

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE

FACULTÉ : TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT : GENIE ÉLECTRIQUE
N° :.....



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER Académique

Spécialité : Electromécanique

Intitulé

**Dimensionnement Optimal d'une Machine Synchrone à
Aimants Montés sur la Surface Rotorique**

Proposé et dirigé par :

Mr : MABRAK Samir

Présenté par :

TALEB ABDERREZAK

BENBOULA LARBI

Examiné par le jury composé de :

Mr : LADGHEM CHIKOUCHE Brahim

Président

Mr : MABRAK Samir

Rapporteur

Mr : CHAKROUNE Salim

Examineur

N° d'ordre

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

ملخص

يعرض هذا العمل منهجية لتحديد الأبعاد الهندسية للآلات الكهربائية ذات المغناطيس الدائم المرآب على مساحة الدوار. تهدف الخطة إلى استخراج نموذج مبني على حل معادلات المجالات المغناطيسي بصيغة تحليلية للدراسة النوعية للنتائج القياسية لهذه الآلات. قمنا في بداية هذا العمل باعتبار الثابت بدون حز، و بعد ذلك قمنا بنفس العمل باعتبار الثابت في الحالة العادية. وفي الأخير استعملنا طريقة تسمى "العناصر المنتهية" لتدقيق النموذج التحليلي.

Résumé

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, saturation.

Abstract

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 Permeance, cogging torque, finite-element method, saturation.

Remerciement

Je tiens tout d'abord à remercier mon Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui me a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

En second lieu, je tiens à remercier mon encadreur Mr : (dr : mabrek samir), son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail.

Mes remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail Et de l'enrichir par leurs propositions.

Mes remerciements vont également a mes collègues du groupe,.

Enfin, je tiens également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce travail à :

A ma chère mère et mon père.

A mes frères et leur famille

A mes sœurs et leur famille .

A ma femme.

A mes enfants (farah,anfah)

A tous mes amis surtout (ouadah abdenour, mes collègue de travail...etc)

Dédicace

Je dédie ce travail à :

A ma chère mère et mon père.

A mes frères et leur famille

A mes sœurs et leur famille.

A tous mes amis.

Sommaires

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Etat de l'art des Machines synchrones	
I.1 Introduction.....	2
I.2 définition de la machine synchrone.....	2
I.3. Différentes types de la machine synchrone	4
I.3.1. Machines Synchrones à rotors bobinés:.....	5
I.3.2. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses.....	5
I.3.3. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants.....	6
I.3.4. Les machines synchrones à aimants permanents(MSAP).....	6
I.4.. Les aimants permanents.....	7
I.4.1. Valeur magnétiques et physiques des aimants.....	7
I.4.2. Dimensionnement des aimants à l'aide de la courbe démagnétisation.....	9
I.4.3. Aimants en Alnico.....	11
I.4.4. Aimants en Ferrite (aimants céramiques).....	12
I.4.5.Les terres rares.....	12
I.5. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants.....	15
I.5.1. Inducteurs à pôles lisses.....	15
I.5.2. Inducteurs à pôles saillants.....	15
I.5.2.1.Structures avec pièces polaires et concentration de flux.....	15
I.5.2.2. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux.....	16
I.5.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique.....	16
I.5.2.4. Structures à aimants internes.....	16
I.6. Les avantages et inconvénients de la MSAP.....	19
I.6.1. Avantages de la MSAP.....	19
I.6.2. Inconvénients de la MSAP.....	19
I.7. Domaine d'application.....	19
I.8. Conclusion.....	20
Chapitre II : Modélisation Analytique des machines synchrones à aimants permanent montés sur la surface rotorique	
II.1. Introduction	21
II.2. Modélisation électromagnétique du type de machine étudiée	21
II.2.1. Equations de Maxwell	22
II.2.2. Formulation en potentiel vecteur magnétique.....	23
II.3. Modèle Analytique de résolution.....	24
II.3.1. Modèle des aimants.....	25
II.3.2. Modèles des courantes de sources	26
II.4.1. Potentiel vecteur créé par les aimants.....	29
II.5. Détermination des performances de la machine.....	31
II.5.1. Induction magnétique	31
II.5.2. Expression de la force électromotrice	32
II.5.3. Détermination des expressions des couples.....	32
II.6. Analyse des performances électromagnétiques	33
II.6.1. Distribution du champ magnétique	34
II.6.2. Analyse de la FEM et du couple électromagnétique	35
II.7.Calcul des grandeurs électromagnétiques de la machine pour un stator encoché	36
II.7.1. Transformation conformes des encoches	36
II.8. Distribution de l'induction magnétique à vide.....	41
II.9. Calcul de couple détente	41
II.10. Calcul de la force électromotrice	43

II.11. Conclusion	45
Chapitre III : Validation par éléments finis de machines à aimants montés sur la surface rotorique	
III.1. Introduction	46
III.2. Les méthodes numériques.....	46
III.2.1. La méthode des éléments finis.....	47
III.2.1.1. Présentation la méthode des éléments finis.....	47
III.2.1.2. Modélisation par éléments finis.....	47
III.2.1.3. Le principe du calcul par éléments finis.....	50
III.2.1.4. Le logiciel FEMM	50
III.3. Validation des modèles analytiques.....	51
III.3.1. Distributions du champ magnétique stator lisse.....	53
III.3.2. Distributions du champ magnétique stator encoché.....	54
III.4. Calcul du couple de détente.....	54
III.5. Etude paramétrique.....	56
III.5.1. Influence des paramètres géométriques de la machine.....	56
III.5.1.1. Influence de l'épaisseur des aimants.....	56
III.5.1.2. Influence de l'épaisseur de l'entrefer.....	58
III.5.1.3. Influence de l'ouverture des aimants.....	59
III.6. Conclusion.....	60
IV. conclusion générale.....	61
IIV. Bibliographie	

LISTE des Figures

Figure I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents [10].

Figure I.2: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

Figure I.3: Différents types de rotors d'une MSAP.

Fig. I.4: Moteur Synchrones à inducteur bobiné

FigI.5 : Structure des machines synchrones à aimants permanents

Figure I.6 : La courbe hystérésis de l'aimant permanent

Tableau I.1 : valeur magnétique et physique des aimants

Figure I.7 : La courbe démagnétisation

Figure I.8. Types des aimants les plus utilisé pour les machines tournantes

TableauI.2 : Les dimensions minimales et maximales de la forme des aimants en Alnico

TableauI.3 : Valeur magnétique et physique des aimants en Alnico

TableauI.4: Les dimensions minimales et maximales de la forme des aimants en Ferrite

Tableau I.5 : valeur magnétique et physique des aimants en Ferrite

Fig. I.9 : Structures à pôles lisse

Fig. I.10 : Structures avec pièces polaires et concentration de flux.

Fig. I.11 : Structure avec pièces polaires sans concentration de flux [4]

Fig. I.12 : Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

Fig. I.13 : Structure à aimants internes.

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

Figure II.2 : aimantation radiale

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-3. Structure étudiée sur un pas polaire

Fig. II.4. Forme d'onde d'une aimantation radiale

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-5.Modélisation des encoches statoriques [36].

Figure II.6:Répartitions de l'induction au milieu de l'entrefer (r_m) due aux

Figure II.7 : Répartition de la f.é.m.

Figure II.8 : Couple d'interaction pour différents sens d'aimantation.

Fig. II. 9: Modèle d'une seule encoche de profondeur infinie dans le plan S

Fig. II. 10: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan W

Fig. II. 1: Modèle d'une seule encoche dans le plan K

Fig. II. 2 : partie réelle de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire

Fig. II. 3: partie réelle de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire

Fig. II. 4: partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire

Fig. II. 5: partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-1.Répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées dans l'entrefer à stator

Fig. II. 6: la forme d'onde du couple de détente

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-19. La forme de la force électromotrice

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-2.Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D.

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-3.Maillage par éléments finis d'un pas polaire

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-4. Distributions du champ magnétique stator lisse

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-5. Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator lisse

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-6. Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator lisse

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-7.Distributions du champ magnétique stator encoché

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-8. Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator encoché

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-9. Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator encoché

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-10. Relation entre \vec{t}_m , \vec{n} et \vec{B}

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-11. Couple de détente (aimantation radiale)

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-12. Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale.

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-13. Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle.

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. **-14. Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction radiale.**

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. **-15. Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction tangentielle.**

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. **-16. Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction radiale.**

Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. **-17. Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction tangentielle.**

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.

Chapitre I

Etat de l'art des Machines synchrones

I.1 Introduction:

Le champ magnétique existe à l'état naturel, c'est le champ magnétique terrestre. Les aimants sont des éléments qui produisent un champ magnétique. Les courants électriques parcourant un conducteur électrique ou mieux encore une bobine produisent des champs magnétiques.

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique 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.

I.2 définition de la machine synchrone

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer[9].



Figure I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents [10].

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

I.2.1. Le Stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [11].

I.2.2. Le Rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure I.2.a), ou à pôles saillants (figure I.2.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans

Les systèmes d'entraînement se sont d'abord développés dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cyclo convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [12].

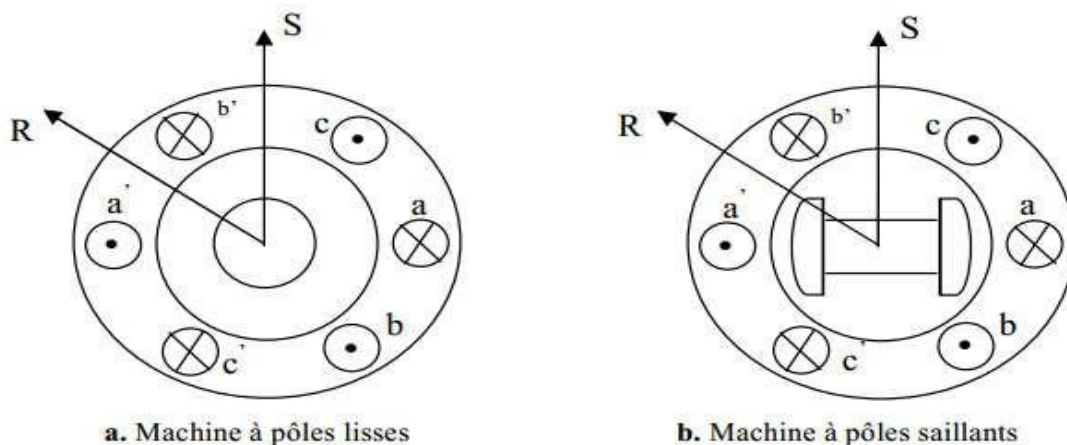


Figure I.2: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

➤ Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans les quelles sont logés trois enroulements identiques.

➤ Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

➤ Le rotor possède différentes configurations. La figure (I.3) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

➤ Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (I.3.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.

➤ Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure(I.3.b).

➤ Enfin la figure (I.3.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radial [13][14].

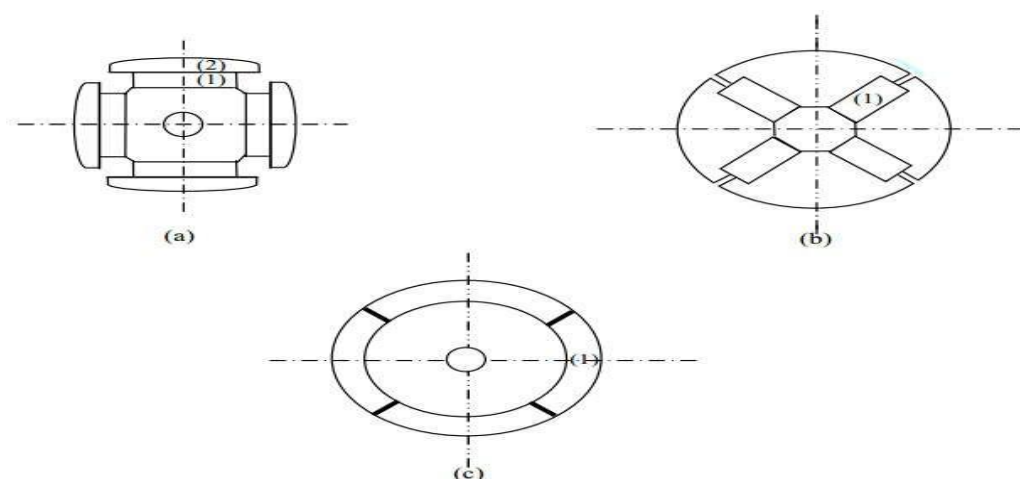


Figure I.3: Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante(2),
- (b) aimants permanents (1) noyés,
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.3. Différentes types de la machine synchrone :

I.3.1. 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.3.2. 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 structurel 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].

