux bornes de la machine dépend des conditions de fonctionnement.

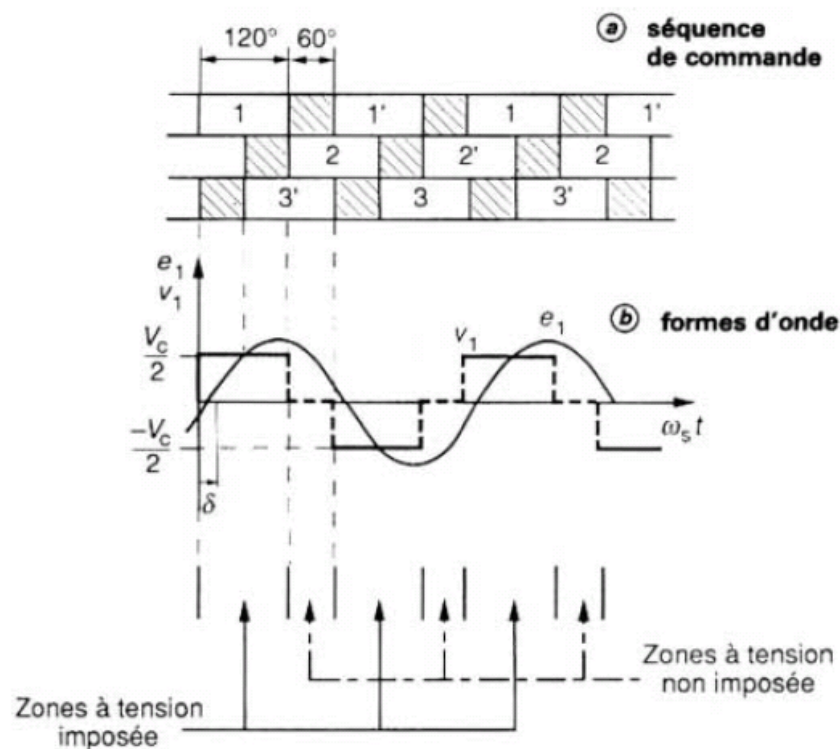


Figure13 : Principe d'un onduleur de tension 120° [33]

Le choix d'un onduleur de tension 120° permet une simplification des circuits de commande, en raison de la présence des temps morts de 60° qui séparent les commandes des transistors placés sur une même branche.

Pour ces deux types d'alimentation, les grandeurs d'autopilotage sont la valeur efficace V_s du fondamental de la tension appliquée à la machine et le déphasage δ entre cette tension V_s et la fem E . Dans ce type de fonctionnement il est nécessaire de lier la tension V_s à la fréquence pour maintenir le couple constant. La modulation de la tension peut s'effectuer par le procédé maintenant classique de la modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Rappelons qu'elle consiste à superposer, aux commandes d'autopilotage précédemment définies (180° ou 120°), un signal de modulation à fréquence élevée.

Dans une version plus élaborée qui vise à obtenir des courants sinusoïdaux, un capteur de position permet, via une modélisation de la machine, de générer des signaux de référence de forme sinusoïdale, réglables en amplitude et en phase par rapport aux fem. On réalise aussi une modulation sinusoïdale, qui présente en outre l'intérêt de réduire considérablement les harmoniques du courant.

La modulation de largeur d'impulsions consiste à appliquer aux interrupteurs des créneaux de commande de largeur variable avec une périodicité constante. Cette modulation MLI présente l'intérêt de limiter l'étalement du spectre fréquentiel vers le bas et de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Or, la MLI est influente sur les pertes fer. D'après plusieurs auteurs, les pertes fer augmentent en alimentations MLI ; cela est dû majoritairement à la difficulté de l'induction à pénétrer dans l'épaisseur du matériau, provoquée par les variations rapides de flux qu'impose un onduleur MLI.

[34]

I-8-2-Alimentation par courants sinusoïdaux

Le principe consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur, de façon à reproduire aux bornes de la machine l'image des courants de référence, générés à partir d'un capteur de position. Les paramètres d'autopilotage sont l'amplitude des courants statoriques et le déphasage entre ces mêmes courants et les fem de la machine. Pour générer des courants de référence de forme sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de position du rotor à haute résolution. Pour mettre en œuvre le système de régulation des courants, plusieurs solutions sont envisageables.

I-8-3-Alimentation par courants de forme rectangulaire

La Figure 14 donne le principe de base de ce type d'alimentation. Les courants ont la forme de créneaux de 120° de largeur. Il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant, et tous les 60° le courant est commuté d'une phase à l'autre. Le couple résultant apparaît alors comme la juxtaposition des courbes de couple statique et est propice aux ondulations de couple et aux vibrations nuisibles.

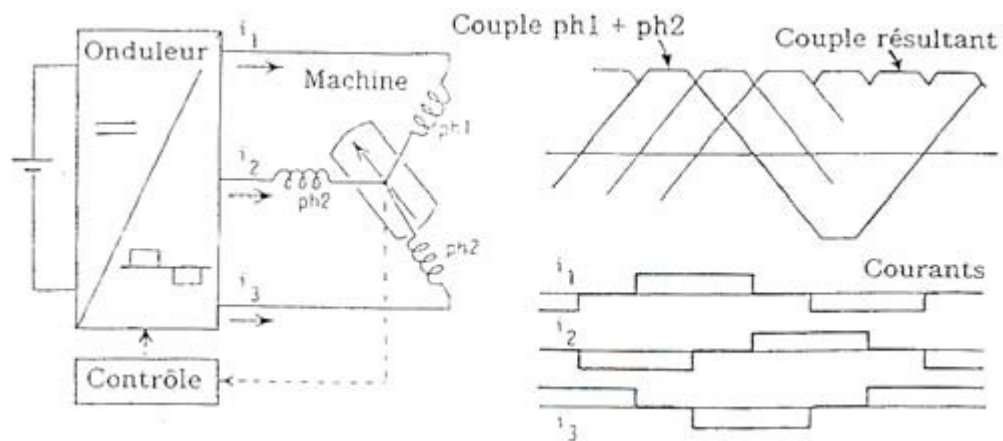


Figure 14 : Principe de commande par courants rectangulaires [33]

I-9-Conclusion :

Le premier chapitre constitue une introduction au concept de la machine synchrone à aimants permanents MSAP. Nous avons présenté les propriétés générales de ce type de machine, les divers types de structures possibles, ainsi que les avantages et inconvénients propres à chaque structure.

Au chapitre suivant, nous exposons les équations liées à la méthode des éléments finis et d'autres méthodes permettant de modéliser la machine synchrone à aimants permanent.

CHAPITRE II

MODÉLISATION PAR

CALCUL DU CHAMP

Clicours.COM

II-1-Introduction :

Les phénomènes électromagnétiques en jeu dans une machine peuvent être modélisés en utilisant les équations de Maxwell [35]

La connaissance du champ électromagnétique permet d'avoir accès au calcul des performances globales et au détail des conditions de fonctionnement de tout appareil électromagnétique que ce soit en régime permanent ou transitoire.

Un système électrotechnique peut être schématiquement représenté par un ensemble de trois principaux éléments (figure 15).

- Un isolant électrique : l'air environnant,
- Un inducteur amagnétique, généralement en cuivre ou un aimant permanent,
- Une charge : dans le cas le plus général, elle est en acier ferromagnétique et conducteur de courants induits.

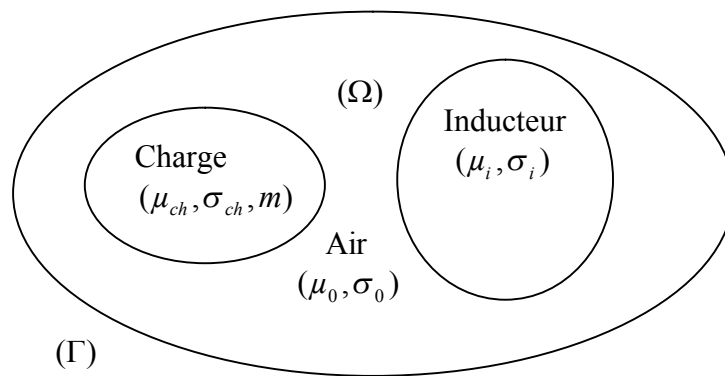


Figure15 : Domaine d'étude

μ_0 : Perméabilité magnétique absolue du vide

μ_{ch} : Perméabilité magnétique de la charge

σ_i : Conductivité électrique de l'inducteur

σ_{ch} : Conductivité électrique de la charge

m : masse de la charge susceptible à se déplacer

Ω : Domaine d'étude

Γ : Frontière du domaine d'étude

L'étude d'un tel dispositif (figure 15), en vue de la compréhension de son fonctionnement ou autre, donc sa modélisation, nécessite l'utilisation d'un modèle de représentation à la fois physique,

mathématique et numérique. Cette modélisation est à la base de la conception, de la prédiction et de l'optimisation de ce genre de systèmes.

Dans ce chapitre, nous rappelons les équations fondamentales de Maxwell et quelques méthodes numériques d'approximation pour la résolution des problèmes électromagnétiques.

II-2. Modélisation locale des phénomènes électromagnétiques

II-2-1-Les équations électromagnétiques :

Les quatre équations de Maxwell sont à la base de tout phénomène électrique et magnétique, permettent de décrire le comportement du champ électromagnétique dans un domaine de l'espace. Elles sont aussi fondamentales en électromagnétisme que les lois de Newton en mécanique.

Les équations de Maxwell complétées par la loi de la force de Lorentz permettent de faire une description complète de toutes les interactions électromagnétiques. [36]

Nous disposons alors du système d'équations suivant :

- Equation de Maxwell Faraday :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

- Equation de Maxwell-Ampère :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.2)$$

- Equation de conservation de flux magnétique :

$$Div \vec{B} = 0 \quad (1.3)$$

- Equation de Maxwell-Gauss :

$$Div \vec{D} = \rho \quad (1.4)$$

Nous pouvons leur ajouter l'expression de la force de Lorentz

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (1.5)$$

Loi d'Ohm :

$$\vec{J} = \vec{J}_{ind} + \vec{J}_s \quad (1.6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) + \vec{J}_{ind}$$

Avec :

$\vec{J}_c$: La densité de courant électrique de conduction [A/m^2]

$\vec{J}_s$: La densité de courant source (excitation) [A/m^2]

$\vec{J}_{ind}$: Densité de courant induit par variation de champ électrique [A/m^2]

$\partial\vec{D}/\partial t$: La densité du courant de déplacement négligeable à basse fréquence [A/m^2]

$\vec{J}_t$: La densité du courant total [A/m^2];

$\sigma\vec{E}$: Densité de courant induit dû au champ électrique $\vec{E}$ [A/m^2]

$\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$: Densité de courant induit dû au mouvement [A/m^2]

$\vec{E}$: Vecteur champ électrique [V/m]

$\vec{H}$: Vecteur champ magnétique [A/m]

$\vec{B}$: Vecteur induction magnétique [T]

$\vec{D}$: Vecteur induction électrique (vecteur déplacement électrique) [C/m]

ρ : Densité volumique de charge électrique [C/m]

ε : Permittivité diélectrique [F/m]

ε_0 : Permittivité diélectrique à vide [F/m]

ν : Réductivité magnétique [m/H]

σ : Conductivité électrique [S/m]

u : vecteur vitesse des pièces conductrices susceptible de se déplacer [m/s]

Les équations (1-1) et (1-2) sont les équations de couplage électromagnétique.

Les équations (1-3) et (1-4) sont les équations de conservation.

Ces équations ne suffisent pas pour résoudre les problèmes électromagnétiques, il faut leurs joindre des relations qui définissent la matière ou le milieu à étudier.

Elles sont définies par :

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_r \quad (1.7)$$

$$\vec{D} = \varepsilon.\vec{E} \quad (1.8)$$

Avec :

$$\mu = \mu_0\mu_r \quad \text{et} \quad \varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$$

Tel que :

ε : Permittivité diélectrique [F/m]

ε_0 : Permittivité diélectrique à vide [F/m]

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu considéré.

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide (H/m]

Selon les matériaux utilisés, μ, ε et σ peuvent être soit des scalaires modélisant le comportement de matériaux isotropes soit des tenseurs qui permettent de tenir compte des effets d'anisotropie.

L'équation (1.7) détermine la relation entre le champ et l'induction magnétique, cette relation donne la courbe d'aimantation $\vec{B} = f(\vec{H})$, une variation du champ $\vec{H}$ conduit à une variation de l'induction $\vec{B}$.

On trouve par la suite le cycle d'hystérésis qui défère d'un matériau à un autre, donc d'un dispositif électrotechnique à un autre.

L'équation (1.8) décrit la relation entre l'induction $\vec{D}$ et le champ électrique $\vec{E}$. Elle est linéaire si ε est constante (cette relation prend sa grande importance dans les diélectrique où ε est importante).

II-2-2- Les modèles électromagnétiques :

Les équations qui décrivent le couplage électromagnétique entre effets magnétiques et les effets électriques peuvent être dans certains cas découplés en donnant naissance à des modèles plus simples.

II-2-2-1-Le modèle électrostatique :

La source de champ électrostatique est constituée par des charges fixes dans le référentiel d'étude. Les équations correspondantes sont :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{E} = 0 \quad (1.9)$$

$$Div \vec{D} = \rho \quad (1.10)$$

La relation (1.9) permet de définir une fonction potentielle scalaire électrique V,

$$\vec{E} = -\overrightarrow{Grad} V \quad (1.11)$$

Le modèle se ramène alors à l'équation :

$$Div(\varepsilon \overrightarrow{Grad} V) + \rho = 0 \quad (1.12)$$

On peut dire que les techniques actuelles apportent une solution à ce problème dans la plupart des cas. En effet, l'inconnue est un scalaire (V), ce qui impose donc une seule valeur à calculer en chaque point, de plus on est assuré de l'existence et l'unicité de la solution lorsque les conditions aux limites du problème à étudier, s'expriment en fonction de (V) ou de sa dérivée normale (ce qui est pratiquement toujours le cas). [37]

II-2-2-2-Le modèle magnétostatique scalaire :

Dans ce modèle, on suppose que les courants électriques sont nuls dans la pièce à étudier et que les champs ne dépendent pas du temps, on obtient alors les relations suivantes :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{H} = 0 \quad \text{Car les courants sont nuls.} \quad (1.13)$$

$$Div \vec{B} = 0 \quad \text{Conservation du champ.} \quad (1.3)$$

C'est le cas des dispositifs pour lesquels les champs sont créés par des forces magnétomotrices extérieures et indépendantes du dispositif étudié, ou bien par l'effet d'aimants permanents lesquels on a la loi de l'équation (1.7).

