

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



UNIVERSITE MOULOUD MAMERI DE TIZI-OUZOU
FACULTE de génie électrique et d'informatique
Département D'Electrotechnique

Mémoire de Fin d'Etude **De MASTER ACADEMIQUE**

Spécialité : Réseaux électriques

Filière : Génie Electrique

Présenté par :

Mr : DOURARI ILYES

Mémoire dirigé par : Mr.Y.BOUTORA

Thème

Calcul analytique du champ dans une **machine synchrone à aimants permanents à** **pôles lisses**

Mémoire soutenu publiquement le : 27 septembre 2017 devant le jury
composé de :

Mr M.RACHEK

Professeur, UMMTO, Président

Mr Y.BOUTORA

MCA, UMMTO, Encadreur

Mr M.ZAOUIA

MCA, UMMTO, Examineur

Mr ARAB L'HACENE

MCA, UMMTO, Examineur

REMERCIEMENTS

Qu'il soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers dieu de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'étude.

*Je tiens remercier mon encadreur Monsieur **Y. BOUTORA** pour m'avoir encadré et accueilli dans son laboratoire, ses qualités humaines m'ont permis de réaliser cette thèse dans les meilleures conditions.*

*Je remercie vivement Monsieur **M.RACHEQ** qui m'a fait l'honneur de présider le jury de soutenance.*

*Je remercie également Monsieur **M.ZAOUIA** pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

*Je remercie également Monsieur **ARAB L'HACENE** pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

Dédicaces

*A ma chère mère et mon cher père qui ont fait de
moi ce que*

Je suis par leurs sacrifices.

A mes frère : Farid, Yazid, Mohamed.

Et à tous mes cousins et cousines.

*A tous mes amis : Malik, Mouloud, Khaled, Hocine,
Farid, Reda, Redouane, Karima, et à tous ceux qui
me connaissent de près ou de loin.*

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I: Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Présentation de la machine à aimant permanent	4
I.2.1. Machines à aimant permanent	5
I.2.2. Machines synchrones à rotor bobinés	6
I.2.2.1. Machines synchrones à rotor bobinés à pôles lisses	6
I.2.2.2. Machines à pôles saillants	6
I.3. Les différents type d'aimant permanents.....	6
I.4. Couples des machines synchrone à aimant permanents	8
I.4.1. Couples de détente	9
I.4.2. Couples reluctance	9
I.4.3. Couples mutuel	9
I.5. Avantage des machines à aimants permanents	9
I.6. Inconvénients des machines synchrones à aimant permanents.....	10
I.7. Comparaison entre la MSAP et les autre machines électriques.....	11
I.8. Domaines d'application des machines synchrones	12
I.9. Principe de l'autopilotage des machines synchrones	12
I.10. Les différents modes d'alimentation des MSAP	13
I.10.1. Alimentation par un commutateur de courant... ..	13
I.10.2. Alimentation par un onduleur de tension.....	13
I.11. Conclusion.....	14

Chapitre II : Calcul de champ dans les machines synchrones à pôles lisses.	
II.1. Introduction	15
II.2. Hypothèses à adoptées.	15

II.3. Equations générales	15
II.4. Modélisations des aimants	16
II.4.1. Modèles colombien...	16
II.4.2. Modèles ampériens.	16
II.5. Calcul analytique des machines à pôles lisses	17
II.6. Potentiel vecteur crée par les aimants radiaux.....	18
II.6.1. Méthode de séparation des variables.....	20
II.6.2. Expression du potentiel vecteur crée par les aimants radiaux	21
II.7. Potentiel vecteur crée par les courants statoriques.....	25
II.7.1. Modèle des courants statoriques.....	25
II.7.2. Potentiel vecteur crée par les courants statoriques.	25
II.8. Conclusion.....	27

Chapitre III : calcul analytique

III.1. Introduction.....	28
III.2. Structure étudiée.....	28
III.3. Répartition de l'induction dans l'entrefer magnétique.....	29
III.3.1. Répartition de l'induction au niveau du rayon d'alésage	29
III.3.2. Répartition de l'induction au niveau de la surface des aimants.....	30
III.3.3. Répartition de l'induction au niveau de la surface interne des aimants... ..	31
III.3.4. Répartition de l'induction au niveau du rayon moyen des aimants.....	31
III.4. Influence des paramètres de la machine sur la distribution d'induction au niveau du rayon d'alésage	32
III.4.1. Influence de l'épaisseur d'entrefer	32
III.4.2. Influence de l'ouverture des aimants	33
III.4.3. Influence de l'épaisseur des aimants	33
III.5. Conclusion.....	35
Conclusion générale.....	35
Bibliographie.....	37

Introduction générale

L'industrie des machines électriques a connue un grand essor avec l'avènement de semi-conducteurs et de nouveaux matériaux pour aimant permanents.

L'apparition d'aimants de plus en plus performants à base de terres rares a provoqué un intérêt grandissant pour leur utilisation comme inducteurs de machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques.

Le moteur synchrone autopiloté à aimants est l'une des solutions largement employée. Ce type d'association se développe dans les gammes des petites et moyennes puissances pour les systèmes de positionnement en robotique et lorsqu'on recherche un couple massique élevé dans des procédés à vitesses variables.

La machine synchrone à aimant permanent [MSAP] est une machine synchrone dans laquelle on remplace l'excitation électrique au niveau du rotor par des aimants permanents qui assurent la production d'un champ magnétique jouant le même rôle que le champ électromagnétique créé par les bobines excitatrices au niveau du rotor.

Les machines synchrones à aimants sont de plus en plus utilisées en industrie dans les applications en robotique. Ces machines nous permettent d'avoir des actionneurs avec un faible moment d'inertie, une puissance massique élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable.

L'excitation de MSAP au moyen d'aimants permanents permet la suppression des contacts glissants, ce qui permet la réduction de maintenance et facilite le travail de la machine, elle permet également de placer un grand nombre de pôles et de réduire les pertes d'excitation.

Les performances d'une machine à aimant se jugent sur certains critères qui sont : maximum de puissance, minimum de pertes, un minimum d'ondulation du couple.

Pour obtenir un couple volumique important avec un minimum de pulsations, il faut faire un bon choix de la structure et du type d'alimentation ; ce choix est influencé par le sens, la nuance et l'ouverture sur un pas polaire des aimants.

Dans le pré-dimensionnement des machines à aimants, des méthodes ont été développées. Elles sont parfois analytiques et souvent numériques. Les premières sont efficaces mais sont limitées par la complicité géométrique.

Dans notre étude, nous adoptons une méthode analytique de calcul de champ basée sur la méthode de séparation des variables.

Nous nous sommes limités, dans cette étude, au calcul des inductions magnétiques dans l'entrefer. Ce travail a été partagé en trois chapitres.

Le premier chapitre porte sur les aimants permanents, et leurs applications, ainsi que les machines synchrones à aimants.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons un modèle analytique pour la résolution des équations du champ dans le cas considéré (machine à aimants à pôles lisses).

Dans le troisième chapitre, nous étudions l'influence des paramètres géométriques sur l'induction dans l'entrefer (nombre de paires de pôles, hauteur des aimants, ouverture des aimants et entrefer mécanique.).

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

I.1.Introduction

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors 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 machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique.

Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

Dans ce premier chapitre, nous présentons les différents types d'aimants permanents ainsi que les couples des machines synchrones et leur avantage et l'inconvénient et aussi le domaine d'application ainsi que les différents modes d'alimentation de ces machines.[01].

I-2- Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.

[02] , [03].

Historiquement, les premiers aimants permanents sont été utilisés au début du XIX^{eme} siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou de terres rares (par exemple du type samarium cobalt, néodyme fer bore,...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages à savoir:

- Induction de saturation élevée,
- Faible désaimantation,
- Densité de puissance massique élevée,
- Energie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types des machines.

Pour la MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes Joule rotoriques.

La machine synchrone à aimants permanents est largement utilisée dans plusieurs applications comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique,...etc.

Le domaine d'emploi de la MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatts à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement.

L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués.



Fig. I.1 Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW

I-2-1-Machines à aimants permanents [04,05].

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H. (Figure.I.2).

Cette courbe est caractérisée par :

- l'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- le champ coercitif, H_{CB} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- le champ coercitif de polarisation, H_{ch} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie, $(B.H)_{max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.