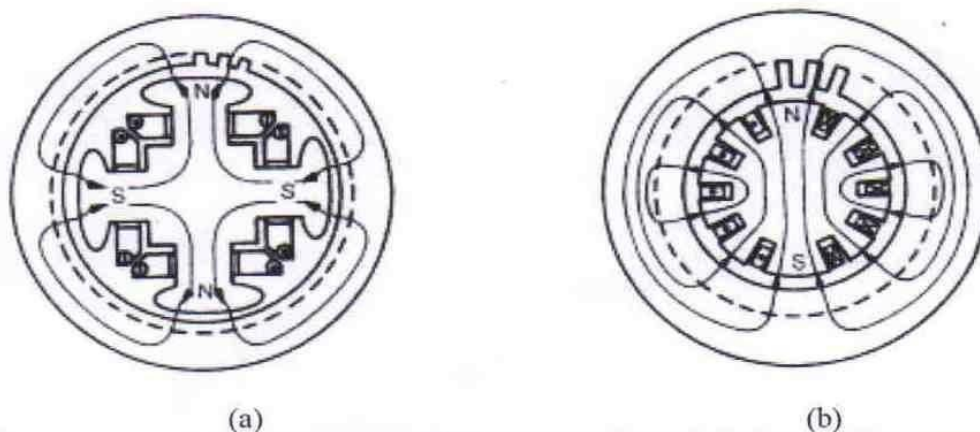


Fig. I.4: Moteur Synchrones à inducteur bobiné
a) rotor à pôle saillants, b) rotor à pôle lisse

I.3.3. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants:

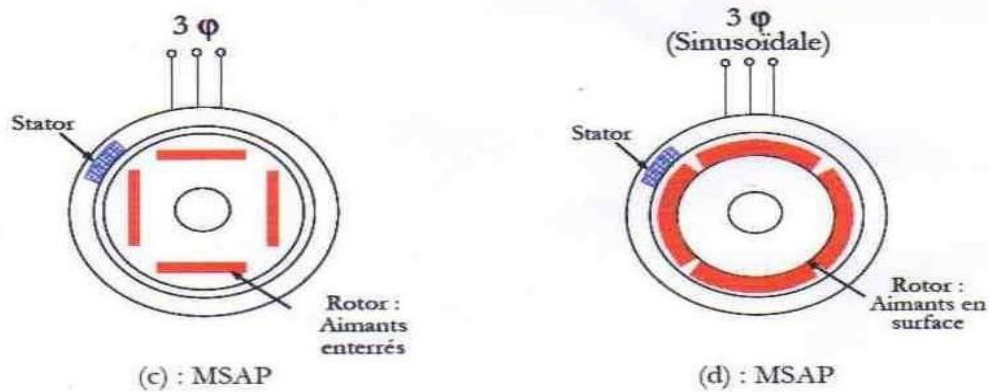
Pour les machines à rotors à pôles saillants (Figure I.1.a), les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils 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.3.4. 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 sinusoïdalement, 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.5 : Structure des machines synchrones à aimants permanents

I.4.. Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leurs cycles hystérésis (figure I.5) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelée communément « aimant permanent » car leurs aimantations ne varient pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur ^[6]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

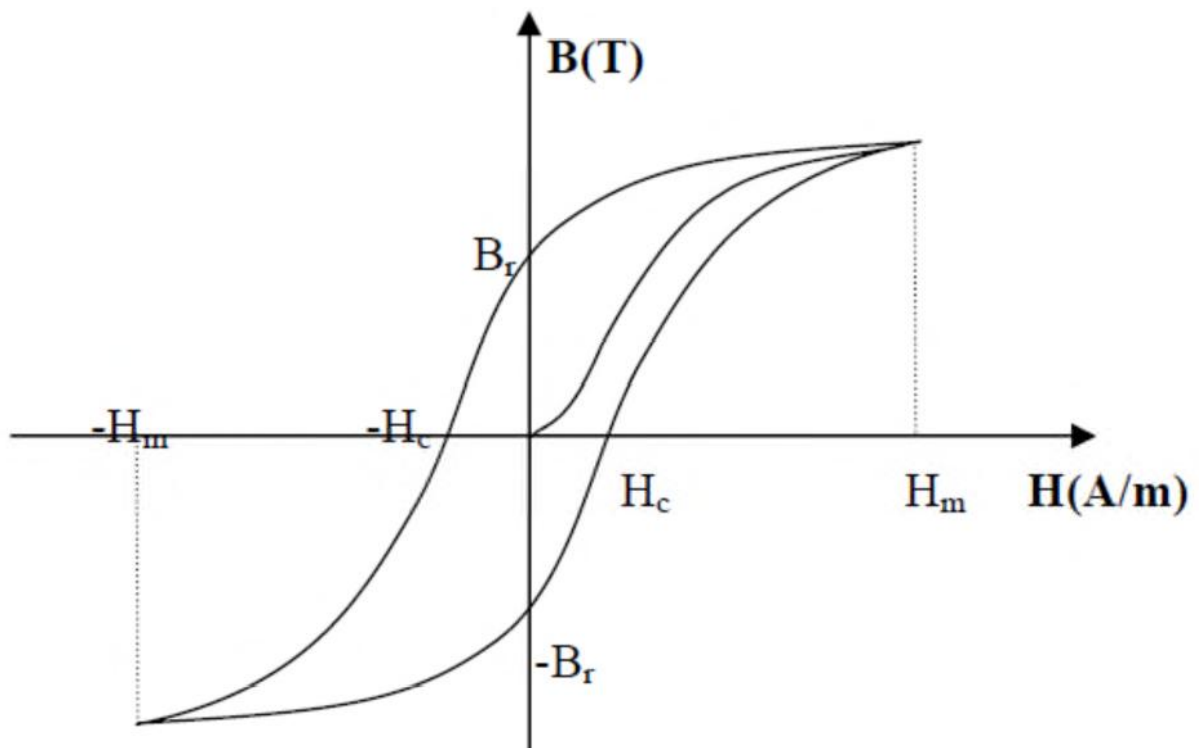


Figure I.6 : La courbe hystérésis de l'aimant permanent**I.4.1. Valeur magnétiques et physiques des aimants**

Les aimants ayant des valeurs magnétiques et physiques comme suites :

➤ **Le produit d'énergie (B xH) maximal**

Représente la valeur de la qualité d'un aimant. Plus le produit d'énergie est élevé, plus il y a d'énergie dans le matériau magnétique. Le produit d'énergie ressort des plus grandes valeurs de B et de H indiquées sur la courbe de démagnétisation.

➤ **La rémanence Br** est indiquée en **Tesla (T)** ou en **millitesla (mT)**, et en Gauss (G) dans le système CGS. La rémanence est la magnétisation résiduelle ou la densité de flux qui subsiste dans un aimant qui a été magnétisé en circuit fermé jusqu'à saturation.

➤ **La force du champ coercitif H** est la force du champ contraire nécessaire en kA/m (ou Oersted Oe) que l'on doit utiliser pour démagnétiser un aimant. Plus la valeur est élevée, plus la résistance à la démagnétisation est importante. On distingue BHC de JHC. La force du champ coercitif JHC est très significative pour tous les matériaux magnétiques ayant une rémanence faible et une force de champ coercitif élevée, comme c'est le cas du BaFe. JHC résulte du cycle d'hystérésis.

➤ **La perméabilité** est la capacité de conduction magnétique. Pour presque tous les matériaux magnétiques, la perméabilité est à peine supérieure à celle de l'air, alors qu'elle est plus de mille fois supérieure pour le fer.

➤ **Le coefficient de température** indique la diminution réversible de la rémanence en % pour 1° C d'accroissement de température à partir de la température ambiante de 20° C.

➤ **La température maximale d'utilisation** n'est qu'une valeur approximative étant donné qu'elle est fonction du dimensionnement des aimants (rapport L/D). La valeur indiquée n'est obtenue que si le produit de B et H est au maximum (voir "Dimensionnement de l'aimant").

➤ **La densité** ou la masse spécifique sont indiquées en g/cm³. Si le **point de Curie** est atteint, tout matériau magnétique perd son magnétisme.

Le tableau d'aide au choix ci-dessous indique les caractéristiques moyennes des différents matériaux magnétiques proposés dans les pages suivantes ^[7].

Matériau	Produit d'énergie (B x H) max.		Rémanence Br		Champ coercitif (T = 20° C)				Perméabilité rémanente relative	Coefficient de température de la rémanence par °C	Température max. d'utilisation	Densité	Point de Curie	Principales caractéristiques
	$\frac{kJ}{m^3}$	MGOe	mT	G	$\frac{kA}{m}$	Oe	$\frac{kA}{m}$	Oe						
Betaflex BaFe lié par matériau synthétique, anisotrope pages 16 à 31	12	1,5	245	2 450	175	2 200	207	2 800	1,40	-0,20%	100°	3,7	450°	Usinable Collable Plaques minces
Ferrite dure SFe pages 14 et 15	25,5	3,2	385	3 850	175	2 200	180	2 861	1,35	-0,20%	200°	5,0	450°	Produit courant Grand choix
AINiCo 500 page 15	36	4,5	1 150	11 500	48	600	50	630	5,00	-0,02%	450°	7,4	860°	Température élevée - Rémanence élevée Sensible à la démagnétisation
Aimant Alpha Samarium-Cobalt lié par matériau synth. page 13	56- 64	7- 8	550- 580	5 500- 5 900	360- 416	4 500- 5 900	600	7 500	1,05- 1,10	-0,04%	88°	5,1	725°	Usinable
Aimant Néo-Alpha Néodyme-Fer-Bore lié par matériau synth. pages 12 et 13	80	10	680	6 800	480	5 780	820	10 300	1,25	-0,10% (25-90°)	150°	6,0	340°	Usinable
Aimant Delta Samarium-Cobalt SmCo ₂ pages 8 et 9	180	23	950	9 500	720	9 000	1 800	22 500	1,02	-0,04% (90-100°)	250°	8,3	725°	Rémanence élevée Bonne tenue à la corrosion
Aimant Delta 22 Samarium-Cobalt SmCo ₂ pages 8 et 9	195- 225	22- 28	1 000- 1 100	10 000- 11 000	690- 820	8 700- 10 380	1 200- 2 070	15 070- 26 000	1,04	-0,03% (20-100°)	300°	8,4	750°- 800°	Rémanence très élevée Bonne tenue à la corrosion
Aimant Néo-Delta Néodyme-Fer-Bore NdFeB pages 10 et 11	220- 255	28- 32	1 080- 1 180	10 800- 11 600	795- 880	10 080- 11 100	≥1 300- 2 320	≥16 000- 29 000	1,07	-0,10%	100°- 180°	7,4	310°	Aimant le plus puissant Sensible à la corrosion (sauf type 180° C)

Tableau I.1 : valeur magnétique et physique des aimants

I.4.2. Dimensionnement des aimants à l'aide de la courbe démagnétisation

Les aimants, comme d'autres éléments de construction, doivent être fabriqués ou déterminés selon certaines règles. Le dimensionnement de la surface polaire par rapport à la longueur dans le sens de la magnétisation doit correspondre à leurs valeurs magnétiques.

L'énergie magnétique la plus élevée est obtenue lorsque le produit de la rémanence B et de la force du champ coercitif H est à son maximum. C'est le cas lorsque le rectangle le plus grand possible s'insère sous la courbe de démagnétisation de B à H (voir figure I.6).

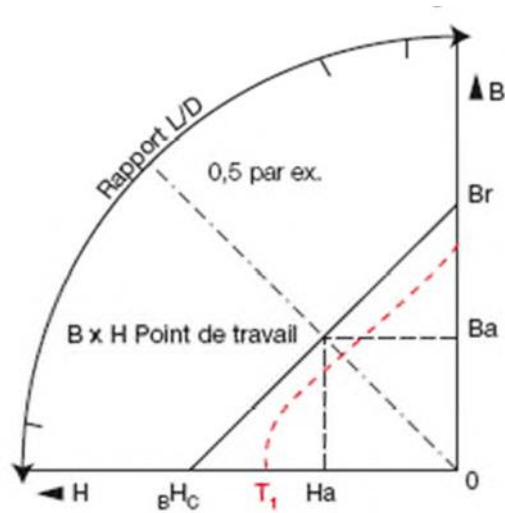


Figure I.7 : La courbe démagnétisation

Sur le côté du diagramme ci-après figure une échelle pour le rapport longueur / diamètre d'un aimant (rapport L/D).

Pour une rondelle magnétique de $\varnothing 10 \times 5$ mm d'épaisseur, le rapport L/D est de $5 : 10 = 0,5$. Si du point 0,5 on trace une ligne jusqu'à l'origine 0, on obtient, au point d'intersection avec la courbe du matériau magnétique correspondant, le point de fonctionnement (B x H) de la rondelle magnétique.

Si l'on relie horizontalement le point de fonctionnement trouvé avec l'axe B et verticalement avec l'axe H, on peut lire la rémanence et la force du champ coercitif. Lorsque B et H ont ensemble les plus grandes valeurs possibles, le point de fonctionnement (B x H) est à sa valeur maximale.

Pour un aimant «ouvert» qui est utilisé sans plaque de fermeture de champ ou pièce polaire, le dimensionnement doit être choisi de façon à ce que le point de fonctionnement soit situé à proximité de la valeur maximale de B x H.

Si l'aimant est utilisé avec une plaque de fermeture de champ, on peut procéder à une évaluation approximative en multipliant par deux la longueur L du rapport L/D. Cela présuppose que l'épaisseur de la plaque de fermeture de champ soit dimensionnée de façon à ce qu'il n'y ait aucune saturation magnétique.

