

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : ISE-237



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : INGENIERIE DES SYSTEMES
ELECTROMECHANIQUES

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: ROBAI Toufik

BENSALAH Ahmed Rafiq

Intitulé

**Contribution à l'Etude d'un Moteur Synchron
à Aimant Monté Sur la Surface Rotorique**

Soutenu le 20/05/2017 devant le jury composé de:

CHAKROUNE Salim	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Président
MABRAK Samir	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Rapporteur
LADGHEM CHIKOUCHE Brahim	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Examineur

Année universitaire : 2016 / 2017

SOMMAIRE

Introduction Générale

Chapitre I : ETAT DE L'ART DE LA MACHINE SYNCHRONE

I.1.Introduction	6
I.2.Constitution de la machine	8
I.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés	8
I.2.2. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses	8
I.2.3. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants	9
I.2.4. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	9
I.2.5. Différentes structures de machines synchrones a aimants permanent	10
I.2.6. Structures à flux radial (RFPM)	10
I.2.7. Structures à aimants déposés en surface	11
I.2.8 Structures à aimants encastrés	12
I.2.9 Structures à aimants enterrés	12
I.2.10. Structures à flux axial (AFPM)	13
I.2.11. Configuration des machines PMSM et BDCM	14
I.3. Les Aimants permanents	15
I.3.1. Aimants liés	18
I.3.2. Des matériaux magnétiques doux	19
I.3.3. Matériaux laminés	19
I.3.4. Matériaux composites	19
I.4.Les avantages Et Inconvénients de la MSAP	20
I.4.1 Avantages de la MSAP	20
I.4.2. Inconvénients de la MSAP	20
I.4.3 Domaine d'application	20
I.5. Conclusion	21

Chapitre II :

Modèle analytique et numérique d'un moteur synchrone à aimant monté sur la surface rotorique

II.1.Introduction	22
II.2 Calcul analytique des performances électromagnétiques	23
II.2.a. Calcul analytique avec stator lisse	23
II.2.b. Effet des encoches du stator sur l'induction magnétique	30
II.3. Distribution de l'induction magnétique	35
II.5. Calcul du couple de détente	36
II.4.1.Tenseur des contraintes de Maxwell	36
II.4.2. Avec la loi de Maxwell	37
II.5. Calcul de la force électromotrice	37
II.6. Calcul analytique du couple électromagnétique	39
II.7.Validation par la méthode des éléments finis	40
II.7.1. Modélisation par éléments finis	41
II.7.2. Présentation de l'outil de calcul utilisé	43
II.8.Analyse des performances électromagnétiques	44
II.9. Conclusion	48
II.10. Conclusion Générale	49
Références Bibliographiques	50
Résumé	52

Liste des tableaux et figures

- Fig. I.1: Moteur Synchrones à inducteur bobiné a) rotor à pole saillants, b) rotor à pole lisse.
- Fig. I.2 : Structure des machines synchrones à aimants permanents.
- Fig. I.3: Vue schématique des machines (a) à flux radial (b) à flux axial.
- Fig. I.4: Exemple de structure à rotor interne et à rotor externe.
- Fig. I.5: Structure à aimant déposé en surface (rotor interne).
- Fig. I.6: Structure à aimant encastrés.
- Fig. I.7: Structure à aimant enterrés (a) avec concentration de flux (b) structure classique.
- Fig. I.8: Structure axiale simple avec un rotor et un stator.
- Fig. I.9: Structure à flux axial avec double rotor et un stator.
- Fig. I.10: Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.
- Fig. I.3.1: Courbe de désaimantation des aimants.
- Fig. I.3.2: Courbes de $B(H)$ de différents aimants.
- Tab. I: Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants.
- Fig. I.3.3: Différents formes des aimants permanents.
- TABLEAU II : paramètres de base de la machine expérimentale étudiée.
- Fig. II.1: Structure étudiée sur un pas polaire.
- Fig. II.1.a: Aimantation radiale.
- Fig. II.2: Moteur étudié avec stator lisse.
- Fig. II.3: Forme d'onde d'une aimantation radiale.
- Fig. II.4: La Forme d'onde l'induction Radiale avec stator lisse calculées.
- Fig. II.5: La Forme d'onde l'induction tangentielle avec stator lisse calculées.
- Fig. II.6: Modèle d'une seule encoche de profondeur infinie dans le plan S.
- Fig. II.7: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan Z.
- Fig. II.8: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan W.
- Fig. II.9: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan T.
- Fig. II.10: Modèle d'une seule encoche dans le plan K.
- Fig. II.11.b: Parties réelle de la perméance relative complexe.
- Fig. II.12: Parties imaginaire de la perméance relative complexe.
- Fig. II.13: La Forme d'onde l'induction tangentielle avec stator encoché calculées.
- Fig. II.14: La Forme d'onde l'induction Radiale avec stator encoché calculées.
- Fig. II.15: Relation entre \vec{n} , \vec{B} et $\vec{\tau}_m$.
- Fig. II.16: La forme de la force électromotrice.
- Fig. II.17: La forme de Le couple électromagnétique.
- Fig. II.18: Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D.
- Fig. II.19: Maillage par éléments finis d'un pas dentaire.
- Fig. II.20: Maillage par éléments finis (b) et zoom de l'entrefer (a).
- Fig. II.21: Distributions du champ magnétique stator lisse (a) et stator encoché (b).
- Fig. II.22.a: Composantes Radiale B_r et tangentielle B_t de l'induction avec stator lisse.
- Fig. II.23.b: Composantes Radiale B_r et tangentielle B_t de l'induction avec stator encoché.
- Fig. II.24.(a) Formes d'ondes du couple de détente déterminées analytiquement et par éléments finis.
- Fig. II.25. Variation de l'amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'aimant.

Introduction Générale

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

Cette évolution a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en fréquence variable les moteurs à courant alternatif. De plus, l'arrivée sur le marché, des matériaux magnétiques (aimants permanents modernes) dont les caractéristiques se sont améliorées en terme de performance et de prix, a permis l'essor de la machine synchrone.

En effet la mise en place des aimants permanents au rotor pour créer le champ inducteur, a permis la suppression des contacts glissants ainsi que les dispositifs à diodes tournantes nécessaires aux rotors bobinés. Les machines synchrones à aimants sont caractérisées par un couple massique et un couple volumique importants comparativement aux machines classiques [3].

Plusieurs structures d'inducteurs de machines synchrones à aimants sont envisageables. Cette diversité porte beaucoup plus sur la nuance d'aimants, ainsi que sur leur disposition au niveau du rotor [4].

Le choix entre ces différentes structures d'inducteurs est, le plus souvent, imposé par des contraintes technologiques et par la possibilité d'améliorer les performances en couple massique [5], en fiabilité et en comportement dynamique et statique.

Les structures à rotor lisse sont très bien adaptées pour les systèmes utilisant la commande par orientation de flux.

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

L'objectif de notre travail est de pré-dimensionner la structure étudiée et d'effectuer une comparaison des résultats obtenus en utilisant deux méthodes de résolution des équations de propagation du champ électromagnétique : la méthode analytique et la méthode des éléments finis afin de sélectionner les structures les plus performantes. Les calculs sont effectués sous des critères mécaniques et thermiques fixés.

Dans le premier chapitre de notre mémoire, on présente les différents matériaux pour aimants permanents utilisés dans les machines synchrones ainsi que les différents types d'inducteurs de ces dernières. Nous rappelons les avantages de la machine excitée par des aimants par rapport à une excitation classique.

Au deuxième chapitre, on développe, sous des hypothèses concordantes, un modèle d'étude bidimensionnel basé sur la résolution analytique des équations de Maxwell afin de calculer l'induction magnétiques et utilisant les éléments finis afin de tenir compte de la structure réelle de la machine est présenté.

Chapitre I :

Etat de l'art de la machine synchrone

I.1. Introduction :

Le mot « synchrone » en grec se décompose d'un préfix « syn », qui veut dire « avec » et « chrone » qui dénote le temps une machine synchrone marche en synchro avec la source de courant. Dans les moteurs synchrones, le champ magnétique est obtenu grâce à l'excitation directe du courant plutôt par le biais de l'entre fer du courant d'armature, comme c'est le cas des moteurs asynchrones. Un moteur synchrone peut s'appliquer à n'importe quelle charge, cependant il y a certains types de charges que le moteur est conçu pour supporter afin de gagner plus d'efficacité. Les générateurs synchrones sont des importants convertisseurs d'énergie mécanique en énergie électrique, ils travaillent en parallèles formant un grand système pour fournir de l'énergie aux consommateurs, leur gamme peut varier de dix à des centaines de mégawatts.

Les moteurs synchrones à grande vitesse sont généralement entraînés par des turbines à vapeur qui emploient l'énergie fossile ou nucléaire comme source.

Les moteurs synchrones à faible vitesse sont à leur tour entraînés par des hydro-turbines qui emploient de l'eau comme source primaire.

Les petites machines synchrones sont parfois utilisées dans la génération de l'électricité dans les moteurs diesel, les turbines à gaz. Les machines synchrones fonctionnent à une vitesse synchrone précise, ils sont des moteurs à vitesse constante. Les machines synchrones possèdent un facteur de puissance de caractéristique variable, ils sont utilisés dans la correction de facteur de puissance.

Un moteur synchrone fonctionnant sans charge est appelé « compensateur », il se comporte comme un condensateur variable quand le champ est surexcité, et comme un inducteur variable quand le champ est sous-excité, il est parfois utilisé dans des positions critiques pour le contrôle de la puissance réactive d'un réseau.

Application des machines synchrones :

- Largement utilisées comme générateurs spécialement pour les applications à grande puissance (turbines à vapeur, hydro-turbines)

- Utilisé où une vitesse constante est requise.

- Installé dans les systèmes électriques pour la correction du facteur de puissance ou le contrôle de la puissance réactive (condensateurs synchrones), meilleur que les condensateurs statiques à grande échelle (économiques)

- Les moteurs synchrones à aimant permanent utilisés pour l'entraînement à vitesse variable à l'aide de l'électronique de puissance.

Chapitre I : Etat de l'art de la machine synchrone

-Utilisées comme compensateurs pour le control de la puissance réactive dans les grands systèmes électriques.

Avenages de la machine synchrone :

-Un moyen très efficace pour la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique/

-Il fonctionne comme en premier plan, en groupe ou dans des cas rare comme un condensateur pour la correction du facteur de puissance.

-Leur grand entre fer fait que leur construction soit facile.

-Dans la grande ou petite vitesse les machines synchrones sont physiquement petit et cout moins cher que les machine asynchrone de la même puissance.

Haute efficacité : Les machines synchrones ont une position unique et mérité comme les entraineurs les plus efficaces dans l'industrie.

Ils performe avec une grande économie en conversant de l'énergie électrique en énergie mécanique ,et il peuvent être construit avec des caractéristique spéciaux .

-Les machines synchrone peuvent opérer effectivement dans une large gamme de vitesse pour fournir un entrainement pour tous types de charges.

Correction du facteur de puissance : Le moteur peut fonctionner avec un facteur de puissance inductif (sous-excité) ou capacitif (surexcité), il peut donc améliorer l'efficacité du réseau électrique par la correction du facteur de puissance.

Maintenance réduite : Les machines synchrone sans balais (Brushless) élimine presque toute maintenance sauf pour une inspection ou un nettoyage.

Gagner de l'espace : L'installation des machines synchrones est simple et ne prend pas beaucoup d'espace, on peut directement lier la machine avec n'importe quel engin.

Vitesse constante veut dire meilleur qualité produite : La vitesse des machines synchrone n'es pas affecter ni par le réseau de ligne ni la charge quel entraine.

Vitesse variable veut dire un cout de puissance bas : Dans plusieurs cas, il est plus économique de faire fonctionner un équipement avec une vitesse réduite, ca peut être accompli en créant un champ statorique dans la machine ou par les technique de l'électronique de puissance qui injecte une fréquence réglable dans la machine et contrôler sa vitesse [14].

I.2. Constitution de la machine

I.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés:

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

A fin de s'en parer des contacts glissants (bague balais) comme pour les machines à courant continu, les machines Synchrones à rotor bobiné font appel, le plus souvent, à une excitatrice (ou alternateur d'excitation) associée à un redresseur tournant, pour éliminer tout contact glissant. Cet alternateur auxiliaire dont l'induit est accouplé à l'arbre de la machine débite dans l'inducteur, par l'intermédiaire du pont redresseur à diodes tournant aussi avec l'arbre de la machine [1].

I.2.2. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses:

Plutôt adaptées pour des applications à 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 (Figure I.1.b). 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/ou 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'harmoniques [2].

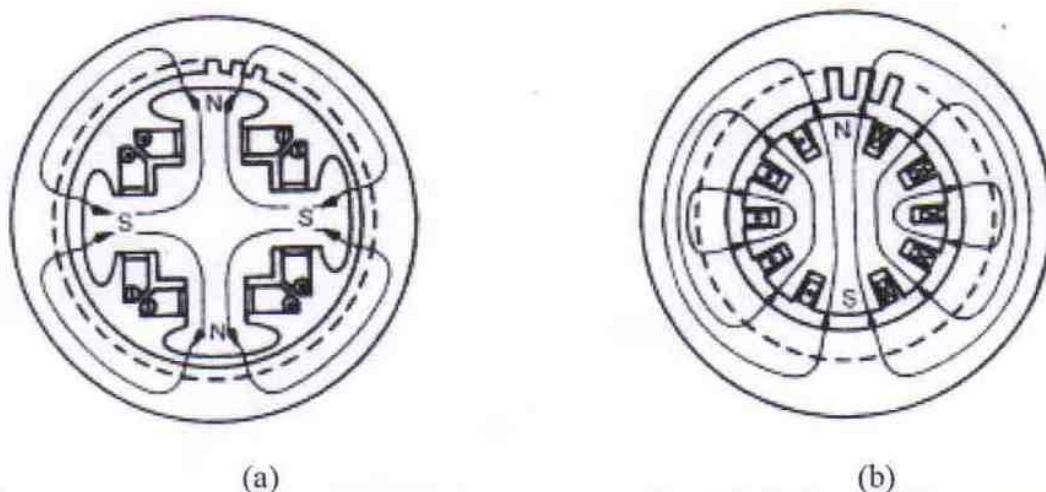


Fig. I.1: Moteur Synchrones à inducteur bobiné
a) rotor à pôle saillants, b) rotor à pôle lisses

I.2.3. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants:

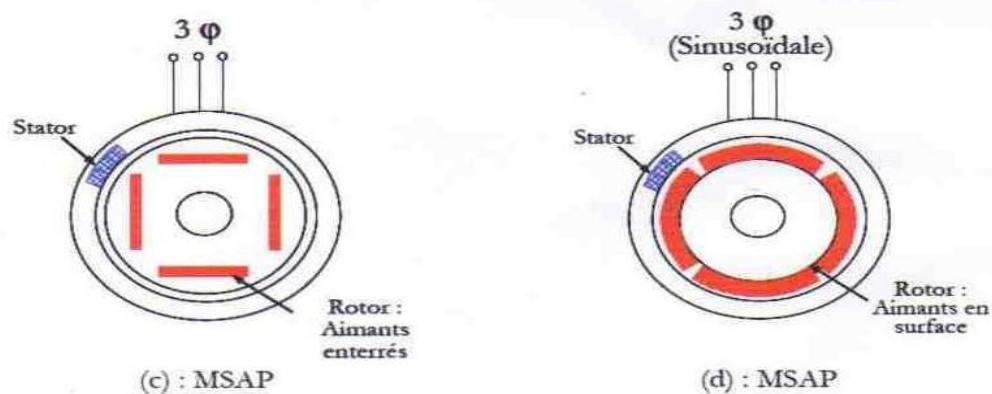
Pour les machines à rotors à pôles saillants (Figure I.1.a), les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. 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 machine possède un facteur de puissance relativement faible qui impose un surdimensionnement des convertisseurs statiques, ceci est un inconvénient pour la l'alimentation à fréquence variable. Pour des applications de faible puissance aux environ de quelques kilowatts on peut s'affranchir de Cette faiblesse de ce genre des machines [1].

I.2.4. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP):

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoidalement, comme montré sur la figure(I.2,c,d) .Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrone à aimants permanents(MSAP).

Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec une tension et une fréquence variable, où le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse allant de zéro à sa vitesse maximale.

Pour les (MAPSB) ou (MSAP), l'information de la position rotorique est essentielle pour la commande électrique. Par conséquent, dans ces machines, l'interface physique avec un codeur ou résolveur est inévitable. Avec le développement des algorithmes d'estimation de position cette contrainte peut être éliminée [2].