La relation (1.13), implique qu'il existe une fonction Φ , potentiel scalaire telle que :

$$\vec{H} = \overrightarrow{Grad} \Phi \quad (1.14)$$

On obtient alors :

$$Div(\mu \overrightarrow{Grad} \Phi) = Div \vec{B}_r \quad (1.15)$$

En tridimensionnel, l'utilisation du potentiel scalaire et vectoriel sont indispensables, tandis qu'en cylindrique axisymétrique, seul le potentiel vecteur apparaît, le potentiel scalaire s'annule naturellement.

Ainsi, vu que le vecteur $\vec{A}$, n'a qu'une seule composante $\vec{A}_\varphi$, facilitera énormément les calculs.

II-2-2-3-Le modèle magnétostatique vectoriel :

Comme dans le modèle précédent, on suppose que le champ magnétique est produit par des sources indépendantes du temps, le terme $\partial \vec{B} / \partial t$ est nul, et les champs électriques $\vec{E}$ et magnétique $\vec{B}$ sont découplés, par contre on désire modéliser un objet parcouru par des courants non nuls, on obtient alors les équations suivantes :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (1.16)$$

$$Div \vec{B} = 0 \quad (1.3)$$

L'équation (1.3), permet de définir une fonction vectorielle $\vec{A}$ appelée potentiel vecteur magnétique telle que l'on a :

$$\vec{B} = \overrightarrow{Rot} \vec{A} \quad (1.17)$$

Pour que $\vec{A}$ soit totalement défini, on doit fixer sa divergence en utilisant la Jauge de Coulomb :

$$Div \vec{A} = 0 \quad (1.18)$$

D'après les équations (1.16), (1.7), (1.17), on obtient

$$\overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot} \vec{A} \right) = \vec{J} + \overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \quad (1.19)$$

Dans les problèmes bidimensionnels (système suffisamment long ou à symétrie axiale), le potentiel vecteur magnétique se déduit à une seule composante, ce qui rend ce modèle attrayant pour la résolution de tels problèmes. [37]

II-2-2-4-Le modèle magnétodynamique :

Ce modèle s'applique aux dispositifs électromagnétiques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient dans le temps. C'est-à-dire que le terme $\partial \vec{B} / \partial t$ n'est pas nul, les champs électriques et magnétiques sont alors couplés par la présence des courants induits.

Ecrivons les deux équations (1.1) et (1.3) de Maxwell qui se présentent sans terme source :

$$\overrightarrow{Rot} \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t \quad (1.1)$$

$$Div \vec{B} = 0 \quad (1.3)$$

La deuxième équation indique que $\vec{B}$ est un champ de rotationnel. Ceci implique qu'il existe un vecteur $\vec{A}$ voir l'équation (1.17).

Ce vecteur $\vec{A}$ est appelé le potentiel vecteur magnétique.

$$\text{La substitution de (1.17) dans (1.1) donne : } \overrightarrow{Rot}(\vec{E} + \partial \vec{A} / \partial t) = 0 \quad (1.20)$$

Ceci nous permet de constater que le champ $(\vec{E} + \partial\vec{A}/\partial t)$ est un champ conservatif, il vient alors que :

$$(\vec{E} + \partial\vec{A}/\partial t) = -\overrightarrow{\text{Grad}} V \quad (1.21)$$

Soit :

$$\vec{E} = -\partial\vec{A}/\partial t - \overrightarrow{\text{Grad}} V \quad (1.22)$$

V est le potentiel qu'en régime variable, l'expression de $\vec{E}$ dépend à la fois de V et de $\vec{A}$.

D'après l'équation :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (1.23)$$

$$\text{Or } \vec{J}_t = \vec{J}_s + \sigma\vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} = \vec{J}_s + \sigma\vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (1.24)$$

$$\Rightarrow \overrightarrow{\text{Rot}}(\nu \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A}) = -\sigma\partial\vec{B}/\partial t - \sigma \overrightarrow{\text{Grad}} V + \vec{J}_s \quad (1.25)$$

Pour que la solution soit unique, on doit fixer la divergence de $\vec{A}$. On obtient :

$$\overrightarrow{\text{Rot}}(\nu \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A}) = -\sigma\partial\vec{A}/\partial t - \sigma \overrightarrow{\text{Grad}} V - \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) + \vec{J}_s \quad (1.26)$$

$$\text{div}\vec{A} = 0 \quad (1.27)$$

Dans les cas où les courants induits par mouvement sont nuls et aussi le $\overrightarrow{\text{Grad}} V$ en axisymétrique est nul l'équation du système devient :

$$\overrightarrow{\text{Rot}}(\nu \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A}) + \sigma\partial\vec{A}/\partial t = \vec{J}_s \quad (1.28)$$

L'utilisation de ce modèle est très répandue dans l'étude des machines électriques des dispositifs du chauffage par induction, des transformateurs ...etc. [38]

II-3- Utilisation du potentiel vecteur pour la résolution de système électromagnétique

On résout généralement les équations qui caractérisent les systèmes électromagnétiques en utilisant une formulation en potentiel vecteur ce qui permet de réduire le nombre de vecteurs inconnus (Peccolo [39]). Le potentiel vecteur magnétique est défini par l'équation (1.17).

En plaçant l'équation précédente dans l'équation (1.1) on obtient :

$$\overrightarrow{rot}(\vec{E} + \partial \vec{A} / \partial t) = 0 \quad (1.29)$$

De cette relation, le potentiel scalaire électrique (V) est défini par la relation:

$$\vec{E} + \partial \vec{A} / \partial t = -\overrightarrow{grad} V \quad (1.30)$$

De l'équation (1.2) et (1.6) découle:

$$\overrightarrow{rot}(H) = \sigma(-\partial \vec{A} / \partial t - \overrightarrow{grad} V) + \vec{J}_s \quad (1.31)$$

Or de (1.7), nous pouvons ainsi écrire:

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{\overrightarrow{rot} \vec{A}}{\mu}\right) - \overrightarrow{rot}\left(\frac{\vec{B}_r}{\mu}\right) = -\sigma \cdot \partial \vec{A} / \partial t - \sigma \overrightarrow{grad} V + \vec{J}_s \quad (1.32)$$

Et en réarrangeant, on obtient l'équation régissant le potentiel vecteur magnétique A:

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{\overrightarrow{rot} \vec{A}}{\mu}\right) + \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}\right) = \vec{J}_s + \overrightarrow{rot}\left(\frac{\vec{B}_r}{\mu}\right) - \sigma \overrightarrow{grad} V \quad (1.33)$$

Cette expression se simplifie lors de l'étude de système bidimensionnel. En faisant l'hypothèse que le système est invariant selon la troisième dimension, on peut se permettre de faire l'étude d'une structure en 2D, à condition de négliger les effets de bords et les têtes de bobines.

Pour un système bidimensionnel en coordonnées cartésiennes, l'équation (1.33) s'exprime par :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{\partial y} \right) - \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = -\vec{J}_s - \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{\mu} \vec{B}_{rx} + \frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{\mu} \vec{B}_{ry} \quad (1.34)$$

Pour un système bidimensionnel en coordonnées polaires l'équation (1.33) s'exprime par:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{r}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{r}{\mu} \frac{\partial \vec{A}}{\partial \theta} \right) - \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = -\vec{J}_s - \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{r}{\mu} \vec{B}_{r\theta} \right) + \frac{1}{\mu} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{r}{\mu} \vec{B}_{rr} \right) \quad (1.35)$$

Où

r : Rayon

II-4-Les conditions aux limites :

Pour la résolution des équations aux dérivées partielles, il est inévitable d'associer les conditions aux limites sur les frontières des domaines Ω .

II-4-1-conditions aux limites sur les frontières du domaine Ω :

Soit A la grandeur inconnue. Les conditions aux limites sur les frontières les plus courantes sont :

a- Condition de Dirichlet :

Elle impose les valeurs du potentiels vecteur magnétique A aux bords du domaine d'étude, ces valeurs sont prises nulles par la considération de l'infini.

le potentiel vecteur A est imposé

$$A = A_0 \quad \text{sur } \Gamma_1$$

b- Condition de Neumann :

Elle est utilisée dans le cas où le système à étudier présente des plans de symétrie.

Le problème impose les valeurs de A aux bords du domaine et celle de $\partial \vec{A} / \partial n$ aux niveaux des plans de symétrie (plan de coupe) ou ' n ' représente la normale au plan de coupe.

la dérivée de A par rapport à la normale est imposée

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial n} = q_0 \quad \text{sur } \Gamma_2$$

A_0 et q_0 sont des fonctions connues sur les frontières.

Afin de réduire le domaine d'étude, on peut utiliser les conditions de périodicité ou d'anti-périodicité :

1- Condition de périodicité :

$$A(x, X) = A(x)$$

2- Condition d'anti-périodicité :

$$A(x, X) = -A(x)$$

$$x \text{ sur } \Gamma_3$$

$$x + X \text{ sur } \Gamma_4$$

Tel que x est la coordonnée d'espace et X la période.

$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$ et Γ_4 sont les frontières du domaine.

II-5-Différentes techniques de résolution des équations aux dérivées partielles :

Les principales méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles sont :

La méthode des différences finies (MDF), la méthode des éléments finis (MEF), la méthode des volumes finis (MVF), la méthode des intégrales de frontières (MIF), la méthode des circuits couplés (MCC)....etc.

L'utilisation des méthodes numériques de discrétisation consiste à ramener la solution du système d'équations différentielles dans le domaine d'étude, compte tenu des conditions aux limites, à celle d'un système d'équations algébriques dont la solution conduit à la détermination des champs électromagnétiques. [38], [40]

Dans ce chapitre nous intéressons à la méthode des éléments finis

II-5-1-Méthode des éléments finis (MEF) :

La méthode des éléments finis fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique, puis introduite en électromagnétisme à partir des années 70.

Elle s'intéresse au traitement des problèmes de la physique mathématique, le principe consiste à substituer une forme intégrale aux problèmes définis par l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites associées.

La formulation éléments finis de problèmes à équations aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites se présente sous deux formes :

- Forme variationnelle
- Forme résidus pondérés

II-5-1-1-Forme variationnelle :

Consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement, l'énergie du système étudié. Cette formulation n'est donc applicable que si on connaît une fonctionnelle équivalente au problème différentiel que l'on veut résoudre.

Cette formulation est basée sur le principe de l'action hamiltonienne qui stipule que la condition de stationnarité est telle que : [41] [42]

$$I_a = \int_{\Omega} L d\Omega = 0$$

L : Fonction de Lagrange qui résulte de la co-énergie du système de type cinétique et son énergie potentielle.

Ω : Domaine de résolution.

II-5-1-2-Forme résidus pondérés :

La méthode des résidus pondérés ou méthode projective qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue dont l'expression est :

$$\int_{\Omega} R \Phi_i d\Omega = 0$$

Avec $R = L(A) - g$

R : Résidus de l'approximation.

L : Opérateur différentiel.

g : Fonction définie par le domaine Ω .

Φ_i : Fonction de projection.

A : Inconnue.

Les valeurs de A qui permettent d'annuler l'intégrale, représentent les solutions du système algébrique obtenu.

II-5-2-Discretisation du domaine d'étude par éléments finis :(Maillage)

La méthode des éléments finis consiste à subdiviser le domaine d'étude en domaines élémentaires appelés éléments finis, comme le montre la (figure 16) et à exprimer l'inconnue sur chaque élément par les fonctions d'interpolation simples en fonction des valeurs de l'inconnue en chacun des sommets de cet élément.

L'inconnue devra vérifier globalement les conditions de continuité à l'interface et au passage d'un milieu à un autre.

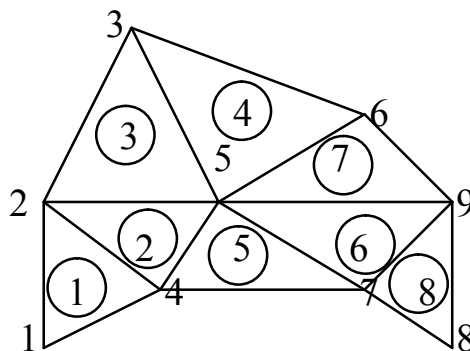


Figure 16 : Un domaine d'étude discrétisé en Eléments Finis

Pour des structures bidimensionnelles, les éléments de maillage sont souvent des triangles, tandis que dans les problèmes tridimensionnels, les éléments sont de forme tétraédrique ou prismatique.

II-5-3-Approximation par éléments finis :

Sur le domaine (Ω) , nous choisirons un ensemble de nœuds d'interpolations de coordonnées (x_i) , confondus ou non avec les nœuds géométriques. Sur chaque élément (Ω_e) nous utilisons une approximation nodale de la fonction exacte $F(x)$.

$$F(x) = U(x) = \langle \alpha_1(x), \alpha_2(x), \alpha_3(x), \dots, \alpha_n(x) \rangle \begin{Bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ \vdots \\ U_n \end{Bmatrix} = \langle \alpha_n(x) \rangle \{ U_n(x) \}$$

$U(x)$: Fonction d'approximation.

$\langle \dots, \dots, \dots \rangle$: Vecteur ligne.

$\{ \}$: Vecteur colonne.

Où x appartient à (Ω_e)

$U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$: Sont les valeurs de $F(x)$ aux nœuds d'interpolations de l'élément ou variables nodales.

$\alpha_1(x), \alpha_2(x), \alpha_3(x), \dots, \alpha_n(x)$: Sont les fonctions de formes ou d'interpolations sur l'élément réel.

Les fonctions d'interpolations dépendent des coordonnées des nœuds de l'élément et sont différentes pour chaque élément.

Dans cette étude on considère le cas de l'élément triangulaire linéaire.

$$\alpha_i^e = \frac{1}{2D^e} [a_i^e + b_i^e x + c_i^e y]$$

$$\alpha_j^e = \frac{1}{2D^e} [a_j^e + b_j^e x + c_j^e y]$$

$$\alpha_k^e = \frac{1}{2D^e} [a_k^e + b_k^e x + c_k^e y]$$

Avec D^e est l'air de l'élément triangulaire e.

$$2D^e = \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_k & y_k \end{bmatrix}$$

$$a_i^e = x_j y_k - x_k y_j,$$

$$b_i^e = y_j - y_k,$$

$$c_i^e = x_k - x_j$$

$$a_j^e = x_j y_i - x_i y_k,$$

$$b_j^e = y_k - y_i,$$

$$c_j^e = x_i - x_k$$

$$a_k^e = x_i y_j - x_j y_i,$$

$$b_k^e = y_i - y_j,$$

$$c_k^e = x_j - x_i$$

(x_i, y_i) : Coordonnées du nœud i.