Pour des surfaces polaires magnétiques carrées ou presque carrées, la surface peut être calculée selon la formule suivante donnant un diamètre équivalent $DD = \sqrt{\frac{A.B.A}{\pi}}$

Les courbes de la figure(I.7), relatives à différents matériaux magnétiques, sont

simplifiées et représentées sans les caractéristiques de température. Une modification de la température provoque un déplacement du point de fonctionnement sur la courbe. Tant que le point de fonctionnement reste linéaire par rapport à la courbe de démagnétisation, l'induction se modifie de manière réversible, c'est-à-dire qu'elle revient à sa valeur initiale après refroidissement. Dans d'autres cas, la modification est irréversible et ne peut revenir en arrière que par une nouvelle magnétisation [7]. Voir courbe rouge T1, figure I.6

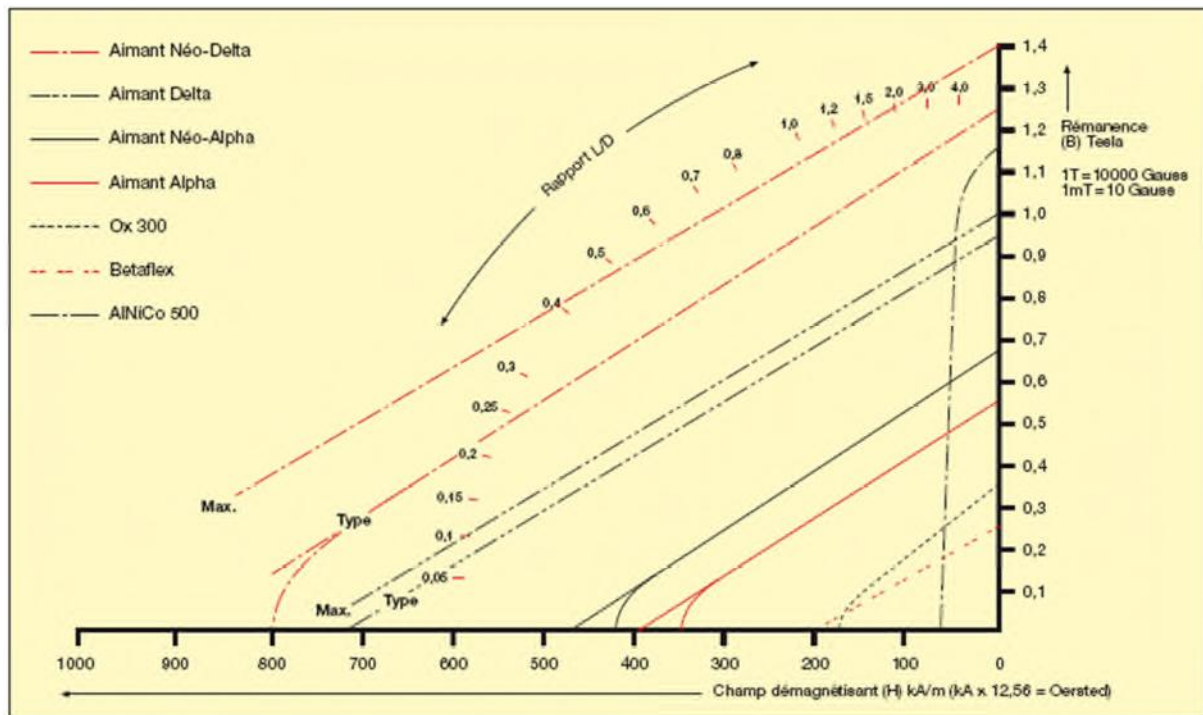


Figure I.8. Types des aimants les plus utilisés pour les machines tournantes

I.4.3. Aimants en Alnico

Les aimants Alnico sont composés d'aluminium, de nickel, de cobalt et de fer et sont utilisés depuis 1930 et aussi certains autres éléments peuvent y être ajoutés, tels que le cuivre, le titane et le niobium. Ces types d'aimants ont une énergie magnétique maximale allant de 1 à env. 9 MGOe et ne nécessitent aucun revêtement, dans les conditions normales d'utilisation.

La température maximale d'utilisation est de 450 °C et varie selon les spécifications, les dimensions et le système projeté. La plupart des aimants Alnico sont moulés, l'alliage étant coulé, à l'état liquide sous très haute température, dans un moule. Certains aimants de ce type sont matricés et frittés. Le moulage de l'Alnico peut être réalisé dans des formes complexes, comme, par exemple, en fer à cheval.

Les propriétés magnétiques de l'Alnico fritté sont légèrement inférieures, mais ses

propriétés mécaniques sont meilleures que pour l'alnico coulé, car de petites bulles peuvent survenir lors du moulage. La tolérance standard pour l'alnico meulé est de $\pm 0,1$ mm, selon la taille et la forme ^[8].

Les dimensions minimales et maximales de la forme des aimants en Alnico et ses valeurs magnétiques et physiques sont dans les deux tableaux (I.2 et I.3) :

Les formes des aimants en Alnico	dimensions minimales (mm)	dimensions maximales (mm)
Bloc	2x2x2	100x100x100
Disque	$\varnothing 1 \times 2$	$\varnothing 100 \times 100$
Anneau	$\varnothing 5 \times \varnothing 3,5 \times 1$	$\varnothing 200 \times \varnothing^* \times 50$

\varnothing^* : diamètre intérieur

Tableau I.2 : Les dimensions minimales et maximales de la forme des aimants en Alnico

Qualité	Rémanence (Br)		"Coercitivité normale (HcB)"		"Coercitivité intrinsèque (HcI)"		"Énergie magnétique maximale ((BH)max)"		Température d'utilisation max.*
	T	KG	kA/m	kOe	kA/m	kOe	kJ/m ³	MGOe	
	Min.	Min.	Min.	Min.	Min.	Min.	Min.	Min.	(°C)
GSA5A	1,20	12,0	48	0,600	49	0,62	36	4,50	450
GSA5B	1,25	12,5	55	0,69	57	0,72	47	5,90	450
GSA6	1,30	13,0	56	0,70	58	0,73	60	7,50	450
GSA8	0,80	8,0	110	1,380	111	1,40	37	4,70	450
GSAS5A	1,10	11,0	48	0,60	51	0,64	34	4,25	450
GSAS6A	1,00	10,0	56	0,70	57	0,71	28	3,50	450

Tableau I.3 : Valeur magnétique et physique des aimants en Alnico

I.4.4. Aimants en Ferrite (aimants céramiques):

Les aimants en ferrite ou céramiques sont encore toujours les aimants les plus utilisés, avec une énergie magnétique maximale allant de 1 à env. 4,3 MGOe. En raison des contraintes environnementales de plus en plus sévères, la ferrite de baryum a été remplacée, ces dernières années, par la ferrite de strontium.

La ferrite est le matériau magnétique le moins cher et possède une grande résistance à la corrosion, rendant tout revêtement inutile. Ce matériau magnétique est dur et cassant et doit être travaillé à l'outil diamant, de préférence avant magnétisation.

En raison du retrait lors de l'opération de frittage, il y a lieu de tenir compte d'une tolérance dimensionnelle de ± 2 %. En cas de meulage : ± 0.1 mm. Tolérance plus serrée éventuelle, sur demande. La température maximale d'utilisation est au maximum de 225

°C et varie selon les spécifications, les dimensions et le système projeté^[8].

Les dimensions minimales et maximales de la forme des aimants en Ferrite et ses valeurs magnétiques et physiques sont dans les deux tableaux I.4 et I.5) :

Les formes des aimants en Ferrite	dimensions minimales (mm)	dimensions maximales (mm)
Bloc	2x2x2	270 x 90 x 25,4
Disque	Ø 2 x 1	Ø 156 x 25
Anneau	Ø 8 x Ø 2,5 x 3	Ø 256 x Ø* x 25

Ø* : diamètre intérieur

Tableau I.4: Les dimensions minimales et maximales de la forme des aimants en Ferrite

Qualité	Rémanence (Br)				"Coercitivité normale (HcB)"				"Coercitivité intrinsèque (HcI)"				"Énergie magnétique maximale ((BH)max)"				Température d'utilisation max.* (°C)
	T		KG		kA/m		kOe		kA/m		kOe		kJ/m³		MGOe		
	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	
GSFD-10	0,21	0,23	2,1	2,3	127	159	1,60	2,00	211	235	2,65	2,95	5,6	8,8	0,7	1,1	225
GSFD-25	0,38	0,40	3,8	4,0	143	175	1,8	2,2	147	179	1,85	2,25	23,9	27,1	3,0	3,4	225
GSFD-30	0,39	0,41	3,9	4,1	175	207	2,20	2,60	179	211	2,25	2,65	25,5	28,7	3,2	3,6	225
GSFD-33H	0,39	0,41	3,9	4,1	239	271	3,0	3,4	243	275	3,05	3,45	27,1	30,3	3,4	3,8	225
GSFD-34H	0,370	0,390	3,70	3,90	263	291	3,30	3,65	307	330	3,85	4,15	28,7	30,3	3,6	3,8	225
GSFD-42	0,415	0,435	4,15	4,35	215	239	2,70	3,00	219	243	2,75	3,05	31,2	34,4	3,9	4,3	225

Tableau I.5 : valeur magnétique et physique des aimants en Ferrite

I.4.5. Les terres rares

Les terres rares sont ces dix-sept éléments du système périodique pour lesquels Mendeleïev avait laissées les cases vides, dans son célèbre tableau. Elles représentent le groupe des lanthanides, éléments de numéros atomiques compris entre 57 et 71, du lanthane au lutétium, auxquels on ajoute l'yttrium et le scandium, de fait de propriétés chimiques voisines^[9].

Parmi les terres rares on trouve les **Samarium-Cobalt** et les **Néodyme-Fer-Bore** beaucoup plus performants en termes de densité volumique d'énergie que les autres types

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

I.5. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants

Les différents types de machines synchrones à aimants ne se distinguent que par leurs inducteurs. Les aimants peuvent être montés en surface, insérés ou enfouis dans le fer. Dans tous les cas, le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est souvent constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

On peut distinguer les machines synchrones à aimants permanents via deux grandes catégories d'inducteurs qui peuvent être à « pôles lisses » ou à « pôles saillants ».

I.5.1. Inducteurs à pôles lisses

La majorité des machines synchrones à aimants sont à aimants montés directement sur la surface du rotor. Les aimants sont plaqués sur un noyau magnétique et fixés grâce à des frettes au niveau de l'entrefer. Ces aimants peuvent avoir une aimantation radiale (Fig. I.4.a), azimutale (Fig. I.4.b) ou mixte (Fig. I.4.c); parfois, on rencontre une aimantation inclinée [5].

Les paramètres qui influent sur les performances de ce type de machines sont le sens de l'aimantation, l'épaisseur de l'aimant, son ouverture sur un pas polaire, l'épaisseur de l'entrefer, le type de matériaux utilisé, le mode d'alimentation adopté et la densité de courant injectée au niveau des encoches statoriques. La distribution de l'induction au niveau de l'entrefer varie fortement suivant le type d'inducteur [4].

I.5.2. Inducteurs à pôles saillants

La saillance permet en principe d'augmenter le couple et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants [4]. On distingue plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants.

I.5.2.1. Structures avec pièces polaires et concentration de flux

Les aimants sont logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale. Ces structures permettent d'améliorer le niveau de l'induction dans l'entrefer grâce aux pièces polaires surtout pour les inducteurs constitués d'aimants présentant une faible induction rémanente telles que les ferrites [4]. Ces structures peuvent être différenciées entre elles par le sens de l'aimantation (Fig. I.4-a), ou par la disposition des pièces polaires (Fig.I.4-b).

Le principe de la concentration de flux réside dans le fait que la surface moyenne qui reçoit le flux au niveau de l'entrefer, est inférieure à celle de l'aimant qui engendre ce flux. Ainsi l'induction dans l'entrefer devient supérieure à celle de l'aimant. Pour ces structures on cherche donc à accentuer l'effet de concentration de flux [5].

I.5.2.2. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Les aimants sont généralement à aimantation radiale. Un exemple de réalisation est montré dans (Fig. I. 6) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques découpées spécialement à cet effet.

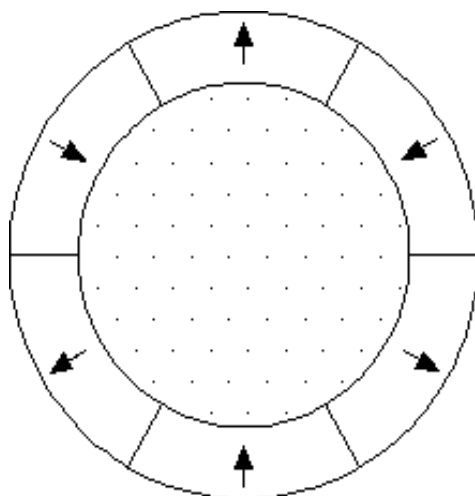
I.5.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques et débouchent sur l'entrefer (Fig. I.7). Ce type de structures, outre la simplicité de sa réalisation, permet d'augmenter le couple tout en diminuant le volume des aimants. Le couple, dans ce cas, est la résultante d'un couple d'interaction et d'un couple de reluctance [4] en dehors du couple de détente.

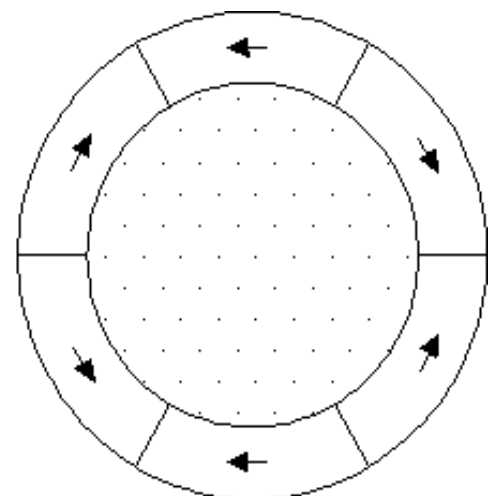
I.5.2.4. Structures à aimants internes

Ce sont des inducteurs à géométrie complexe. Les aimants sont logés à l'intérieur du rotor (Fig. I.8). Il existe toute une variété de configurations [4]. Ces structures offrent un certain nombre d'avantages parmi lesquels:

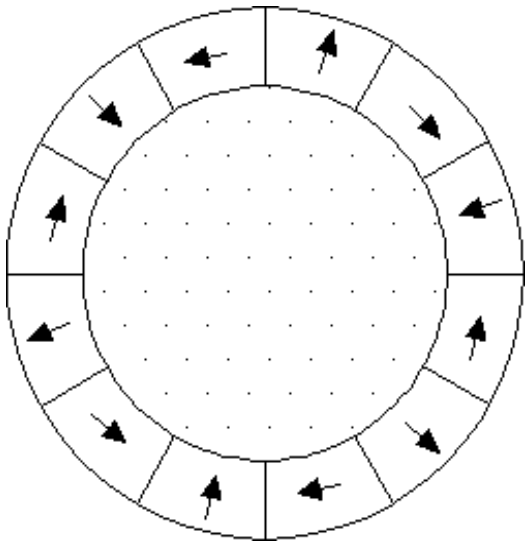
- des rotors robustes qui permettent de plus grandes vitesses de rotation.
- Une adaptation à des puissances plus importantes.
- De bonnes performances, selon la littérature, surtout avec les aimants du type N_dFeB [5].



a- Aimantation radiale

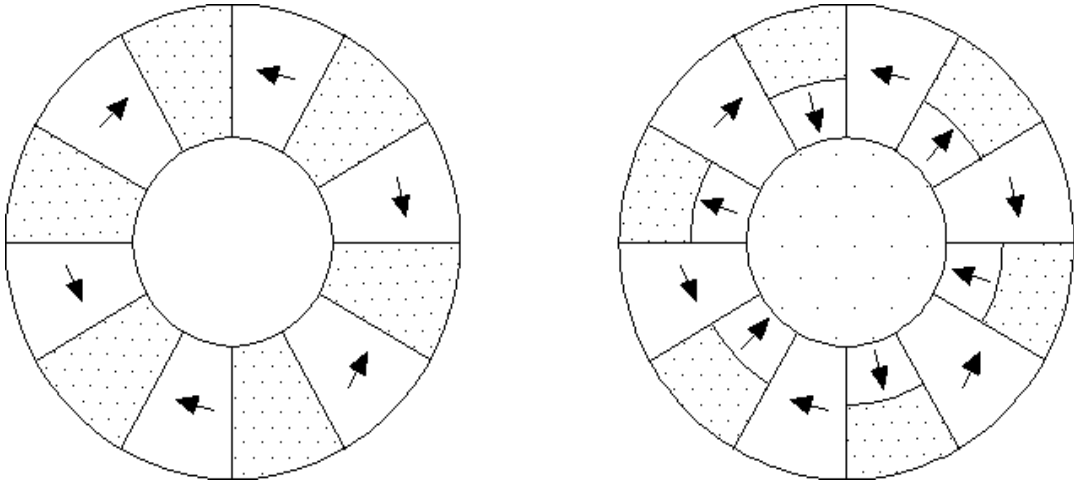


b- Aimantation azimuthale



c- Aimantation mixte

Fig. I.9 : Structures à pôles lisse



a- Pièces polaires et aimantation radiale et azimutale.

b- Combinaison d'aimantation azimutale.