FigI.2 : Structure des machines synchrones à aimants permanents

I.2.5. Différentes structures de machines synchrones a aimants permanents:

Les structures des machines synchrones à aimants sont classées suivant La disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configuration incluent les machines a flux radial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM [5].

Une vue schématique des deux types de machines a aimants, a flux radial et a flux axial, est donnée par la figure I.3.

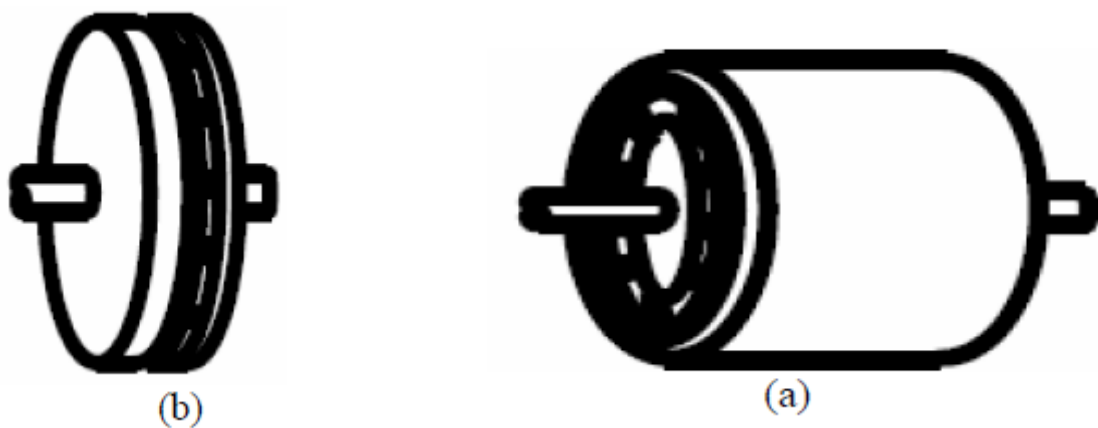


Fig I.3:Vue schématique des machines (a)à flux radial (b) à flux axial

I.2.6. Structures à flux radial (RFPM):

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter. Soit avec un rotor place à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.4). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface. Soit encastrés ou enterrés [2].

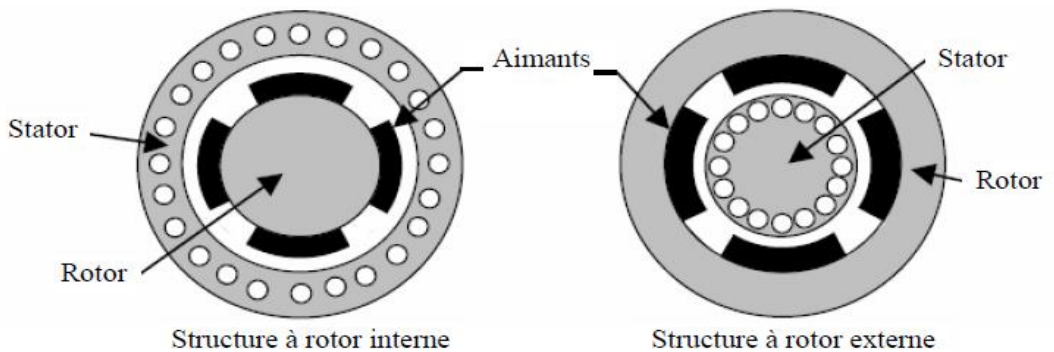


Fig I.4: Exemple de structure à rotor interne et à rotor externe

I.2.7. Structures à aimants déposés en surface:

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.5). L'induction B dans l'entrefer est celle des aimants B . leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible cout de réalisation. Cependant elle présente quelque inconvénient. En effet, les aimants permanents sont exposes aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [5]

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

-Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux Radial, permettent d'avoir un nombre plus élève de pôles et couple plus grand.

-une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

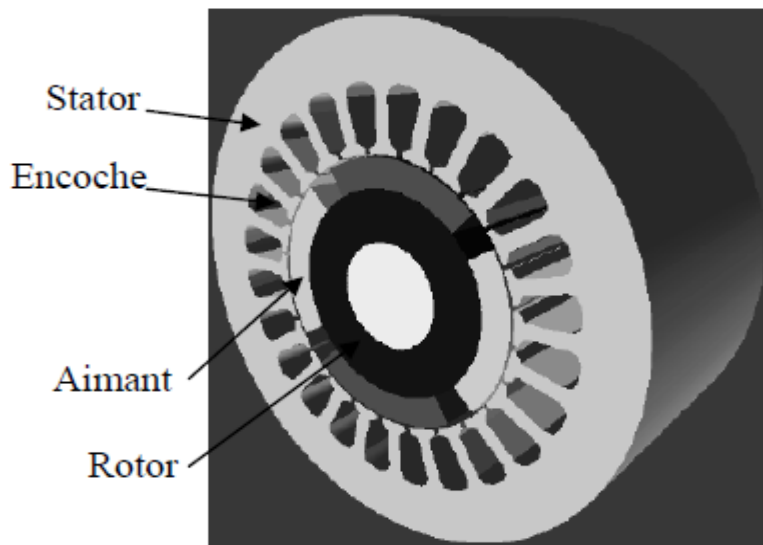


Fig (1.5) Structure à aimant déposé en surface (rotor interne)

I.2.8 Structures à aimants encastrés:

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (Figure I.6). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotorique créant une saillance inversée (X X). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction du aux aimants permettent [5].

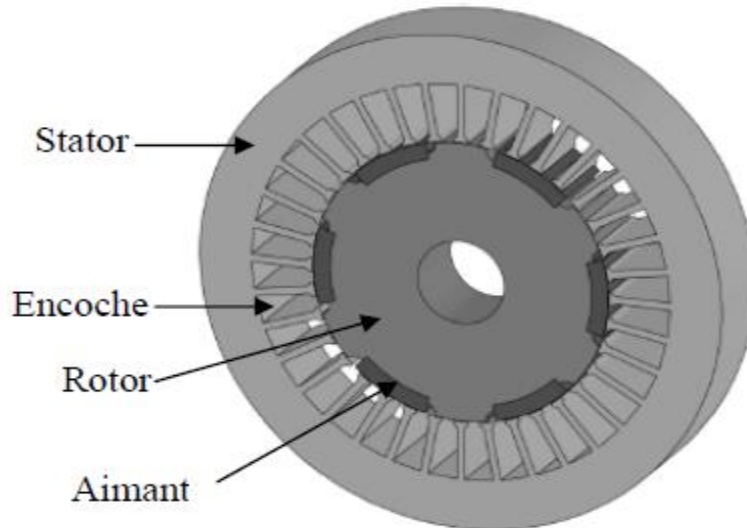
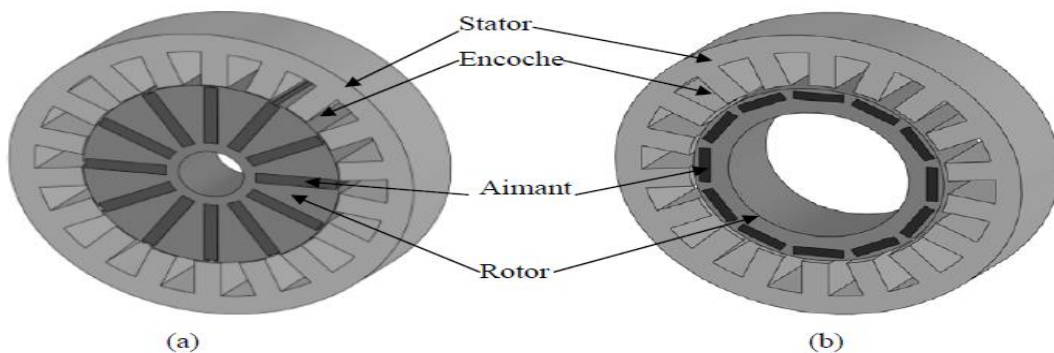


Fig (1.6) Structure à aimant encastrés

I.2.9 Structures à aimants enterrés:

La structure des inducteurs de ce type de machine est géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor la robustesse mécanique de ce type rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (voir Figure I.7). L'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants. Permettant ainsi d'assurer des niveaux d'induction élevée dans l'entrefer [5]. Des plus des aimants enterrés sont bien protégés contre démagnétisation [6].



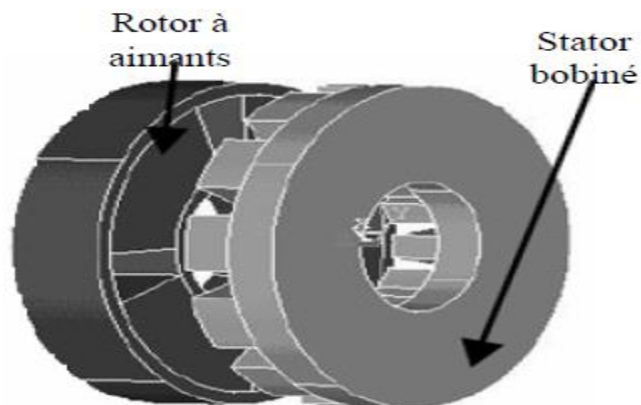
Fig(1.7) : Structure à aimant enterrés (a) avec concentration de flux(b) structure classique

I.2.10. Structures à flux axial (AFPM):

Ces machines dites ("discoïdales") ou AFPM représentent une autre solution possible pour l'entraînement direct à basse vitesse. Elle comportant un ou plusieurs disques fixes bobines et un plusieurs disques mobiles supportant les aimants permettant. Leurs principale avantage et l'optimisations de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant leur assemblage est très compliqué, a cause des contraintes mécanique liées aux poussées axiales [7]

Comparées à structure à flux radial, Ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courtant est dans la direction radiale, différentes configuration à flux axial existent: celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.8) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotor (figure I.9) ou un seul rotor insère entre deux stator (Figure I.10).

L'exploitation des ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [5].



Fig(1.8) structure axiale simple avec un rotor et un stator

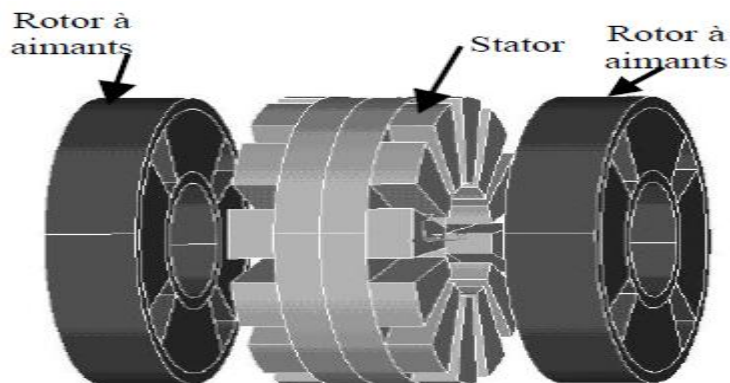


Fig (1.9) structure a flux axial avec double rotor et un stator

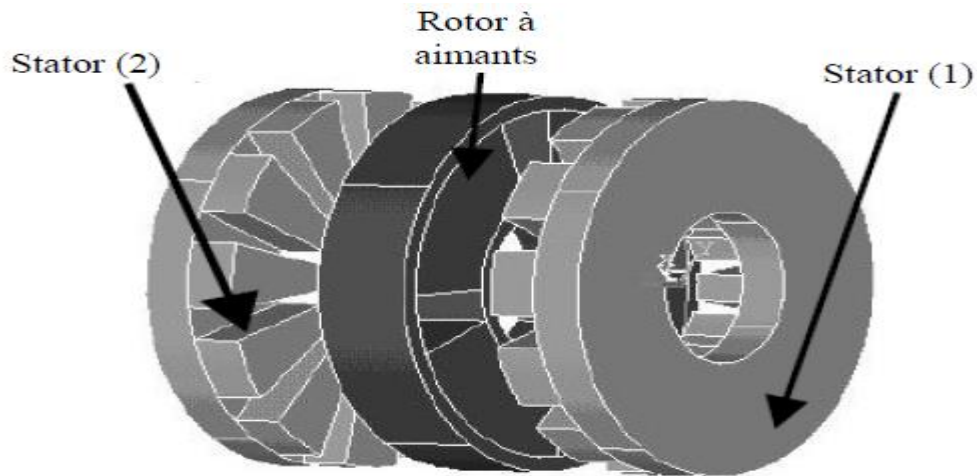


Fig (1.10) structure a aimantation axial avec double stator et un rotor

I.2.11. Configuration des machines PMSM et BDCM:

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues pour s'insérer dans une chaîne de commande. Composée d'un élément de pilotage. D'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou de tension. Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor. Selon la commande utilisée, l'onduleur peut générer différentes formes d'onde du courant. En effet, les machines citées précédemment peuvent être classées. Selon le mode d'alimentation. En deux grandes catégories [11] :

- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m sinusoïdale. Appelées communément PMSM (permanent Magnet Synchronous Motor). Alimentées par des courants sinusoïdaux [4]

- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale, appelées communément BDCM ou BLDC (Brushless direct current Motor), alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120° ou 180°

Les PMSM sont généralement utilisées pour assurer un contrôle à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution dont le coût peut dépasser celui de la machine [7][5]. Cette machine développe un couple ne comportant que la faible ondulation. Elle trouve son application dans le domaine des machines telles que les polisseuses, fraiseuses, rectifieuses, etc.....

Les BDCM nécessitent un capteur de position et une commande plus simple. En effet pour générer des courants rectangulaires. Il suffit de connaître la position du rotor à chaque 60° . C'est à dire 6 fois par période électrique [6].

I.3. Les Aimants Permanents:

Les matériaux utilisés pour leur propriétés magnétique se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (fig 3.1)et forment deux grandes familles.la première est celle des magnétiques durs (à large cycle) ,appelés communément <<aimant permanents>> car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [29].la seconde est celle des matériaux magnétiques dits <<doux>> qui ne manifestent de propriétés magnétique qu' en présence d'une excitation externe[16].

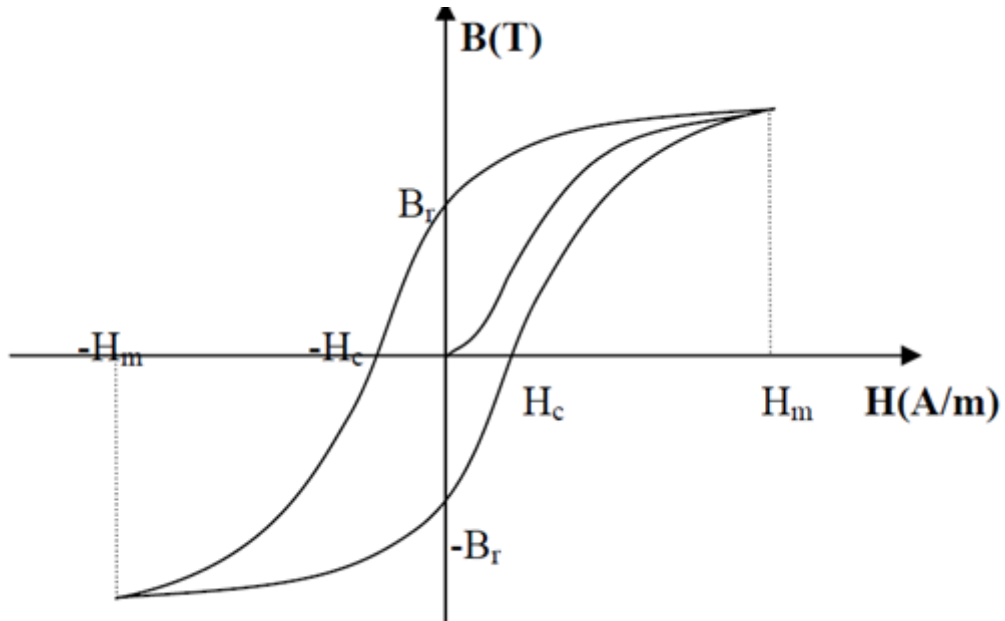


Fig. I. 3.1: Courbe de désaimantation des aimants

Les aimants permanents sont des matériaux durs, caractérisés par une polarisation rémanente $J_p = B_r$, un champ coercitif d'aimantation H_c , et une énergie spécifique maximale $(BH)_{max}$

.D'un point de vue macroscopique, l'état magnétique d'un aimant est décrit par trois vecteurs [9] :

- l'induction magnétique B ,
- le champ magnétique H ,
- la polarisation rémanente de l'aimant J_p .