On admet une répartition du potentiel vecteur magnétique sous la forme :

$$A^{(e)} = \alpha_1^e + \alpha_2^e x + \alpha_3^e y$$

$$A^{(e)}(x_i, y_i) = A_i^e$$

$$A^{(e)}(x_j, y_j) = A_j^e$$

$$A^{(e)}(x_k, y_k) = A_k^e$$

On utilisera une approximation nodale de la fonction exacte de la forme :

$$A(x, y) = \langle \alpha^{(e)}(x, y) \rangle \{A^{(e)}(x, y)\}$$

II-6- Méthode de résolution numérique des systèmes d'équations algébriques :

Pour la résolution des systèmes d'équations algébriques linéaires, il existe deux catégories :

- Les méthodes directes
- Les méthodes itératives

II-6-1- Méthodes directes :

Ces méthodes sont applicables pour les systèmes linéaires dont le nombre d'élément est peu.

Elles sont précises et exactes mais demandent beaucoup d'espace mémoire et de temps de calcul.

$$[A]\{X\} = \{B\} \quad \text{avec } A = \text{constante}$$

Parmi les méthodes directes nous citons :

Méthode de Cramer, méthode de Gauss, méthode de Jordan, méthode de Crout, méthode de Cholesky.

II-6-2- Méthodes itératives :

Ces méthodes sont mieux adaptées aux matrices d'ordre élevé comportant de nombreux éléments nuls (matrices creuses). Parmi ces méthodes nous citons les Méthodes de Jacobi, de Gauss Seidel, et de relaxation. A l'heure actuelle, les méthodes projectives sont les plus utilisées (exemple : méthode du gradient conjugué qu'utilise le résolveur du logiciel libre femm).

II-7-Conclusion :

Dans ce chapitre, suite au rappel des équations de Maxwell, nous avons exposé les équations permettant la modélisation de structures électromagnétiques par calcul des champs et nous avons présenté quelques méthodes numériques d'approximation pour la résolution des problèmes électromagnétiques.

CHAPITRE III

ETUDE STATIQUE ET
DYNAMIQUE D'UNE
MACHINE SYNCHRONE
À AIMANTS PERMANENTS

III-1-Introduction :

Dans ce chapitre, notre objectif est l'étude du comportement statique et dynamique d'une machine synchrone à pôles enterrés avec la méthode des éléments finis, en utilisant un logiciel (freeware) FEMM (finite element magnetic method). Une étude des différents couples de la machine est envisagée (couple de détente, couple de réluctance et couple global).

III-2-Modèle par éléments finis :

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

III-3-Présentation de la machine :

La machine synchrone étudiée est triphasée. Les aimants permanents utilisés au rotor sont en V forme de type NeFeB. Les dimensions et propriétés de la machine synchrone sont représentées ci-dessous.

Dimensions et propriétés de la machine synchrone [43]

Nombre de phases	03
Nombre d'encoches stator	48
Nombre de pôles rotor	08
Densité de courant	15 A/mm ²
Puissance	15 Kw

Géométrie

Rayon externe du stator :	127 mm
Rayon de l'arbre :	27 mm
Rayon du rotor :	81 mm
Longueur du rotor :	110 mm
Entrefer :	2.9 mm
Largeur des barres du rotor :	5 mm
Epaisseur des barres rotor :	5 mm
Epaisseur des aimants :	4.8 mm
Largeur d'aimant :	40 mm

Ouverture des encoches 03 mm

Profondeur des encoches 110 mm

Matériaux

Perméabilité relative de l'aimant : 1.05

Densité de l'aimant : 7500 kg/m^3

Densité du fer : 7750 kg/m^3

Coefficient de remplissage de l'encoche 0.6

Type d'aimant NdFeB (1.22 T)

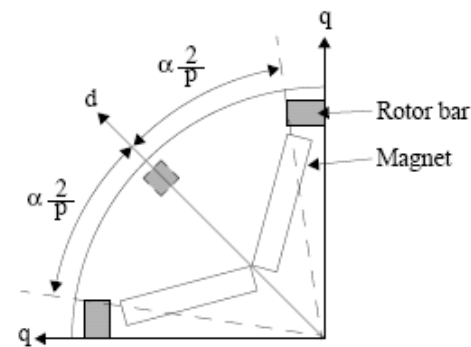
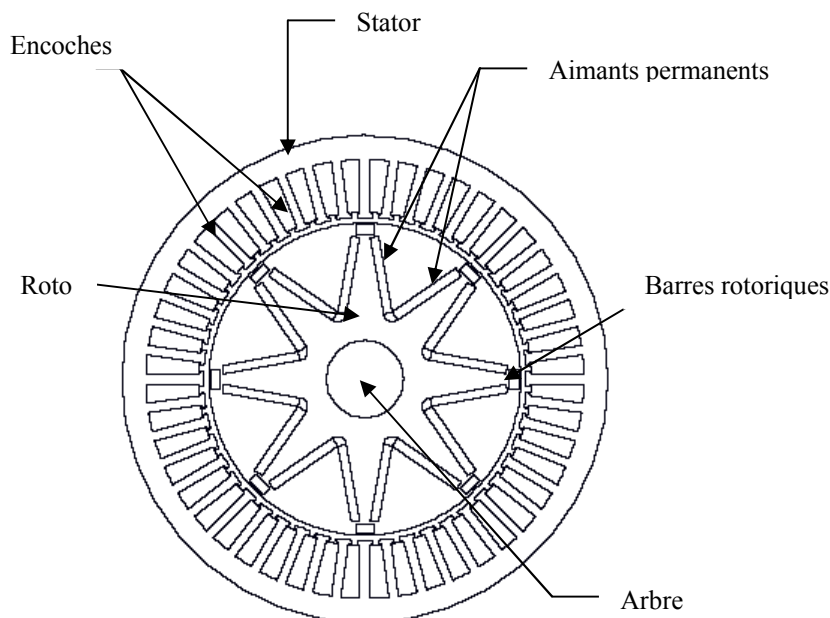
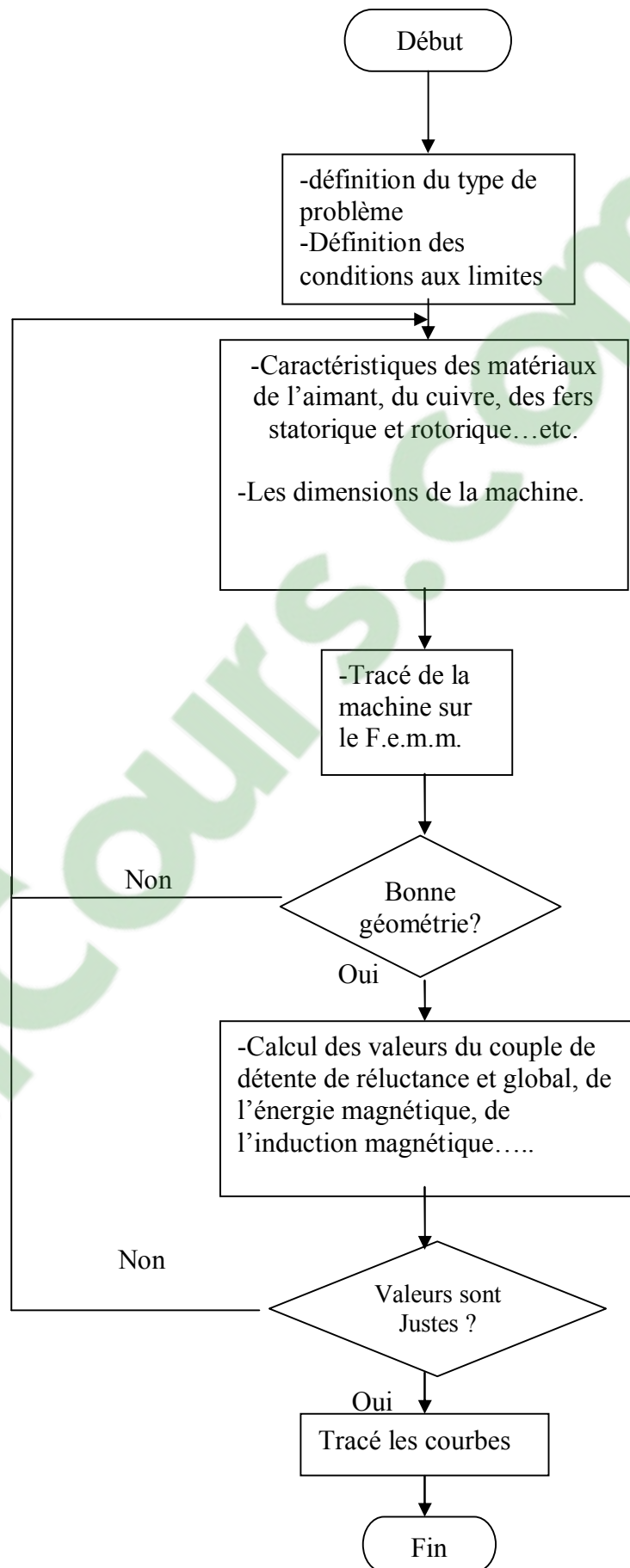


Figure 17 : Machine étudiée et disposition des aimants sous un pôle

III-4-Organigramme d'étude de la machine :

Pour le tracé de la machine synchrone à aimants permanents et le calcul de l'énergie magnétique ainsi que l'évolution du couple de détente, du couple de réluctance, du potentiel vecteur magnétique...etc. Nous avons élaboré un programme sur le LUA qui a pour organigramme suivant :

**Figure 18 :** Organigramme d'étude de la machine synchrone à aimants permanents

III-5-Définition et maillage de la structure de l'actionneur

Pour le tracé de la machine, nous utilisons le logiciel de calcul par éléments finis FEMM, pour sa simplicité d'utilisation : la structure de la machine est définie en deux dimensions sous forme graphique.

Chacune des parties de la machine est ensuite décrite par un matériau dont les caractéristiques sont modifiables (matériau linéaire ou pas, définition de la caractéristique $B(H)$, épaisseur des tôles pour les matériaux feuilletés,...). La (figure 19) représente la structure de l'actionneur avec les différents matériaux utilisés :

- Des aimants de perméabilité relative $\mu_r = 1,05$ et d'induction rémanente $B_r = 1.22$ Tesla
- Des fers statoriques et rotoriques dont la caractéristique magnétique $B(H)$ est donnée à la (Figure 20).
- De l'air dans la zone d'entrefer.

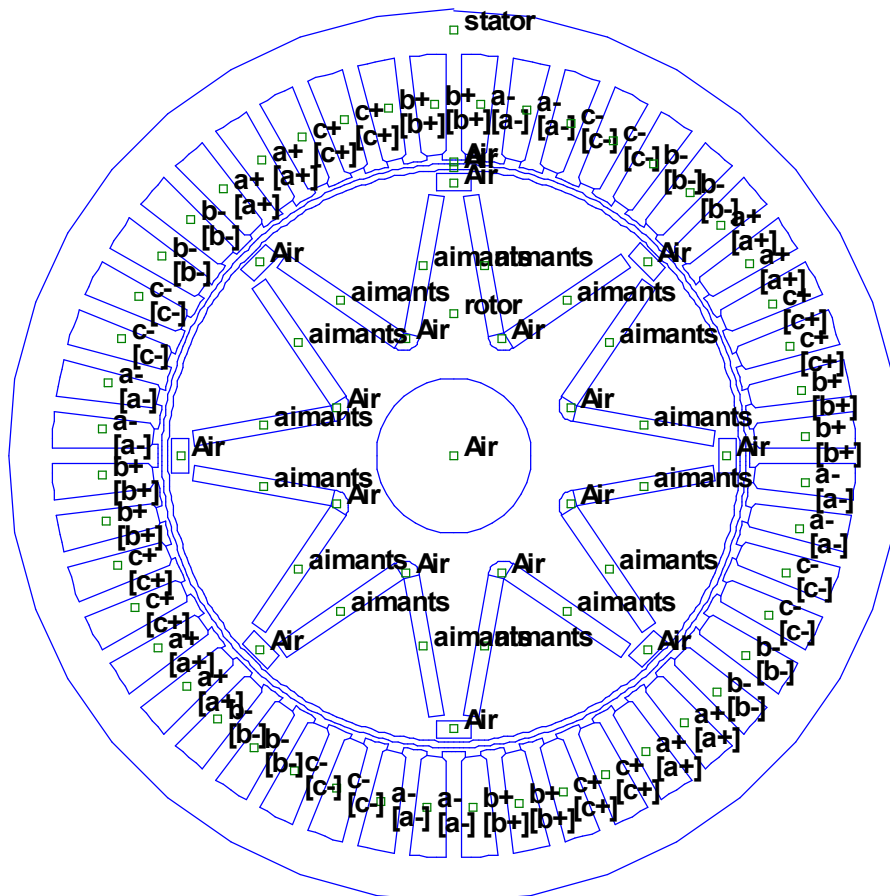


Figure19 : Structure de la machine synchrone à aimants permanents définie sur le FEMM

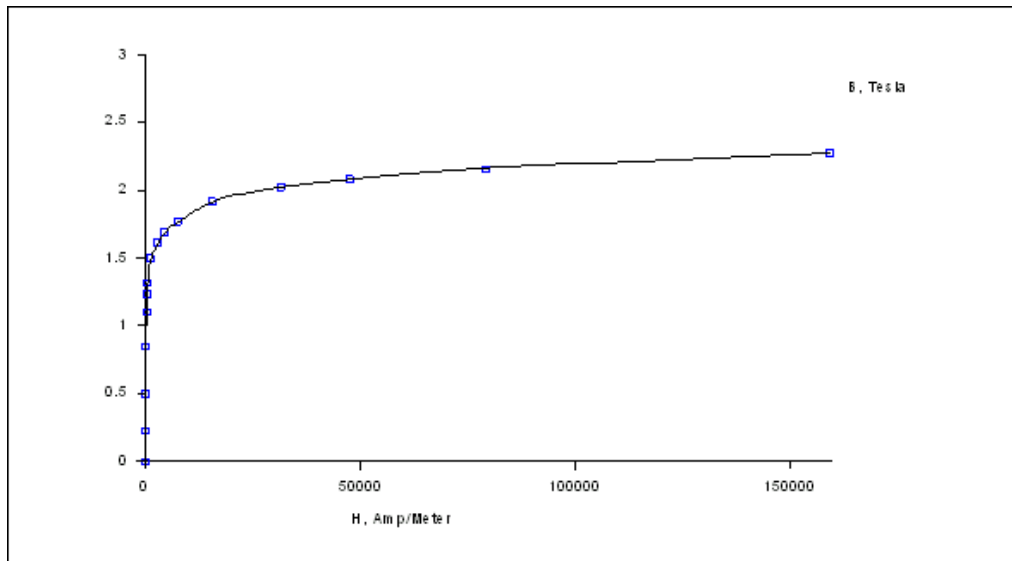


Figure 20 : Caractéristique magnétique $B(H)$ des fers statoriques et rotoriques

Le maillage s'effectue ensuite automatiquement, en fonction de la taille des éléments choisie pour chacune des parties de la structure. Une partie de notre étude porte sur la dépendance des inductances vis-à-vis de la position ; Nous avons donc utilisé un maillage plus fin dans la zone d'entrefer (Figure 21), de manière à limiter l'influence de la modification du maillage impliquée par le changement de position du primaire. La première zone d'air qui entoure le primaire sert à conserver un maillage régulier à proximité du circuit magnétique.