Fig. I.10 : Structures avec pièces polaires et concentration de flux.

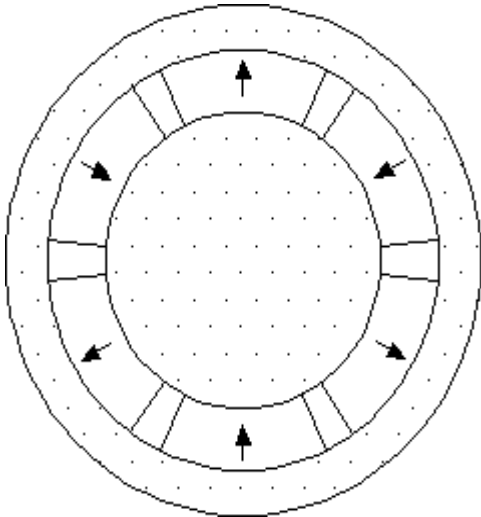


Fig. I.11 : Structure avec pièces polaires sans concentration de flux [4]

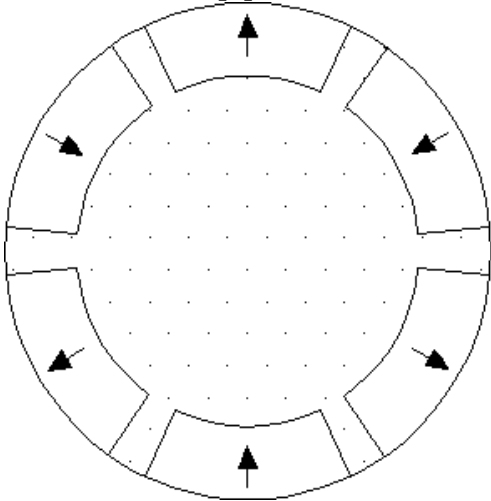


Fig. I.12 : Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

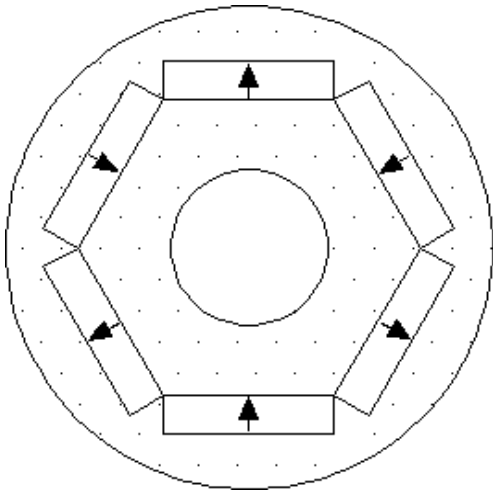


Fig. I.13 : Structure à aimants internes.

I.6. Les avantages et inconvénients de la MSAP

I.6.1. 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 massives 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 sur vitesse.

I.6.2. 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.7. Domaine d'application:

Le moteur Synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de Puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs 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 Synchrones.
- 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.8. 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

**Modélisation Analytique des machines synchrones à
aimants permanent montés sur la surface rotorique**

II.1. Introduction :

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporelle du champ magnétique. Bien que l'aspect électrostatique intervienne (les isolants par exemple), il ne présente pas le même degré d'acuité que les aspects magnétiques pour le fonctionnement. Le champ magnétique dans les machines électriques a un rôle très important, car son calcul affecte directement la taille et les performances de la machine. Il y a deux types de sources communes du champ magnétique, celui créé par le courant de l'enroulement statorique et celui des aimants permanents montés sur la surface rotorique. Dans ce chapitre nous présentons un modèle analytique pour le calcul électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique.

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

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, parallèle ou sinusoïdale, (Fig.II.2). En pratique, l'aimantation sinusoïdale est approximée en subdivisant chaque pôle en un certain nombre de blocs dont l'aimantation est inclinée d'un angle, mesurée en degrés électriques, correspondant à la position du bloc dans le pôle [9], [10] .

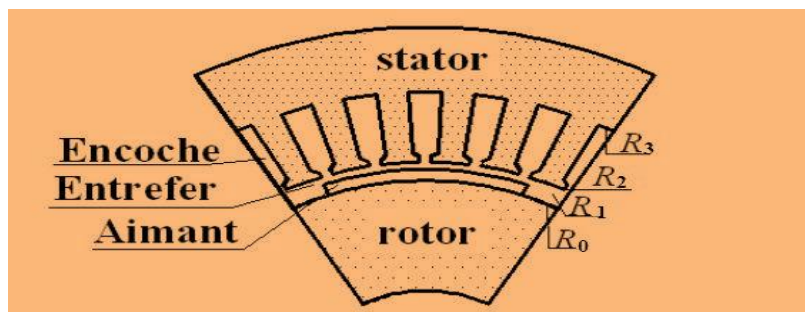


Figure II.1: Structure d'une machine synchrone à aimant

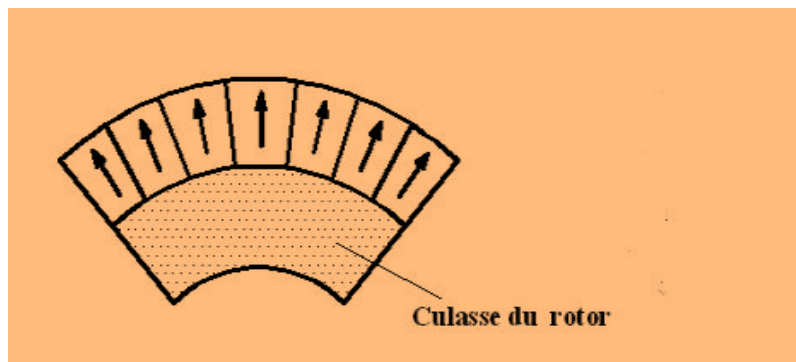


Figure II.2 : aimantation radiale

II.2.1. Equations de Maxwell :

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporels du champ magnétique. L'analyse de ces phénomènes conduit à la résolution des équations de Maxwell dans un domaine tridimensionnel. En général, la modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents s'effectue à partir d'un modèle magnétostatique justifié par la nature des phénomènes électromagnétique. Celle-ci est traduite par les équations suivantes [9], [11], [12], [10], [13]:

Conservation de flux magnétique : $div(\vec{B}) = 0$

(Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.))

Les deux équations de couplage :

- Equation de Maxwell Ampère : $rot(\vec{H}) = \vec{j}$

(Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. . Erreur ! Signet non défini.)

- Equation de Maxwell Faraday : $rot(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. . Erreur ! Signet non défini.)

Propriétés des matériaux et des milieux :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$$

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.)

Où μ_0 représente la perméabilité magnétique du vide et μ_r la perméabilité relative du milieu considéré.

Les aimants magnétiquement rigides, actuellement employés dans les machines électriques, possèdent une caractéristique de désaimantation linéaire dans la zone normale d'utilisation [18]. Pour les milieux aimantés cette dernière équation est donnée par

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$$

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.)

Où B , H , J , E et M désignent respectivement l'induction magnétique, l'excitation magnétique, la densité volumique de courant, le champ électrique et l'aimantation des aimants (induction rémanente en présence des aimants).

II.2.2. Formulation en potentiel vecteur magnétique :

La formulation en potentiel vecteur magnétique \vec{A} est utilisée lorsque les sources de champ sont des densités de courants sources. L'équation (II.1) entraîne l'existence d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que [14], [10] :

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A})$$

L'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique et la combinaison des équations (II.1) à (II.5) (II.6) donnent l'équation générale de répartition du potentiel qui est décrite par l'expression suivante :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{M} \right) \quad (\text{II. 7})$$

On a

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \text{grad} \left(\text{div}(\vec{A}) \right) - \Delta(\vec{A}) \quad (\text{II. 8})$$

Dont l'unicité est assurée en imposant $\text{div}(\vec{A}) = 0$, appelée la jauge de Coulomb [14], [10].

Donc

$$\Delta(\vec{A}) = -\vec{J} + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right)$$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\tilde{j} + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \text{Erreur! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -8)}$$

Où M_r , M_θ représentent respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation.

Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants, l'équation (II.10) s'écrirait en coordonnées polaires, comme suit :

- Dans la région des aimants

$$\frac{\partial^2 A_{II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{II}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{II}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II. 9})$$

- Dans l'entrefer :

$$\frac{\partial^2 A_I}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_I}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II. 10})$$

Le calcul du champ revient donc à résoudre des équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur dans l'intervalle $[R_0, R_2]$. Le principe de la méthode de résolution consiste à rechercher les expressions analytiques du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Les champs produits par les différentes sources, fonctions de la variable d'espace et du temps (θ, t), sont calculés séparément.

II.3. Modèle Analytique de résolution

Dans la modélisation adoptée. En négligeant l'effet de la denture 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. II.3) :

- $[R_0, R_1]$: Zone (1) contenant les aimants.
- $[R_1, R_2]$: Zone (2) contenant l'entrefer mécanique.

Vu que les machines électriques sont constituées des matériaux différents et comme les lignes de champs sont continuées à travers la machine, il est utile de définir les conditions de passage du champ entre les interfaces communes entre deux domaines différents.

- La condition de conservation de la composante normale de l'induction magnétique qui se traduit par :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 - \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 = 0 \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.})$$

- La condition de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique

Donnée par :

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \wedge \vec{H}_2 = \vec{j}_s$$

Où \vec{j}_s est la densité superficielle de courants.

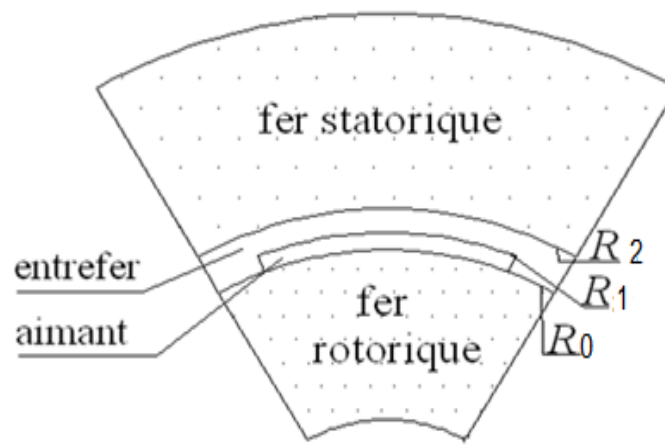


Figure II.3. Structure étudiée sur un pas polaire

II.3.1. Modèle des aimants

Le rotor de la machine met en œuvre $2p$ pôles identiques et symétriques constitués d'aimants sous forme de "blocs aimantés", portant une aimantation \vec{M} .

Où M_r , M_θ représentent respectivement, les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation qui sont exprimées comme suit :

$$M_r(\theta) = \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{rn} \cdot \cos(np\theta) \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.} \cdot \text{Erreur ! Signet non défini.})$$

$$M_\theta(\theta) = \sum_{n=1,2,3...}^{\infty} M_{\theta n} \cdot \sin(np\theta) \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.} \cdot \text{Erreur ! Signet non défini.})$$

Où p : désigne le nombre de paires de pôles, θ est l'écart angulaire relativement au centre d'un aimant et M_{rn} et $M_{\theta n}$, sont respectivement, les amplitudes des harmoniques d'ordre n des composantes M_r et M_θ .