L'aimantation de l'aimant est la résultante d'une aimantation rémanente J_p et d'une aimantation induite par un champ extérieur $J_{ext} = \mu_0 X_m (H) \cdot H$ où X_m est la susceptibilité magnétique du matériau (qui dépend du champ appliqué). Par Conséquent, on peut écrire la relation suivante [8] :

$$B = \mu_0 \left[H + \frac{J_p}{\mu_0} + X_m(H) \cdot H \right] = \mu_0 [1 + X_m(H)] \cdot H + J_p \quad (1)$$

Soit encore, en introduisant la perméabilité relative de l'aimant $\mu_r = 1 + X_m(H)$:

$$B = \mu_0 \mu_r (H) \cdot H + J_p \quad (2)$$

Pour les machines tournantes, la partie utile de la caractéristique $B (H)$ des aimants se

Chapitre I : Etat de l'art de la machine synchrone

Situe dans le quart de plan où $H < 0$ et $B > 0$. On parle de caractéristique de démagnétisation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de l'aimant (Fig.I 3.2)[14].

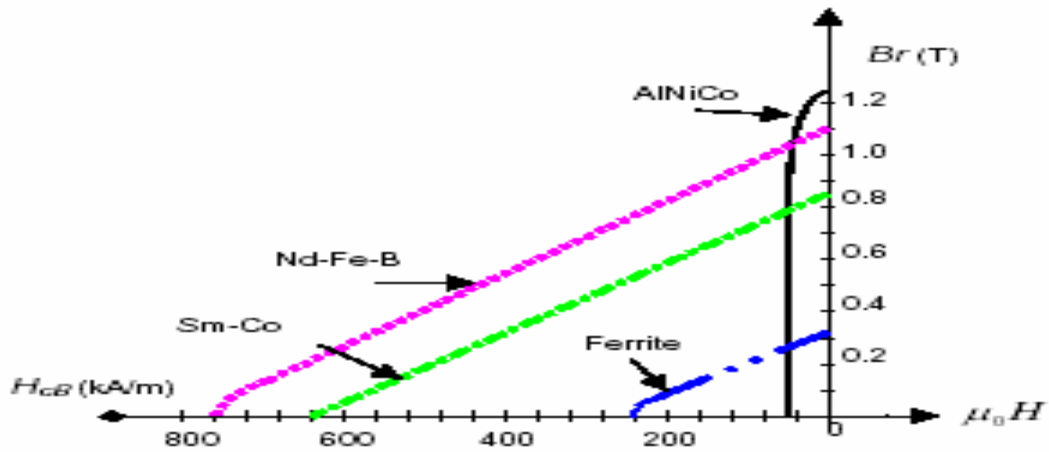


Fig.I.3.2 : courbes de B(H) de différents aimants

Les aimants permanents que l'on peut rencontrer dans les machines sont principalement les ferrites et les AlNiCo et les aimants terres rares :(Le Samarium-Cobalt et le Néodyme-Fer-Bore) dont les principales caractéristiques sont regroupées dans le tableau 1.) [8].

Propriétés	Unités	AlNiCo	Ferrite	Sm-Co	Nd-Fe-B
Champ rémanent B_r	T	0,6à1.35	0,35à0.43	0,7à1.05	1,0à1, 3
Champ coercitif intrinsèque H_{ci}	KA/m	40à130	180à400	800à1500	800à1900
(BH) max	KJ/m ³	20à100	24à36	140à220	180à320
Coefficient de température B_r	%/°C	-0,01à -0,02	-0.2	-0,045à -0.05	-0,08à -0,15
Coefficient de température H_{ci}	%/°C	-0,02	0,2à0,4	0,2à 0,25	-0,5à-0,9
Température maximum de fonctionnement	°C	500à550	250	250à350	80à200

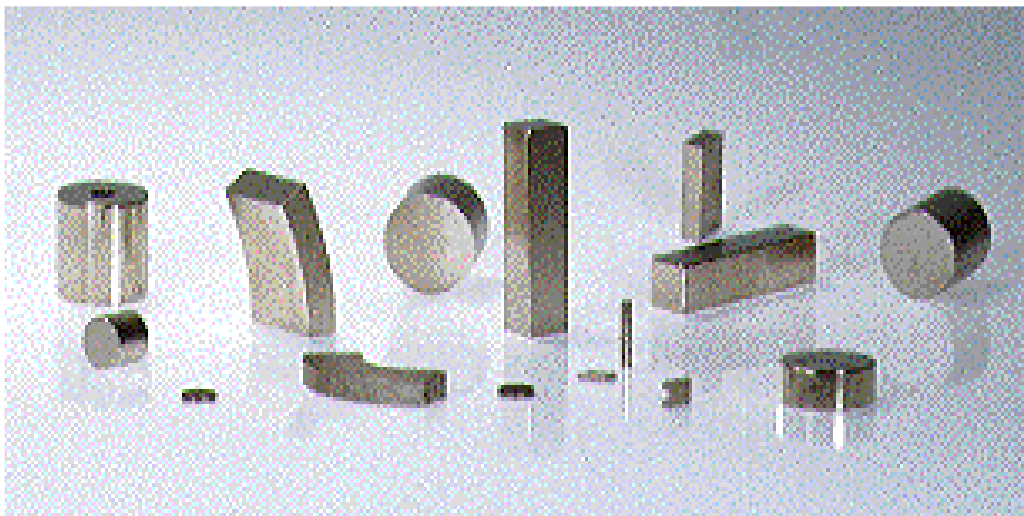
Tab. .1: Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants

Chapitre I : Etat de l'art de la machine synchrone

L'analyse du tableau précédent permet d'émettre quelques conclusions sélectives :

- **AlNiCo** : Les aimants en AlNiCo ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose de gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter.

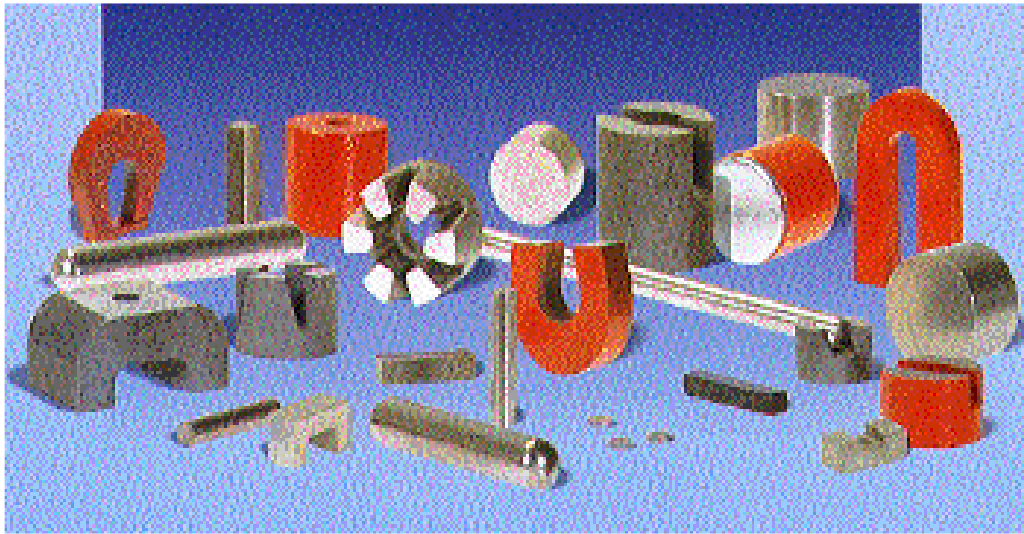
- **Ferrite** : c'est le composant le plus ancien et le moins cher. Ses performances modestes le cantonnent cependant dans les machines de faible puissance massique. C'est un matériau très cassant mais résistant à la corrosion. Par ailleurs, ce sont des aimants fortement sensibles à la démagnétisation à basse température et possèdent une polarisation rémanente relativement faible qui ne les prédisposent pas aux contraintes aéronautiques [9] [10].



Images d'aimants terres-rares



Images d'aimants ferrites



Images d'aimants AlNiCo

Fig.I.3.3 : Différents formes des aimants permanents

• **Néodyme-Fer-Bore** : c'est la version la plus performante. Les progrès constants réalisés ces dernières années dans leur élaboration, et leur coût inférieur aux Samarium-Cobalt, leur assurent une quasi-exclusivité pour un grand nombre d'applications. Naturellement sensible à la corrosion, des techniques récentes de traitement tendent à diminuer fortement l'usure. Cependant ils sont encore défavorisés par leur tenue à la température élevée et dans le cas de la haute vitesse par une conductivité pénalisante [11].

• **Samarium-Cobalt** : ceux sont les premiers aimants terres rares apparus sur le marché. Leur énergie spécifique est très supérieure à celle des ferrites, de même que leur prix. Compte tenu de sa bonne tenue en température ($> 300^{\circ}\text{C}$) et aux champs inverses élevés, ce composant est propice à certaines applications (militaire, nucléaire...) Ils constituent dans ce contexte le meilleur compromis en terme de performance face à un environnement thermique sévère tel que l'on trouve dans des applications aéronautiques.

I.3.1. Aimants liés:

Actuellement, les aimants frittés souffrent d'une forte sensibilité à la température et de caractéristiques mécaniques déficientes pour certains types d'applications (problème de collage et de résistance aux sollicitations mécaniques). Dans ce contexte, les aimants liés présentent des atouts en partie dus à leur faciliter d'utilisation et de manipulation. Ces aimants liés obtenus par mélange homogène de poudres d'aimants et de matériaux polymères, se distinguent par trois procédés de fabrication donnant lieu à des matériaux injectés, compressés ou calandrés. Pour ces deux dernières catégories, le produit final isotrope ou anisotrope peut avoir des formes complexes grâce à un usinage direct moyennant quelques précautions (arrosage pour limiter l'échauffement, protection contre la corrosion des surfaces usinées)

I.3.2. Des matériaux magnétiques doux:

Outre les aimants, le circuit magnétique de la (MSAP) est constitué de matériaux ferromagnétiques doux, dont l'induction en zone de fonctionnement linéaire, suit la loi suivante $B = \mu_0 \mu_r H$ ou $H \in [100, 10000]$ selon le matériau, alors qu'en zone de saturation, on distingue simplement ce matériau par son induction B_{sat} comprise entre 1,2 et 2,4T suivant les composants de base.

I.3.3. Matériaux laminés:

Les matériaux laminés représentent en volume, la part majeure des machines. Dans la Gamme des matériaux participant à la conversion électromécanique, les composants laminés constituent sûrement le volume le plus utilisé. Le flux statorique étant variable, le stator est composé d'un empilement de tôles en Fe-Si de 10 à 65 centièmes de millimètres d'épaisseur pour limiter les pertes. Les divers alliages proposés (Fe-Silicium, Fer-Cobalt, Fer-Nickel) permettent de jouer de façon significative sur les propriétés magnétiques, mécaniques ou diélectriques. Divers matériaux ont ainsi été développés pour, par exemple réduire les pertes fer ou privilégier l'induction de saturation.

I.3.4. Matériaux composites:

Les SMC sont des mélanges de poudres de fer et de liants isolants électriques qui sont Compressés, recuits et moulés pour obtenir la forme désirée. Les particules de fer sont Indépendantes les unes des autres ; il n'existe pas d'arrangement cristallin de ces particules, ce qui se traduit par un cycle d'hystérésis plus large et donc par des pertes associées plus importantes. A l'inverse, la nature particulière et l'isolation électrique de chaque particule (augmentation de la résistivité du matériau) procure un avantage important quant aux pertes par courants de Foucault ; il faut noter néanmoins, que cette isolation des particules diminue la perméabilité (inférieure de 50% par rapport à des matériaux laminés) et donc le niveau d'induction. Les fabricants de SMC, par exemple Höganäs ou les Poudres du Québec, sont capables de produire toutes les nuances de SMC, du plus isolant et faiblement perméable, jusqu'au moins résistif et bon conducteur magnétique, en changeant les proportions de liants, les pressions et températures de recuit. Ces matériaux étant exploités dans la machine sous forme de pièces massives (stator en une pièce), les transferts de chaleur sont favorisés et entraînent la suppression des "points chauds" inhérents aux circuits à empilement. La machine peut dans ce contexte gagner en puissance massive où l'on augmente la densité de courant[14].

I.4. les avantages et inconvénients de la(MSAP)

I.4.1 Avantages de la MSAP:

Les avantages associés à l'utilisation des machines asynchrones et synchrones à aimants Permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur Synchrone est de plus en plus utilisé dans Les systèmes d'entraînement à vitesse variable, à hautes performances. Son choix dans ce Domaine est devenu attractif et concurrent par rapport aux moteurs à courant continu et aux Moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples. On cite Principalement [15] :

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

I.4.2. Inconvénients de la MSAP:

Comme inconvénients de la MSAP on cite [9] :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

I.4.3. 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 mégaWatts (systèmes de Propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la Synchronisation d'entraînement à vitesse variable, et la traction.

- Il fonctionne comme compensateur Synchrone.

- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, Tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.
- L'existence de champ magnétique en l'absence de courant est mise à profit pour la Réalisation des capteurs, par exemple des capteurs de proximité [12].

I.5.Conclusion

La machine à aimants englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanentes offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement. Une simple comparaison des machines synchrones à aimants avec les autres types des machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, SmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie.

Chapitre II

Modèle analytique et numérique d'un moteur synchrone à aimant monté sur La surface rotorique

II.1. Introduction

La détermination exacte de la distribution du champ magnétique dans l'entrefer des machines a aimant permanent est nécessaire pour évaluer les performances de la machine comme le couple électromagnétique ou la force électromotrice [10].

La présence des encoches statorique ont une grande influence sur la distribution du champ magnétique sur l'entrefer, par conséquent sur les performances des moteurs (Bruits et Vibrations due aux forces radial, Pertes par Courants de Foucault)

Le calcul du champ magnétique de l'entrefer avec effet d'encoche peut être évalué par la méthode numérique des éléments finis ou par la méthode analytique.

Les méthodes analytiques sont des outils utiles pour l'évaluation de la performance électrique du moteur [11].

Deux méthodes analytique on été développé, la première est basée sur la cartographie conforme de Schwarz-Christoffel qui donne une fonction de perméance magnétique en 2D en prenant en considération l'effet d'encoche, L'inductance magnétique de l'entrefer est calculé en multipliant la fonction de force magnétomotrice par celle de la perméance magnétique, et la densité de flux dans l'entrefer est obtenu en multipliant la fonction de perméance magnétique par la densité de flux radial dans les encoches.

La seconde méthode consiste a résoudre directement les équations de Maxwell sur les différents sous-domaines, entrefer, encoches, aimants, par la méthode de séparation de variables, la distribution du champ magnétique obtenu dans chaque sous-domaine en utilisant les conditions au limite.

Dans notre chapitre on présente un modèle pour calculer la distribution du champ magnétique sur les moteurs a aimant monté sur la surface rotorique (Surface mounted PMS Motors) avec des encoche semi-fermé sous charge, ce modèle est adapté pour les machine a aimant permanent avec une combinaison de pôles et d'encoche quelconque, Due a la présence de courant sur les encoches statorique, une formulation potentiel vecteur magnétique est utilisée.

L'étude sur ce chapitre englobe les machines synchrones a aimant permanent a rotor montée on surface, En ce concentrant essentiellement sur la détermination du potentiel vecteur magnétique sur la région des aimants, la formulation de potentiel vecteur magnétique conduit a la résolution des équations de Laplace avec des conditions de Neumann non-homogènes.

II.2 Calcul analytique des performances électromagnétiques:

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

- Le stator : Il est de forme cylindrique, constitué par un empilement de tôles en matériau ferromagnétique et il comporte un bobinage triphasé classique. Les conducteurs sont logés dans des encoches régulièrement réparties le long de l'entrefer.
- Le rotor : Celui-ci comporte des aimants montés sur sa surface. Chaque pôle est constitué d'un nombre donné de blocs aimantés qui sont fixés à l'aide de frettes amagnétiques sur l'arbre de la machine. Ce dernier peut être constitué soit d'une seule pièce massive soit d'un circuit magnétique feuilleté. L'aimantation dans ce type de machines peut être, radiale (Fig. II. 1.a).

En pratique, l'aimantation radiale est approximée en subdivisant chaque pôle en un certain nombre de blocs dont l'aimantation est inclinée d'un angle, mesurée en degrés électriques, correspondant à la position du bloc dans le pôle [10].

II.2.a. Calcul analytique avec stator lisse:

La modélisation du comportement électromagnétique des machines à aimants montés sur la surface du rotor est effectuée en se basant sur les équations de Maxwell. La structure de la machine expérimentale étudiée est celle de la Fig. 1, où nous négligeons, dans une première étape, la présence des encoches statoriques. Les aimants permanents présentent une aimantation à répartition supposée parfaitement radiale [11], [10] par pôle.