En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

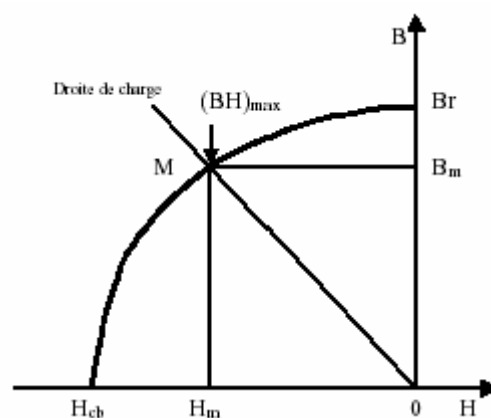


Fig. I.2: Courbe de désaimantation d'un aimant permanent

I-2-2-Machine synchrone à rotor bobinés

Dans le cas des machines à rotors bobinés, le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le rotor est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatifs. L'obtention d'un couple de valeur moyenne non nulle passe alors par la vérification de condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre la vitesse du champ tournant statorique et la vitesse du champ tournant rotorique.

I-2-2-1- Machines synchrones 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. 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 structural jouant sur la forme d'onde des f.e.m attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des f.e.m sinusoïdales à très faible taux d'harmonique.

I-2-2-2- Machines synchrones à rotor bobinés à pôles saillants :

Pour les machines à rotor à pôles saillants, les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaire massifs ou feuilletés.

Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud ; les enrôlements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair; il varie suivant la machine. Elles sont utilisées pour des applications qui nécessitent une simplicité de constitution. Ce type de machines possède un faible facteur puissant pour les faibles puissances.

I-3-Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types :

- **Les Alnico:**

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils possèdent alors des caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de

par leur composition métallique, ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

- **Les Ferrites:** formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques, ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie –prix.

- **Les alliages métaux – terres rares:**

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

La figure. I.3 donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

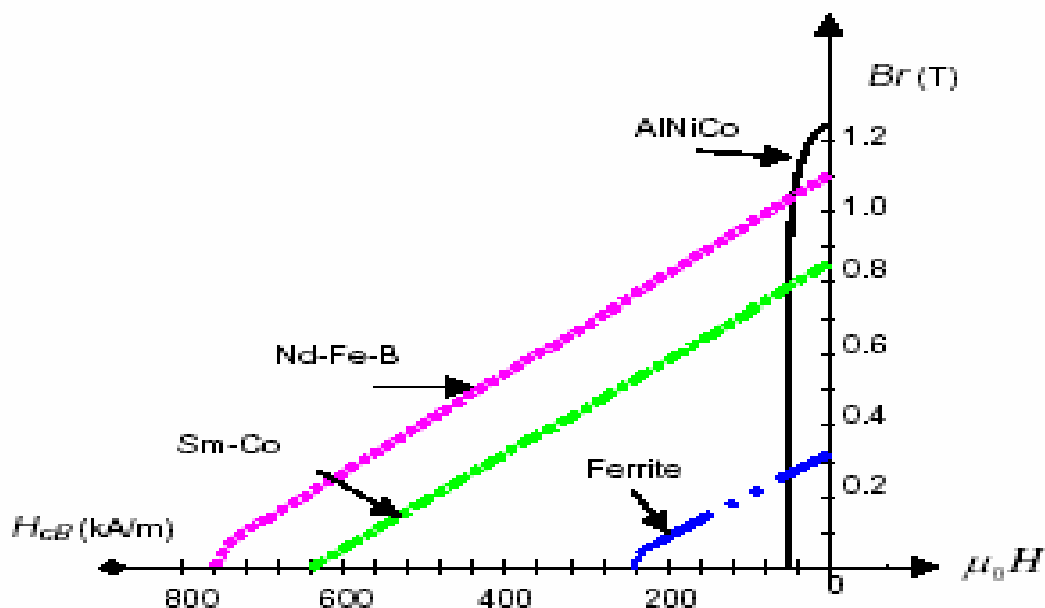


Fig. I.3 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants

Le choix des aimants est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.[02,06].

Type d'aimants	Densité d'énergie (BH) max (k J /	Induction rémanente Br (T) à 25°C	Champ coercitif -H _c (kA/m)	Température T _{max} (°C)	Prix (€ / Kg)
NdFeB	200-380	1,2-1,5	900-2000	140 -220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm2 Co17	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites barium	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

Tableau I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants.

I-4- Couple des machines synchrones à aimants permanents

Les performances d'une machine à aimants permanent se jugent sur certains critères qui sont :

- Maximum de puissance.
- Minimum de volume total.
- Minimum de volume d'aimant.
- Minimum de pertes.
- Minimum d'ondulation du couple.

Pour obtenir un couple volumique important avec un minimum de pulsations, il faut faire un bon choix de la structure et une bonne alimentation.

I-4-1- Couple de détente

Quand les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable qui entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente ; pour le minimiser, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage, il est donc préférable d'incliner les aimants plutôt que les encoches.

I-4-2- Couple réluctant

Aussi appelé couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor. Il faut noter que dans le cas des aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor, il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte.

I-4-3- Couple mutuel

Il est dû à l'interaction des champs statorique et rotorique.

I-5- Avantages des machines à aimants permanents [07].

Lors de la construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), la suppression des bobinages d'excitation et leur remplacement par des aimants permanents procurent beaucoup d'avantages:

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré,
- Une faible inertie et un couple massique élevé,
- Une meilleure performance dynamique,
- Construction et maintenance plus simple,
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague balais dans ces machines.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants:

- Performance du moteur,
- Poids du moteur,
- Dimension du moteur,
- Rendement du moteur,

- Facteur économique.

I-6- Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents

- Commutateur mécanique remplacé par un commutateur autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu,

- Prix des aimants le rend plus cher,
- La présence de pulsation de couple,
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation dans des contraintes physiques comme la température max, courant max....etc,

I-7-Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques [08].

Dans le tableau I.2, les caractéristiques des différentes machines sont comparées à celles de la MSAP. (Bénéfices et inconvénients).

MACHINE	CARACTERISTIQUES
MSAP	• excitation assurée par les aimants. • pertes associées à la composante magnétisante négligeable. • possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés. • dégradation des performances avec l'augmentation de la température. • possibilité démagnétisation des aimants (température, pic de courant,défluxage...)
Machine synchrone conventionnelle	• exige une alimentation auxiliaire à courant continu pour alimenter le circuit d'excitation • commande très complexe • faible couple volumique • mauvais rendement global • mauvais facteur de puissance • pertes Joules au rotor difficiles à évacuer. • robuste
Machine à courant continu	• alimentation continue supplémentaire • présence des contacts tournants • maintenance régulière des balais • manquer obustesse • grandes pertes dans l'inducteur

Tableau I.2 comparaison entre les différents types des machines.

I-8- Domaines d'application des machines synchrones [09].

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

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

I-9- Principe de l'autopilotage des machines synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les f.e.m de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition, le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine.

Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte.

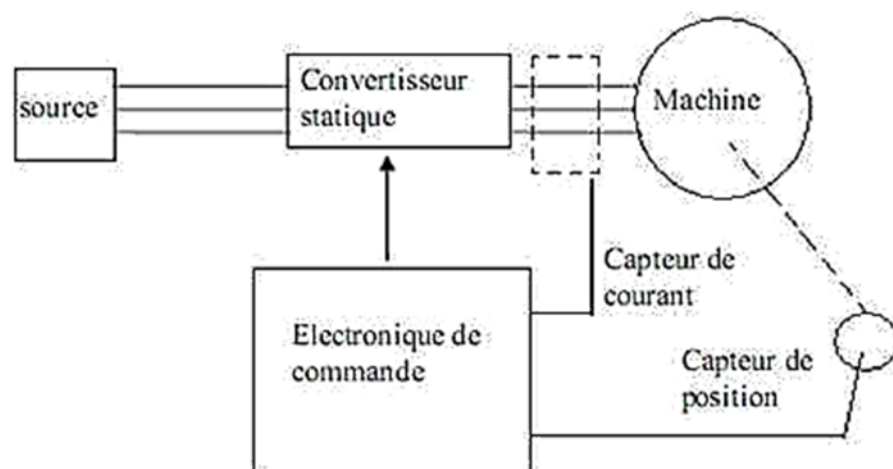


Fig.I.5 Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone.