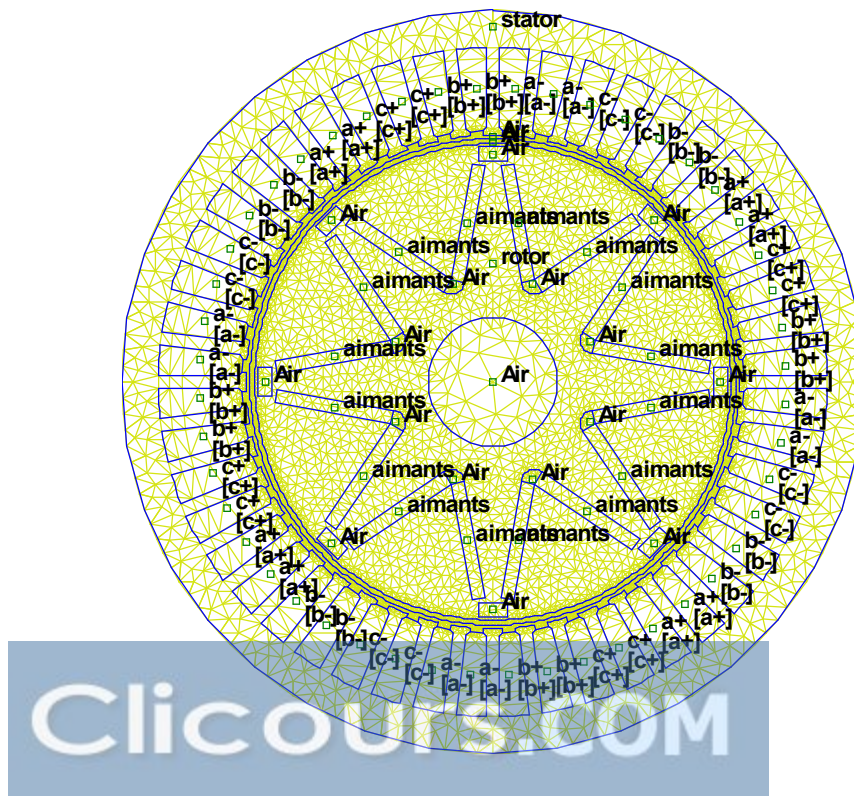


Figure 21 : Détail du maillage de la structure sous FEMM

Pour la seconde zone d'air, dont les bords fixent la condition aux limites sur le potentiel vecteur ($A = 0$), le code de maillage défini automatiquement la taille des éléments afin d'en limiter le nombre. Le maillage complet comporte ainsi 18370 éléments et 9258 nœuds.

III-6-Etude statique :

- **Evolution de l'induction magnétique créée par les aimants dans l'entrefer :**

La figure 22 représente la variation du module de l'induction magnétique dans l'entrefer en fonction de la position du rotor en millimètre.

On remarque que l'amplitude de l'induction magnétique varie entre 0.53 T et 0.71T au niveau de l'ouverture des aimants. Cela est dû à la présence des encoches statoriques

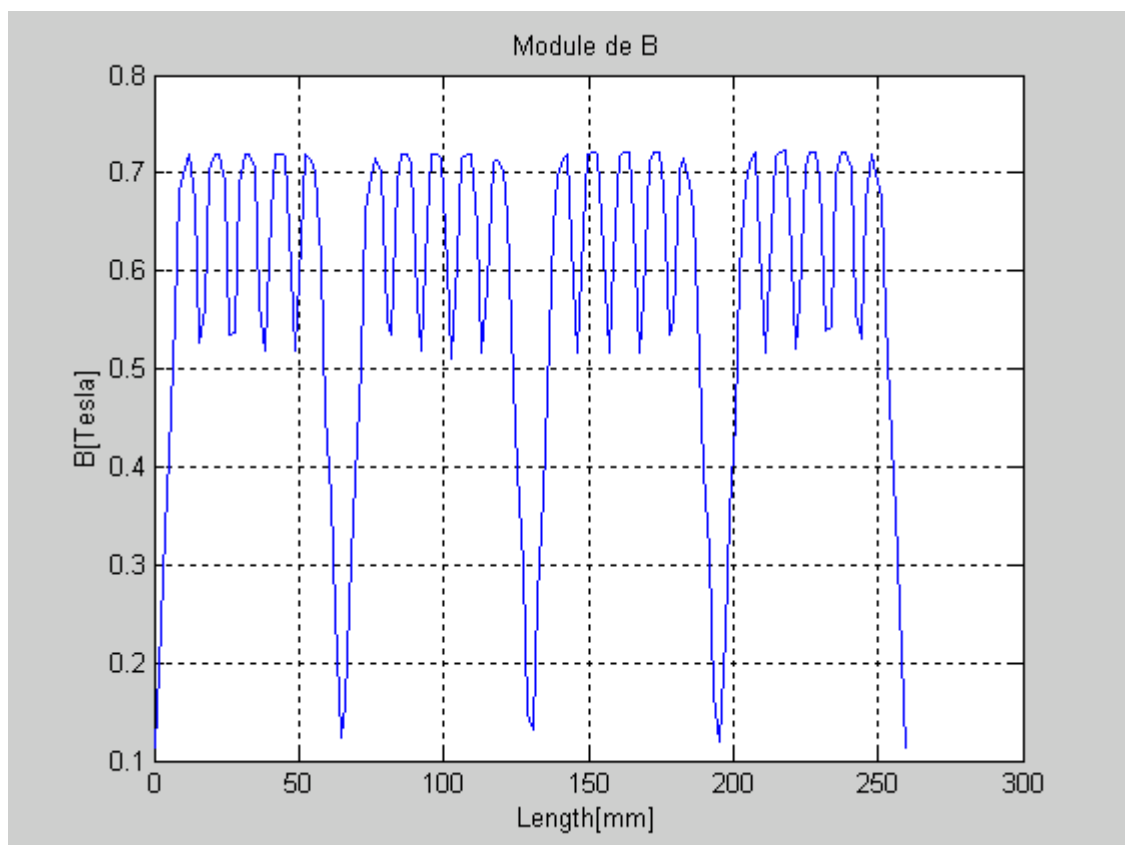


Figure22 : variation du module de l'induction magnétique dans l'entrefer

- **Evolution de l'induction normale créée par les aimants dans l'entrefer :**

La figure 23 donne l'allure de l'induction normale dans l'entrefer en fonction de la position du rotor en millimètre.

La forme générale de la courbe est une forme trapézoïdale de valeur maximale 0.7T.

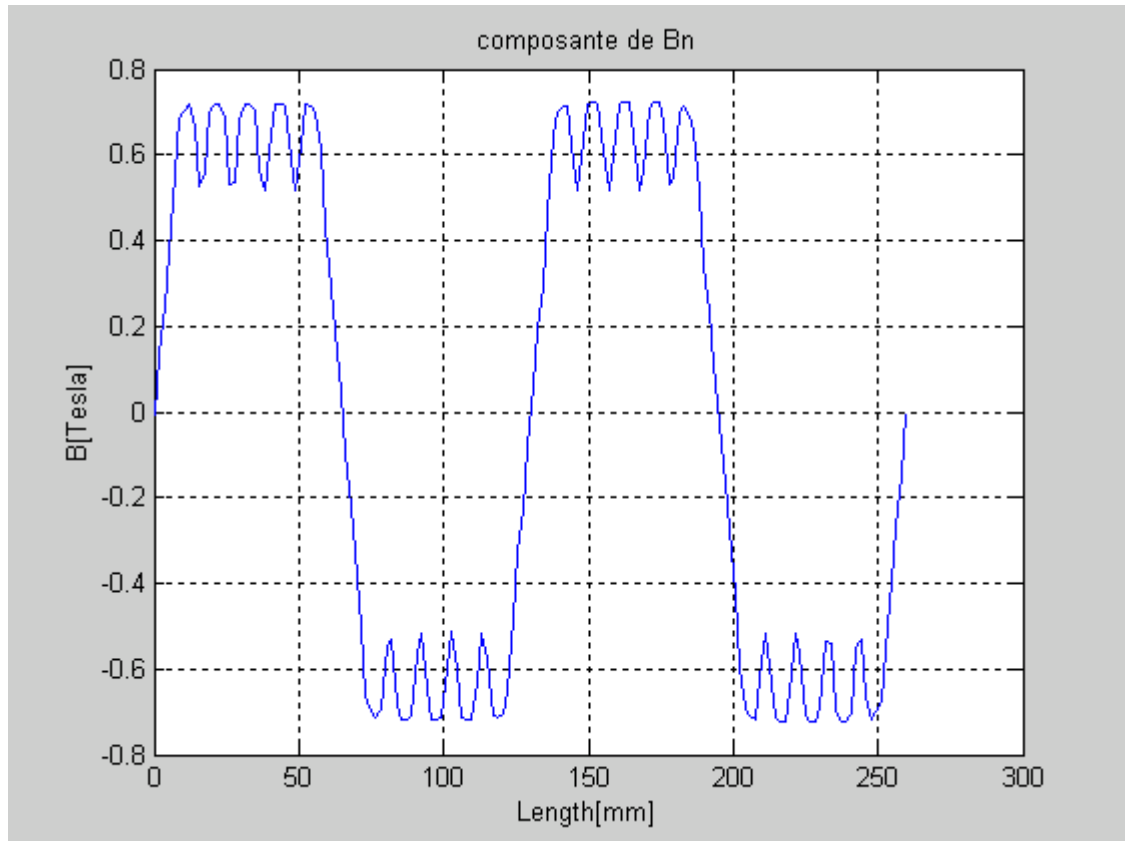


Figure23 : La composante normale de l'induction magnétique dans l'entrefer

- **Evolution de l'induction tangentielle créée par les aimants dans l'entrefer :**

La figure 24 montre la variation de l'induction tangentielle dans l'entrefer en fonction de la position du rotor en millimètre dans le cas d'un stator encoché. On constate que l'amplitude est relativement moins importante que la composante normale. Le nombre de pics par pôle correspond approximativement au nombre d'encoches sous un pôle. Cette composante est à l'origine de couples pulsatoires dits couple de détente.

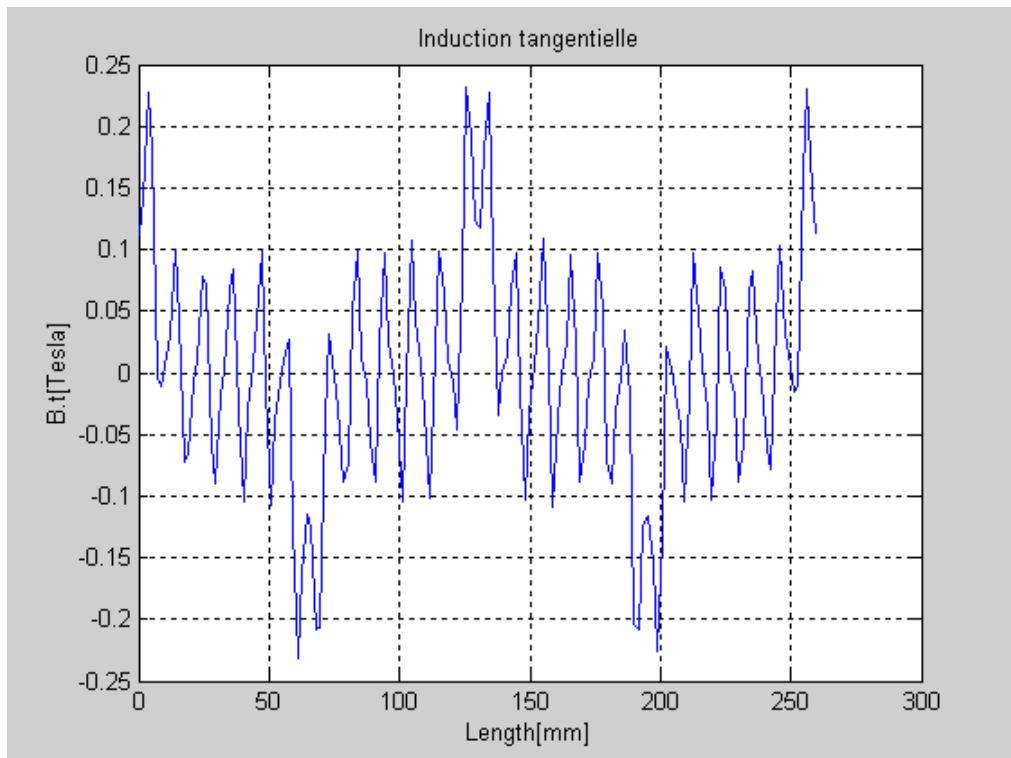


Figure24 : La composante tangentielle de l'induction magnétique dans l'entrefer

- **Evolution du potentiel vecteur magnétique crée par les aimants dans l'entrefer**

La figure 25 montre la variation du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer en fonction de la position du rotor en millimètre.