Les caractéristiques et les dimensions de la machine étudiée, sont indiquées sur le Tableau I[11].

Pour la modélisation adoptée, la perméabilité du fer est supposée infinie. En négligeant l'effet de la denture statorique, l'entrefer magnétique (région des aimants et l'entrefer mécanique) de la machine est considéré lisse. Sous ces conditions, le domaine d'étude, dans un système en coordonnées polaires (r, θ) , est réduit à deux zones concentriques (Fig. 2.) :

- $[R0, R1]$: zone (défini par le potentiel AI) contenant les aimants.
- $[R1, R2]$: zone (défini par AI) contenant l'entrefer mécanique.

Dans le domaine d'étude, un point au stator est repéré par θ' et au rotor par θ . En fonctionnement à vitesse de rotation constante ω_r , les deux angles sont liés par la relation :

$$\theta' = \omega_r t + \theta + \delta_0 \quad (1)$$

où δ_0 est l'angle de déphasage entre les axes de symétrie du stator et du rotor à $t = 0$.

Les composantes de l'induction magnétique sont exprimées ainsi :

$$\begin{cases} B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \\ B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r} \end{cases} \quad (2)$$

L'équation de Poisson, en 2D dans la zone des aimants, issue des équations de Maxwell avec une formulation en potentiel vecteur magnétique en considérant seulement la présence des aimants permanents, est donnée par :

$$\nabla \times \left[\frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{A}) \right] = \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \vec{M} \right) \quad (3)$$

où μ représente la perméabilité du milieu ($\mu = \mu_0$ dans l'air, les aimants et les conducteurs) supposée très grande dans le fer statorique et dans le fer rotorique.

TABLEAU II
PARAMETRES DE BASE DE LA MACHINE EXPERIMENTALE ETUDIEE

Paramètre	Symbole	Valeur et unité
Aimantation résiduelle (NdFeB)	M	1.00 T
Perméabilité relative des aimants	μ_r	1.07
Nombre d'encoches statorique	Q_s	24
Ouverture de l'encoche	b_o	$(1/3) \cdot \tau_s$
Nombre de paires de pôles	p	2
Rayon externe du stator	R_4	46.20 mm
Rayon d'alésage	R_3	28.10 mm
Rayon externe de l'aimant	R_2	27.55 mm
Rayon du fer rotorique	R_1	23.97 mm
Rayon interne du fer rotorique	R_0	11.00 mm
Epaisseur de l'entrefer	G	0.55 mm
Epaisseur des aimants	h_m	3.58 mm
Hauteur des encoches	h_s	10 mm
Longueur active de la machine	L	50.82 mm
Fréquence	f_r	50 Hz
Ouverture des aimants sur le pas polaire	α_p	5/6
Vitesse de rotation du rotor	ω_r	1500 tr/mn

Le calcul du champ revient donc à résoudre des équations, aux dérivées partielles, du potentiel vecteur dans l'intervalle $[R_1, R_2]$. Le principe de la méthode de résolution consiste à rechercher les expressions analytiques du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Des conditions supplémentaires sur les limites du domaine d'étude doivent être alors satisfaites.

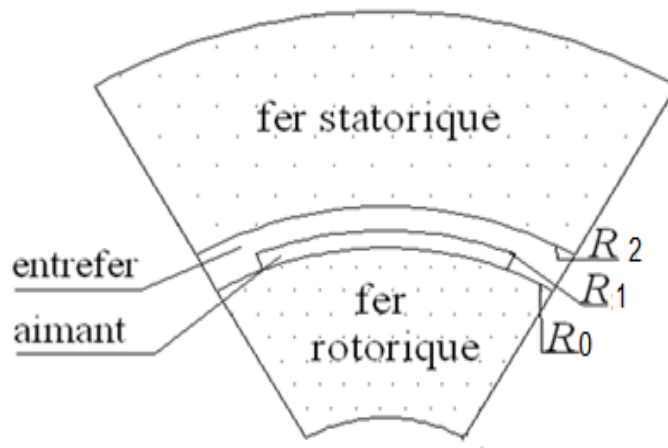


Fig. II.1. Structure étudiée sur un pas polaire [10]

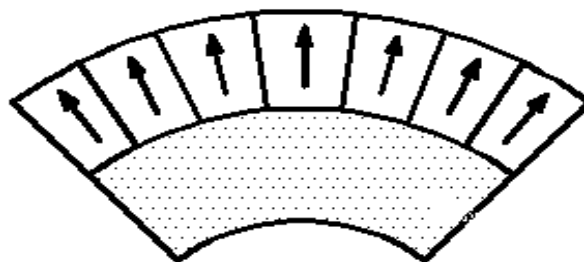


Fig. II.1.a. Aimantation radiale

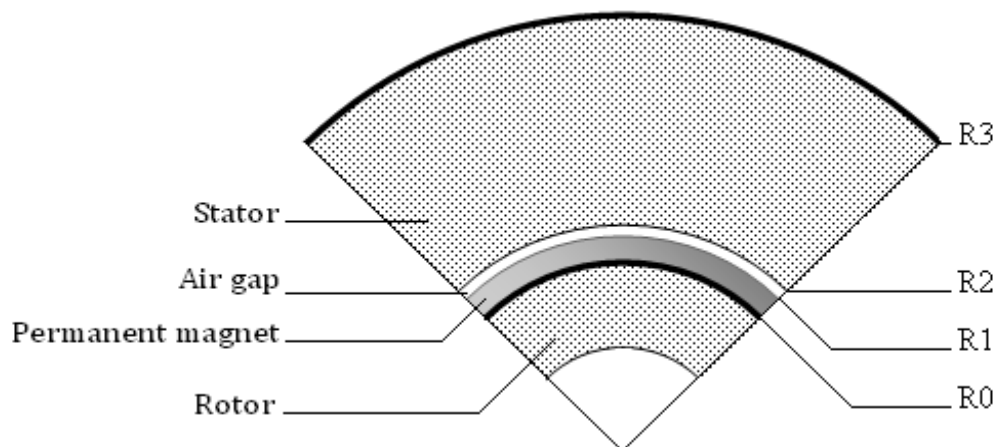


Fig II.2. Moteur étudié avec stator lisse[9]

La prise en compte des aimants dans la modélisation des machines électriques, en présence de courants, s'effectue, le plus souvent par le biais du modèle Ampérien.

Des densités volumique et surfacique fictives de courants, équivalentes à l'aimantation sont définies. Celles-ci sont respectivement réparties dans le volume et sur la surface des aimants.

Toutefois ce type d'analogie n'est pas obligatoire dans la mesure où les composantes M_r et M_θ de l'aimantation apparaissent directement dans l'équation de répartition du potentiel (Equation (3)). En effet, celles-ci peuvent être développées en séries de Fourier selon [11].

L'aimantation, dans l'Equation (3), est décomposée en une composante radiale et en une composante tangentielle :

$$M_r = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_{rn} \cos(np\theta) \quad (4)$$

$$M_\theta = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_{\theta n} \sin(np\theta) \quad (5)$$

Dans l'Equations (5)et(4), les coefficients de Fourier de rang n tel que n est pair sont nuls :

$$\begin{cases} M_{rn} = 0 \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

Et si n est impaire

- Aimantation radiale:

$$M_{rn} = \left(\frac{4M}{\pi n}\right) \sin\left(n p \alpha_p \frac{\pi}{2}\right) \quad (7)$$

$$M_{\theta n} = 0 \quad (8)$$

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

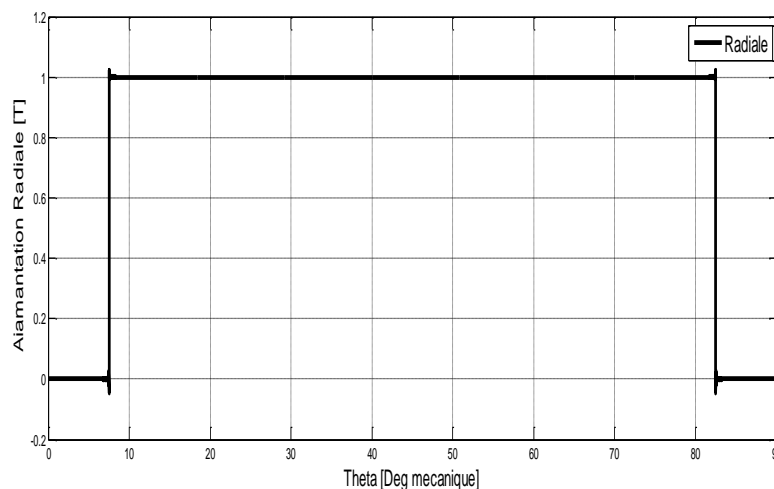


Fig II.3. Forme d'onde d'une aimantation radiale

Que ce soit dans la zone de l'entrefer ou des aimants, le potentiel vecteur s'écrit sous forme de séries de Fourier comme suit :

$$A(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} a(r, n) \sin(np\theta) \quad (9)$$

Dans l'entrefer mécanique, le potentiel vecteur est :

$$AI(r, \theta) = \sum (AI_{1n}r^{np} + AI_{2n}r^{-np}) \sin(np\theta) \quad (10)$$

L'Equation (3) devient :

$$\frac{\partial AI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AI}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 AI}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left[\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right] \quad (11)$$

Dans la zone des aimants permanents, l'équation de diffusion du champ magnétique est donnée par :

$$AII(r, \theta) = \sum (AII_{1n}r^{np} + AII_{2n}r^{-np} + C_n(r)) \sin(np\theta) \quad (12)$$

Avec une solution particulière exprimée par :

$$\left\{ C_n(r) = \frac{M_{rn} n p r}{n^2 p^2 - 1}, n^2 p^2 \neq 1 \right. \quad (13)$$

Dans la zone de l'entrefer mécanique, l'équation de Laplace de diffusion du champ est :

$$\frac{\partial AI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AI}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 AI}{\partial \theta^2} = 0 \quad (14)$$

L'exploitation, des conditions aux limites et de passage du champ magnétique entre les deux zones, permet de déterminer les constantes AI_{1n} , AI_{2n} , AII_{1n} , AII_{2n} .

En $r=R_2$ la dérivé $\frac{\partial AI}{\partial r} = 0$ et donc:

$$AI_{1n} = \frac{AI_{2n} R_2^{-np-1}}{R_2^{-np-1}} \quad (15)$$

En $r=R_0$, $\frac{\partial AII}{\partial r}=0$, aussi:

$$AII_{1n} = \frac{R_0^{-2np} a_{2n} n^2 p^2 - R_0^{-2np} a_{2n} - R_0^{-2np} M_{rn}}{n^2 p^2 - 1} \quad (16)$$

$$AII_{2n} = -\frac{1}{2} \frac{(R_1^{np+1} np + R_1^{np+1} - 2R_0^{np+1} + R_0^{2np} np R_1^{-np+1} + R_0^{2np+1}) R_2^{2np} M_{rn}}{(n^2 p^2 - 1)(R_2^{2np})} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} & AII_{2n} \\ = & -\frac{(-2R_0^{np+1} R_2^{2np} + R_0^{2np} R_2^{2np} np R_1^{-np+1} + R_0^{2np} R_2^{2np} R_1^{np+1} - R_0^{2np} np R_1^{np+1} + R_1^{np+1} R_2^{2np}) M_{rn}}{2(n^2 p^2 - 1)(R_2^{2np})} \end{aligned} \quad (18)$$

A partir des équations (2) et (7), les inductions radiales et tangentielles dans l'entrefer mécanique s'en déduisent par

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \quad (19)$$

Donc:

$$B_r(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{r} (AI_{1n} r^{np} + AI_{2n} r^{-np}) \frac{\partial A}{\partial \theta} \sin(np\theta) \quad (20)$$

Donc:

$$B_r(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}) = \frac{p}{r} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} n (AI_{1n} r^{np} + AI_{2n} r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (21)$$

Et

$$B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r}$$

Donc

$$B_\theta(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}) = -\frac{p}{r} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} n (AI_{1n} r^{np} - AI_{2n} r^{-np}) \sin(np\theta) \quad (22)$$

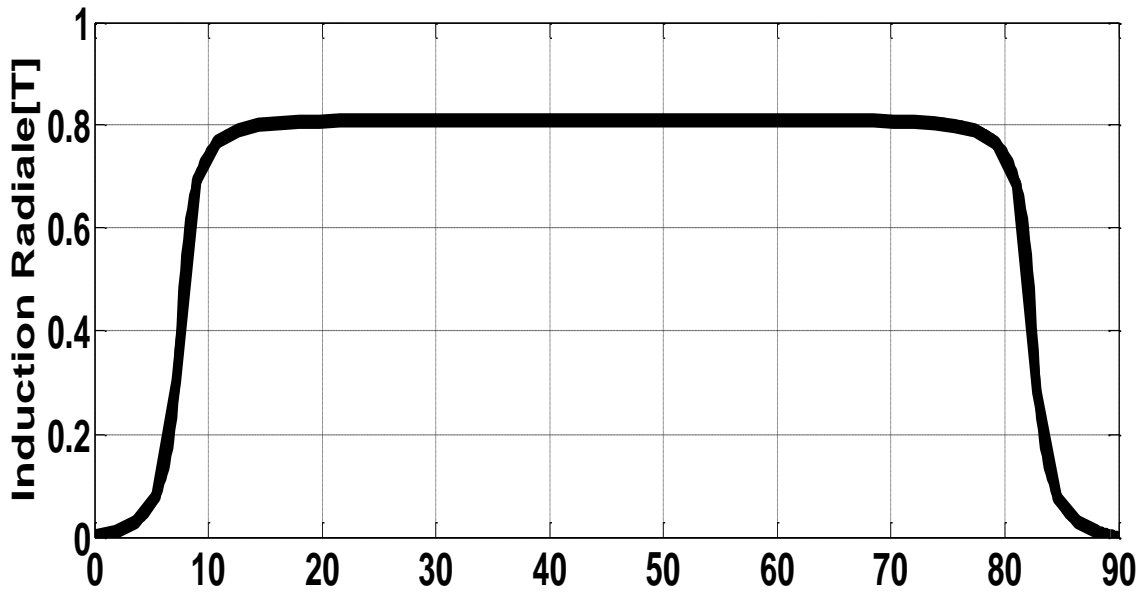


Fig. II.4.la Forme d'onde l'induction Radiale avec stator lisse calculées

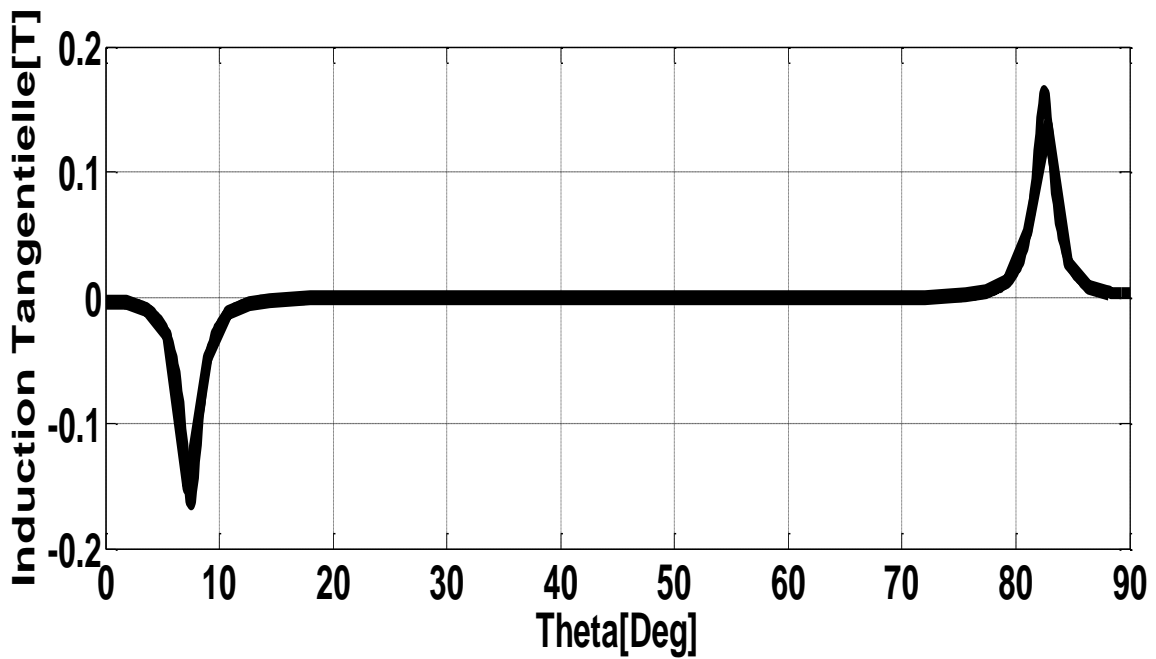


Fig. II.5.la Forme d'onde l'induction tangentielle avec stator lisse calculées

II.2.b. Effet des encoches du stator sur l'induction magnétique:

L'effet d'encochage du stator sur les inductions radiale et tangentielle est introduit via une fonction perméance relative complexe issue d'une transformation conforme analytique de Schwarz-Christoffel d'un modèle avec une seule encoche de profondeur infinie [11].