I-10- Différents modes d'alimentation des MSAP

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire. Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économiques, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement.[10].

Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux techniques, leurs avantages, leurs inconvénients.

I-10-1- Alimentation par un commutateur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, le courant doit être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée. En même temps, la commutation peut être aussi forcée, par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci.

Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant.

I-10-2- Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Faciles à commander, leur grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, ils

présentent les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et ils se prêtent aussi particulièrement bien à la mise en parallèle.

Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif) et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage.[08] ,[12].

I-11- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu les généralités sur les machines synchrones à aimants permanents, les différents types de ces composants, ses différentes modes d'alimentations et surtout ses différentes caractéristiques électriques et mécaniques.

Le chapitre suivant portera sur le calcul de champ dans les machines synchrones à pôles lisses.

II-1- Introduction

Les grandeurs caractéristiques d'une machine à aimants permanent peuvent être déterminées par différentes méthodes dont les plus utilisées sont celles se basant sur un calcul de champ.

Les méthodes analytiques de calcul de champ se révèlent fort intéressantes lorsque la structure étudiée présente des géométries simples.

Les machines à aimants à rotor lisse qui sont généralement à large entrefer magnétique se prêtent bien à de telles méthodes [13].

Ces méthodes constituent un outil efficace pour réaliser une étude paramétrique.

Elles permettent en outre d'effectuer un pré dimensionnement géométrique rapide. Nous , nous proposons de développer un modèle d'étude bidimensionnel , utilisant des solutions analytiques , pour calculer des structures de machines à aimants à rotor lisse en fonctionnement synchrone autopiloté. Nous nous intéressons, en particulier, au calcul des structures à aimantation radiale. Les expressions des potentiels vecteurs, d'aux aimants radiaux et aux courants statoriques, sont déterminés séparément.

II-2- Hypothèses adoptées

Pour pouvoir résoudre les équations de champ dans la machine, des hypothèses simplificatrices et concordantes sont nécessaires, on considère alors :

- Un stator et un rotor lisse de perméabilités supposés très grandes
- La conductivité des différentes régions (fer, air, aimants) est considérée négligeable.
- L'analyse est bidimensionnelle (2-D) et rapportée à une section droite dans la zone active de la machine, celle-ci est supposée de longueur infinie, les effets d'extrémités sont supposés négligeables.
- Effet de saturation négligé [14],[15].

II-3- Equations générales

On a un problème de magnétostatique régi par les équations fondamentales suivantes :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{II} - 1)$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II} - 2)$$

Comme $\vec{B}$ est un vecteur à flux conservatif, il existe alors un vecteur $\vec{A}$ tel que

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot A} \quad (II - 3)$$

Ce vecteur est appelé vecteur potentiel magnétique, et n'est entièrement défini que si l'on impose une condition supplémentaire, soit la condition de jauge :

$$div \vec{A} = 0 \quad (II - 4)$$

Cette condition nous assure l'unicité de la solution dans toute la région de l'entrefer magnétique.

II-4- Modélisation des aimants

Dans tous l'entrefer magnétique, l'induction est régie par les équations (II - 1) et (II - 2) comme suit :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M}$$

à l'intérieur comme à l'extérieur de l'aimant ($\vec{B} = 0$), ce dernier peut être représenté par deux modèles : le modèle coulombien et le modèle Ampérien.

II-4-1- Modèles coulombien

Le potentiel scalaire crée par l'aimantation $\vec{M}$ est le même que celui crée par deux distribution de charges magnétique (ou masses magnétiques).

a- Une densité superficielle

$$\sigma = \vec{M} \cdot \vec{n} \quad (II - 5)$$

Celle-ci est répartie sur la surface interne et externe des aimants par une aimantation radiale.

b- Une densité volumique

$$\rho = -div. \vec{M} \quad (II - 6)$$

Où $\vec{n}$ représente le vecteur normal sortant des surfaces où se situent les charges.

II-4-2- Modèle Ampérien

Dans ce modèle, les aimants sont équivalents à des densités volumiques et surfacique de courant, réparties respectivement dans le volume et sur la surface des aimants.

$$\vec{j} = rot \vec{M} \quad (II - 7)$$

En l'absence de densité de courants volumiques ($rot M = 0$), l'induction produite par les aimants sera donc la même que celle engendrée par une densité superficielle de courant donnée ;

$$\vec{j} = \vec{M} \wedge \vec{n} \quad (II - 8)$$

Celle-ci est répartie, selon le sens de l'aimantation, sur :

Les flancs latéraux des aimants pour une aimantation radiale

Les surfaces internes et externes des aimants dans le cas d'une aimantation azimutale.

II-5- Calcul analytique des machines à pôles lisses

La figure ci-dessus représente la structure que nous nous proposons d'étudier .Elle est constituée d'un stator cylindrique , en matériau ferromagnétique , sur lequel sont fixés des aimants radiaux en forme de « tuile » , qui n'occupent pas nécessairement un pas polaire.

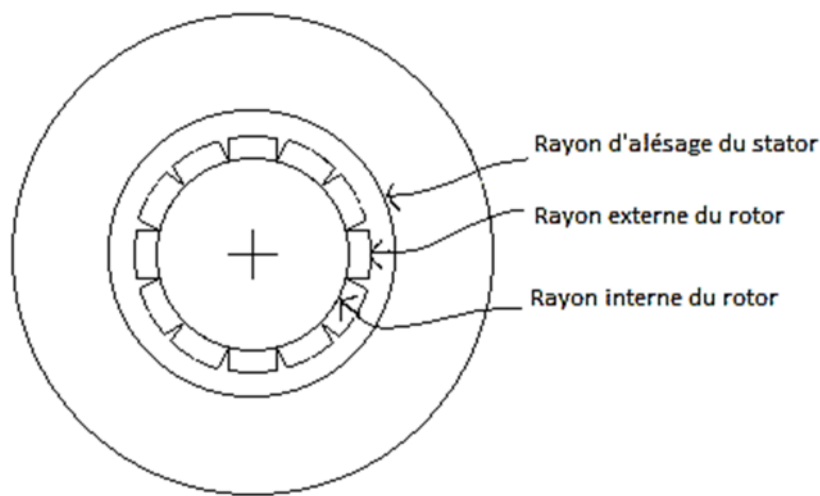


Fig II-1: Structure d'une machine synchrone à aimant à rotor lisse.

Ces aimants à base de terre- rares (Nd Fe B, Sm Co), sont constitués par des barreaux élémentaires.

Les notion adoptée , pour les différentes grandeurs de la structure définie ci-dessous sont :

θ_0 : Demi - ouverture du rotor.

r_i : Rayon interne du rotor.

r_0 : Rayon externe du rotor.

r_a : Rayon d'alésage du rotor.

Le problème se ramène à résoudre l'équation de position dans tout l'entrefer

magnétique délimité par le stator et rotor et le rotor, la perméabilité relative de l'aimant étant supposée à l'unité.

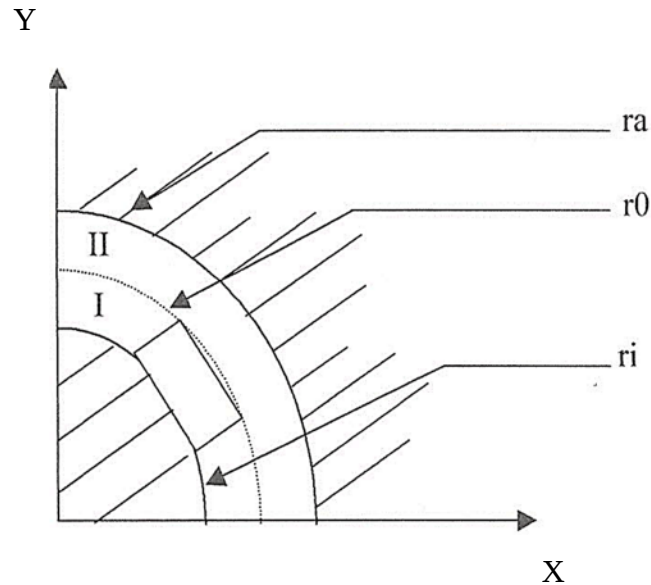


Fig .II-2 : structure d'une machine à aimant sous un pôle

Cet entrefer se compose de deux zones :

La zone (I) contenant les aimants $r_i < r < r_0$.