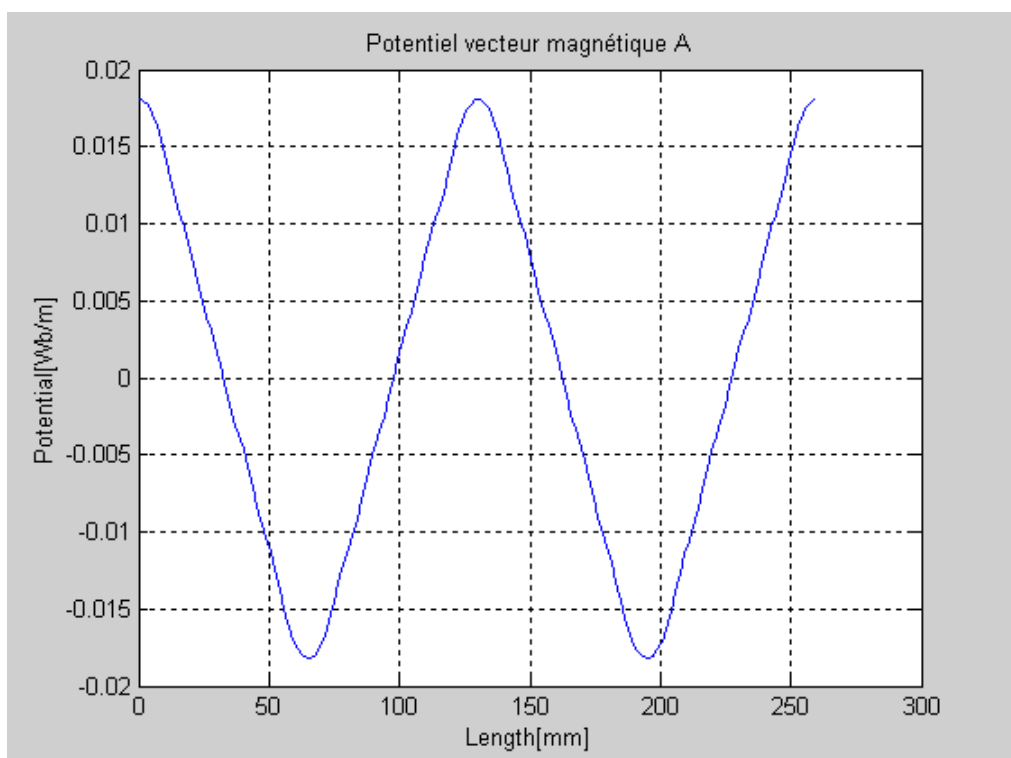


Figure25 : Evolution du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer

- **Evolution du champ magnétique crée par les aimants dans l'entrefer**

La figure 26 montre la variation du module de H dans l'entrefer en fonction de la position du rotor en millimètre.

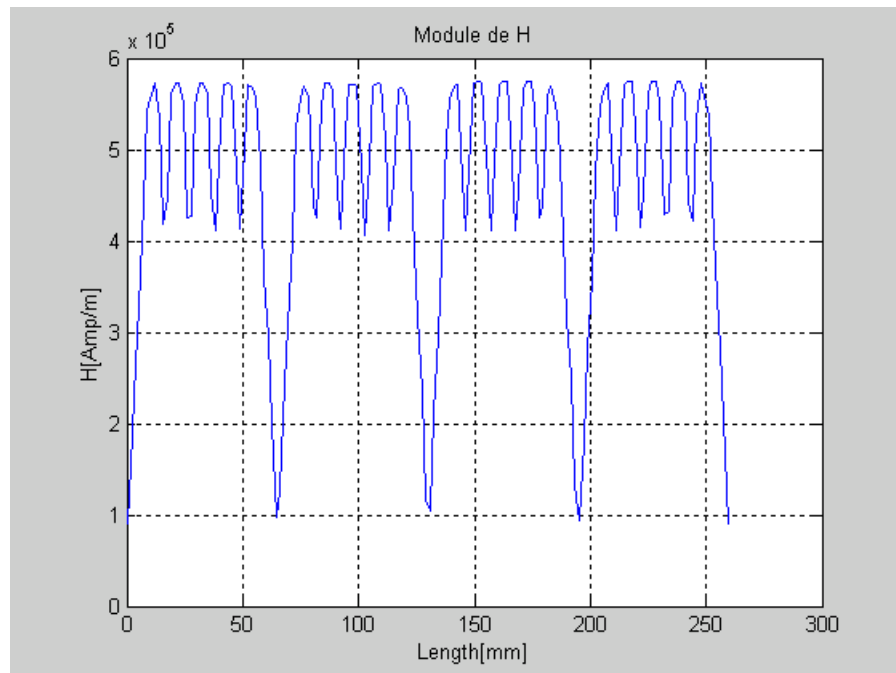


Figure26 : Evolution du module de H dans l'entrefer

- **Evolution de la composante normale du champ magnétique dans l'entrefer**

La figure 27 montre la variation de la composante normale de H dans l'entrefer en fonction de la position du rotor en millimètre.

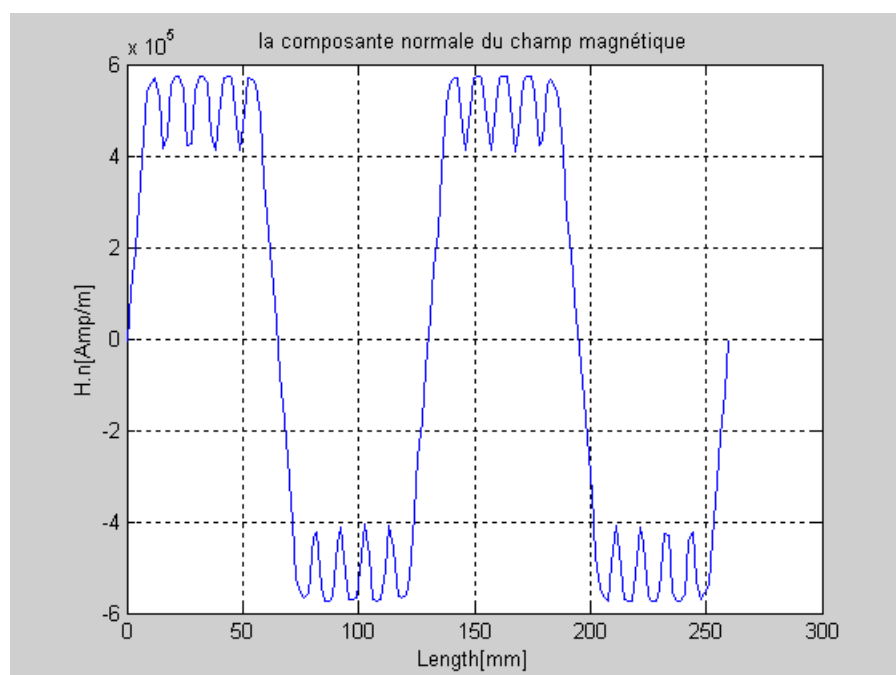


Figure27 : Variation de la composante normale du champ magnétique dans l'entrefer

- **Evolution de la composante tangentielle du champ magnétique dans l'entrefer**

La figure 28 montre la variation de la composante tangentielle du champ magnétique dans l'entrefer en fonction de la position du rotor en millimètre dans le cas d'un stator encoché.

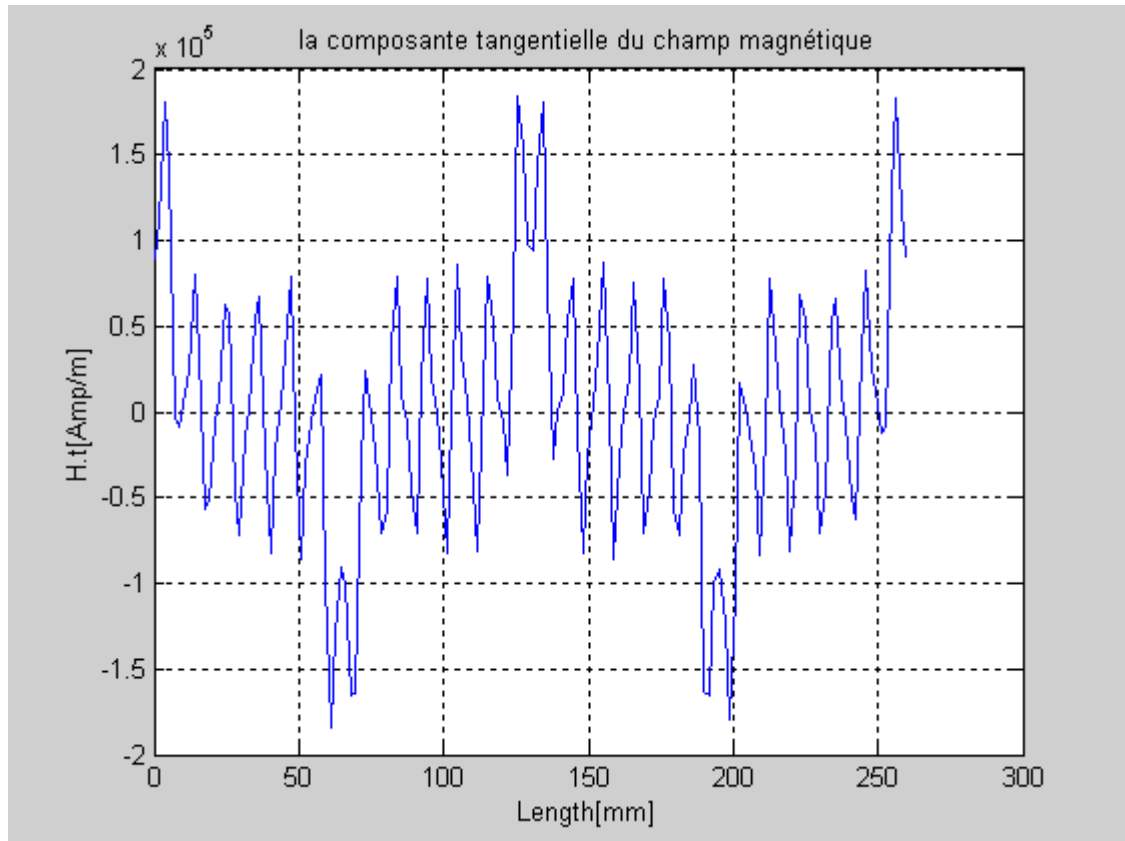


Figure28 : Variation de la composante tangentielle du champ magnétique dans l'entrefer

- **Cartographie des lignes d'induction magnétique dues aux aimants :**

La figure 29 montre la cartographie des lignes de champ magnétique dues aux aimants, pour une position fixe du rotor et une aimantation radiale.

Ces lignes se concentrent vers les dents statoriques et suivent un chemin moins réluctant, c'est-à-dire qu'elles évitent les régions de faible perméabilité magnétique.

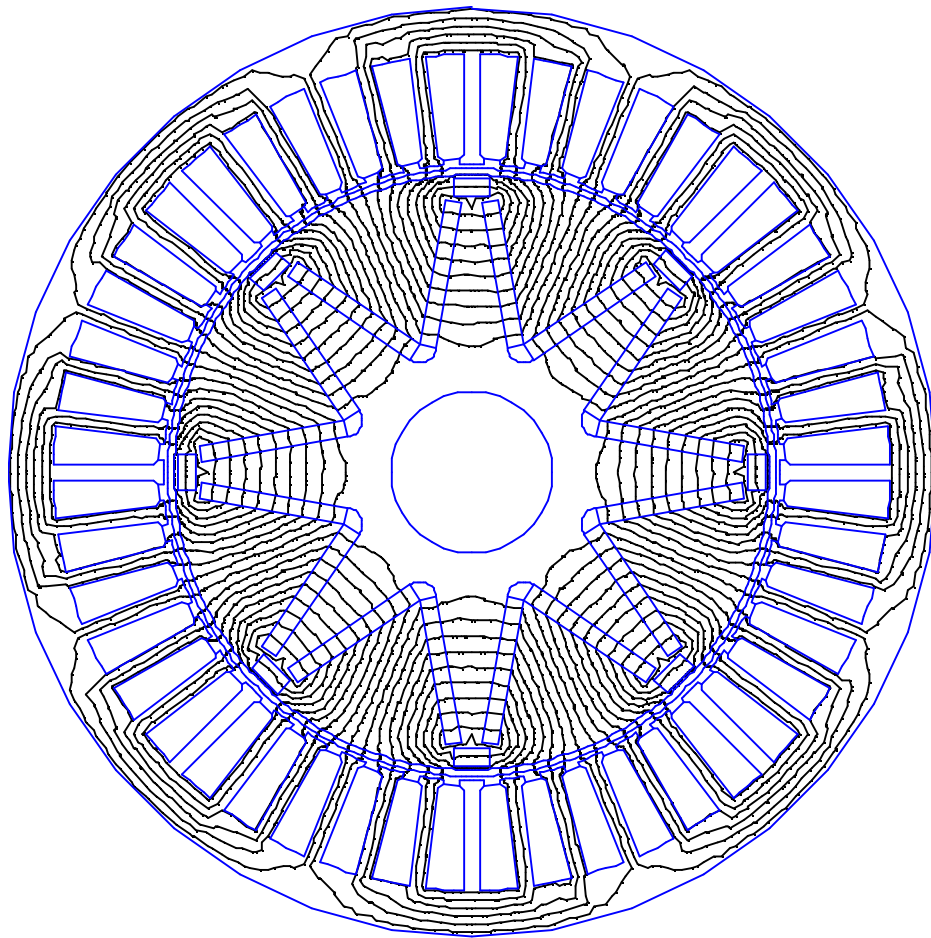


Figure29 : Cartographie des lignes d'induction pour un stator encoché

- **Figure montrant la densité du flux dû aux aimants dans la machine avec la légende :**

La figure 30 montre la répartition de la densité de flux magnétique pour une position fixe du rotor.

Les aimants permanents sont enterrés à l'intérieur du noyau du rotor, on voit bien que, la densité de flux atteint sa valeur limite au niveau des extrémités des aimants et diminue au fur et à mesure qu'on s'éloigne de celles-ci, cela est dû à l'augmentation ou à la diminution de la perméabilité magnétique qui caractérise ce type de matériau.

On remarque que lorsque la perméabilité magnétique diminue, l'induction magnétique diminue également.

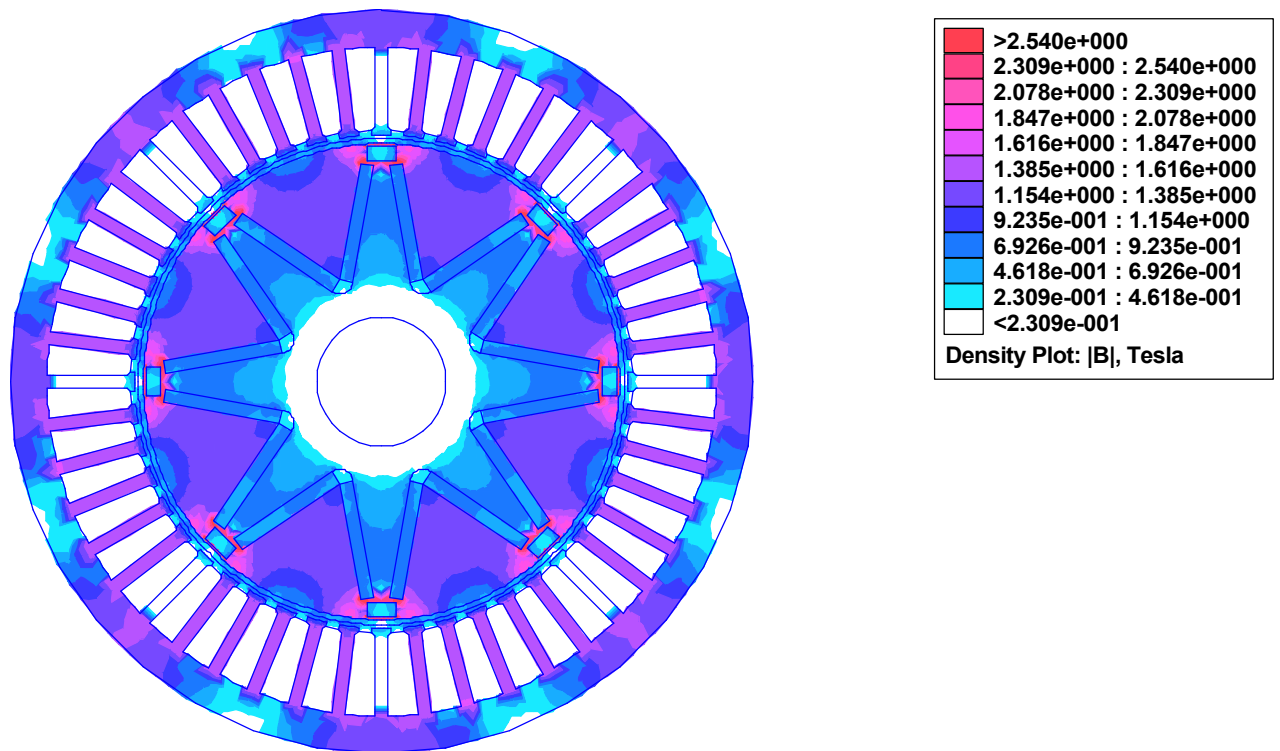


Figure30 : Variation de la densité de flux dans la machine

- **Influence de la position du rotor pour une induction créée par les aimants :**

La figure 31 représente l'évolution de l'induction radiale dans l'entrefer pour différentes positions du rotor, celle-ci garde une amplitude constante.