Ce modèle permet d'exploiter les équations (18) et (20) pour déterminer les inductions radiale et tangentielle dans le cas avec encoches statoriques. Avec $Bk = Br + jB\theta$, l'induction complexe dans la structure réelle est donnée par :

$$B_s = B_k \cdot \left(\frac{\partial k}{\partial s}\right)^* \quad (23)$$

Avec

$$\frac{\partial k}{\partial s} = \lambda = \frac{k}{s} \frac{w-1}{(w-a)^{\frac{1}{2}}(w-b)^{\frac{1}{2}}} \quad (24)$$

Ces deux expressions (21) et (22) sont issues de plusieurs transformations conformes analytiques qui permettent de passer du plan S (r, θ) dont les coordonnées sont données par l'équation complexe en coordonnées polaires (Fig II.4):

$$s = re^{j\theta} \quad (25)$$

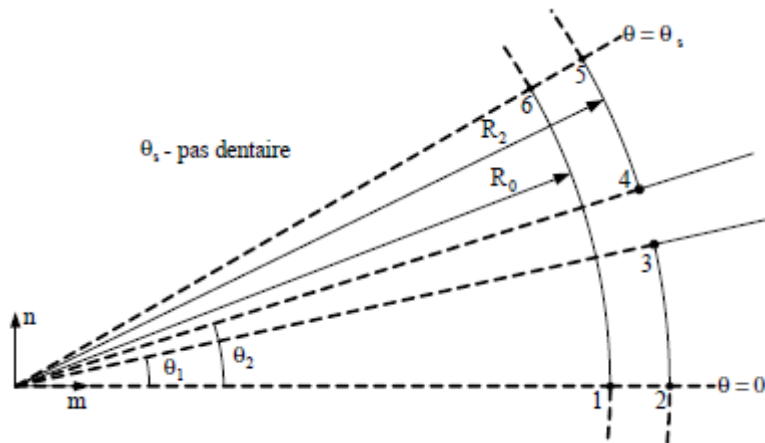


Fig II.6. Modèle d'une seule encoche de profondeur infinie dans le plan S

La première transformation conforme qui permet de transformer le plan S en coordonnées polaires au plan Z en coordonnées cartésiennes (Fig II.5) est :

$$z = \ln(s) \quad (26)$$

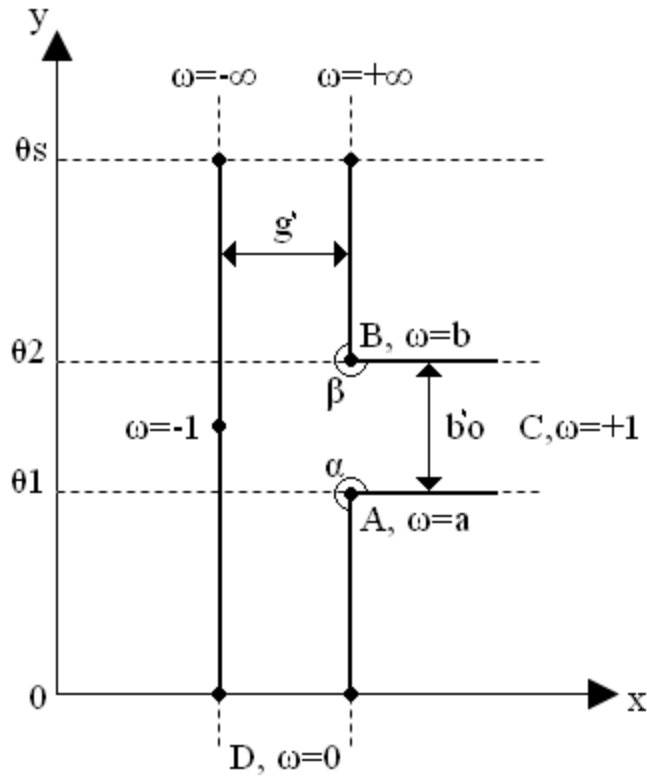


Fig II.7.Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan Z

La (2ème) transformation conforme complexe, qui est une transformation de Schwarz- Christoffel qui permet de transformer le pas dentaire du plan Z en un demi-plan infini et positif W (Fig II.6), est :

$$z = j \frac{g'}{\pi} \left[\ln \left| \frac{1+p}{1-p} \right| - \ln \left| \frac{b+p}{b-p} \right| - 2 \frac{b-1}{\sqrt{b}} \tan^{-1} \frac{p}{\sqrt{b}} \right] + c \quad (27)$$

Ou
$$p = \sqrt{\frac{w-b}{w-a}} \quad (28)$$

$$c = \ln R_2 + j\theta_2 \quad (29)$$

$$g' = \ln \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (30)$$

$$b = \left[\frac{b'}{2g'} + \sqrt{\left(\frac{b'_0}{2g'} \right)^2 + 1} \right]^2 \quad (31)$$

$$a = \frac{1}{b} \quad \text{et} \quad b'_\theta = \theta_2 - \theta_1 \quad (32)$$

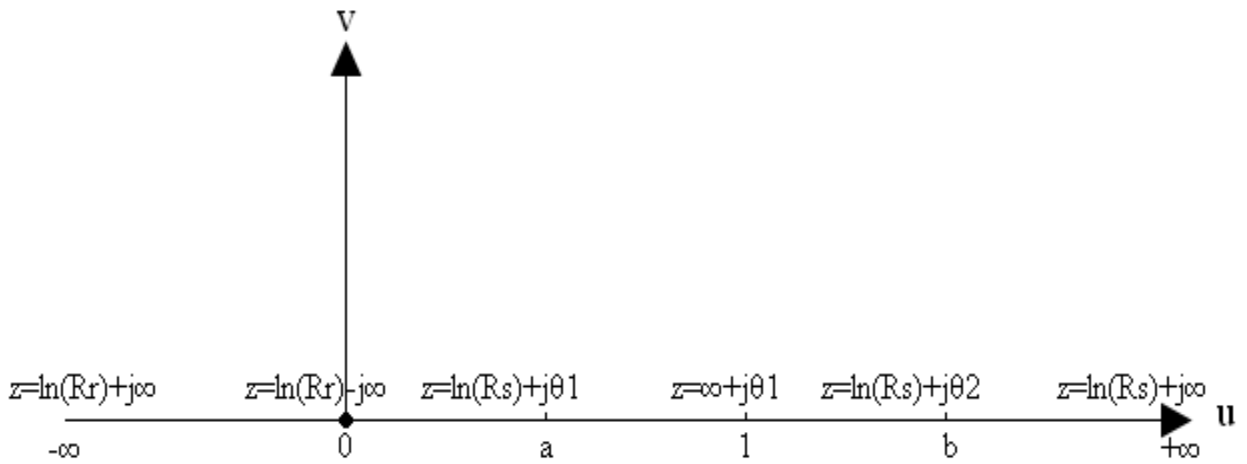


Fig II.8.Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan W

La 3ème transformation conforme qui permet de passer du plan W au plan T, qui représente deux plans infinis (Fig II.9), est:

$$t = j \frac{g'}{\pi} \ln w + \ln R_2 + j \frac{\theta_s}{2} \quad (33)$$

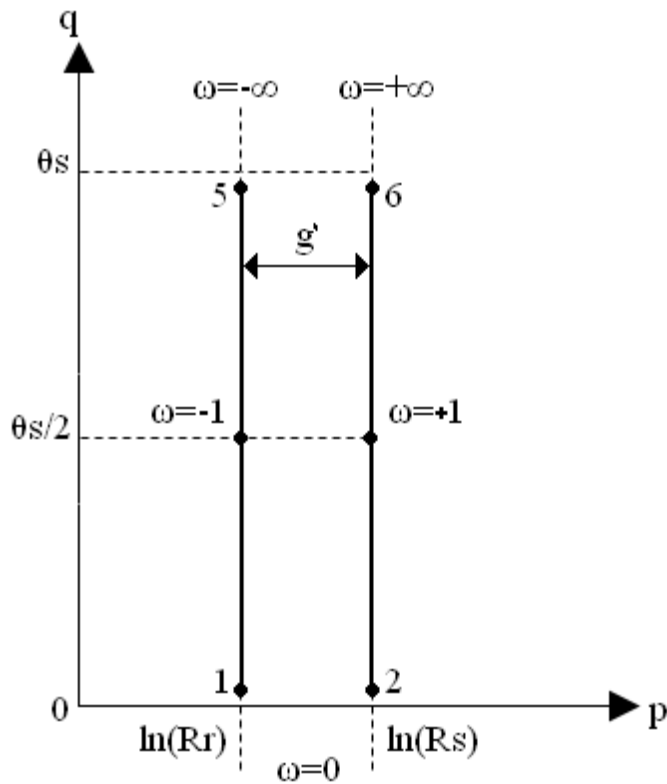


Fig II.9.Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan T

La dernière transformation permet de transformer le plan T au plan K (Fig II.10) en coordonnées polaires par utilisation de :

$$k = R_2 e^{\left(\frac{g'}{\pi} \ln w + \frac{\theta_s}{2}\right)} \quad (34)$$

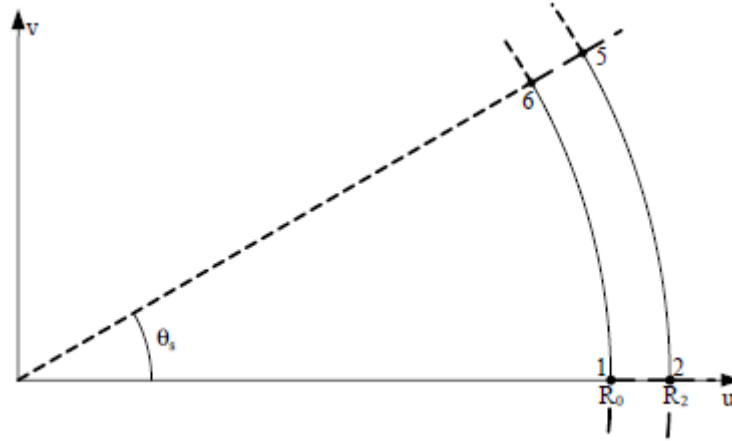


Fig II.10. Modèle d'une seule encoche dans le plan K

Les parties réelle et imaginaire de la perméance relative λ , issues de l'Equation (22), sont :

$$\lambda_a = \lambda_{a0} + \sum_{n=1}^{N_1} \lambda_{am} \cos(nQ_s\theta) \quad (35)$$

$$\lambda_b = \sum_{n=1}^{N_1} \lambda_{bn} \sin(nQ_s\theta) \quad (36)$$

A partir des équations (20), (21), (22), (24) et (25), les inductions radiale et tangentielle dans l'entrefer avec stator encoché s'en déduisent par :

$$B_{sr} = R_e(B_k\lambda^*) = B_r\lambda_a + B_\theta\lambda_b \quad (37)$$

$$B_\theta = Im(B_k\lambda^*) = B_\theta\lambda_a - B_r\lambda_b \quad (38)$$

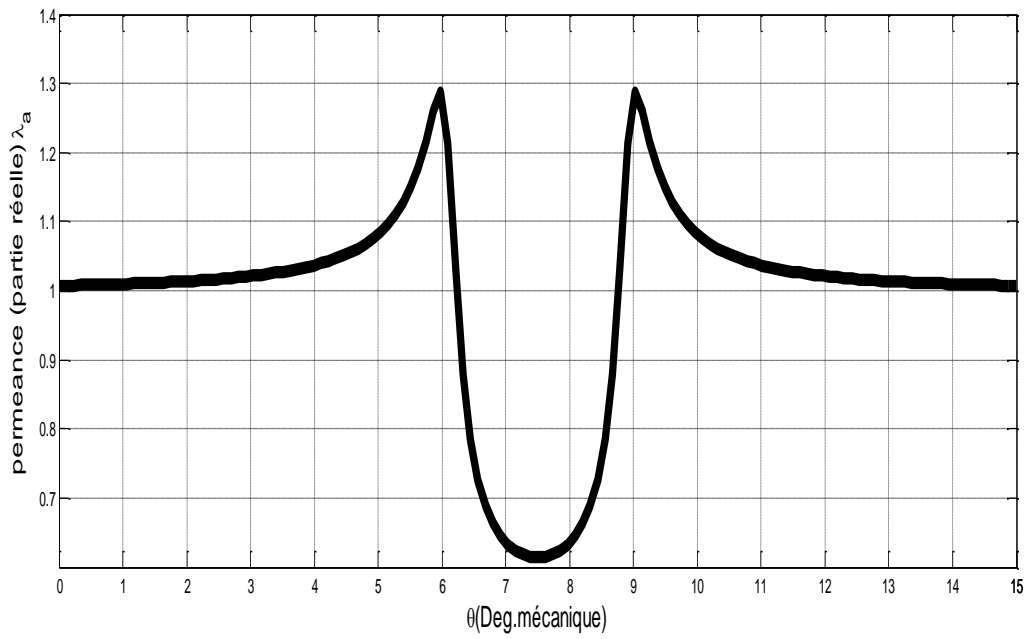


Fig. II.11. Parties réelle de la perméance relative complexe

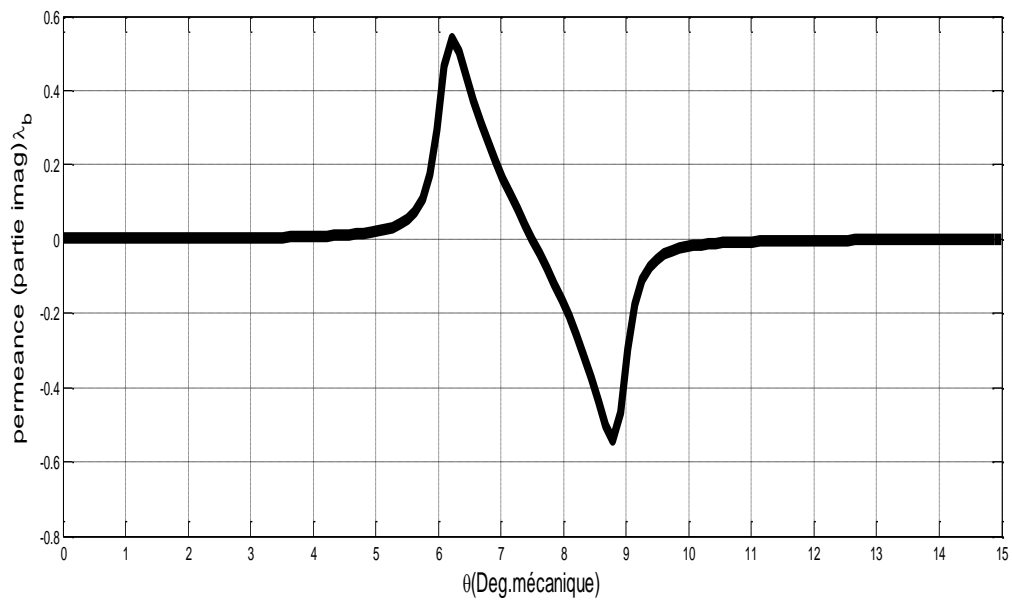


Fig. II.12. Parties imaginaire de la perméance relative complexe

II.3. Distribution de l'induction magnétique :

On considère, que les enroulements statoriques ne sont pas alimentés, donc c'est le fonctionnement à vide. Les Figures (II.13), (II.14) représentent respectivement la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour ces types d'aimantation. On constate qu'il y a une grande différence avec la forme de l'induction représentée au deuxième partie. Sous une hypothèse simplificatrice, on a considéré le stator lisse ce qui n'est pas le cas réel de la machine étudiée qui possède des encoches dans lesquelles sont logés les enroulements statoriques.

La présence des encoches fait apparaître des ondulations au niveau des intervalles qui sont situés en face des encoches car la reluctance dans ce cas est variable à cause de la variation de l'entrefer magnétique (aimant + vide). Même, cette variation aussi va créer une fonction désignée sous le terme de perméance complexe définie au niveau de l'entrefer. Grâce à cette fonction, on peut calculer les grandeurs électromagnétiques dans le plan réel de la machine en multipliant cette dernière par les grandeurs déterminées au cette partie.