La zone (II) située au dessus des aimants $r_0 < r < r_a$ (entrefer mécanique).

La polarisation magnétique des aimants ou bien la valeur de l'alimentation au niveau du rayon moyen (r_m) est donnée comme suit :

$$M(r) = M \frac{r_m}{r}, \text{ avec } r_m = \frac{r_0 + r_i}{2} \quad (\text{II} - 9)$$

II-6- Potentiel vecteur créé par les aimants radiaux

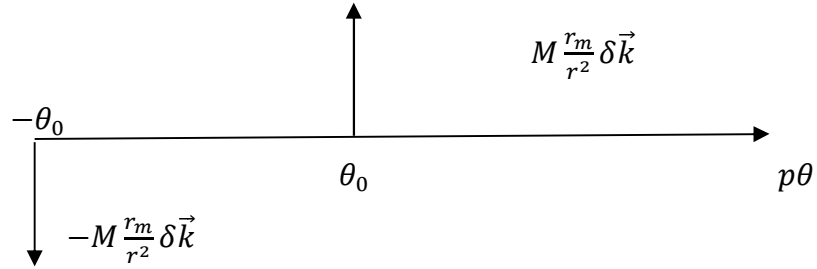
Les aimants contenus dans la zone (1) sont remplacés par des courants superficiels, situés dans le vide au niveau des flancs des aimants. Nous définissons ainsi une distribution périodique de courants.

Celle-ci est équivalente, au sens mathématique des distributions à une distribution de **DIRAC** (fig(2)) dont l'amplitude est donnée par :

$M(r) = M \frac{r_m}{r}$, cette densité volumique de courant périodique est répartie dans la zone (I) sur la machine.

P : Nombre de paire de pôle.

θ : Position angulaire en degré mécanique.



FigII-3 : Distribution des courants équivalents au sens mathématique.

P : Nombre de paires de pôles.

θ : Position angulaire en degré mécanique.

Cette distribution est facilement développable en série de Fourier.

Les courants dans la zone (I) sont régis par la distribution suivante :

$$j(r, \theta) = \sum_n j_n \sin((2n + 1)p\theta) \quad (\text{II} - 10)$$

j_n : Coefficient de Fourier d'ordre $(2k+1)$, calculer sur un pas polaire, de la forme :

$$J_s = \frac{4}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} \delta \sin n\theta \cdot d\theta$$

$$J_s = \frac{4}{T} \int_{-\frac{\theta}{p}}^{\frac{\theta}{p}} \delta \sin n\theta \cdot d\theta$$

$$J_s = \frac{8}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \delta \sin n\theta \cdot d\theta$$

$$J_s = \frac{4p}{\pi} \sin n\theta \quad (\text{II} - 11)$$

En coordonné polaire le vecteur aimantation $\vec{M}$ s'écrit :

$$\vec{M} = \begin{bmatrix} M \frac{r_m}{r} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour un aimant à aimantation radiale :

$$\text{rot } \vec{M} = \frac{M}{r^2} r_m \delta_{-\theta_0} \vec{k} + \frac{M}{r^2} r_m \delta_{\theta_0} \vec{k} = u_0 j \quad (\text{II} - 12)$$

Les équations qui décrivent le potentiel vecteur sont :

$$\text{Dans la zone (I)} : \Delta A_1 + u_0 j = 0 \quad (\text{II} - 13)$$

$$\text{Dans la zone (II)} : \Delta A_2 = 0 \quad (\text{II} - 14)$$

Les équations (II – 12) (II – 14), exprimées en coordonnées polaires, s'écrivent :

$$\frac{1}{r^2} \frac{\delta^2 A_1}{\delta \theta^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta A_1}{\delta r} + \frac{\delta^2 A_1}{\delta r^2} + u_0 j(r, \theta) = 0 \quad (\text{II} - 15)$$

$$\frac{1}{r^2} \frac{\delta^2 A_2}{\delta \theta^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta A_2}{\delta r} + \frac{\delta^2 A_2}{\delta r^2} = 0 \quad (\text{II} - 16)$$

La résolution de ces deux équations différentielles se fait par la méthode de séparation de variables. La structure géométrique et la disposition des aimants suggère des solutions qui prennent la même forme dans les deux zones (I) et (II) ainsi, le potentiel vecteur $A(r, \theta)$ s'écrit :

$$A_i(r, \theta) = \sum_n \alpha_m \sin n\theta \quad (\text{II} - 17)$$

Pour la zone (I), $i = 1$

Pour la zone (II), $i = 2$

II-6-1- Méthode de séparation des variables :(problème de Dirichlet)

On démontre en physique mathématique que la solution de l'équation de Laplace est séparable dans un certain nombre de systèmes de coordonnées.

Ceci signifie que cette solution peut être exprimée sous la forme d'un produit de fonctions dont chacune ne dépend que d'une variable indépendante. faut pour cela que les conditions limites présentent une géométrie compatible avec ce système de coordonnées.

L'équation de (II – 17) aux dérivées partielles s'écrit comme suit:

$$\frac{\delta^2 U}{\delta r^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta U}{\delta r} + \frac{1}{r^2} \frac{\delta^2 U}{\delta \theta^2} = 0 \quad (\text{II} - 18)\text{a}$$

$$r^2 \frac{\delta^2 U}{\delta r^2} + r \frac{\delta U}{\delta r} + \frac{\delta^2 U}{\delta \theta^2} = 0 \quad (\text{II} - 18)\text{b}$$

La méthode de séparation des variables consiste à choisir une fonction U telle que :

$$U = \phi(\theta) R(r) \quad (\text{II} - 19)$$

Cette équation devient : (on remplace (II – 19) dans (II – 18)b)

$$r^2 \phi(\theta) R''(r) + r \phi(\theta) R'(r) + \phi''(\theta) R(r) = 0 \quad (\text{II} - 20)$$

Où

$$\frac{\phi''(\theta)}{\phi(\theta)} = \frac{r^2 R''(r) + r R'(r)}{R(r)} = -k^2$$

L'égalité (II – 20) donne deux équations :

$$\phi(\theta) + k^2 \phi(r) = 0 \quad (\text{II} - 21)$$

$$r^2 R''(r) + r R'(r) - k^2 R(r) = 0 \quad (\text{II} - 22)$$

La solution générale de l'équation (II – 21) est :

$$\phi(\theta) = C_n \cos n\theta + D_n \sin n\theta \quad (\text{II} - 23)$$

La solution de l'équation (II – 22) est :

$$R(r) = A_n r^n + B_n r^{-n} \quad (\text{II} - 24) \quad \forall k \neq 0$$

Portons les équations (II – 23) et (II – 24) dans (II – 19) :

$$U = (C_n \cos n\theta + D_n \sin n\theta) (A_n r^n + B_n r^{-n}) \quad (\text{II} - 25)$$

II-6-2- Expression du potentiel vecteur créé par les aimants radiaux

En remplaçant les expressions du potentiel vecteur $\vec{A}$ et de ses dérivées dans les équations (II – 15) et (II – 16), on obtient pour chaque harmonique de rang $(2k+1)$ les équations suivantes :

$$\text{Zone (I)} : \ddot{\alpha}_n(r) + \frac{\dot{\alpha}_n(r)}{r} - \left[\frac{n}{r}\right]^2 \alpha_n(r) + u_0 j = 0 \quad (\text{II} - 26)$$

$$\text{Zone (II)} : r^2 \ddot{\alpha}_n(r) + r \dot{\alpha}_n(r) + [n]^2 \alpha_n(r) = 0 \quad (\text{II} - 27)$$

Le point (.) représente la dérivée par rapport à la variable (r) ; puisque la perméabilité du fer est très grande ($U_f = \infty$) , cela veut dire que les lignes de champ sont parfaitement radiales sur les armatures rotoriques et statoriques par conséquent, l'induction tangentielle est nulle pour $r = r_a$ (rayon d'alésage) et $r > r_i$ (surface interne des aimants).