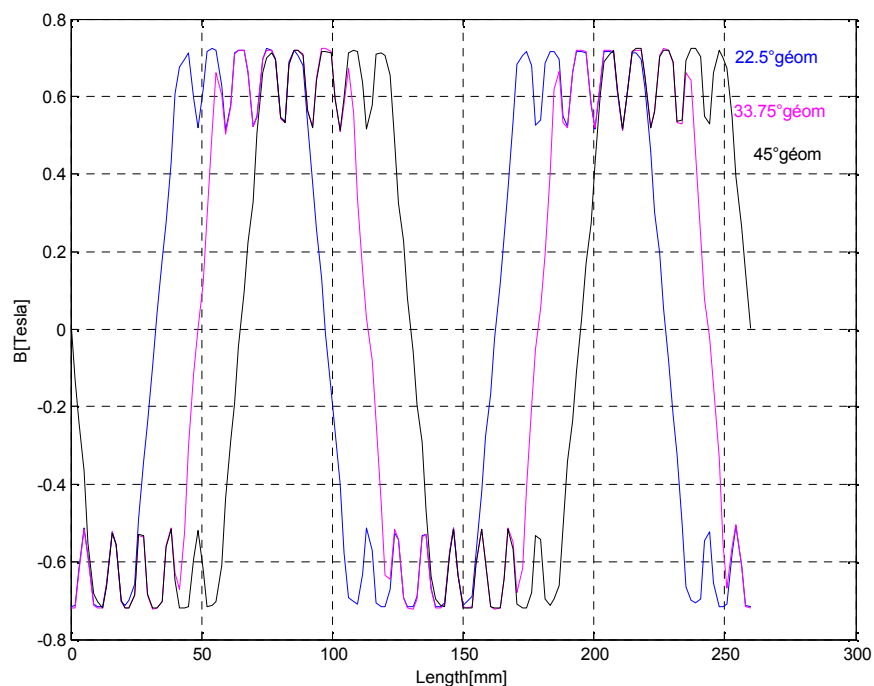


Figure31 : Variation de l'induction radiale pour différentes position du rotor

- Cartographie des lignes d'induction magnétique dues aux courants statoriques pour différentes positions du rotor :

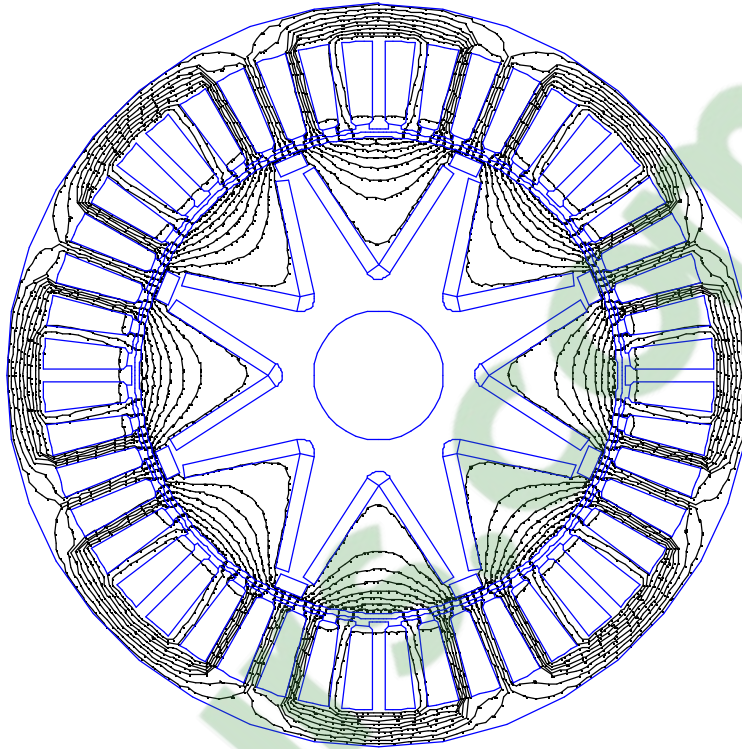


Figure32 : Répartition des lignes d'induction magnétique dues aux courants statoriques pour une position du rotor de 22.5° géométrique

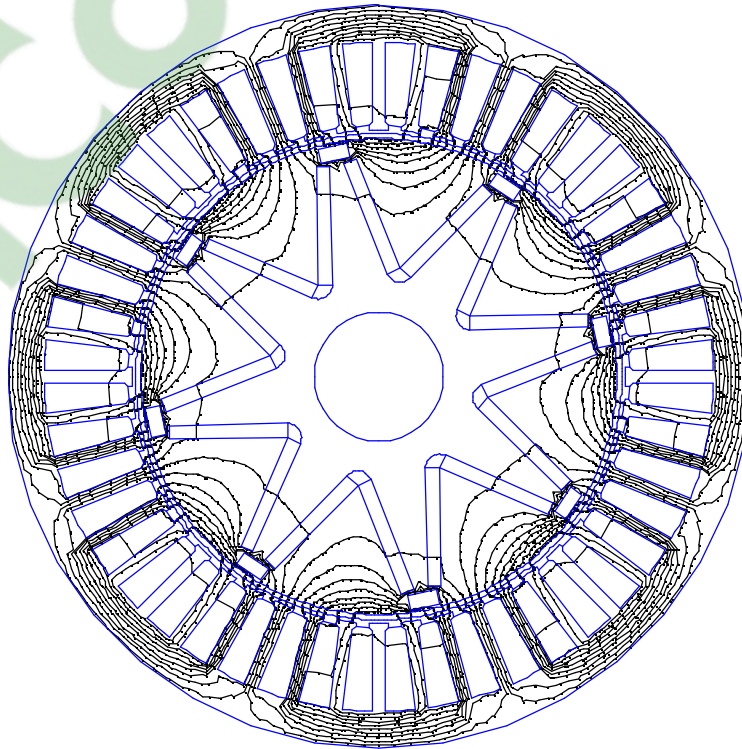


Figure33 : Répartition des lignes d'induction magnétique dues aux courants statoriques pour une position du rotor de 33.75° géométrique

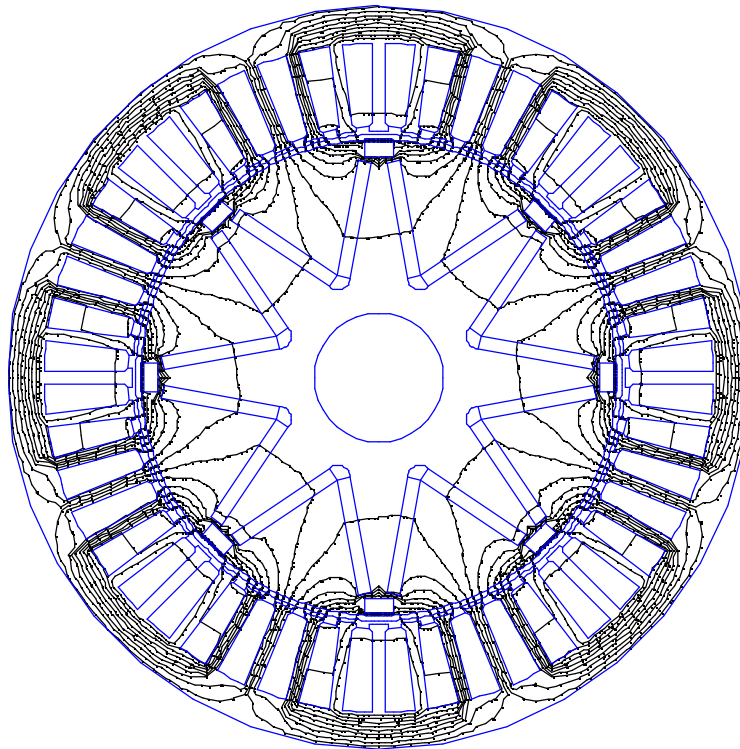


Figure34 : Répartition des lignes d'induction magnétique dues aux courants statoriques pour une position du rotor de 45° géométrique

- Répartition de la densité de flux dû aux courants pour différentes positions du rotor :

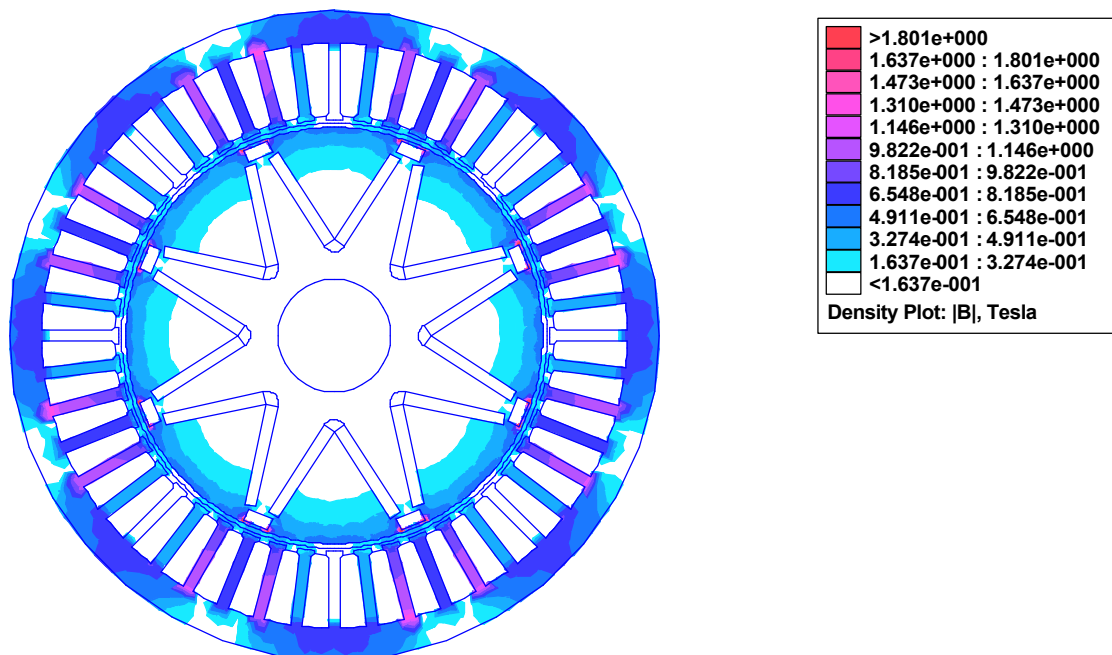


Figure35 : Répartition de la densité de flux dus aux courants statoriques pour une position du rotor de 22.5° géométrique

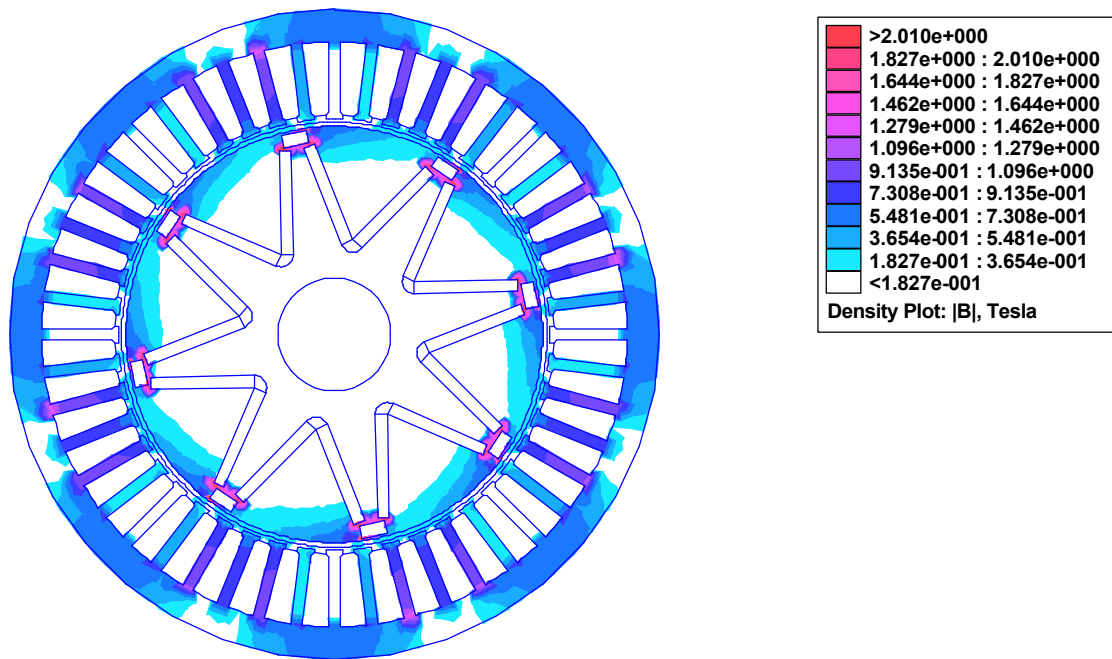


Figure36 : Répartition de la densité de flux dus aux courants statoriques pour une position du rotor de 33.75° géométrique