Les paramètres principaux qui ont une influence sur la forme de l'induction sont l'épaisseur des aimants, leur ouverture et l'ouverture des encoches. Les autres paramètres sont considérés constants.

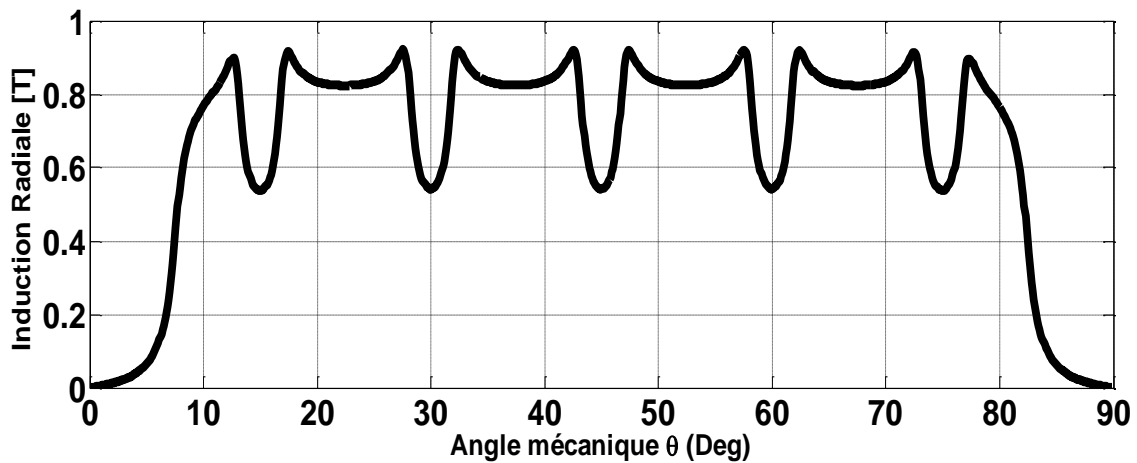


Fig. II.14. La Forme d'onde l'induction Radiale avec stator encoché

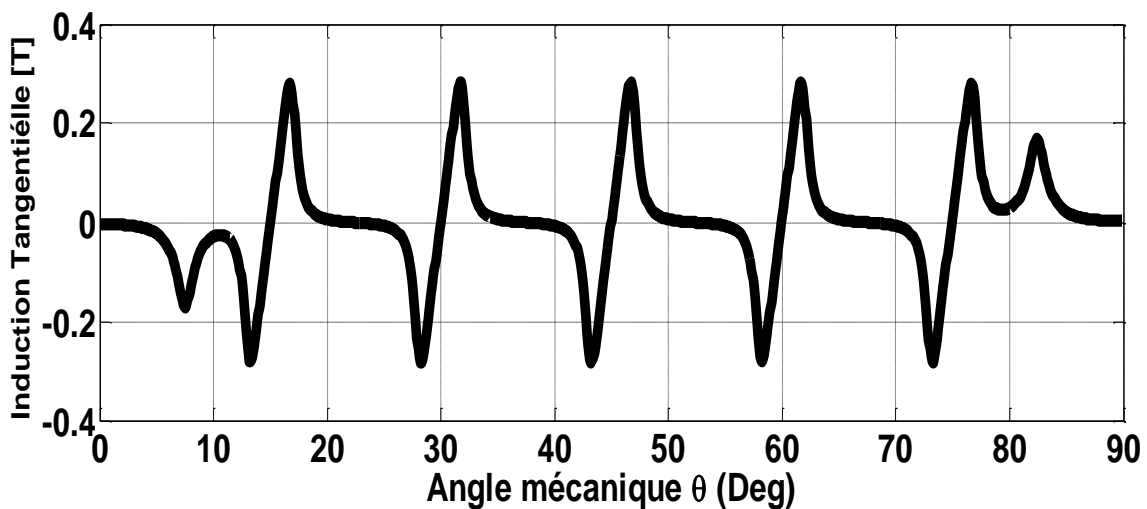


Fig. II.13. La Forme d'onde l'induction tangentielle avec stator encoché

II.4. Calcul du couple de détente:

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

II.4.1. Tenseur des contraintes de Maxwell [10]:

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

$$\vec{t}_m = \left(\vec{n} \cdot \frac{\vec{B}}{\mu_0} \right) \cdot \vec{B} - \vec{n} \cdot \frac{1}{2} \frac{|\vec{B}|^2}{\mu_0} \quad (39)$$

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

Le vecteur \vec{t}_m peut se décomposer en deux composantes : selon la direction de \vec{B} et perpendiculairement à la surface (S) (Fig. II.11).

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

$$\vec{B} = \vec{B}_r \cdot \vec{a}_r + \vec{B}_\theta \cdot \vec{a}_\theta \quad (40)$$

Avec

$$\vec{n} = \vec{a}_r \quad (41)$$

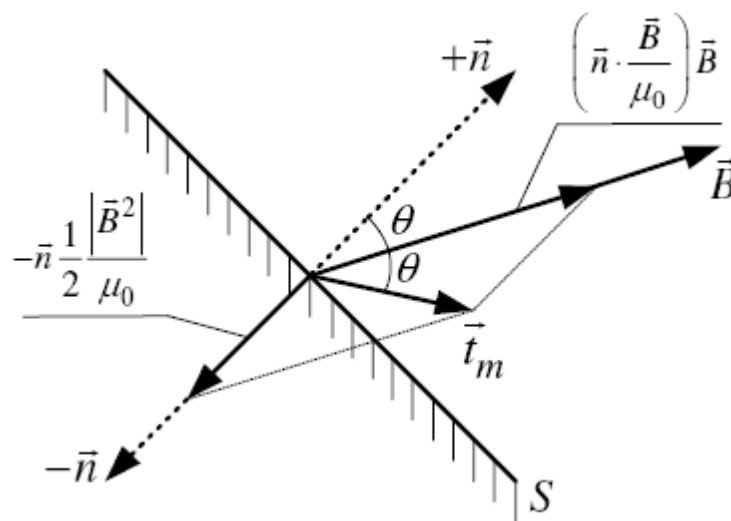


Fig. II.15. Relation entre \vec{n} , \vec{B} et \vec{t}_m

Par une combinaison des Eqs. (28) et (29) on obtient :

$$\begin{aligned} \vec{t}_m &= \frac{1}{\mu_0} B_r (B_r \vec{a}_r + B_\theta \vec{a}_\theta) - \vec{a}_r \frac{1}{2} \frac{|B|^2}{\mu_0} \\ &= \frac{1}{\mu_0} \left(B_r^2 - \frac{1}{2} |B|^2 \right) \vec{a}_r + \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta \vec{g} \end{aligned} \quad (42)$$

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

$$T = \frac{1}{\mu_0} L R^2 \int_0^{2\pi} B_r(\theta) B_\theta(\theta) d\theta \quad (43)$$

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

La forme du couple de détente, sur un pas dentaire, est représentée par la (Fig. II.11).

II.4.2. Avec la loi de Maxwell [11]:

Dans ce cas le couple de détente est calculé en considérant le moment des forces de Laplace s'exerçant sur l'ensemble des dents de la machine. D'après les calculs développés par [15], on a l'expression suivante du couple de détente par encoche :

$$T_{encoche} = \frac{1}{2\mu_0} \left[\int_a^b |B_k|^2 \left| \frac{g'}{\pi} k^2 \frac{w-1}{w(w-a)^{\frac{1}{2}}(w-b)^{\frac{1}{2}}} \right| \right] \quad (44)$$

Le couple de détente total développée par la machine étudiée est :

$$T_c = \sum_{k=1}^{Q_s} T_{encoche} \quad (45)$$

II.5. Calcul de la force électromotrice:

En utilisant la loi de Faraday, la force électromotrice induite dans une phase du stator, est donnée par:

$$E_c(t) = -N_c \frac{d\Phi_c}{dt} \quad (46)$$

Sachant que le flux embrassé par la phase est exprimé par :

$$\Phi_{c(t)} = L_u R \int_{-\frac{\gamma_c}{2}}^{\frac{\gamma_c}{2}} B_{sr}(r, \theta, t) dt \quad (47)$$

Où : $\gamma_c = \gamma \frac{2\pi}{Q_s}$ avec γ = le pas d'enroulement, et aussi le nombre d'encoches par section.

et

$$B_{Sr}(r, \theta, t) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} B_{rn} \cos(np(\theta - \omega_{rm}t)) \left\{ \lambda_0 + \sum_{m=1,2,3}^{N_\lambda} \lambda_{am} \cos(m Q_s(\theta - \theta_{s0})) \right\} + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} B_{\theta n} \sin(np(\theta - \omega_{rm}t)) \sum_{m=1,2,3}^{N_\lambda} \lambda_{am} \cos(m Q_s(\theta - \theta_{s0})) \quad (48)$$

Où θ_{s0} prend 0 ou $\frac{\pi}{Q_s}$. Cette valeur dépend de la référence initiale de la perméance.

L'expression du flux embrassé par une phase du stator est :

$$\phi_c(t) = L_u R \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \left\{ \lambda_0 B_{rn} \frac{2}{np} \sin(np \frac{\gamma_c}{2}) + \sum_{m=1,2,3}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} - B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left(\left((np + m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)\right)}{np + m Q_s} A_m + \sum_{m=1,2,3}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} + B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left(\left((np - m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)\right)}{np - m Q_s} A_m \right\} \cos(np \omega_{rn} t) \quad (49)$$

Si $np = m Q_s$, le terme $\frac{\sin\left[\left((np - m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)\right]}{np - m Q_s}$ doit être remplacé par $\frac{\gamma_c}{2}$

$$A_m = \begin{cases} 1 & \text{si } \theta_{s0} = 0 \\ \cos(m\pi) & \text{si } \theta_{s0} = \frac{\pi}{Q_s} \end{cases}$$

Donc, l'expression finale de la force électromotrice par phase s'écrit comme suit :

$$E_{phrase}(t) = -N_s K_{bm} \frac{d\phi_c(t)}{dt} \quad (50)$$

$$\text{Avec } : N_s = \begin{cases} N \frac{Q_s}{6\alpha_p} & (1) \\ N \frac{Q_s}{3\alpha_p} & (2) \end{cases} \text{ pour un bobinage à une seule couche (1) et à deux couches (2).}$$

α_p Représente le nombre de branches parallèles.

Le coefficient de bobinage K_{bn} est défini par $K_{bn} = K_{fn} K_{dn} K_{rn} K_{in}$ [11].

L'expression, suivante, de la FEM s'en déduit :

$$E_{phase}(t) = N_s \omega_{rm} L_u R \sum_{n=1,3,5}^{\infty} k_{bn} \left\{ \lambda_0 B_{rn} \frac{2}{np} \sin\left(np \frac{\gamma_c}{2}\right) + \sum_{m=1,2,3}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} - B_{\theta n} \lambda_{bn}) \frac{\sin((np + mQ_s) \frac{\gamma_c}{2})}{np + mQ_s} A_m + \sum_{m=1,2,3}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} + B_{\theta n} \lambda_{bn}) \frac{\sin((np - mQ_s) \frac{\gamma_c}{2})}{np - mQ_s} A_m \right\} \times \sin(n(p\omega_{rm}t - \alpha_0)) \quad (51)$$

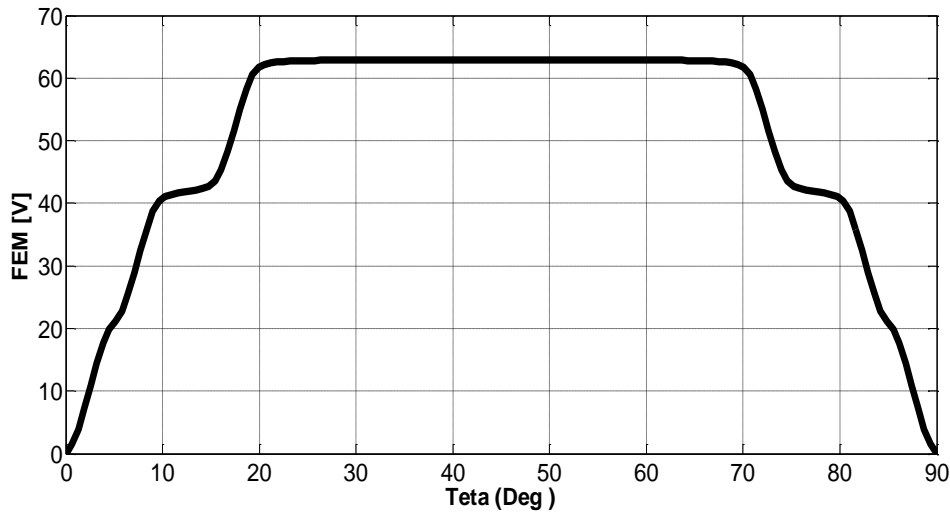


Fig. II.16. La forme de la force électromotrice

II.6. Calcul analytique du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique, développé par la machine en tenant compte de l'effet d'encoche avec une alimentation sinusoïdale et en utilisant l'expression de la puissance développée par les trois phases du stator, est donné par :

$$T_{em} = \frac{P}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(t) i_m(t) \quad (52)$$

$$\text{Avec } e_m(t) = [E_A(t) \quad E_B(t) \quad E_C(t)] \text{ et } i_m(t) = \begin{bmatrix} I \cos(\omega t) \\ I \cos\left[\omega t - \frac{2\pi}{3}\right] \\ I \cos\left[\omega t + \frac{2\pi}{3}\right] \end{bmatrix} \quad (53)$$

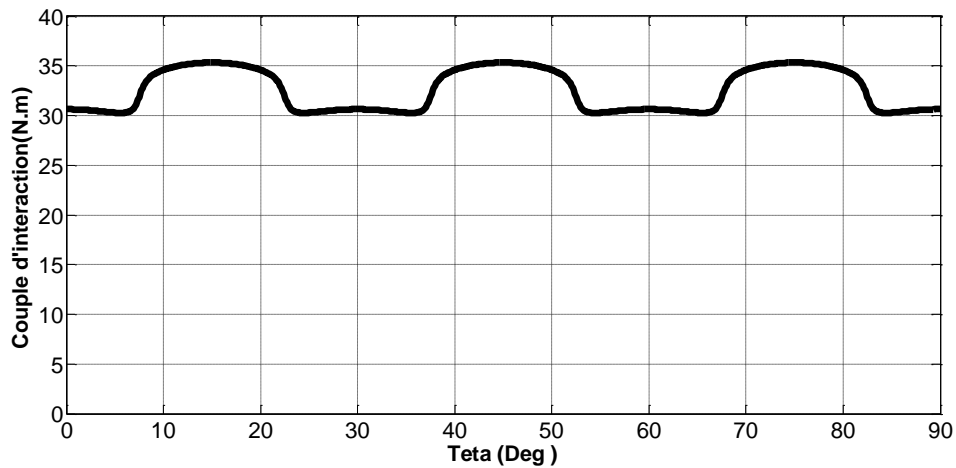


Fig. II.17. La forme de Le couple électromagnétique

II.7. Validation par la méthode des éléments finis:

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles. Ces méthodes permettent de modéliser les géométries les plus complexes et de prendre en compte les phénomènes physiques comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, les anisotropies des milieux et la présence des courants de Foucault induits dans les conducteurs soumis à un flux variable [10].

Les méthodes de résolution numériques les plus utilisées sont les méthodes des équations intégrales de frontières, la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis. Dans notre travail nous allons nous intéresser à la méthode des éléments finis.

La méthode des éléments finis (finite element method), fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique ; elle n'a trouvé sa place, qu'aux années 70, en électricité [10]. Elle est l'une des méthodes numériques les plus utilisées. Cette méthode est utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivés partielles décrivant le comportement électromagnétique des machines électriques [10].

Sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses simplificatrices, nous allons effectuer une comparaison des résultats obtenus à partir du modèle analytique développé au chapitre précédent avec ceux issus de la méthode des éléments finis, en utilisant un outil de modélisation gratuit développé pour calculer les machines synchrones à aimants, appelé FEMM (Finite Element Method Magnet).

II.7.1 Modélisation par éléments finis:

La méthode des éléments finis consiste à utiliser une approximation simple des variables pour transformer les équations aux dérivées partielles en équations algébriques.