Les composantes des inductions tangentielle et radiale en coordonnées polaires sont

donnés successivement par:

$$B_t = -\frac{\delta A}{\delta r} \quad (\text{II} - 28)$$

$$B_t = \frac{1}{r} \frac{\delta A}{\delta \theta} \quad (\text{II} - 29)$$

Condition aux limites :

On dispose de deux relations fondamentales, (II – 1) et (II – 2) à ces équation sont associées des Condition aux limites qu'on admet comme postulats :

$$\vec{n}(B_{n_1} - B_{n_2}) = 0 \quad (\text{II} - 30) \quad \vec{n} : \text{vecteur normale à l'interface.}$$

$$\vec{n} \times (H_1 - H_2) = \vec{j}_s \quad (\text{II} - 31)$$

Ce qui assure la condition des composantes normales tangentielles du champ par le courant de surface j_s .

Ces postulats sont validés par l'expérience [16].

Ramené à un problème bidimensionnel, la condition (II – 31) se traduit :

$$H_{t_1} - H_{t_2} = j_s$$

$H_{t_{1,2}}$: composante tangentielle du champ dans l'entrefer.

Pour déterminer α en va appliquer les conditions aux limites pour les courants superficiels équivalents dans la zone (II) (entrefer mécanique).

Au niveau du rayon d'alésage, nous avons :

$$B_{t(r=r_a)} = 0$$

On suppose que le potentiel dans cette zone d'entrefer mécanique présente une solution qui s'écrit comme suit :

$$A_2 = \sum \alpha_n \sin n\theta$$

$$\text{Avec : } \alpha_n = A_n r^n + B_n r^{-n}$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial r} = \sum [n A_n r^{n-1} + n B_n r^{-(n+1)}] = 0$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial r} = n A_n r_a^{n-1} - n B_n r_a^{-(n+1)} = 0 \quad \Rightarrow \quad B_n = r_a^{2n} \cdot A_n \quad (\text{II} - 32)$$

$$\alpha_n = A_n r_a^n \left[\frac{r^n}{r_a^n} + \frac{r_a^n}{r^n} \right]$$

$$\text{On pose: } \alpha_n = A_n r_a^n$$

$$\alpha_n = \text{an} \left[\frac{r^n}{r_a^n} + \frac{r_a^n}{r^n} \right] \quad (\text{II} - 33)$$

$$\alpha_n = \text{an} \left[\left(\frac{r}{r_a} \right)^n + \left(\frac{r_a}{r} \right)^n \right]$$

Pour déterminer C_n et D_n de l'expression (II – 25) on va considérer la zone I :

$$\Delta A_1 + u_0 j = 0$$

Le potentiel, en cette zone d'aimants, présente une solution de la forme :

$$A_1 = \sum \beta_n \sin n\theta$$

$$\frac{\delta^2 \beta_n}{\delta r^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta \beta_n}{\delta \theta} + \frac{n^2}{r^2} \beta_n + u_0 j = 0$$

Résolution avec second membre : $\Delta A_1 = 0$

$$\beta_n = C_n r^n + D_n r^{-n}$$

En $r = r_i$, $B_t = 0$

$$\frac{\partial A_1}{\partial r} = 0 \Rightarrow \frac{\partial}{\partial r} (C_n r^n + D_n r^{-n}) = 0$$

$$nC_n r^{n-1} - D_n r^{-(n+1)} = 0$$

Pour: $r = r_i$

$$n[C_n r_i^{n-1} - D_n r_i^{-(n+1)}] = 0$$

$$C_n r_i^{n-1} = D_n r_i^{-(n+1)} \Rightarrow C_n r_i^{2n} = D_n$$

Donc:

$$\beta_n = C_n r^n + C_n r_i^{2n} r^{-n}$$

On pose: $bn = C_n r_i^n$

$$\beta_n = bn \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^n + \left(\frac{r_i}{r} \right)^n \right]$$

Resolution avec second membre:

$$\frac{n^2}{r^2} \beta_n = -u_0 j \Rightarrow \beta_n = -u_0 j \frac{r^2}{n^2}$$

La solution générale est la somme des deux solutions :

La solution sans second membre avec la solution particulière.

$$\beta_n = bn \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^n + \left(\frac{r_i}{r} \right)^n \right] + c_n \quad (\text{II} - 34)$$

La solution particulière consiste à prendre $\beta_n = c_n$

$$A_1 = \sum c_n \sin n\theta$$

D'où :

$$c_n = -\frac{Mr_m}{r^2} \frac{4p}{\pi} \sin n\theta_0 \quad (\text{II} - 35)$$

Pour déterminer **an** et **bn**, on utilise les condition en $r = r_0$ (surface des aimants)

En : $r = r_0, B_{t_1} = B_{t_2}$, et $B_{r_1} = B_{r_2}$, d'ou $A_1 = A_2$

$$a_n \times \left[\left(\frac{r_0}{r_a} \right)^n + \left(\frac{r_a}{r_0} \right)^n \right] = b_n \times \left[\left(\frac{r_0}{r_i} \right)^n + \left(\frac{r_i}{r_a} \right)^n \right] + c_n \quad (\text{II} - 36)$$

Soit à résoudre cette égalité sachant que :

$$\alpha = \ln\left(\frac{r_a}{r_0}\right) \quad \text{et} \quad \beta = \ln\left(\frac{r_0}{r_i}\right)$$

$$e^\alpha = e^{\ln\left(\frac{r_a}{r_0}\right)} ; \quad e^{n\alpha} = \left(\frac{r_a}{r_0}\right)^n \quad \text{et} \quad e^\beta = \frac{r_0}{r_i} \Rightarrow e^{n\beta} = \left(\frac{r_0}{r_i}\right)^n$$

$$2 a_n \operatorname{ch} n\alpha = 2 b_n \operatorname{ch} n\beta + c_n \quad (\text{II} - 37)$$

$$- a_n \operatorname{sh} n\alpha = b_n \operatorname{ch} n\beta \quad (\text{II} - 37)$$

$$\text{De (II} - 38) \Rightarrow a_n = -b_n \frac{\operatorname{sh}(n\beta)}{\operatorname{sh}(n\alpha)} \quad (\text{II} - 38)$$

On remplace (II - 39) dans (II - 37) et on obtient :

$$b_n = -\frac{c_n \operatorname{sh}(n\alpha)}{\operatorname{sh}n(\alpha+\beta)} \quad (\text{II} - 37)$$

$$a_n = \frac{c_n \operatorname{sh}(n\beta)}{2 \operatorname{sh}n(\alpha+\beta)} \quad (\text{II} - 38)$$

II-7- Potentiel vecteur crée par les courants statoriques

II-7-1- Modèle des courants statoriques

Le stator se compose d'un enroulement triphasé à simple couche. Chaque enroulement comprend deux encoches par pôle et par phase.

Les courants circulant statorique , nous pouvons ainsi définir une densité superficielle de courant équivalente, répartie tout le long d'un stator lisse l'hypothèse du stator lisse reste vérifiée tant que l'on ne s'intéresse pas à la détermination des couples plustoirs et qu'on ne tient pas compte de l'effet de saturation du fer (hypothèse valable pour le cas des machines à pôles lisses)

II-7-2- Potentiel vecteur crée par les courants statoriques

Nous considérons que la commutation des interrupteurs statiques est instantanée, pour le mode d'alimentation adopté. Ainsi, sur un pas polaire, deux tiers des encoches sont alimentées par des courants positifs de formes d'onde rectangulaire

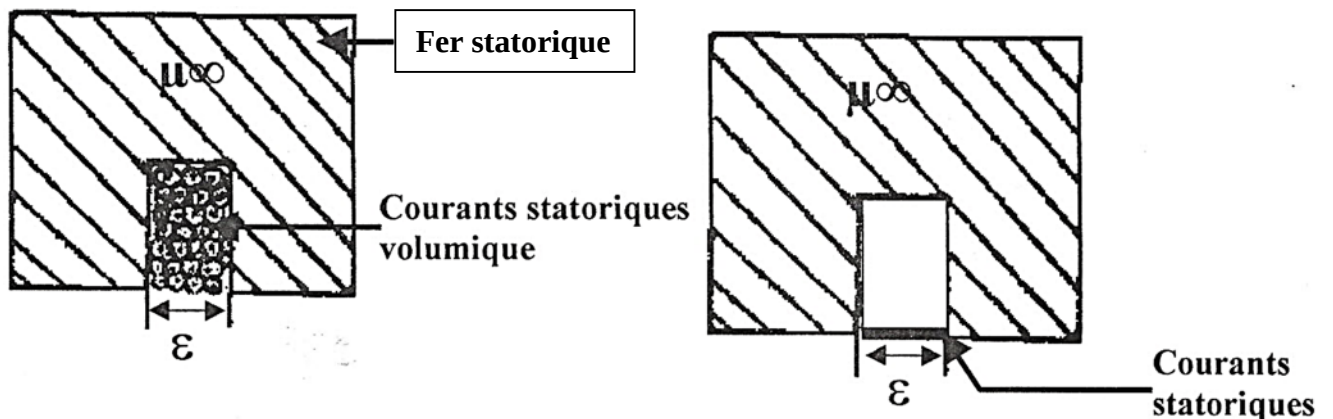


Fig II-4 : Modèle des courants statoriques.