- Pour une aimantation radiale

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

$$M_{\theta n} = 0 \tag{II. 15}$$

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

La figure (Fig. II.4), montre la forme de l'aimantation radiale sur un pas polaire

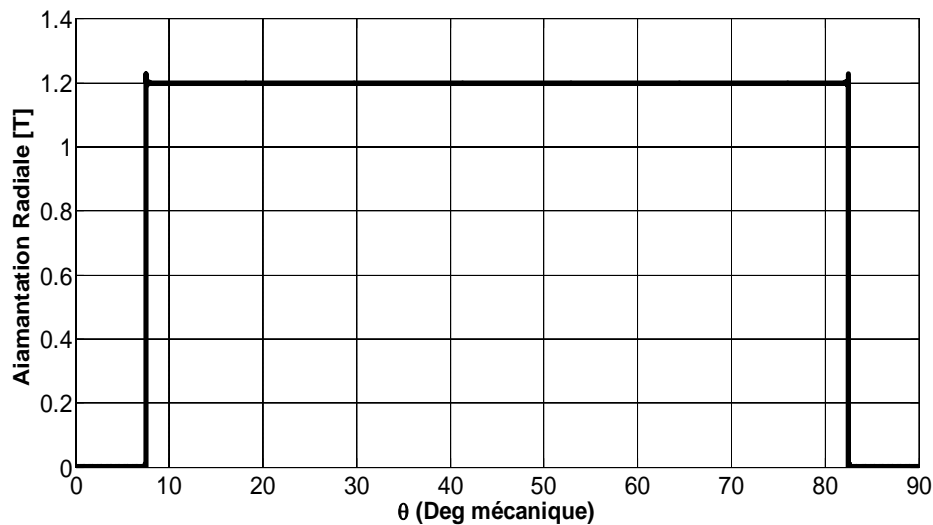


Fig. II.4. Forme d'onde d'une aimantation radiale

II.3.2. Modèles des courantes de sources

La machine étudiée présente trois enroulements identiques, régulièrement décalés, de $2\pi/(3p)$ dans l'espace. Si on néglige l'effet de la denture statorique, les ampères-tours injectés dans l'encoche peuvent être alors assimilés à une densité superficielle de courant placée à l'endroit de l'isthme d'encoche (Fig. II. 4).

Au niveau du stator, l'origine des angles est choisie confondue avec l'axe de symétrie d'une phase du bobinage statorique et ainsi, tous les points sont repérés par l'angle θ' . La relation entre les coordonnées statorique et rotorique (θ) s'écrit :

$$\theta' = \theta_0 + \theta + \Omega$$

Où θ_0 représente le décalage initial du rotor par rapport au stator et Ω est la vitesse de rotation mécanique du rotor. Notons que tous les angles sont exprimés en radian mécanique.

L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension contrôlé en courants qui délivre des courants de forme sinusoïdale ou rectangulaire [34].

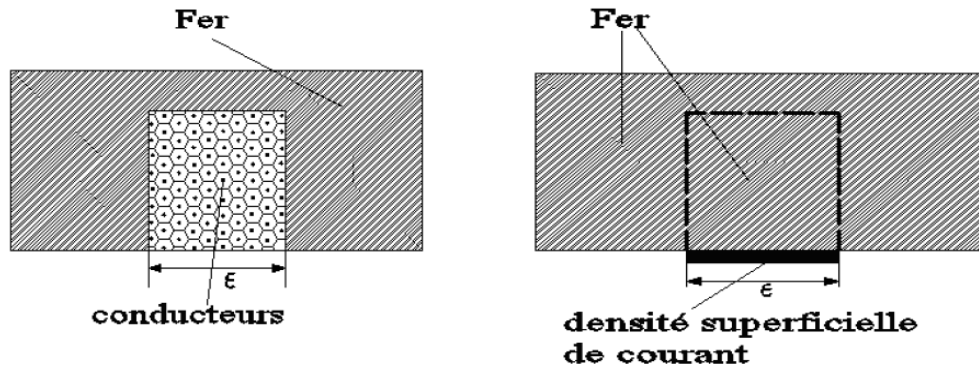


Figure II.5 : Modélisation des encoches statoriques [36].

A- Alimentation sinusoïdale

Pour une alimentation sinusoïdale, les courants triphasés sinusoïdaux d'amplitude I_m sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Les densités superficielles équivalentes, définies dans le repère statorique au niveau du Rayon d'alésage R_3 , s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J_a = \sum_n J_n \cos(np\theta' + \omega t) \\ J_b = \sum_n J_n \cos\left(np\theta' + \omega t - (n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \\ J_c = \sum_n J_n \cos\left(np\theta' + \omega t + (n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Où

$$j_n = \frac{4pNI_m}{\pi R_3} k_{bn}$$

N étant le nombre de spires dans une encoche et k_{bn} le coefficient de bobinage de l'enroulement statorique exprimé par [34] :

$$k_{bn} = k_{fn} k_{rn} k_{in} k_{dn} \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. .Erreur ! Signet non défini.})$$

Les différents coefficients sont exprimés ainsi :

- k_{fn} coefficient de filtrage :

$$k_{fn} = \frac{\sin(np\xi/2)}{(np\xi/2)}$$

Où ξ représente l'ouverture de l'encoche

• k_{dn} coefficient de distribution :

$$k_{dn} = \frac{\sin(np\tau_d/2)}{q(\sin(np\tau_d/2))}$$

τ_d Est le pas dentaire.

• k_{rn} Coefficient de raccourcissement :

$$k_{rn} = \sin\left(\frac{np\beta}{2}\right)$$

β Est l'angle de raccourcissement.

• k_{in} coefficient d'inclinaison :

$$k_{in} = \frac{\sin(n\gamma_i)}{(n\gamma_i)}$$

γ_i Représente l'angle de décalage horizontal de l'axe d'une encoche par rapport à l'axe de la machine. La densité résultante équivalente au système de courants triphasés s'écrit alors :

$$j(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n j_n \cos(np\theta' + \omega t v) \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.}$$

Avec :

$$v = \begin{cases} -1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ +1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

Où seules les harmoniques $n = 6m \pm 1$ sont non nulles.

Dans le repère rotorique, cette densité est exprimée par la relation suivante :

$$j(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n j_n \cos(np\theta + (np\Omega + \omega v)t + \theta_0) \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.}$$

II.4.1. Potentiel vecteur créé par les aimants

La résolution de ces équations différentielles se fait par séparation de variables. La structure géométrique et la disposition des aimants suggèrent des solutions qui prennent la même forme dans les zones (I) et (II).

- ✓ Dans l'entrefer mécanique (région I)

$\Delta AI(r, \theta) = 0$ (Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.)

$$\frac{\partial^2 AI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AI}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AI}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.})$$

Ainsi, le potentiel vecteur, $AI(r, \theta)$ est de la forme suivante :

$$AI(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} KI(r) * \sin(np\theta) \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.})$$

L'équation (20) devienne :

$$\frac{\partial^2 KI}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial KI}{\partial r} - \left(\frac{np}{r}\right)^2 \cdot KI = 0 \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.})$$

La solution générale de cette équation est :

$$KI(r) = [C_1(r)^{np} + C_2(r)^{-np}] \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.})$$

Le vecteur potentiel créé dans l'entrefer s'écrit comme suit :

$$AI(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (C_1(r)^{np} + C_2(r)^{-np}) \sin(np\theta) \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -})$$

✓ Dans les aimants (région II) :

$$\Delta AII(r, \theta) = 0 \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.})$$

$$\frac{\partial^2 AII}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AII}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AII}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \frac{\partial M_r}{\partial \theta} \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -})$$

Ainsi, le potentiel vecteur, $AII(r, \theta)$ est de la forme suivante :

$$AII(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} KII(r) * \sin(np\theta) \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -})$$

L'équation (II. 27) devienne :

$$\frac{\partial^2 KII}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial KII}{\partial r} - \left(\frac{np}{r}\right)^2 \cdot KII + \frac{1}{r} (npM_{rn}) = 0 \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.})$$

La solution générale de cette équation est composée de deux termes ; elle s'écrit ainsi :

$$R_n(r) = KII_{hn}(r) + KII_{pn}(r) \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.})$$

Où $KII_{hn}(r)$ est la solution homogène de l'Equation (II. 29), donnée par :

$$KII_{hn} = C_3 r^{np} + C_4 r^{-np} \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -})$$

Où $KII_{pn}(r)$ représentent les termes de la solution particulière de l'Equation (II. 29), qui s'expriment ainsi :

$$K_{pn}(r) = \begin{cases} \frac{npM_{rn}}{n^2p^2 - 1} r & \text{si } n^2p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2}npM_{rn}r \ln(r) - 1 & \text{si } n^2p^2 = 1 \end{cases} \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.}$$

Alors l'expression du vecteur potentiel créée dans la région des aimants devient :

$$AII(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} [C_3(r)^{np} + C_4(r)^{-np} + KII_{pn}(r)] \sin(np\theta) \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.}$$

Où C_1, C_2 et C_3 et C_4 sont les constantes d'intégrations liées à chaque harmonique d'espace de rang n . Dans le cas où seuls les aimants sont présents, les conditions aux limites qui permettent de calculer ces différentes constantes sont :

- au niveau de rayon d'alésage R_2 :

$$\left. \frac{\partial AII(r, \theta)}{\partial r} \right|_{r=R_2} = 0 \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.}$$

On obtient :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 \cdot R_2^{-2np} & \text{si } n^2p^2 \neq 1 \\ C_1 = C_2 \cdot R_2^{-2np} & \text{si } n^2p^2 = 1 \end{cases} \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.}$$

au niveau de rayon R_0 :

$$\left. \frac{\partial AII(r, \theta)}{\partial r} \right|_{r=R_0} = 0 \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. -Erreur ! Signet non défini.}$$

On trouve :

$$\begin{cases} C_3 = \frac{R_0^{-2np} C_4 n^2 p^2 - R_0^{-2np} C_4 - R_0^{-np+1} M_{rn}}{n^2 p^2 - 1} & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ C_3 = \frac{C_4}{R_0^2} + \frac{1}{4} 4C_4 + 2(\ln(R_0) + 1) M_{rn} & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.}$$

- au niveau de rayon R_1 :

$$\begin{cases} AI(R_1, \theta) = AII(R_1, \theta) \\ BI_{\theta}(R_1, \theta) = BII_{\theta}(R_1, \theta) \end{cases} \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.}$$

On obtient :

$$\begin{cases} C_2 = -\frac{1}{2} \frac{(R_0^{2np} (R_1^{-np+1} + np \cdot R_1^{-np+1}) - 2R_0^{np+1} + R_1^{np+1} - R_1^{np+1} \cdot np) \cdot R_2^{2np} M_{rn}}{(n^2 p^2 - 1)(R_1^{2np} - R_2^{2np})} & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ C_2 = -\frac{1}{4} \frac{(R_1^{2np} - R_0^{2np} + 2 \ln(R_1) \cdot R_0^{2np} - 2 \ln(R_0) \cdot R_0^{2np}) \cdot R_2^{2np} M_{rn}}{(R_0^{2np} \cdot R_2^{2np})} & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad \text{(Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.)}$$

$$\begin{cases} C_4 = \frac{1}{2} \frac{(2R_0^{np+1} - R_0^{2np} R_1^{-np+1} - R_0^{2np} np \cdot R_1^{-np+1}) R_2^{2np} + R_0^{2np} R_1^{np+1} (np - 1)}{(np^2 - 1)(R_2^{2np} - R_0^{2np})} & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ C_4 = -\frac{1}{4} \frac{R_0^{2np} M_{rn} (2R_2^{2np} \ln(R_1) - 2R_2^{2np} \ln(R_0) + R_1^{2np} - R_2^{2np})}{(R_0^{2np} \cdot R_2^{2np})} & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad \text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.}$$

II.5. Détermination des performances de la machine :

Les expressions des potentiels vecteurs du seaux aimants et aux courants dans les différentes zones du domaine d'étude étant connues. Les inductions magnétiques dues aux différentes sources de champ s'en déduisent facilement en utilisant les relations (II.15).

II.5.1. Induction magnétique :

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

$$B_r(r, \theta) = \sum_{n=1.3.5}^{\infty} B_{rn}(r) \cos(np\theta) \quad (\text{II. 41})$$

$$B_{\theta}(r, \theta) = \sum_{n=1.3.5}^{\infty} B_{\theta n}(r) \sin(np\theta) \quad (\text{II. 42})$$

Avec

$$B_{rn}(r) = \frac{np \cdot K_n}{r} \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \quad (\text{II. 43})$$

$$B_{\theta n}(r) = -\frac{np \cdot K_n}{r} \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} - \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \quad (\text{II. 44})$$

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

II.5.2. Expression de la force électromotrice :

Pour calculer la force électromotrice induite dans une phase statorique, on détermine dans un premier temps, le flux embrassé par les conducteurs de cette phase. L'invariance, par translation suivant l'axe Oz du système étudié, permet d'exprimer le flux produit par les aimants sous la forme suivante :

$$\Phi(\omega t) = L_u \int_0^{2\pi} A(R_2, \theta) C(\hat{\theta}, t) R_2 d\theta \quad (\text{II. 45})$$

$A(R_2, \theta)$ et $C(\theta, t)$ désignent respectivement le potentiel vecteur créé par les aimants et la densité des conducteurs de la phase considérée. L'expression de $A(R_2, \theta)$ est déduite de la relation (II. 28) et celle de $C(\theta, t)$ est donnée par l'expression suivante :

$$C(\theta) = \sum_{i=1} C_n \cos(np\theta) \quad (\text{II. 46})$$

Où
$$C_n = \frac{4pNk_{bn}}{\pi} \quad (\text{II. 47})$$

L'expression du flux par phase après intégration devient :

$$\Phi(\omega t) = \pi L_u \sum C_n K_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II. 48})$$

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

$$e(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = -\pi L_u n\omega \sum C_n K_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II. 49})$$

II.5.3. Détermination des expressions des couples :

Le couple d'interaction développé par le type de machines étudiées est calculé en utilisant les moments des forces de Laplace s'exerçant sur la densité de courants placée au niveau du rayon d'alésage. Ce couple est exprimé par la relation suivante déduite du tenseur des contraintes de Maxwell :

$$\Gamma(\theta) = L_u R_2^2 \int_0^{2\pi} J_s B_\theta d\theta \quad (\text{II. 50})$$

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

$$\Gamma(\Theta) = \frac{3}{2} \pi p R_2 L_u \sum_{n=1}^{\infty} n J_n K_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \cos(np\theta_0 + (n+v)\omega t) \quad (\text{II. 51})$$

$$\text{Avec : } v = \begin{cases} +1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ -1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

Notons qu'on peut aussi calculer ce couple à partir de l'expression suivante :

$$\Gamma = \frac{p}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(\theta) i_m(\theta) \quad (\text{II. 52})$$

II.6. Analyse des performances électromagnétiques :