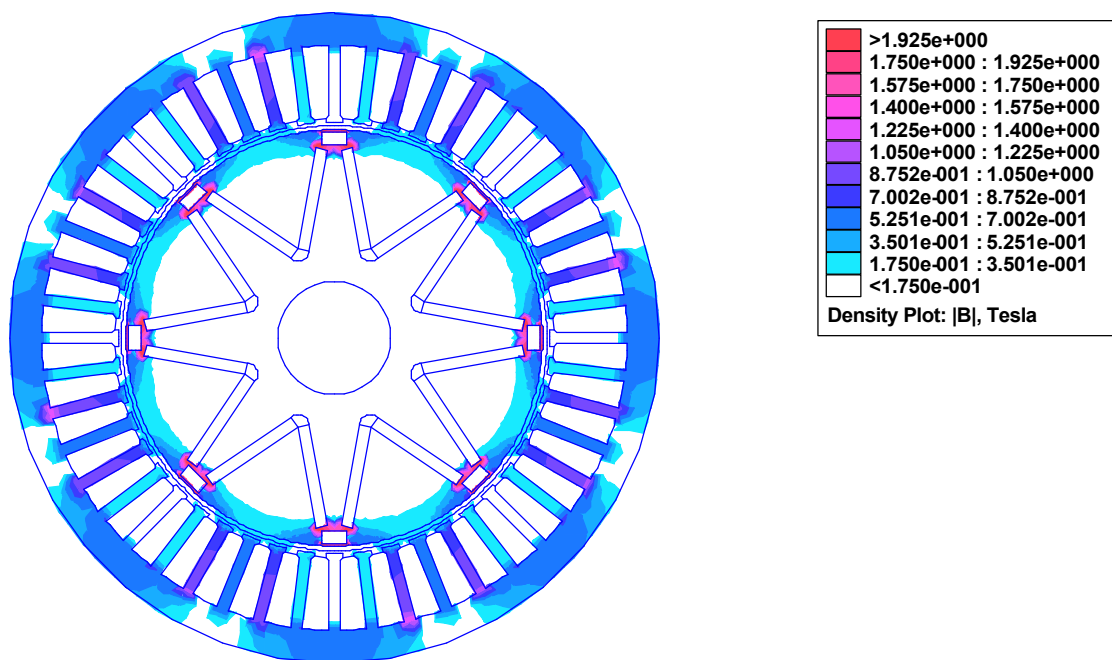


Figure37 : Répartition de la densité de flux dus aux courants statoriques pour une position du rotor de 45° géométrique

Clicours.COM

- **Influence de la position du rotor pour une induction créée par les courants statoriques :**

On constate que l'amplitude et la période de l'induction normale varient pour chaque position du rotor.

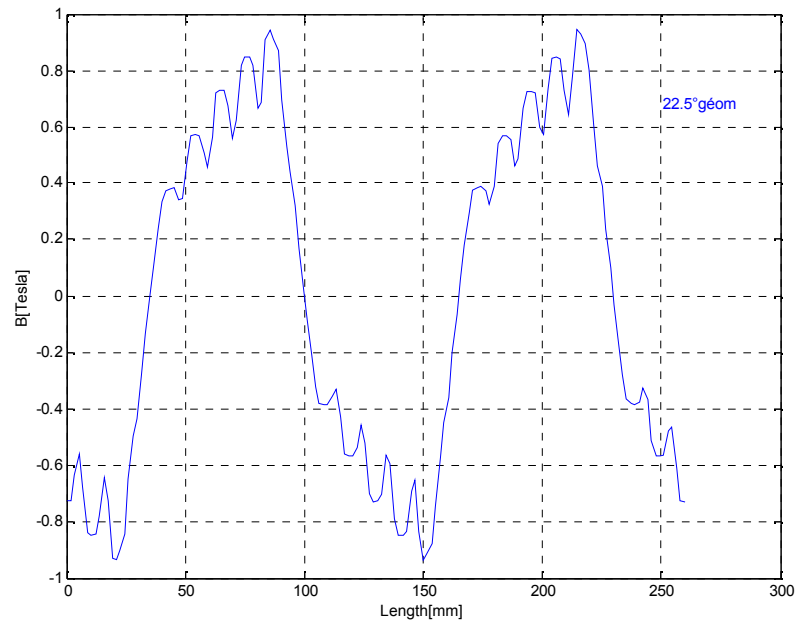


Figure38 : Variation de l'induction normale pour une position du rotor de 22.5° géométrique

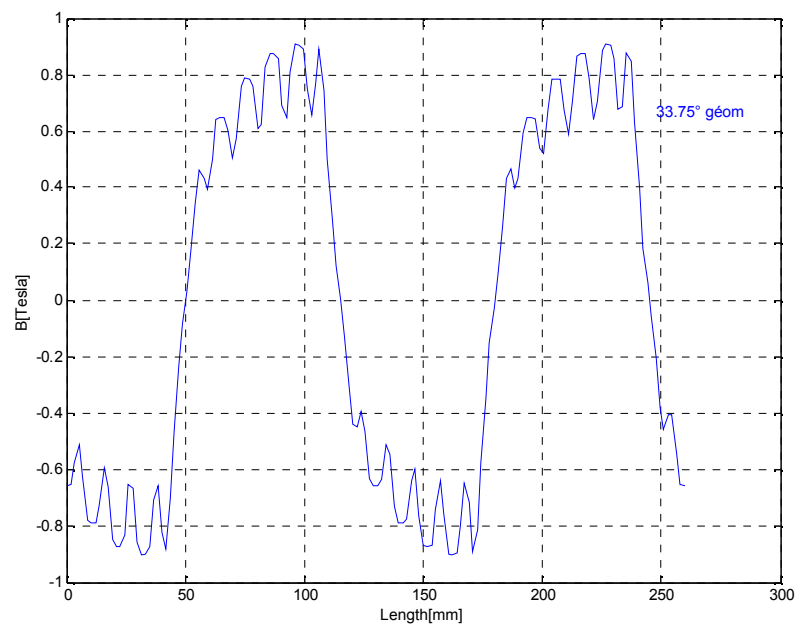


Figure39 : Variation de l'induction normale pour une position du rotor de 33.75° géométrique

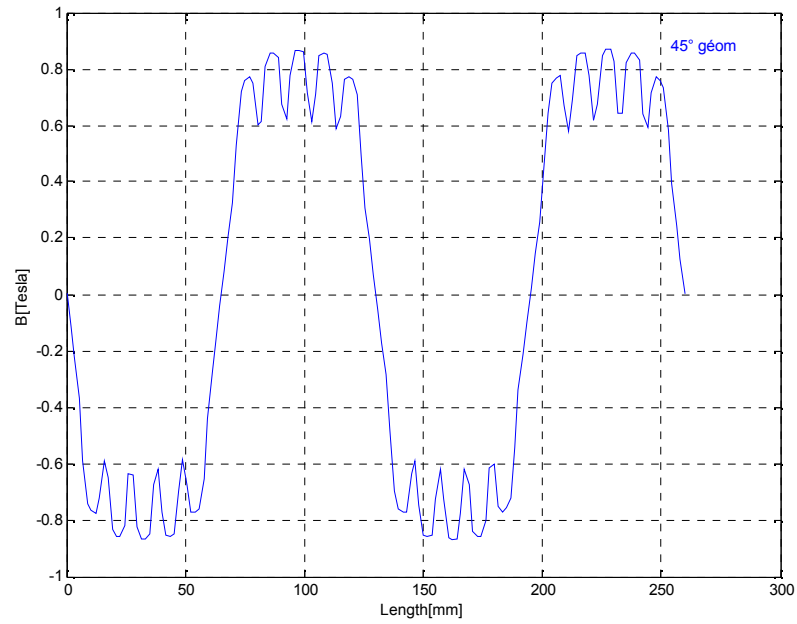


Figure40 : Variation de l'induction normale pour une position du rotor 45° géométrique

- **Cartographie des lignes d'induction magnétique dues aux aimants et aux courants statoriques pour une position du rotor de 33.75° géométrique :**

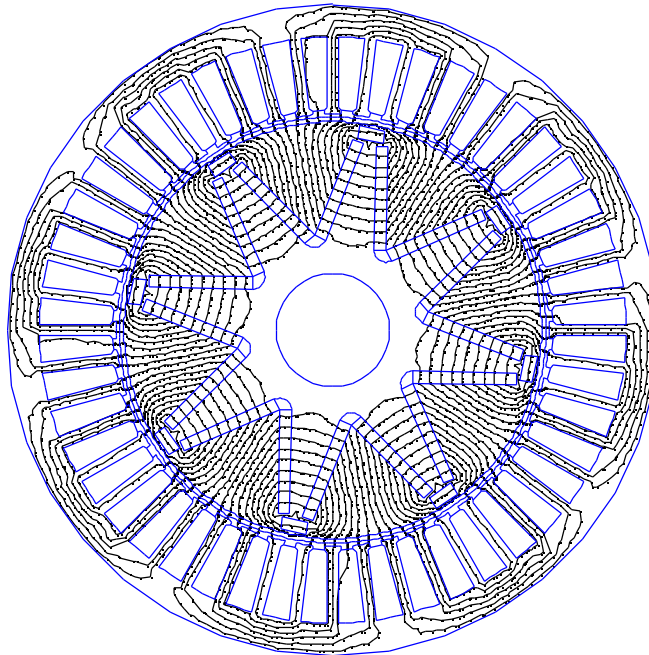


Figure41 : Répartition des lignes d'induction magnétique dues aux courants et aux aimants pour une position du rotor de 33.75° géométrique

- Répartition de la densité de flux dus aux aimants et aux courants pour une position du rotor de 33.75° géométrique :

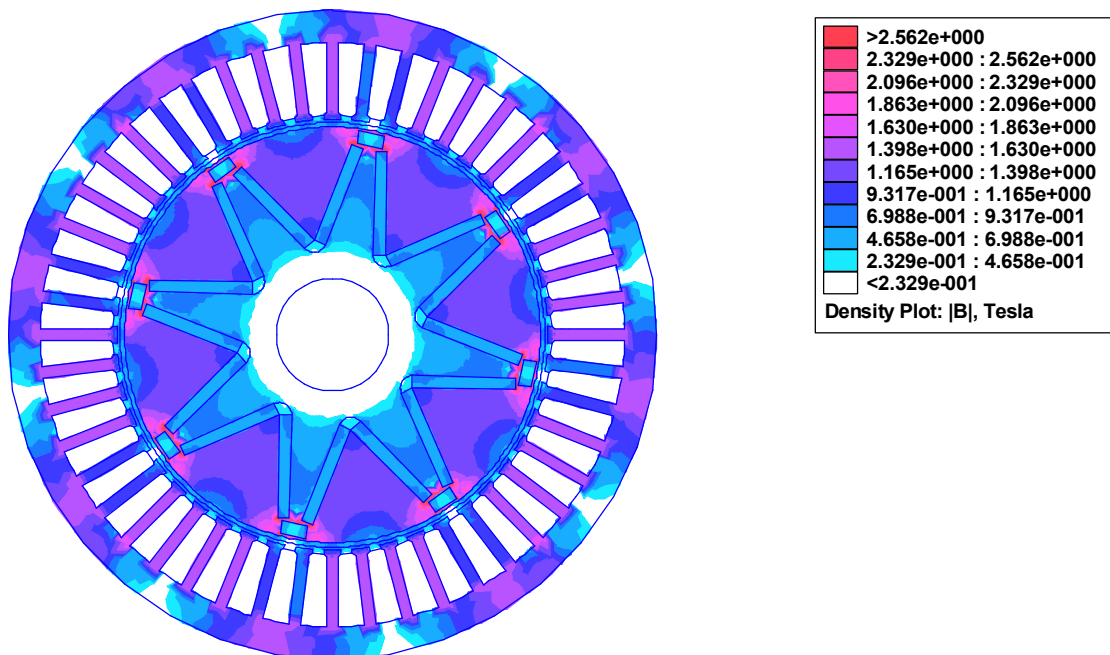


Figure42 : Variation de l'induction magnétique pour différentes positions du rotor

- Influence de la position du rotor pour une induction créée par les aimants et les courants du stator :

On remarque que l'amplitude de l'induction normale varie pour chaque position du rotor et garde une période constante sur toute l'ouverture des aimants.

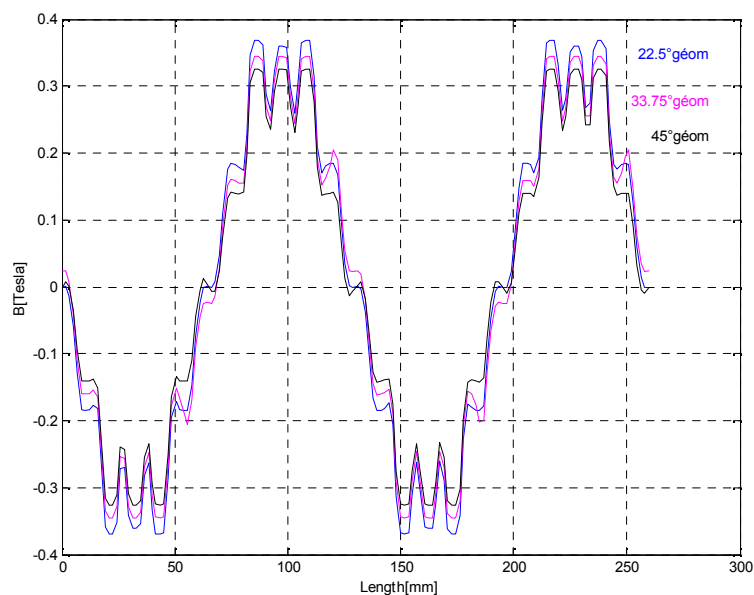


Figure43 : Variation de l'induction magnétique pour différentes positions du rotor

III-7-Etude dynamique :

- **Evolution du couple de détente**

Un déplacement quelconque de l'aimant par rapport à sa position de symétrie, vis-à-vis des encoches, induit un effort sur ce même aimant, d'où un couple sur tout le rotor. Ce couple mesurable est déterminé à vide.

Le calcul du couple de détente a été effectué pour différentes positions du rotor. Nous obtenons ainsi la courbe 44.