Dans son approche variationnelle, la méthode des éléments finis permet de ramener la résolution des équations aux dérivées partielles à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré. Celle-ci est donnée, dans le cas d'un problème de magnétostatique [10], par la relation suivante :

$$F = \frac{1}{2} \left(\left[\int_0^B H dB \right] - 2JA \right) dt \quad (54)$$

Le domaine d'étude t est alors subdivisé en régions élémentaires (les éléments finis) où l'inconnue est approchée par une interpolation polynomiale. L'idée fondamentale de cette méthode est de discrétiser le problème en décomposant le domaine matériel à étudier en éléments de forme triangulaire. Pour des problèmes résolus en 2D, les éléments de forme triangulaire (Fig. II.14) sont les plus utilisés [10]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'un algorithme de numérotation automatique. L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi:

$$A^{(e)}(x, y) = a^{(e)} + b^{(e)}x + c^{(e)}y \quad (55)$$

La discrétisation de la forme intégrale (Fig. II.17) par éléments finis et la recherche des potentiels aux noeuds qui minimisent cette forme entraînent la résolution d'un système d'équations algébriques. La forme matricielle de ce système s'écrit :

$$[M][A] = [S] \quad (56)$$

Où $[M]$: est la matrice des contraintes et dépend des propriétés magnétiques des matériaux.

$[A]$ est le vecteur des inconnues qui sont les potentiels vecteurs aux différents noeuds du maillage,

$[S]$ est le terme source dû aux densités du courant [10].

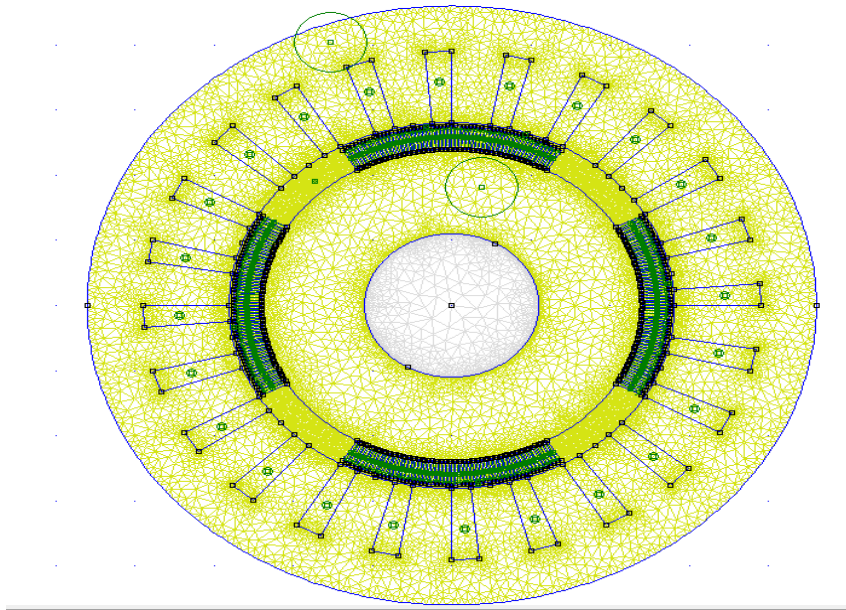


Fig. II.18. Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D.

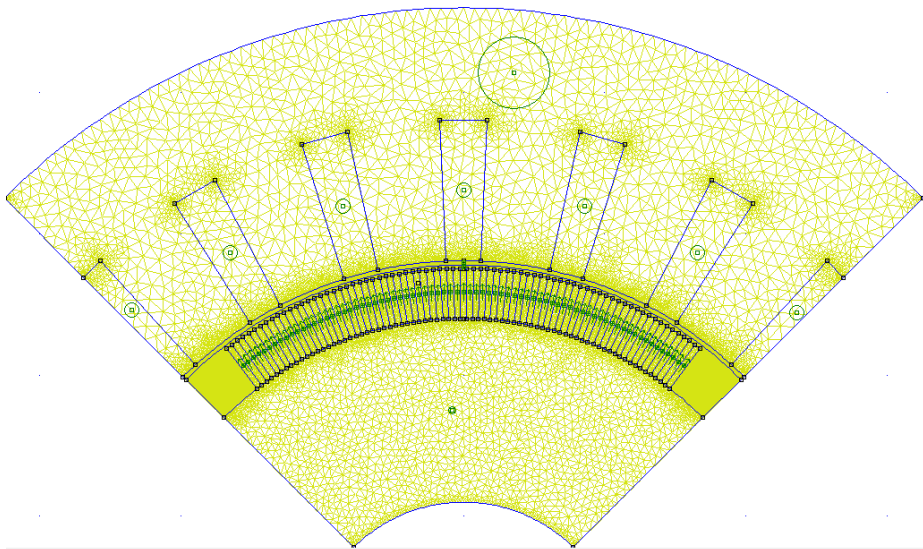


Fig. II.19. Maillage par éléments finis d'un pas polaire

La résolution du système d'équations peut être effectuée soit :

- par une méthode indirecte, de gradient conjugué par exemple. La solution est obtenue par un processus itératif.
- par une méthode directe de décomposition (méthode de Gauss-Crout) avec un stockage des éléments de la matrice sous forme de vecteurs.

La technique de stockage dite ligne de ciel "Sky-line" est l'une des plus utilisée [10].

La résolution permet de déterminer les inconnues en deux étapes :

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

$$[A] = [L][D][L]^T \quad (57)$$

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

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

II.7.2 Présentation de l'outil de calcul utilisé:

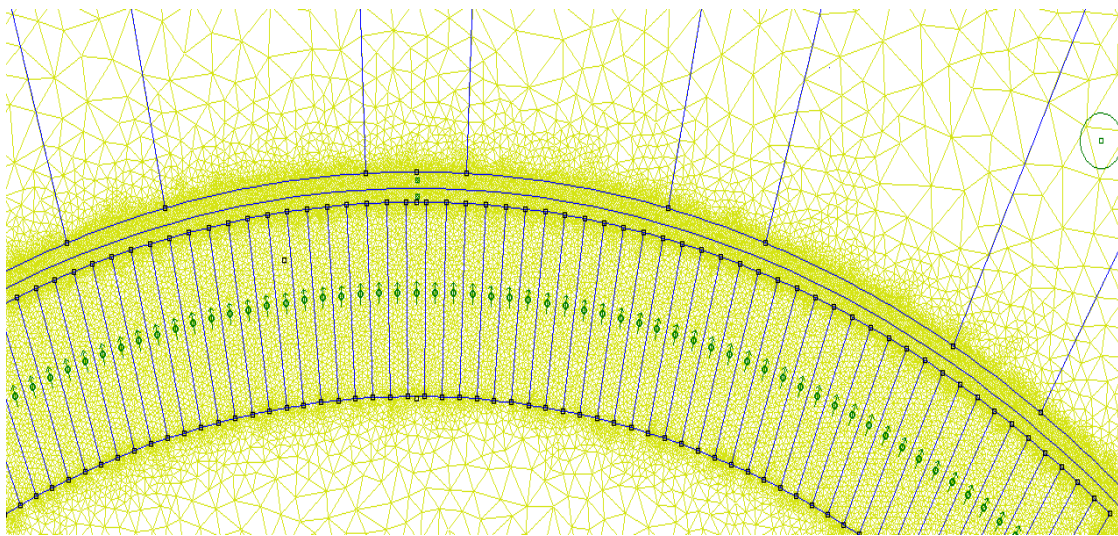
Nous avons défini précédemment la méthode des éléments finis utilisée pour calculer Les performances des machines synchrones à aimants permanents. Nous définissons dans cette partie, l'outil de calcul utilisé.

La validation des résultats obtenus par les calculs analytiques est effectuée à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM. Comme tous les logiciels employés pour des problèmes d'éléments finis en deux dimensions, ils sont articulés en quatre axes appelés « préprocesseur graphique », « mailleur », « solveur », et « post-processeur graphique ».

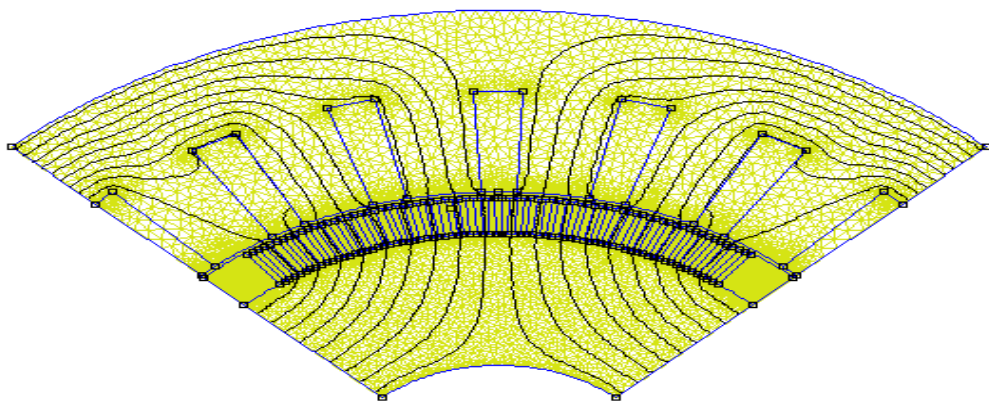
- **Préprocesseur** : permet aux utilisateurs de dessiner les différentes parties de l'élément à étudier, de définir les matériaux utilisés, d'imposer les conditions aux limites et ainsi de suite.
- **Le mailleur** : permet le maillage en éléments triangulaires des géométries à étudier via un logiciel connexe : Triangle
- **Le solveur** : permet la résolution de problèmes magnétiques et électrostatiques plans et axisymétriques (incluant les problèmes de magnétostatique linéaire et non linéaire et les problèmes harmoniques à basses fréquences). Pour les problèmes de magnétostatique et d'électrostatique, un solveur utilisant le gradient conjugué basé sur le pré-conditionnement de sous-relaxation symétrique successif est employé.
- **Le post-processeur** : C'est un graphique permettant l'exploitation de la solution du problème. La solution peut être représentée par un tracé de densité ou par des vecteurs s'il s'agit d'une grandeur vectorielle. Un certain nombre de calcul intégral, le long des contours et des aires prédéfinis, est aussi accessible.

II.8. Analyse des performances électromagnétiques:

Dans cette partie, les résultats issus du modèle analytique que nous avons développé sont confrontés aux résultats obtenus à partir du calcul par éléments finis sur (les Figures II .21,20), nous représentons successivement le maillage par éléments finis triangulaires de la structure étudiée et la carte du champ magnétique créée par les aimants dans les deux cas :stator lisse et stator encoché. Au niveau des formes d'ondes des inductions radiale et tangentielle pour les deux types de stator (Figure II.22 et 23) on observe une bonne concordance sous les mêmes hypothèses .les inductions (Figure II.22) sont obtenues analytiquement en utilisant les inductions avec un stator lisse Une validation expérimentale est aussi effectuée en ce qui concerne la force électromotrice.



(a)



(b)

Fig. II. 20. Maillage par éléments finis (b) et zoom de l'entrefer (a)

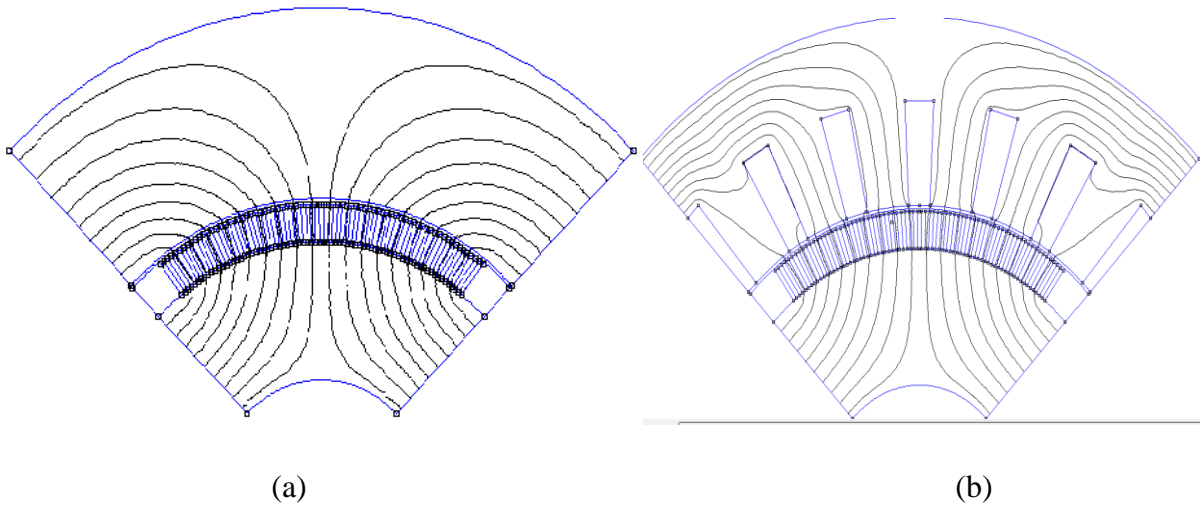


Fig. II.21. Distributions du champ magnétique stator lisse (a) et stator encoché (b)