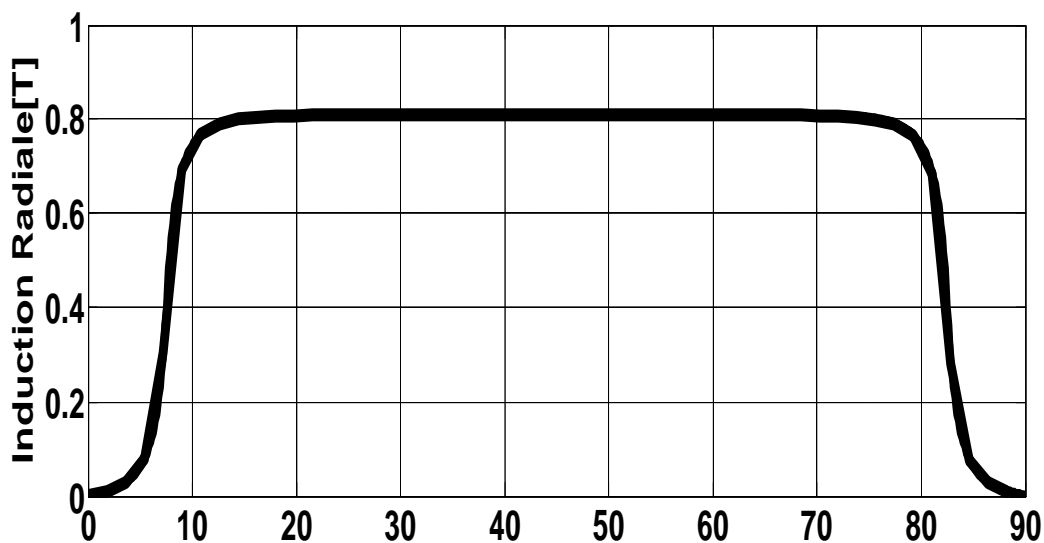
Une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des machines envisagées est élaborée en exploitant le modèle analytique. Les caractéristiques de la machine étudiée sont ensuite représentées :

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

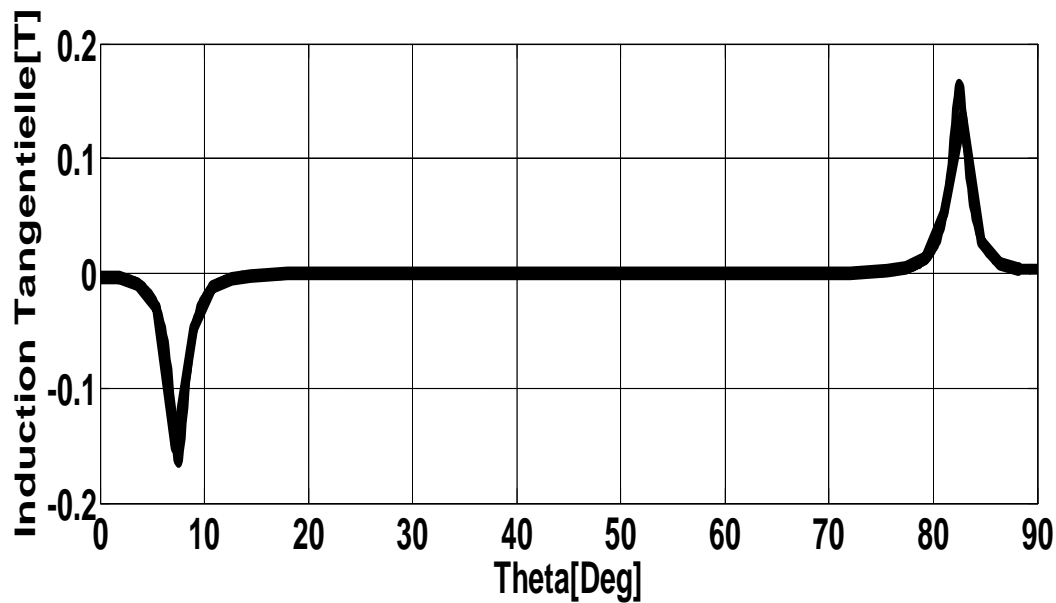
Paramètre	Symbole	Valeur et unité
Aimantation résiduelle (NdFeB)	M	1.18 T
Perméabilité relative des aimants	μ_r	1.07
Nombre de conducteurs dans une encoche	N_c	40
Intensité du courant de phase		6 A
Nombre d'encoches statorique	Q_s	24
Ouverture de l'encoche	b_o	(1/3)·τ_s
Nombre de paires de pôles	P	2
Rayon externe du stator	R_3	46.20 mm
Rayon d'alésage	R_2	28.10 mm
Rayon externe de l'aimant	R_1	27.55 mm
Rayon du fer rotorique	R_0	23.97 mm
Rayon interne du fer rotorique	R_{in}	11.00 mm
Epaisseur de l'entrefer	G	0.55 mm
Epaisseur des aimants	h_m	3.58 mm
Longueur active de la machine	L	50.82 mm
Rapport ouverture des aimants sur le pas polaire	β	5/6

II.6.1. Distribution du champ magnétique :

On considère, le fonctionnement à vide. La figure (II.6) représente les répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées par les aimants à aimantation radiale et parallèle au niveau de milieu de l'entrefer en fonction de la position angulaire. On observe que la forme de l'induction est peu influencée par le sens de l'aimantation.



(a)



(b)

Figure II.6: Répartitions de l'induction au milieu de l'entrefer (r_m) due aux aimants: ($e_a=3.58\text{mm}$, $\alpha_p = \frac{5}{6}\tau_a$) : (a) induction radiale, (b) induction tangentielle.

II.6.2. Analyse de la FEM et du couple électromagnétique :

Dans une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface du rotor sans pièces conductrices, où l'on considère qu'il n'y a pas de courants induits, le couple électromagnétique apparaît comme la combinaison de trois composantes [10] :

- une composante continue correspondant à sa valeur moyenne
- une ondulation due au couple de détente
- une ondulation due à la forme de la force électromotrice et à celle des courants.

Pour les deux modes d'alimentations adoptés (Fig. II.8), la variation du couple électromagnétique développé par les deux structures à aimantation radiale. Les ondulations de couple sont liées à la forme de la force électromotrice et au champ magnétique dans l'entrefer. Ces ondulations de couple sont caractérisées par le taux d'ondulation défini par :

$$\tau(\%) = \frac{\Gamma_{max} - \Gamma_{min}}{2\Gamma_{moy}} * 100$$

Où Γ_{max} , Γ_{min} et Γ_{moy} représentent respectivement le couple maximal, le couple minimal et le couple moyen. Nous cherchons donc un taux d'ondulation minimal en fonction des paramètres géométriques de la machine.

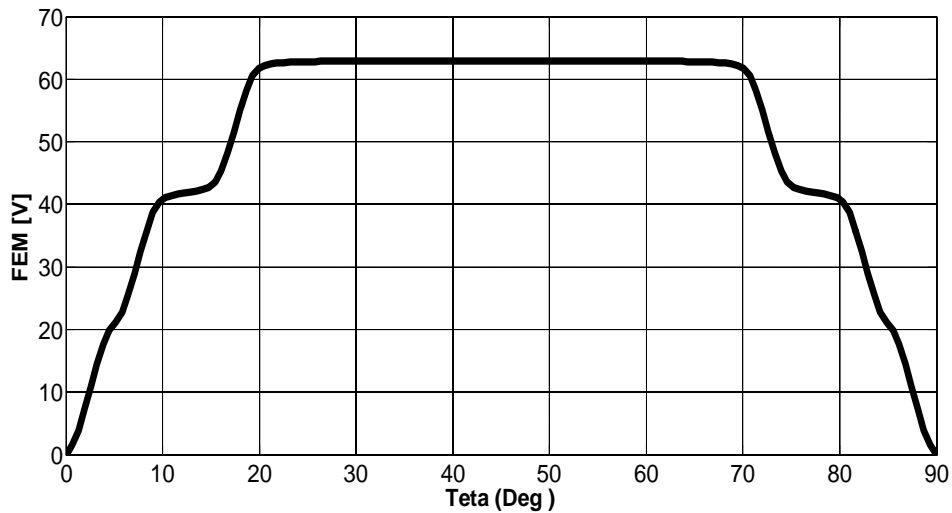


Figure II.7 : Répartition de la f.é.m.

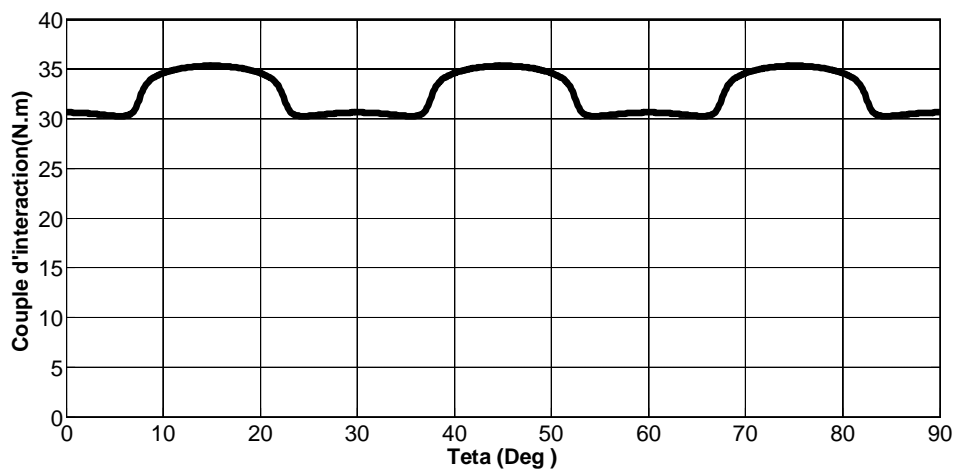


Figure II.8 : Couple d'interaction pour différents sens d'aimantation.

II.7. Calcul des grandeurs électromagnétiques de la machine pour un stator encoché :

Nous allons étudier la machine dans le cas réel, avec un stator encoché. La présence des encoches dans les machines électriques induit une influence sur la machine de deux manières

[16], [17] ; en effet, elle affecte la distribution du flux électromagnétique dans l'entrefer et dans les aimants et diminue également le flux par pôle qui est calculé souvent par l'utilisation du coefficient de Carter k_c . De plus, l'interaction du champ magnétique avec les côtés de l'encoche produit des forces qui créent un moment de rotation, qui est appelé couple de détente.

II.7.1. Transformation conformes des encoches

L'effet d'encoche du stator sur les inductions radiales et tangentielles 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. Ce modèle permet d'exploiter les équations (II.41) et (II.42) pour déterminer les inductions radiales et tangentielles dans le cas avec encoches statoriques. Avec $B_k = B_r + jB_\theta$, l'induction complexe dans la structure réelle est donnée par :

$$B_s = B_k \cdot \left(\frac{\partial k}{\partial s}\right)^* \quad (\text{II.1})$$

Avec

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

Ces deux expressions (II.52) et (II.53) 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.7) :

$$s = r e^{j\theta} \quad (\text{II.3})$$

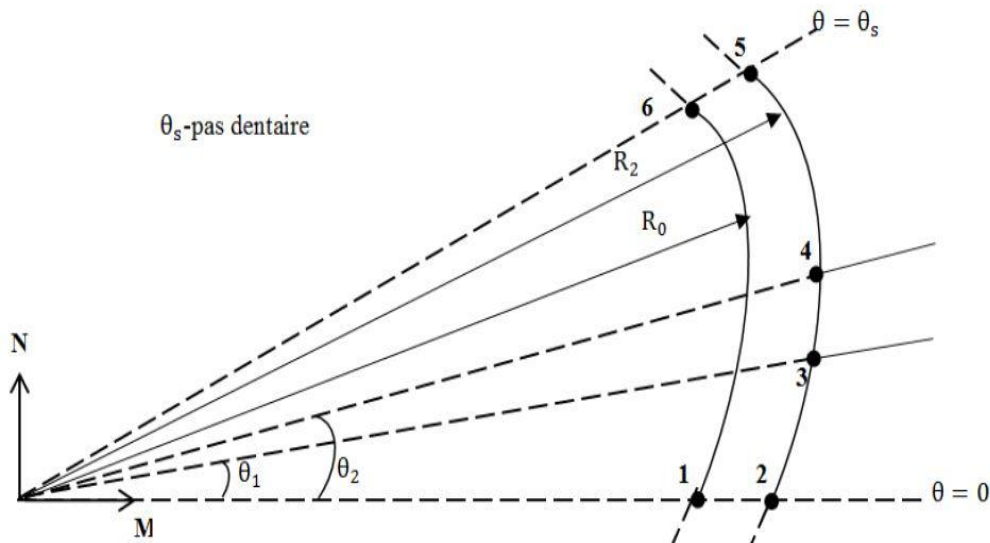


Fig. II. 9: Modèle d'une seule encoche de profondeur infinie dans le plan S

La première transformation conforme qui permet de transformer le plan S en coordonnées polaires au plan Z en coordonnées cartésiennes (Fig. II.9)

$$z = \ln(s) \quad (\text{II.4})$$

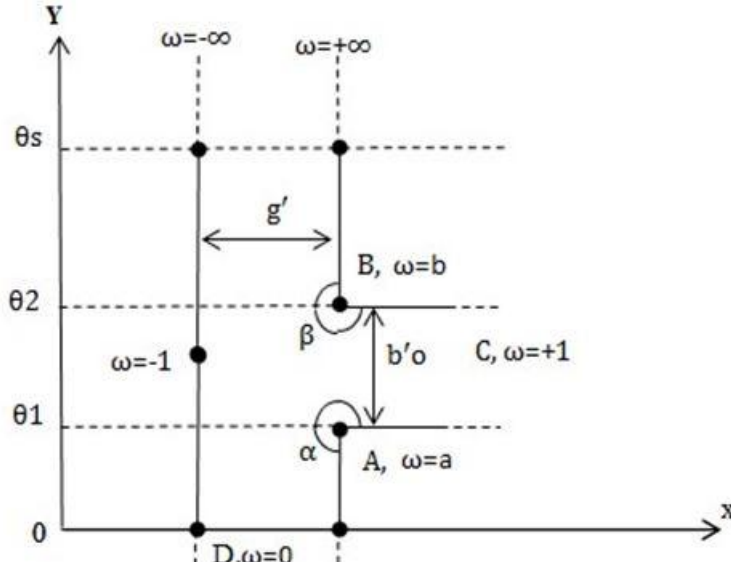


Fig. II. 10: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan Z

La deuxième 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.10), est :

$$z = j \frac{g'}{\pi} \left[\ln \left| \frac{1+p}{1-p} \right| - \ln \left| \frac{b+p}{b-p} \right| - 2 \frac{b-1}{\sqrt{b}} \tan^{-1} \frac{p}{\sqrt{b}} \right] + C \quad (\text{II.5})$$