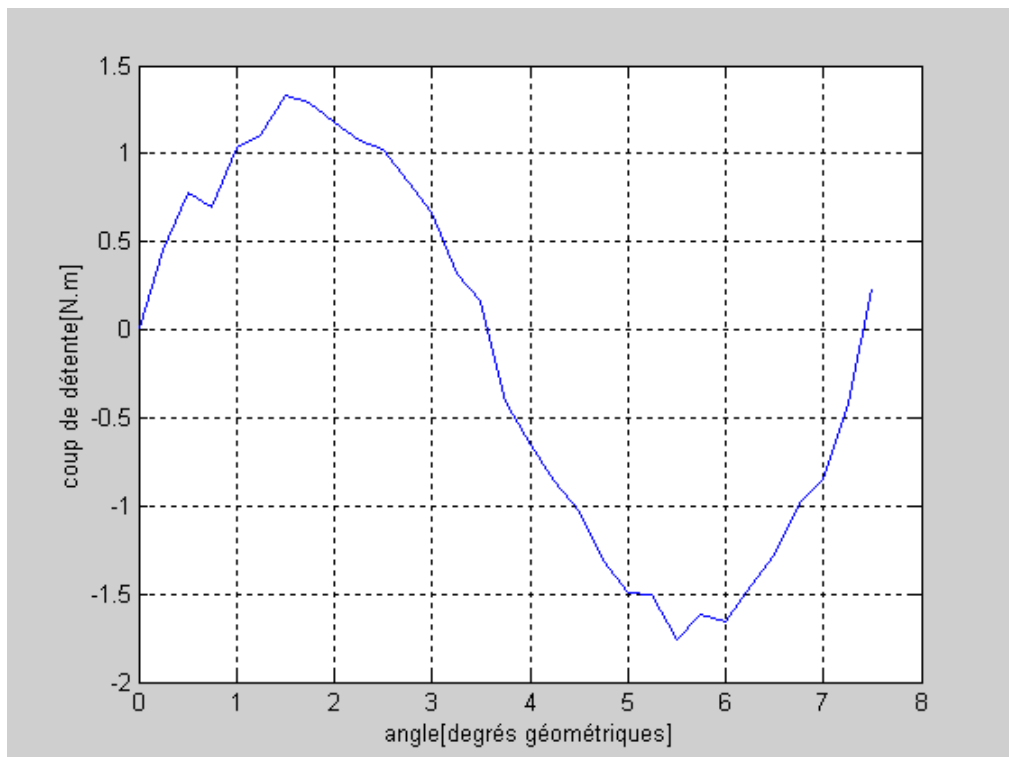


Figure 44 : Evolution du couple de détente

Celle-ci est périodique sur un pas dentaire, l'amplitude du couple est relativement faible.

- **Evolution du couple de réluctance**

Il résulte de l'interaction des courants statoriques et l'anisotropie rotorique.

La figure 45 montre l'évolution du couple de réluctance en fonction de la position du rotor en degré géométrique.

La forme générale de la courbe est périodique et la valeur maximale du couple est de 3.5N.m

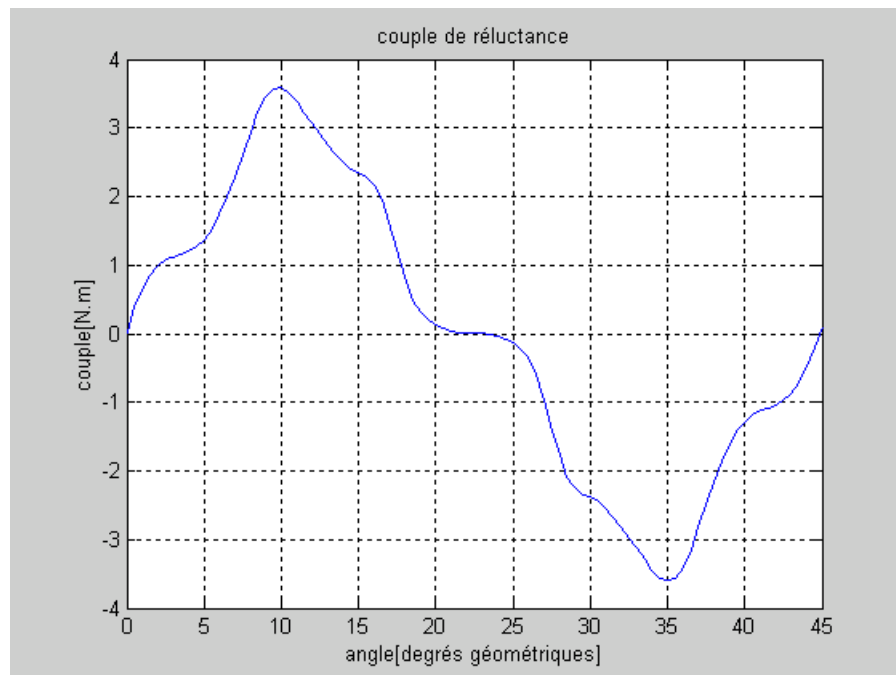


Figure45 : Evolution du couple de réluctance

- **Evolution du couple global :**

Le couple global d'une machine synchrone à aimants permanents est la composition du couple d'interaction et le couple de détente, la courbe est représentée sur la figure 46.

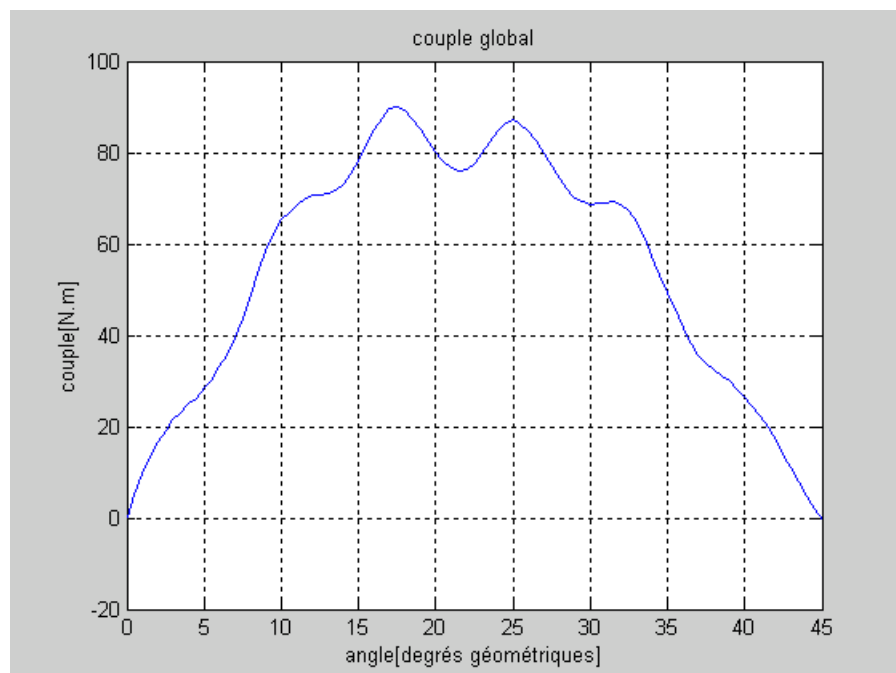


Figure46 : Evolution du couple total

On remarque que la valeur du couple est très importante.

II-8-Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de la simulation, pour ce faire, nous avons développé un programme complet sous environnement Lua pour le tracé de la structure de la machine, garnissage des zones magnétiques, prise en compte du mouvement avec la méthode du remaillage ainsi que l'étude de l'évolution de l'induction magnétique B , du potentiel vecteur A , du couple de détente, de réluctance et couple global.....etc.

La machine étudiée présente un couple réluctant relativement faible puisqu'il représente moins de 4% du couple global.

La saillance de ce type de machines est donc faible, et peut présenter un fonctionnement analogue à celui des machines à pôles lisses.

D'autre part, les résultats que nous avons obtenus sont relativement proches des études faites sur la même machine [43].

CONCLUSION

GÉNÉRALE

Conclusion générale :

Ce travail a été consacré à l'étude du comportement d'une machine synchrone à aimants permanents à aimants enterrés avec alimentation en BDCM.

Pour cela, une modélisation des phénomènes électromagnétiques en jeu dans la machine est nécessaire. La méthode des éléments finis est utilisée pour la résolution des équations aux dérivées partielles.

Un logiciel de calcul par éléments finis (FEMM) est utilisé pour sa simplicité : la structure de la machine est définie en deux dimensions sous forme graphique.

Un programme a été élaboré sur environnement LUA afin d'étudier l'évolution de l'induction magnétique, du potentiel vecteur A , du champ magnétique, du couple ainsi que la répartition de la densité de flux magnétique dans la machine pour plusieurs positions du rotor.

Nous avons constaté que la présence de la cage d'écureuil, en plus des atouts majeurs qu'elle présente en fonctionnement dynamique (démarrage direct sur réseau, élimination du risque de décrochage...) permet d'éviter à la machine un court-circuit des aimants enterrés dans du fer magnétique.

D'autre part, nous avons remarqué que la machine étudiée présente un couple réactif qui représente moins de 4% du couple global. La saillance de ce type de machines est donc faible, et peut présenter un fonctionnement analogue à celui des machines à pôles lisses.

Enfin, nous avons également vérifié que les résultats obtenus sont relativement proches des études antérieures faites sur la même machine [43].

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] Y. Boutora, « Calcul d'une BDCM excitée par des aimants à aimantation parallèle », Mémoire de Magistère, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [2] Bernard Schneides et Alain Beuret, « Electricité au service des machines » Yverdon-les-Bains, le 5 septembre 2007.
- [3] G.Guy, C Guy, « Actionneurs Electriques Principes Modèles Commande », Edition Eyrolles 2000.
- [4] G.Lcroux, « Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements » Lavoisier 1977
- [5] G. Segueie, F. Notelet, « Electrotechnique Industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1995.
- [6] K. Reichert, W. Cai, D. Fulton, « Design of permanents magnet motors with low torque Ripples», In Proc, Conf, ICEM 2000.
- [7] J. Gros, « Définition d'un actionneur à aimants permanents et électronique intégrée pour L'automobile » PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1992.
- [8] A.j. Moses, F. Alaemi, « Improvement of permanent magnet machines performances by Including magnetic shells into the rotor geometry » In journal of Magnetism and Magnetic, Pages 254-255, 2003.
- [9] P. Brissoneau, A. Kedous, D. Lebonc, « Etude des pertes dans les tôles magnétiques soumises à des vibrations d'induction $b(t)$ de forme trapézoïdales » IEEE Tronc, Mag-20, 5,20, 1984.
- [10] A.J. Mitcham, J.J. Cullen, «Motors and drives for surface Ship Propulsion Comparison Of Technologies » Electric propulsion the effective solution, 5-6 octobre 1995.
- [11]P. Lattelier, Jeumont Industrie « Les Machines à aimants permanents de grandes puissances dans les systèmes de propulsion électrique » REE, No9, Oct. 2000.
- [12] J. Cros, P. Viarouge « Synthesis of high performance Pm motors with concentrated Windings » IEEE Transactions on Energy conversion, volume 17, Issue 2, Juin 2004.
- [13] F. Libert, J. Soulard « Investigation on pole –slot combinations for permanent magnet Machines with concentrated windings» Proceedings of the international conference on Electrical Machines, ICEM 2004. September 2004.
- [14] A. Noël, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar « A novel approach to reduce short circuit Current of Pm Machines» ICEM04.
- [15] F. Magnussen, H. Lendenmann, «Parasitic effects in PM Machines with concentrated Windings » IAS 2005 40th Annual Meeting Hong Kong 2005, Volume 2, pp1045-1049.

- [16] P. salminen « Fractional-Slot permanent magnet synchronous motors for low speed Applications » These de doctorat, Lappeenranta University of Technology.
- [17] M. Olozewski «Fractional-Slot surface Mounted Pm Motors with concentrated windings for HEV traction drives » Oak Ridge National Laboratory, report ONRL/TM 2005.
- [18] A. Parvianen, J. Pyhönen, M. Niemelä, « Axial Flux permanent Magnet synchronous Motor With sinusoïdal shaped Magnets » ISEF 2001, Corocovie, Pologne septembre 2001.
- [19] A.J. Mitcham, «Transverse flux motors for electric propulsion of ships » IEE 18 jun 1997.
- [20] S. M. Husband, A.G. Hodge, «The rolls –Royce transverse flux motors development », Electric Machines and Drives conference, 2003.
- [21] A.P. Maddison, A. Mecrow, A .G. Jack «Claw pole geometries for hight performance Transverse flux machines » IEMDC'97.
- [22] P. Anpalhan, J. Soulard, H.P. Nee, «Design steps towards a hight power factor transverse Flux machine » EPE 2001, Graz.
- [23] R. Michaux, P. Letellier, « Les machines discoïdes à champ axial dans les systèmes de Propulsion électriques », REE No3/1997.
- [24] P. Letellier, « Electrical propulsion motors », These, October 1995.
- [25] R. Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise En compte des harmoniques d'espace et de temps », These, Octobre 2006.
- [26] A. Morel, F. Kools, P. Tenaud, J.M. Breton, J. Teillet, « Les aimants permanents de type Hexaferrite, optimisation des proprietés magnétiques et nouvelles perspectives » Matériaux 2002.
- [27] J. G. West, « rapport coût/puissance à 100°C et 150°C d'aimants permanents » Mars 2002
- [28] J.A. Bavay, J. Verdun, « Alliages Fer-Silicium », Techniques de l'ingénieur, D2110.
- [29] C. Carlos, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des Motors - Asynchrones », Edition Hermès Science Europ, 2000.
- [30] A. Kassatkine, « Electrotechnique élémentaire », Edition Mir, Moscou 1987.
- [31] G. Sturtzer, « Modélisation et commande des Moteurs triphasés », Edition ellipses, 2000.
- [32] B. Multon, « Application des aimants aux machines électriques », ENS, Antenne de Bretonne.
- [33] Ph. Viarouge, M. Lajoie-Mazenc, « Alimentation des machines synchrones », techniques de L'ingénieur, D3630, 1999.
- [34] C. Cester, « Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones Alimentées par onduleur à MLI », Phd thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.
- [35] C. Messier, « modélisation et conception de moteurs à aimants permanents asynchrones Synchronisés à l'aide du calcul des champs », thèse, août 1999.

- [36] Serway, Physique 2, « Electricité et magnétique » 3^{ème} édition, canada. 1992.
- [37] J.C. Sabonnadiere et J.L. Coulomb, « calcul des champs électriques e l'ingénieur », Grenoble, 1987.
- [38] H. Becha, « Modélisation des phénomènes électromagnétiques couplés par des volumes finis et de la paramétrisation dans les systèmes amagnétiques de chauffage par induction », thèse de Magister, Univ de Biskra, 2001.
- [39] Peccolo, Marie-Ange, « Contribution à la modélisation des machines asynchrones par la résolution pas à pas de l'équation du champ », Thèse, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1990.
- [40] Suhas, V. Patankar, « Numerical heat transfer and fluid », Series in computational Methods In Mechanics and thermal sciences.
- [41] Hoole, « Computer and analysis and design of electromagnetic », 1989.
- [42] L. Miegville, « couplage magnétothermique par la technique de paramétrisation », rapport DEA, Nantes, Août 1996.
- [43] Peter Thelin, « Design and evolution of a compact 15 KW PM Integral Motor » Royal Institute of Technology Department of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics Stockholm 2002.