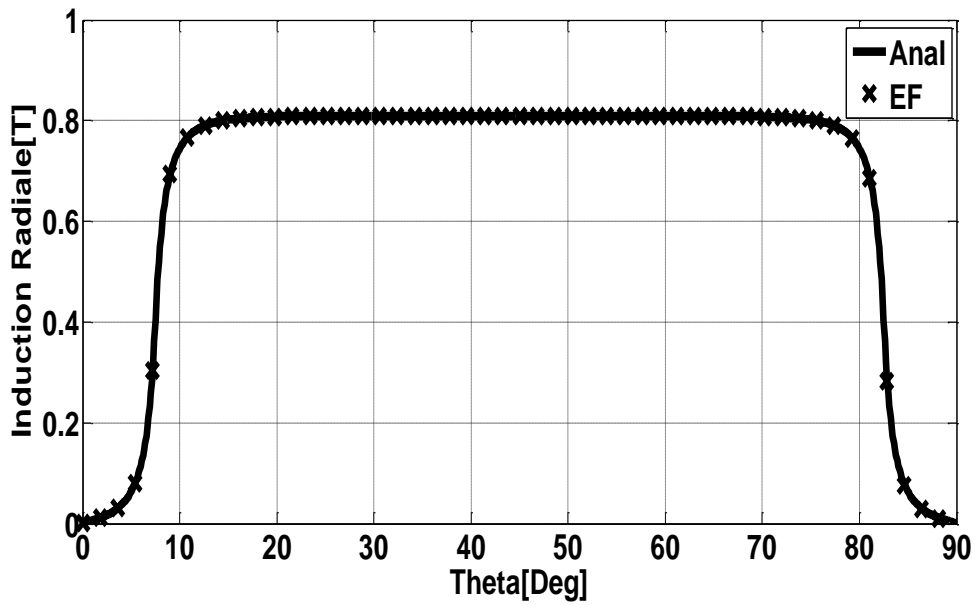


Fig. II.22. (a) Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator lisse

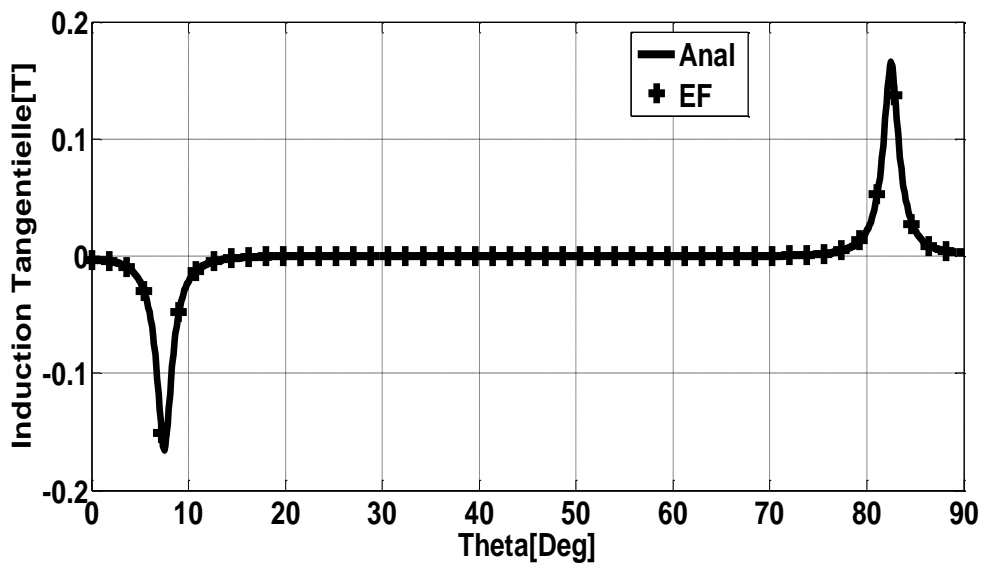


Fig. II.22 (b) Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator lisse

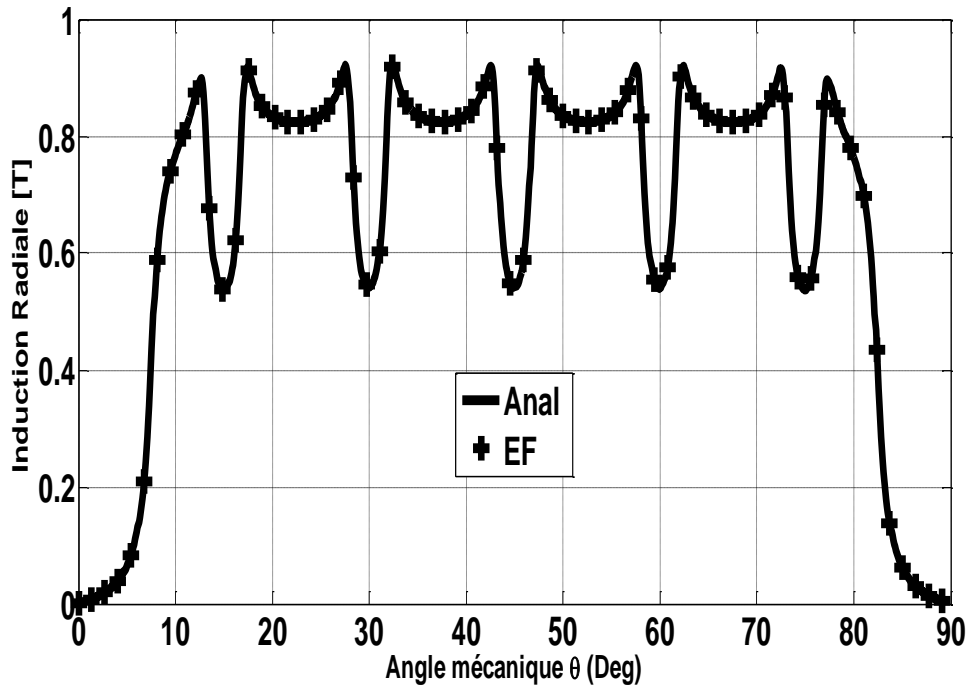


Fig. II.23. a) Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator encoché

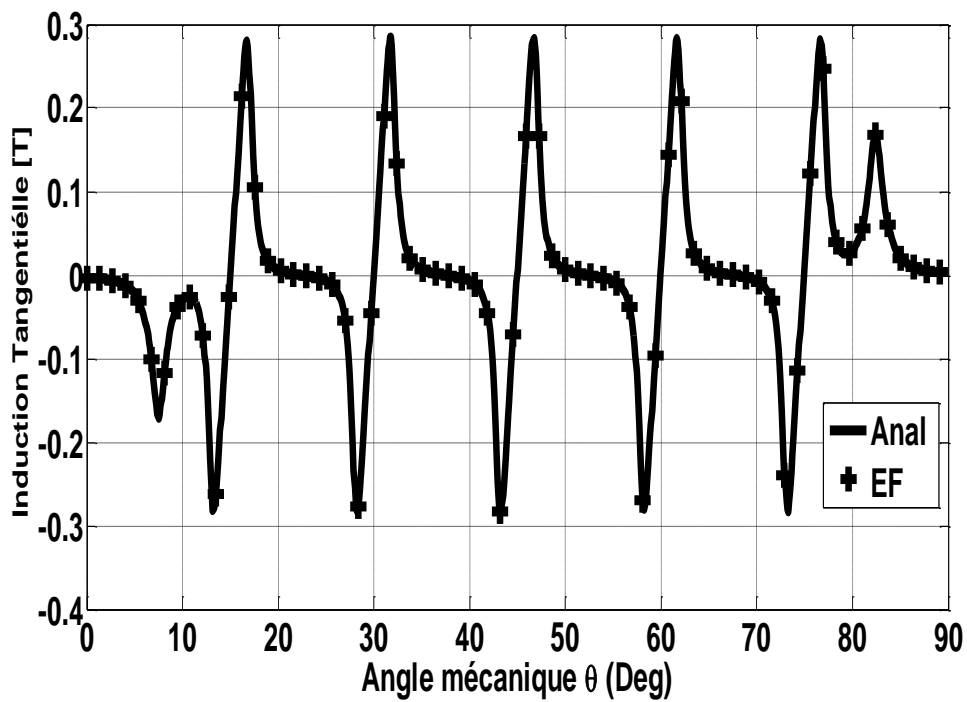


Fig. II.23. b) Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator encoché

En exploitant le modèle analytique, on montre (Fig. II 24) que le couple de détente et son contenu harmonique sont déterminés avec une bonne précision par rapport aux résultats obtenus par éléments finis linéaires.

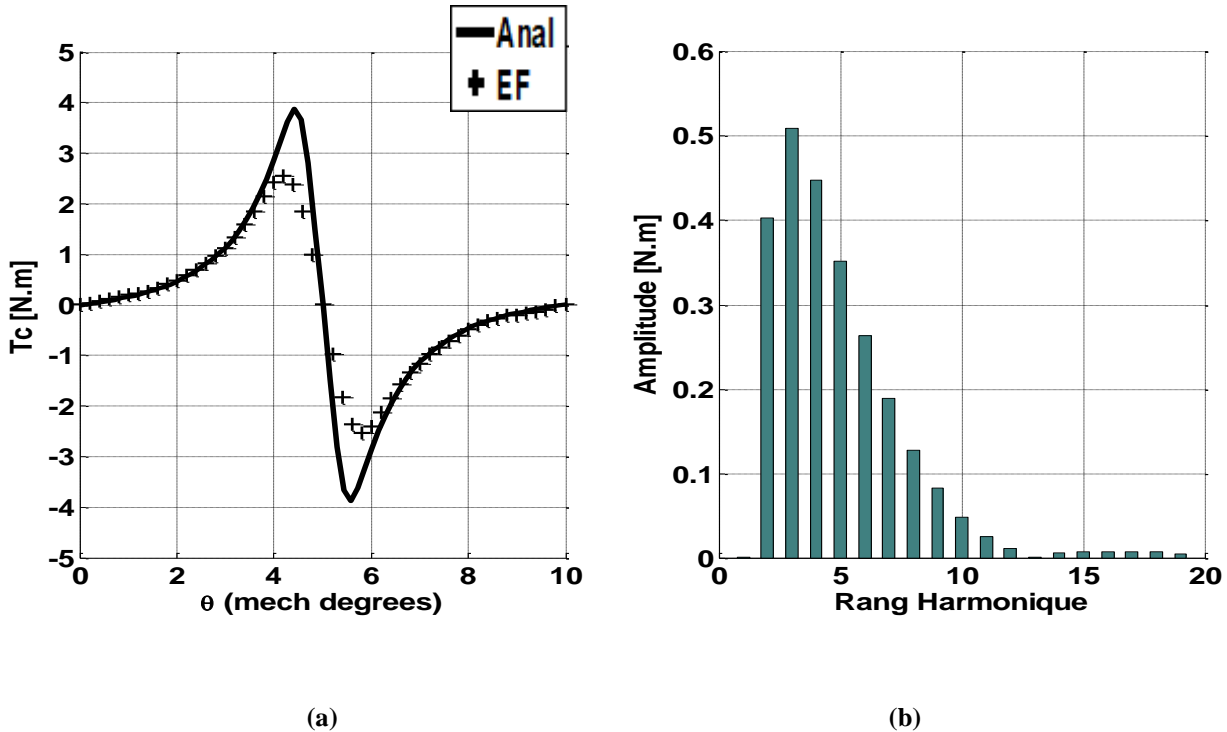


Fig. II. 24.(a) Formes d’ondes du couple de détente déterminées analytiquement et par éléments finis, (b) la contenu harmonique du couple de détente obtenu

La Figure II.25, issue à partir du modèle analytique, montre l’influence de l’ouverture de l’aimant sous un pôle sur le couple de détente maximal. Cette caractéristique confirme que le couple de détente de la machine est nul pour une ouverture de l’aimant égale au pas polaire.

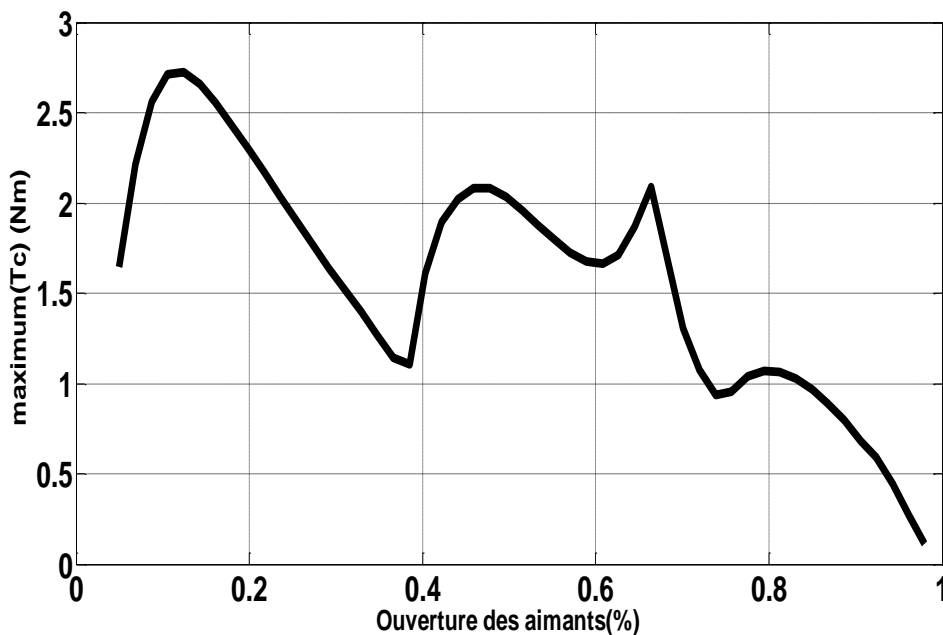


Fig. II. 25. Variation de l'amplitude du couple de détente en fonction de l'ouverture de l'aimant

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développés un modèle analytique basé sur la résolution de l'équation de Poisson pour déterminer les inductions radiales et tangentielles dues aux aimants permanents aimantés radialement en considérant le stator lisse. Ce modèle permet de tenir compte de l'ouverture des aimants sous un pôle contrairement au modèle de K. Holbach qui suppose l'ouverture des aimants égale au pas polaire. L'effet des encoches du stator sur la forme d'onde et l'amplitude des inductions radiale et tangentielle est introduit par une fonction perméance relative complexe issue de quatre transformations conformes analytiques dont la deuxième est issue de l'intégrale de Schwarz-Christoffel. Le couplage entre les deux modèles permet de déterminer avec une précision appréciable le couple de détente que ce soit par rapport à la forme d'onde ou à l'amplitude qui est très sensible aux formes d'ondes et amplitudes des inductions radiales et tangentielles. Le couple électromagnétique et la force électromotrice sont aussi déterminés en tenant compte de l'encoche du stator à travers des expressions analytiques. Dans cette étude, nous avons aussi mis en évidence l'influence du nombre de barreaux aimantés dans des directions inclinées sur la forme d'onde de l'aimantation radiale et tangentielle.

Conclusion Générale

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

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

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

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

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

Nous avons utilisé des techniques de calcul, pour déterminer le champ dans le cas d'un stator encoché. Ces techniques sont les transformations conformes basées sur le développement géométrique, par ce que grâce à ces transformations nous avons déterminé une relation entre les paramètres définis dans le plan à stator lisse encoché.

Nous avons exprimé l'induction dans le plan réel de la machine, multipliant la fonction perméance complexe par l'expression montrée dans le plan sans encoche.

Pour ce qui concerne le couple de détente, il est propre aux structures des machines à aimants permanents avec encoches au stator.

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

Cependant ; ces ondulations, liées à la structure de l'inducteur, peuvent être réduites soit par utilisation des aimants à une ouverture optimale, pour avoir un couple de faible amplitude.

Le modèle numérique développé, qui est basé sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la structure réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, de son mode d'alimentation. A l'aide de cet outil, on a validé les résultats obtenus par le calcul analytique. Ce modèle peut être exploité pour analyser certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique.

Références bibliographiques

- [1] Chenadec, J. «Les machines synchrones -Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones». 2001
- [2] Annane Adel « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable» Mémoire de magister –Université Badji MOKHTAR-ANNABA,2009/2010.
- [3] Jaque Degauque « Aimant permanents, Matériaux et applications » Technique d'Ingénieur, Volume D 2.I.
- [4] A. Selloum « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP » PFE Université Ferhat Abbes, Sétif 2002.
- [5] J. Caron, J. Hautier « Modélisation et Commande de la machine Asynchrone», Technique et documentation, Paris,1995.
- [6] A. Achour- A. Zizi « Synthèse de la commande équivalente par mode glissant avec orientation du champ application pour une machine synchrone à aimants permanents » PFE – Université Farhet Abbes, Sétif 1995.
- [7] Z. G. Wang, J. X. Jin « SVPWM Techniques and applications in PMSM machine control» journal of electronic science and technology of china, vol.6, pp.191-192 ,N°2,June 2008 .
- [8] J.Dan, « An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive »These of Master, Memorial University of Newfoundland, 1998.
- [9] M .Abid- K. Bouchrara « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents» PFE– ENP, Alger 1993.
- [10] M. MABRAK Samir « Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique» PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2008.
- [11] K. Boughrara, «Analyse des ondulations du couple d'une BDCM à pôles lisses», Thèse de magister de l'USTHB, juillet 1997.
- [12] B. Nogarede, «Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse», Thèse de Magister, l'Institut National Polytechnique de Toulouse(France), 1990.

Références bibliographiques

- [13] K. Boughrara, B. Ladghem Chikouche, R. Ibtouen, D. Zarko, O. Touhami, «Analytical investigation of slotted air-gap surface mounted PMSM with magnet bars magnetized in shifting direction», International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 3, N. 4 July-August 2008, pp. 738-748.
- [14] MOUSSAOUI Lotfi, «Contribution A La Commande Des Machines Synchrones A Aimants Permanents, Utilisation Des Réseaux De Neurones Et De La Logique Floue», Mémoire de magister Université BADJI MOKHTAR ANNABA, Année 2007.
- [15] Larbi HADJOUT, «Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique », Ecole Nationale Polytechnique, 03 Décembre 2006.
- [16] D. ZARKO: «A systematic approach to optimized design of permanent magnet motors with reduced torque pulsations», Thèse de Doctorat, Université de Wisconsin-Madison, 2004.

Résumé du rapport bibliographique du projet de MDM

Ce travail consiste à effectuer un pré-dimensionnement des machines synchrones à aimant permanents montés sur la surface rotorique. En premier temps, nous faisons cette étude en considérant le stator sans encoche en adoptant une méthode analytique de calcul, puis nous faisons les mêmes calculs par une méthode numérique pour valider notre modèle analytique ; la méthode numérique est basé sur la méthode des éléments finis. En deuxième lieu, nous faisons les mêmes calculs des deux méthodes analytique et numérique tout en tenant compte de la présence des encoches. Une étude paramétrique sera effectuée pour voir l'influence des paramètres géométriques de la machine sur ses performances. La méthode numérique sera incarnée par l'utilisation du logiciel FEMM.

Mots clés : machine à aimants permanents, induction magnétique, FEM, ondulations du couple, perméance complexe, couple de détente, éléments finis.

Abstract of bibliographic of the MM project

This work consists in doing a pre-dimensionnement of Permanent Magnet Synchronous Machine gone up on the surface of the rotorique. In first time, we make this survey considering the stator without pitches adopting an analytic method, then we do the same task by a numeric method to validate our analytic model; the numeric method is based on the method of the finite elements. In second time, we do the same task, using both analytic and numeric methods taking into account the presence of the pitches. A parametric survey will be done to see the influence of the geometric parameters of the machine on its Performances. The numeric method will be embodied by the use of the software FEMM.

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

ملخص تقرير المراجع لمشروع مذكرة الماستر

يعرض هذا العمل منهجية لتحديد الأبعاد الهندسية للألات الكهربائية ذات المغناطيس الدائم المركب على مساحة الدوار. تهدف الخطة إلى استخراج نموذج مبني على حل معادلات المجالات المغناطيسي بصيغة تحليلية للدراسة النوعية للنتائج القياسية لهذه الآلات. نقوم في بداية هذا العمل باعتبار الثابت بدون حز, وبعد ذلك نقوم بنفس العمل باعتبار الثابت في الحالة العادية, و في الأخير نستعمل 'العناصر المنتهية' لتدقيق النموذج التحليلي.

فهرس المصطلحات: آلات ذات مغناطيس دائم, الحث المغناطيسي, تموج العزم, نفاديه معقدة, زوجان الاسترخاء, العناصر

المنتهية.