Ou

$$p = \sqrt{\frac{w-b}{w-a}} \quad (\text{II.6})$$

$$c = \ln R_2 + j\theta_2 \quad (\text{II.7})$$

$$g' = \ln \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (\text{II.8})$$

$$b = \left[\frac{b'_0}{2g'} + \sqrt{\left(\frac{b'_0}{2g'} \right)^2 + 1} \right]^2 \quad (\text{II.9})$$

$$a = \frac{1}{b} \quad \text{et} \quad b'_\theta = \theta_2 - \theta_1 \quad (\text{II.10})$$

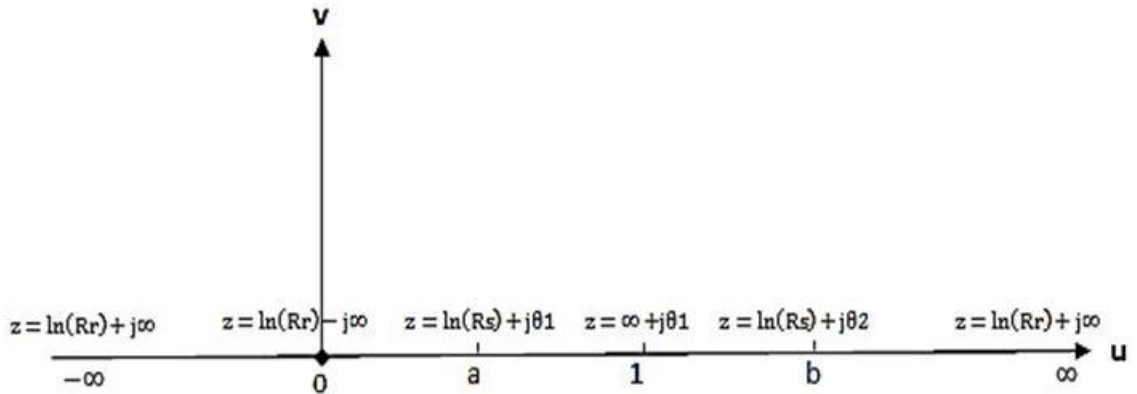


Fig. II. 11: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan W

La troisième transformation conforme qui permet de passer du plan W au plan T, qui représente deux plans infinis (Fig. II.11), est :

$$t = j \frac{g'}{\pi} \ln \omega + \ln R_2 + j \frac{\theta_s}{2} \quad (\text{II.11})$$

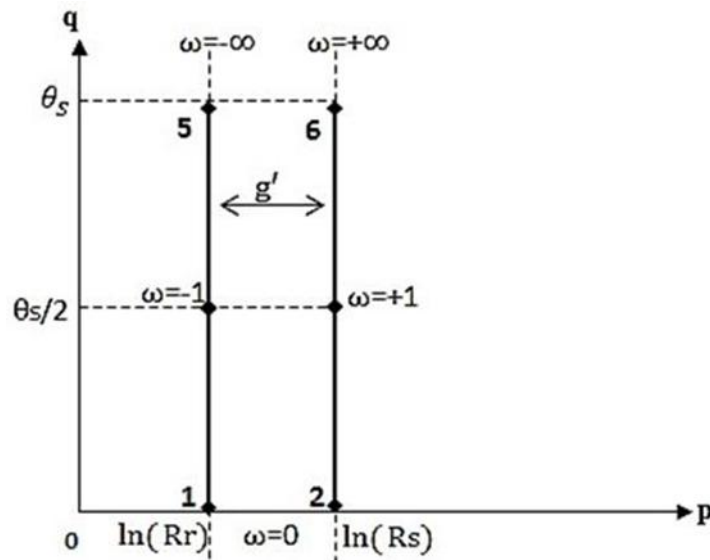


Fig. II. 12: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan T

La dernière transformation permet de transformer le plan T au plan K (Fig. II.12), en coordonnées polaires par utilisation :

$$k = R_2 e^{j\left(\frac{g}{\pi} \ln \omega + \frac{\theta_s}{2}\right)} \quad (\text{II.12})$$

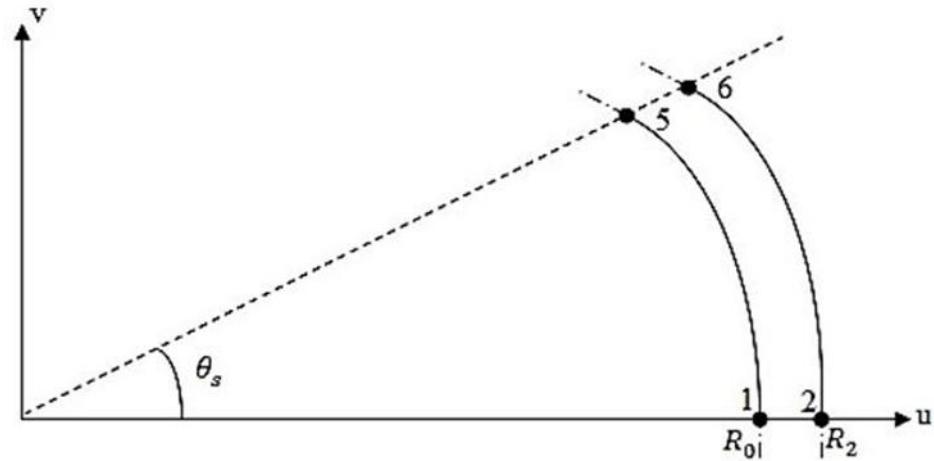


Fig. II.13: Modèle d'une seule encoche dans le plan K

Les parties réelle et imaginaire de la perméance relative λ , issues de l'équation (II.53), sont :

$$\lambda_a = \lambda_0 + \sum_{n=1}^{N_\lambda} \lambda_{an} \cos(nQ_s \theta) \quad (\text{II.13})$$

$$\lambda_b = \sum_{n=1}^{N_\lambda} \lambda_{bn} \sin(nQ_s \theta) \quad (\text{II.14})$$

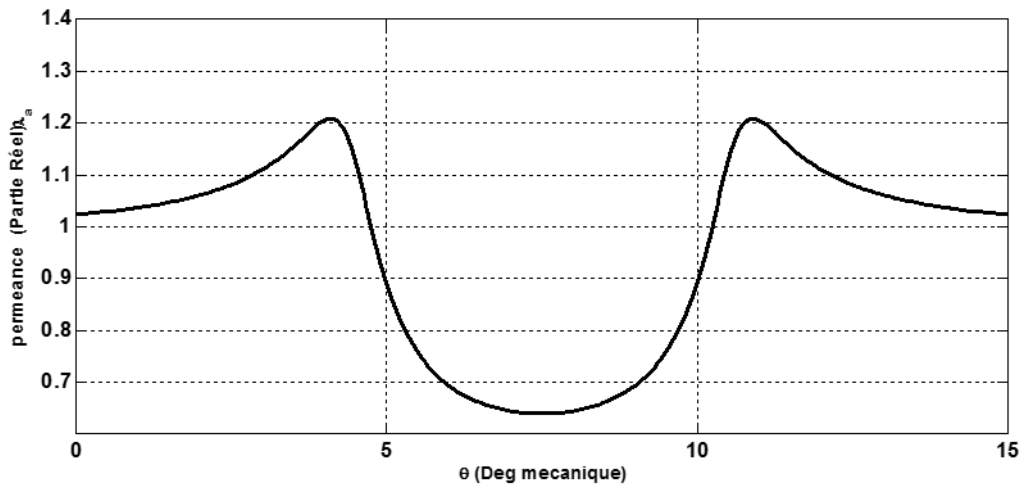


Fig. II. 14 : partie réelle de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire

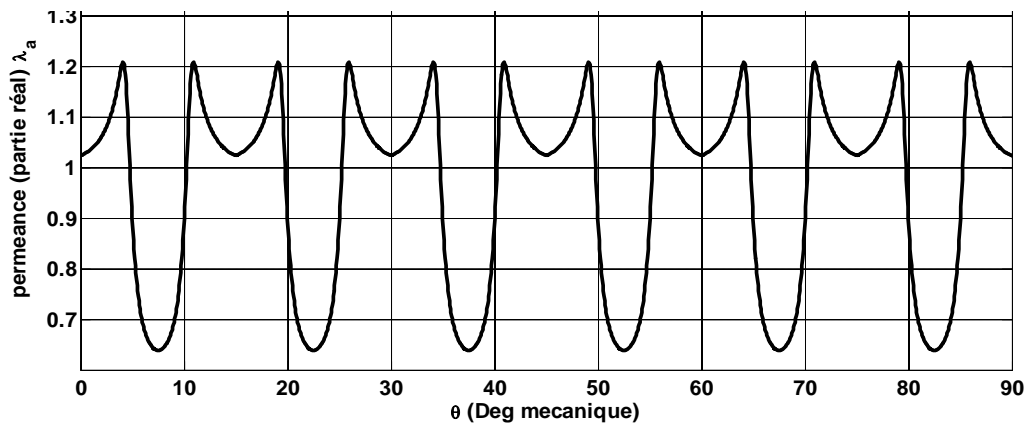


Fig. II. 15: partie réelle de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire

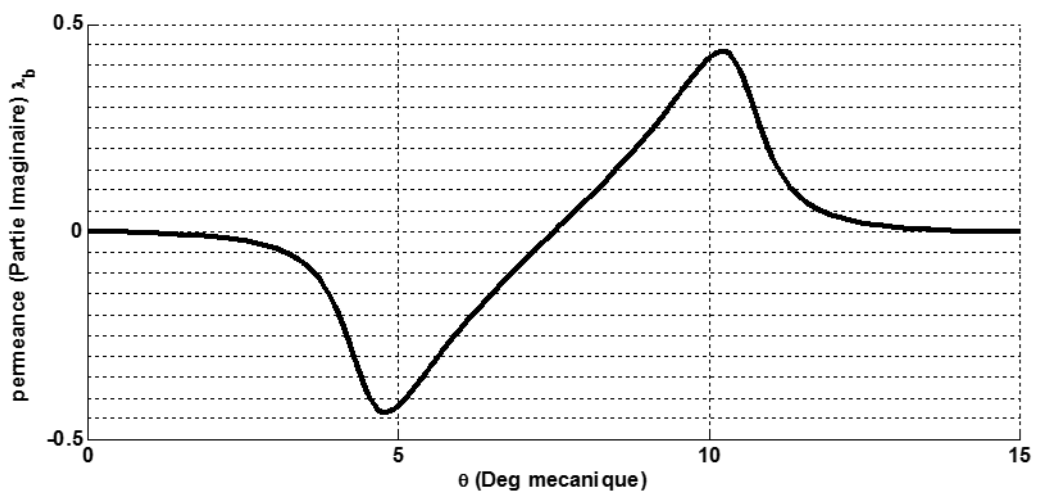


Fig. II. 16: partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire

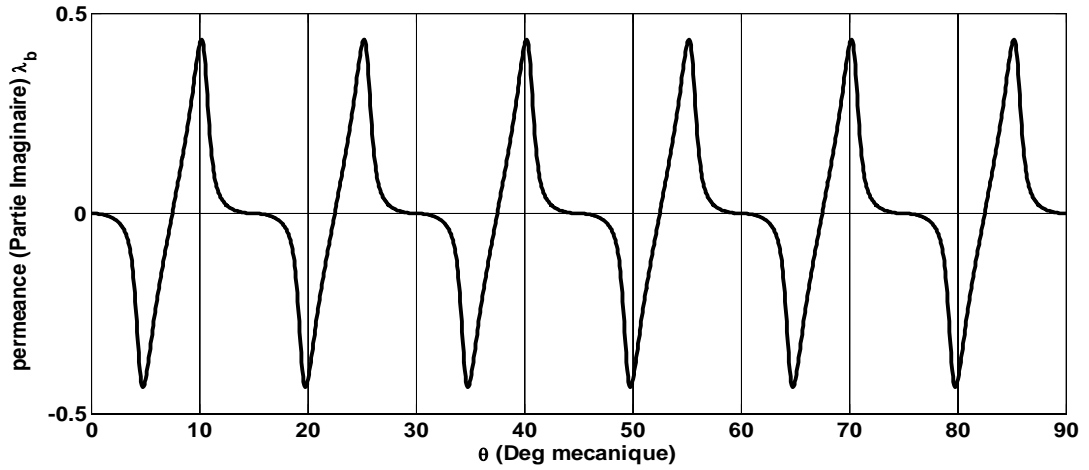


Fig. II. 17: partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire

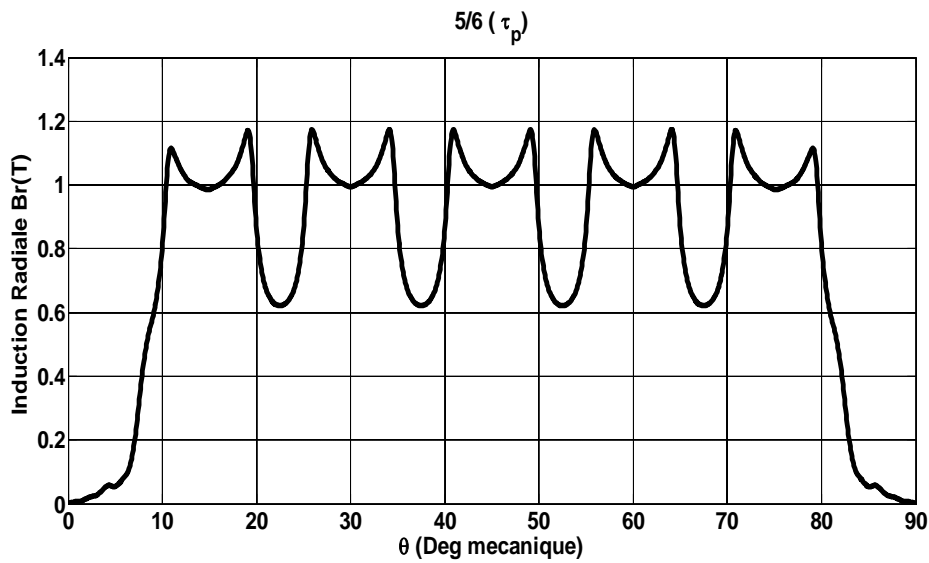
A partir des équations (II.42), (II.43), (II.53), (II.64), (II.65), les inductions radiales et tangentielles dans l'entrefer avec stator encoché s'en déduisent par : $B_{Sr} =$

$$Re(B_K \lambda^*) = B_r \lambda_a + B_\theta \lambda_b \quad (II.15)$$

$$B_{S\theta} = Im(B_K \lambda^*) = B_\theta \lambda_a - B_r \lambda_b \quad (II.16)$$

II.8. Distribution de l'induction magnétique à vide

On considère, que les enroulements statoriques ne sont pas alimentés, donc c'est le fonctionnement à vide. Le Figure (III.17) représente respectivement la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour une aimantation radiale.