Cette densité superficielle équivalente aux courants qui est répartie au niveau du rayon d'alésage est une fonction périodique égale à $2\tau_D$ décomposable en série de fourier .

$$j_{SK} = \sum j_{CK} \cos n\theta \quad (\text{II} - 39)$$

j_{SK} : est calculé sous un polaire , représente le coefficient de Fourier qui fait apparaître les différents coefficients de bobinages pour chaque harmonique de rang $(2K+1)$.

$$j_{SK} + \frac{4NI}{\epsilon r_a} \cdot F_K \quad (\text{II} - 40)$$

F_K : Coefficients de bobinage d'une bobine monophasé à pas diamétral.

$$F_K = \frac{4}{T} \int_{\frac{\tau_D - \frac{\epsilon}{2}}{2}}^{\frac{\tau_D + \frac{\epsilon}{2}}{2}} \cos n\theta \cdot d\theta + \frac{4p}{\pi} \int_{\frac{3\tau_D - \frac{\epsilon}{2}}{2}}^{\frac{3\tau_D + \frac{\epsilon}{2}}{2}} \cos n\theta' \cdot d\theta' \quad , \text{ et } n = (2K+1)p$$

$$F_K = \frac{4}{\pi} \left[\left(\cos \frac{\tau_D}{2} + \cos 3 \frac{\tau_D}{2} \right) \sin \frac{n\frac{\epsilon}{2}}{2} \right]$$

Dans le domaine de l'entrefer magnétique , le potentiel vecteur crée par le courant statorique est donnée par :

$$A(r, \theta') = \sum \alpha'_K(r) \cdot \cos n\theta \quad (\text{II} - 41)$$

Pour calculer $\alpha'_K(r)$ on utilise les conditions aux limite sachant qu'au niveau du rayon interne au rotor ($B_{t_1} = 0$) pour ($r = r_i$) au niveau du rayon d'alésage ($B_{t_2} = u_0 j$).

Après calcul on obtient :

$$\alpha_K = \frac{8NI}{\pi np} \left[\left(\cos np \frac{\tau_D}{2} + \cos np \frac{3\tau_D}{2} \right) \cdot \sin \frac{np\frac{\epsilon}{2}}{2} \right] \cdot \left[\frac{1}{sh.n.p(\alpha+\beta)} \right] \cdot \left[\left(\frac{r_i}{r} \right)^{np} + \left(\frac{r}{r_i} \right)^{np} \right] \quad (\text{II} - 42)$$

II-8-Conclusion

Connaissant le potentiel vecteur créé par les courants statoriques et celui créé par les aimants radiaux . On peut connaître les inductions magnétiques et cela en utilisant l' expression (II – 28) et (II – 29). Il existe d'autres méthodes de calcul du champ entre autres les méthodes analytiques .

III-1- Introduction

La méthode analytique basée sur la résolution des équations des champs électromagnétique dans la machine, est une méthode rapide, qui peut être utilisée dans le domaine de la construction des machines à aimants à pôles lisses. Les performances d'une machine à aimants permanents se jugent sur certains critères qui sont :

- Maximum de puissance ;
- Minimum de volume total ;
- Minimum de volume d'aimant ;
- Minimum de pertes ;
- Minimum d'ondulations du couple.

Dans notre étude, nous représentons l'influence de l'ouverture des aimants radiaux de leur épaisseur aussi que de l'épaisseur d'entrefer sur la répartition de la composante de l'induction radiale, développée par les aimants car elle participe à la création du couple électromagnétique.

III-2- Structure étudiée

Pour mettre en évidence le modèle développé, nous avons choisi de l'appliquer sur une machine qui présente les caractéristiques suivantes :

- Diamètre d'alésage (r_a) : $r_a=31\text{mm}$
- Nombre de paires de pôles : $p=1$.
- Vecteur de polarisation : $M=1\text{T}$
- La hauteur d'aimant : $h=5\text{mm}$.
- Diamètre externe d'aimants : $r_0=30\text{mm}$
- Diamètre interne d'aimants : $r_i=25\text{mm}$

III-3- Répartition de l'induction dans l'entrefer magnétique

Afin de voir l'évolution de l'induction dans l'entrefer magnétique, nous avons effectué un calcul sur le prototype choisi, avec les dimensions fixées comme telles :

-Hauteur d'aimants $h=5\text{mm}$

-ouverture d'aimants de 60° électrique (demi-ouverture de 30° électrique)

Nous avons effectué le calcul au niveau du rayon d'alésage, des surfaces internes moyennes et externes du rotor, et nous nous sommes intéressés au calcul des composantes radiale et tangentielle de l'induction.

III-3-1-Répartition de l'induction au niveau du rayon d'alésage

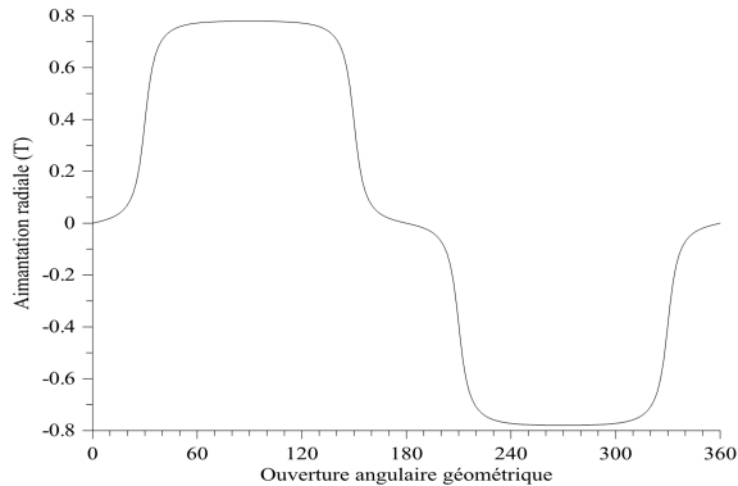


Fig.III.1. induction radial pour $r=r_a$.

Comme prévu pour le calcul analytique, on remarque que la composante radiale de l'induction présente une largeur d'onde qui occupe presque tout le pôle, et une amplitude voisine de 0,8 T la forme d'onde d'induction se présente sous une forme proche de la forme trapézoïdale avec une amplitude pratiquement constante.

III-3-2-Répartition de l'induction au niveau de la surface des aimant

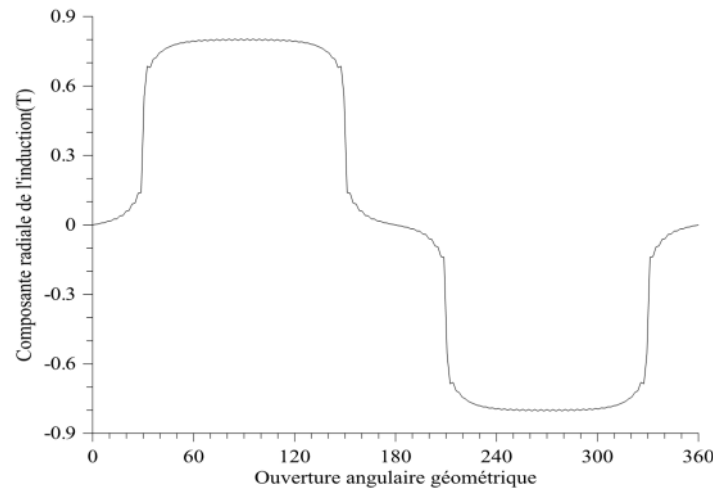


Fig.III.2. induction radial pour $r=r_0$.

On remarque que la composante radiale de l'induction présente une allure proche d'une forme trapézoïde, avec une amplitude pratiquement constante. Les valeurs d'amplitude sont proches de celles trouvées au niveau du rayon d'alésage. L'induction dans l'entrefer mécanique peut donc être considérée constante.

III-3-3-Répartition de l'induction au niveau de la surface interne des aimants

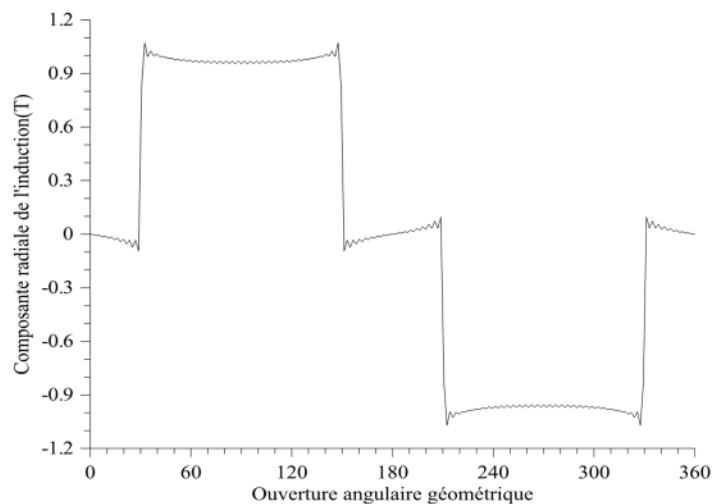


Fig.III.3.l'induction radiale pour $r=r_i$.

On remarque que l'induction radiale présente des amplitudes proches de 1.1T.

III-3-4-Répartition de l'induction au niveau du rayon moyen des aimants

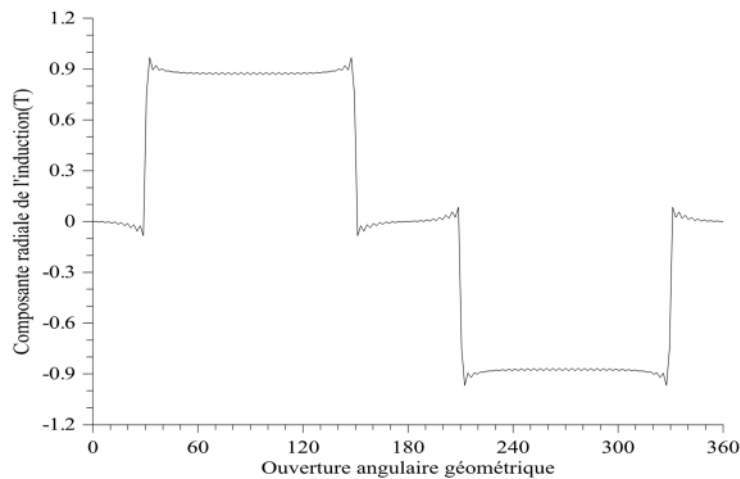


Fig.III.4.l'induction radiale pour $r=r_m$.

On remarque que la composante de l'induction radiale

III-4-Influence des paramètres de la machine sur la distribution d'induction au niveau du rayon d'alésage

Le calcul d'induction est un préalable pour le pré-dimensionnement des machines à aimants permanents.

Nous étudions dans ce qui suit l'influence des paramètres directs intervenant dans le dimensionnement des aimants dans le prototype étudié en faisant varier successivement :

- L'épaisseur d'entrefer mécanique.
- La hauteur des aimants.
- L'ouverture des aimants.

On s'intéressera particulièrement à la composante radiale de l'induction.

III-4-1- Influence de l'épaisseur d'entrefer

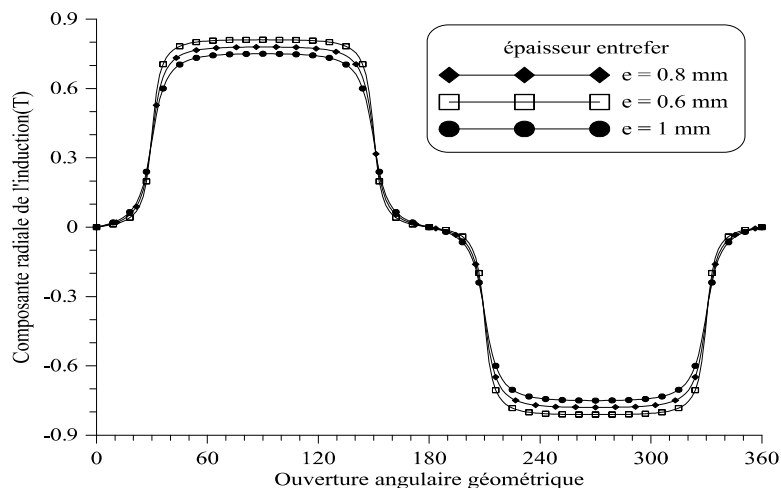
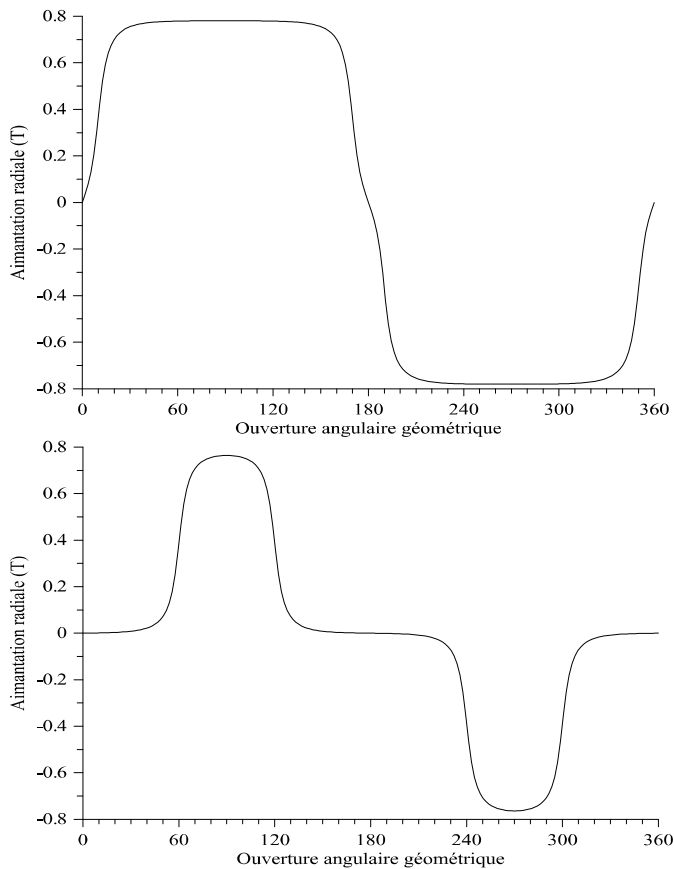


Fig.III.5. l'induction radiale de l'épaisseur entrefer.

On remarque que plus on augmente l'épaisseur d'entrefer, plus l'amplitude de la composante d'induction radiale diminue, une forme de crête, pour la distribution de la composante d'induction radiale arrondie, un entrefer mécanique large est donc à éviter, parce qu'il confère à la machine une induction de forme et d'amplitudes médiocres. Cependant l'épaisseur d'entrefer est régie, en plus des performances magnétiques, par des contraintes mécaniques (fretage...).

III-4-2- Influence de l'ouverture des aimants

**Fig.III.6.l'induction radiale pour : $\theta_0 = 30^\circ$; $\theta_0 = 80^\circ$.**

On remarque que l'augmentation de l'ouverture des aimants radiaux, n'influence pas vraiment sur les valeurs d'amplitude. la largeur des créneaux augment cependant avec l'ouverture. Un créneau large à pour effet d'atténuer les ondulations de couple, mais pour inconvénient d'augmenter le volume des aimants (donc le coût de la machine).

III-4-3-Influence de l'épaisseur des aimants

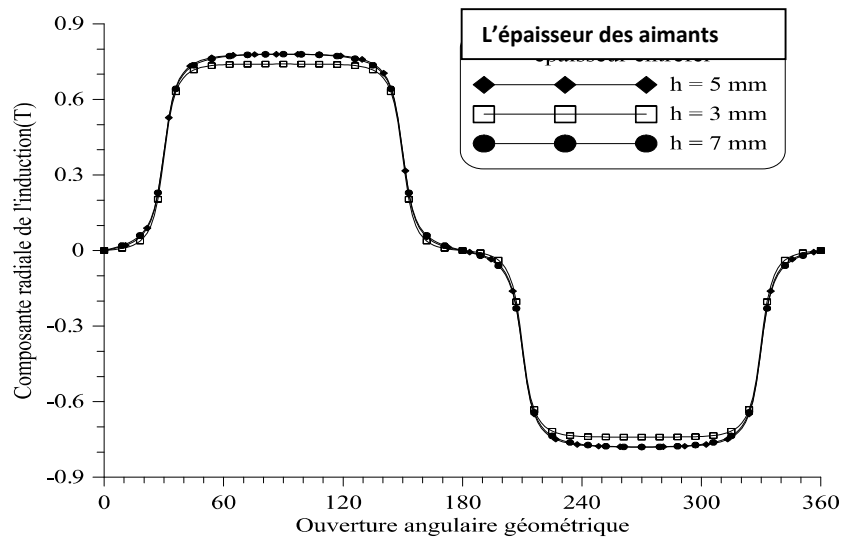


Fig.III.7.l'induction radiale pour : $h=3$; $h=5\text{mm}$; $h=7\text{mm}$.

On remarque que l'augmentation de la hauteur des aimants fait augmenter légèrement l'amplitude de l'induction radiale .cependant, au-delà d'une certaine hauteur d'aimants, les amplitudes se confondent (pour $h=5\text{mm}$ et $h=7\text{mm}$).l'augmentation de la hauteur des aimants entraîne l'augmentation de l'épaisseur de l'entrefer magnétique.

III-4-4- Influence du nombre de pôle

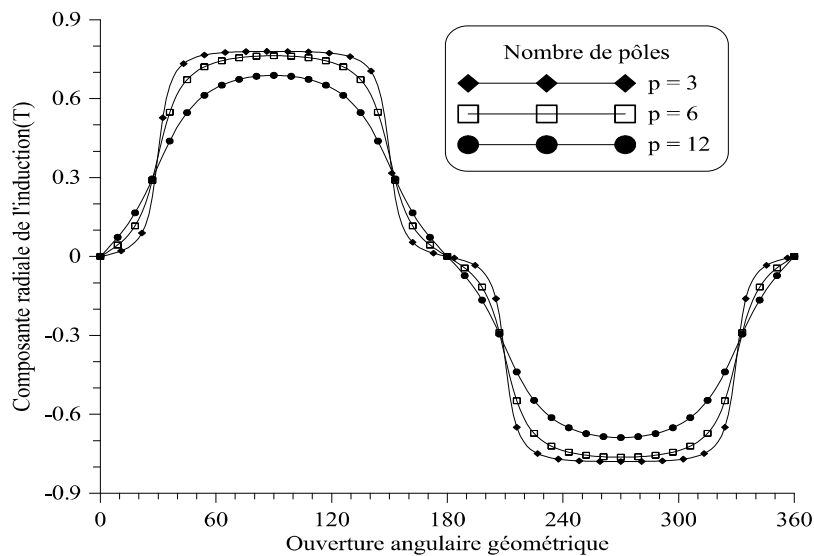


Fig.III.8.l'induction radiale pour : $p=3$; $p=6$; $p=12$.

On remarque que l'augmentation du nombre de paire de pôle, provoque une diminution d'amplitude de la composante de l'induction radiale et une forme s'assimilant à une sinusoïde pour un nombre de pôle important ($2p=24$).

III-5-Conclusion

Le calcul analytique des machines à aimants permanents présente des expressions simples pour le champ. La répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par les dimensions (hauteur, ouverture d'angle et épaisseur d'entrefer) des aimants.

En effet en augmentant l'épaisseur d'entrefer les performances de la machine deviennent mauvaises. L'augmentation de l'ouverture des aimants nous donne une induction radiale meilleure donc une influence sur le couple volumique.

L'augmentation de la hauteur d'aimants limite la progression de la valeur d'induction magnétique.

Conclusion général

La machine synchrone à aimants permanents, est une machine qui ne peut pas être dissocié de son système d'alimentation, et de son dispositif de commande ; ces performances dépendent du mode d'alimentation adapté et de l'induction créée par les aimants. Cette induction est surtout à la nuance, à l'épaisseur, à l'ouverture sur un pas polaire des aimants, ainsi qu'à leurs sens d'aimantation.

Le dimensionnement d'un actionneur électrique associé à son dispositif d'alimentation est une tâche assez complexe, le concepteur est donc amené à exploiter les modèles décrivant de manière analytique le comportement dimensionnel de la structure ; ces modèles, parfois très simplifiés offrent une grande souplesse pour un pré dimensionnement.

Au début de ce mémoire on a vu le premier chapitre qui présente la machine synchrone à aimants permanents, ça structure ces composants, caractéristiques des aimants et différents types des rotors puis on a vu ces différents types d'alimentations.

Notre travail consiste en une analyse sur l'influence des paramètres géométriques (hauteur d'aimant, épaisseur d'entrefer mécanique, ouverture d'aimants) des machine synchrones à aimants permanent (collés sur la surface du rotor), la machine est associée à son convertisseur statique, et cela en développant un outil analytique rapide et souple.

Afin de voir l'évolution de l'induction dans l'entrefer mécanique nous avons effectué un calcul sur un prototype choisi (hauteur d'aimant = 5mm, épaisseur d'entrefer mécanique = 0,8 mm, demi-ouverture d'aimant = 30° électrique).

On remarque que la forme d'onde de la composante de l'induction radiale est relativement proche d'une forme en créneaux.

Avec l'augmentation de l'épaisseur de l'entrefer mécanique, nous avons constaté une chute des valeurs d'amplitude de la répartition d'induction, un léger entrefer est évidemment conseillé, mais il faudra alors tenir compte de contraintes d'autres types (mécaniques, thermiques,...). Une augmentation de l'ouverture des aimants provoque des créneaux plus larges, susceptible de réduire le taux d'ondulation de la machine comme l'ont montré certaines études. Un épaissement des aimants provoque une augmentation des valeurs d'induction jusqu'à une certaine hauteur d'aimants (5mm). Il n'est donc pas intéressant de disposer d'aimants très épais dans la structure. Un nombre de pôles élevé provoque une

diminution de l'amplitude de l'induction, et une forme d'induction sinusoïdale. On peut envisager ces structures pour une alimentation en PMSM.

Nous espérons avoir contribué à l'étude et à la compréhension de l'influence des paramètres géométriques sur la répartition de l'induction dans les machines à aimants à pôles lisses.

Bibliographie

- [01] Chenadec, J. "Les machines synchrones - Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones". Editions 2001
- [02] Bernard, N. "Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage". Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ, Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.
- [03] G. LACOMBE "Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs" ; Mémoire de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [04] B. BOUKAIS «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)», Mémoire de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012.
- [05] G.Lacroux, '' Les aimants permanents '', Edition technique et documentation, 1989.
- [06] Bernard MULTON, "Application des aimants aux machines électriques ", notes de cours version 2009. Ecole normale supérieure de Cachan.
<http://e-mecatronique.bretagne.ens.cachan.fr>.
- [07] Bouchereb, C. "Contrôle direct du couple des machines synchrones". Mémoire de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [08] Ameer. A "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissants", Mémoire de Magister, Université de Batna 2003.
- [09] Eric Poirier, "Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à Courant Alternatif", Thèse pour l'Obtention de la Maîtrise des Sciences Appliquées, Département de Génie Electrique Faculté d'Ingénierie Université de Moncton, Septembre 2001.
- [10] J.Bonal, G. Suguier, "Entraînement électriques à vitesse variable " Edition

tec.doc, paris, cedex 08 décembre 1998.

- [11] B. Hacène "Contribution à la Commande des Machines Synchrones a Aimants Permanents" Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine.juin 1995.

- [12] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Volume 4: La conversion continue Alternatif, Lavoisier,1995.
- [13] L.Hadjout, « analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotées à aimants permanents », Mémoire de magister, ENP Alger 1994.
- [14] Y.Boutora « calcul d'une BDCM excitée par des aimants permanents » Mémoire de magister, université Tizi-Ouzou 2000.
- [15] S.Harmim « Etude analytique des machines synchrones à aimants permanents » thèse de Docteur de L'I.N.P Grenoble 2000.
- [16] A. Vander Vorst « Electromagnétisme, champs, forces et circuit » Edition Louvain la Neuve 1983.