(a)

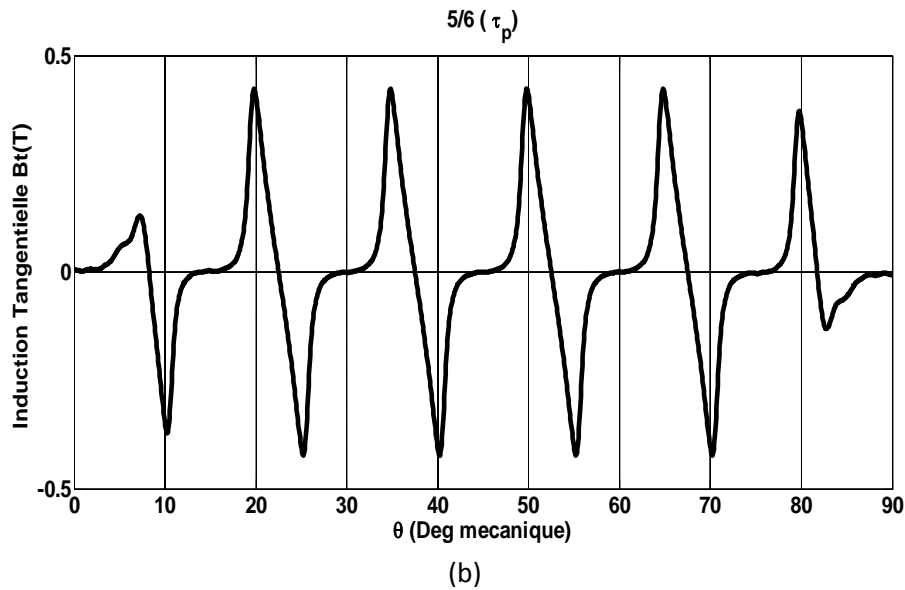


Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-18. Répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées dans l'entrefer à stator

(a) induction radiale. (b) induction tangentielle

II.9. Calcul de couple détente

Le couple de détente est un couple pulsatoire dû à l'interaction de la denture statorique avec les aimants rotoriques. Le couple de détente est calculé en considérant le moment des forces de Laplace s'exerçant sur l'ensemble de dents de la machine. D'après les calculs développés par (7)(8), on a l'expression suivante du couple de détente par encoche :

$$T_{encoc\ he} = \frac{l_a}{2\mu_0} \int_a^b |B_K|^2 \left| \frac{g'}{\pi} k^2 \frac{w-1}{(w-a)^2(w-b)^2} \right| dw \quad (II.17)$$

L'expression du couple de détente total développé par la machine étudiée est :

$$T_c = \sum_{k=1}^{Q_s} T_{encoc\ he}$$

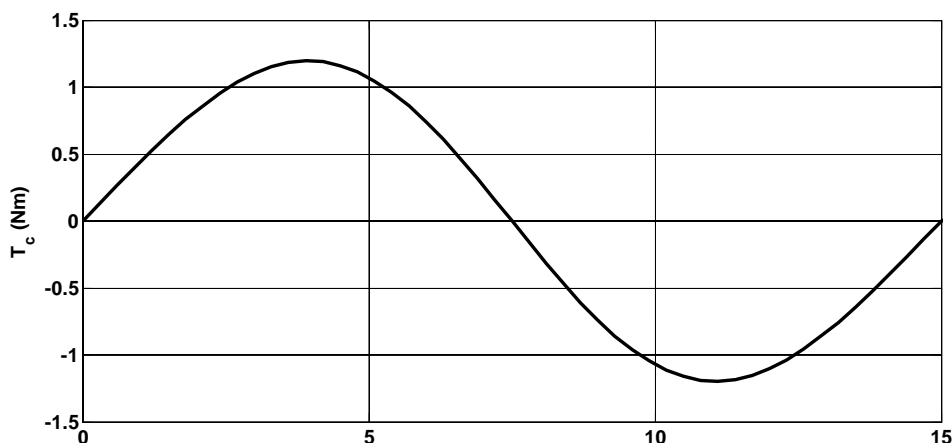


Fig. II. 19: la forme d'onde du couple de détente

II.10. Calcul de la force électromotrice :

On utilise la loi de Faraday pour calculer, à vide, la FEM induite dans un enroulement statorique créée par l'induction magnétique :

$$E_c(t) = -N_c \frac{d\phi_c}{dt} \quad (\text{II. 70})$$

Où N_c est le nombre de conducteurs.

Le flux est l'intégral de l'induction magnétique créée dans l'entrefer [16] :

$$\phi_c(t) = L_u R \int_{-\frac{\gamma_c}{2}}^{\frac{\gamma_c}{2}} B_{sr}(r, \theta, t) \quad (\text{II. 71})$$

Avec :

$$\gamma_c = \gamma_c \frac{2\pi}{Q_s}$$

$$B_{sr}(r, \theta, t) = B_r(r, \theta, t) * \lambda_a(r, \theta) + B_\theta(r, \theta, t) * \lambda_b(r, \theta) \quad (\text{II. 72})$$

$$B_{sr}(r, \theta, t) = \sum_{1.2.3...}^{\infty} B_{rn} \cos(np(\theta - \omega_{rm} t)) \left\{ \lambda_o + \sum_{m=1}^{N_\lambda} \lambda_{am} \cos(m Q_s(\theta - \theta_{so})) \right\} \\ + \sum_{m=1}^{N_\lambda} B_{\theta n} \sin(np(\theta - \omega_{rm} t)) \sum_{m=1}^{N_\lambda} \lambda_{bm} \sin(m Q_s(\theta - \theta_{so})) \quad (\text{II. 73})$$

Où B_{rn} , $B_{\theta n}$, λ_o , λ_{am} , λ_{bm} et ω_{rm} sont respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'induction créée dans l'entrefer à stator lisse, données par les Eqs (II.100) et (II.73) ; les coefficients de série de Fourier de la perméance complexe ; la vitesse de rotation du rotor [tr/s].

$$\phi_c(t) = L_u R \sum_{1.2.3...}^{\infty} \left\{ \lambda_o B_{rn} \frac{2}{np} \sin\left(np \frac{\gamma_c}{2}\right) + \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} - B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left((np + m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)}{np + m Q_s} A_m \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} + B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left((np - m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)}{np - m Q_s} A_m \right\} \cos(np \omega_{rm} t) \quad (\text{II. 74})$$

Avec

$$A_m = \begin{cases} 1 \\ \cos(m\pi) \end{cases}$$

Pour l'égalité $np = m Q_s$, il faut remplacer le terme $\frac{\sin\left((np-m Q_s)\frac{\gamma_c}{2}\right)}{np-m Q_s}$ par $\frac{\gamma_c}{2}$. La FEM induite dans une phase peut être recalculée par la somme des FEMs induites dans les enroulements connectés en série de la phase. Si on prend en considération le facteur de distribution des bobinages tel que :

$$K_{dn} = \frac{\sin\left(npq\frac{\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(np\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (\text{II.75})$$

Où q est le nombre d'encoches par et par phase, α est le déphasage entre deux tensions induites par deux enroulements adjacents. Dans un enroulement triphasé, le nombre de tours par phase reliés en série est donné par :

$$N_s = \begin{cases} N_c \frac{Q_s}{6\alpha_p} & \text{pour un enroulement a simple couche} \\ N_c \frac{Q_s}{3\alpha_p} & \text{pour un enroulement a double couche} \end{cases}$$

Où α_p est le nombre de voies en parallèle. A partir des Eqs. (II.70) et (II.74), on aboutit à l'expression finale suivante de la FEM :

$$\begin{aligned} E_c(t) = N_s \omega_{rm} L_u R \sum_{1.2.3\dots}^{\infty} K_{dn} & \left\{ \lambda_o B_{rn} \frac{2}{np} \sin\left(np\frac{\gamma_c}{2}\right) \right. \\ & + \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} - B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left((np+m Q_s)\frac{\gamma_c}{2}\right)}{np+m Q_s} A_m \\ & + \left. \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} + B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left((np-m Q_s)\frac{\gamma_c}{2}\right)}{np-m Q_s} A_m \right\} \sin(np\omega_{rm} \\ & - \alpha_o) \sin(\text{II.76}) \end{aligned}$$

Avec α_o égale à zéro pour la phase A, $\frac{2\pi}{3}$ pour la phase B, $\frac{4\pi}{3}$ pour la phase C. La forme est presque la même, on constate que le sens de l'aimantation n'influence pas la répartition de la FEM. Les Figures (II.19) montrent la variation force électromotrice créée par la machine étudiée dans le cas réel avec un stator encoché.

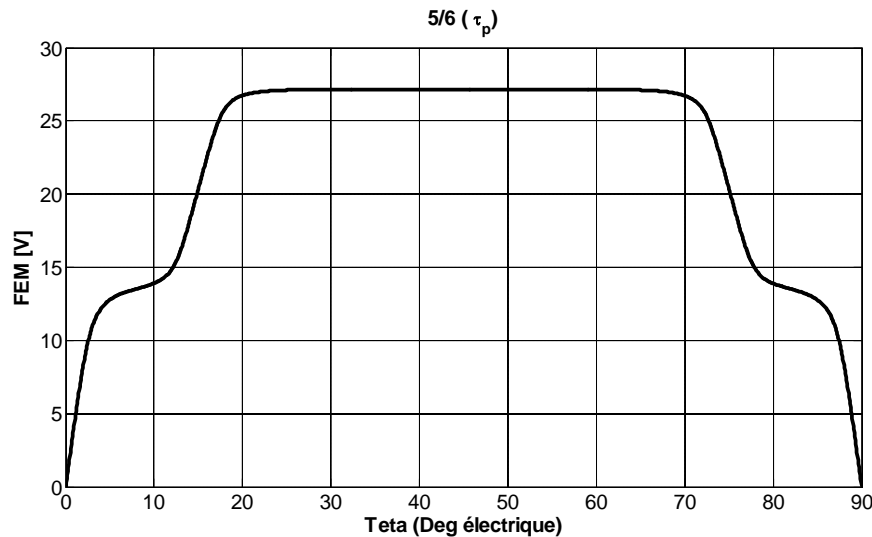


Figure II-20. La forme de la force électromotrice

II.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développés un modèle analytique basé sur la résolution des équations de Maxwell pour déterminer les inductions radiales et tangentielles dues aux aimants permanents aimantés sinusoïdalement en considèrent le stator lisse.

La forme du force électromotrice et couple d'interaction est affectée par la forme de l'alimentation et du sens de l'aimantation de l'inducteur. En effet, pour une alimentation radiale.

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.

Chapitre III

**Validation par éléments finis de machines à aimants
montés sur la surface rotorique**

III.1. Introduction :

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles. Ces méthodes permettent de modéliser les géométries les plus complexes et de prendre en compte les phénomènes physiques comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, les anisotropies des milieux et la présence des courants de Foucault induits dans les conducteurs soumis à un flux variable [9]. Les méthodes de résolution numériques les plus utilisées sont les méthodes des équations intégrales de frontières, la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis. Dans notre travail nous allons nous intéresser à la méthode des éléments finis. La méthode des éléments finis (finité élément méthode), fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique ; elle n'a trouvé sa place, qu'aux années 70, en électricité [13]. 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 [21]. Sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses simplificatrices, nous allons effectuer une comparaison des résultats obtenus à partir du modèle analytique développé au chapitre précédent avec ceux issus de la méthode des éléments finis, en utilisant un outil de modélisation gratuit développé pour calculer les machines synchrones à aimants, appelé FEMM (Finité Elément Méthode Magnent) [10].

III.2. Les méthodes numériques

Nous distinguons deux techniques principales de résolution des équations des champs Électromagnétiques :

a) méthode des différences finies (D.F) : le maillage est, souvent, un quadrillage rectangulaire sur les nœuds pour lesquels est effectuée la discrétisation de l'équation différentielle associée à la décomposition en série de Taylor du potentiel scalaire.

b) méthode des Eléments Finis (E.F) : autorisent l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur desquels le potentiel est approché par un polynôme ; la résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments.

La méthode des éléments finis permet de représenter finement les différentes grandeurs dans le système. Cependant, les résultats obtenus restent « gourmands » en ressources informatiques, et ne peuvent donc pas être directement exploités dans les structures actuelles de commande ou de **diagnostic**. La détermination des champs électromagnétiques est d'un grand intérêt pour la conception des machines électriques. L'analyse de ces phénomènes électromagnétiques est

basée sur la résolution des équations de Maxwell dont la complexité est telle qu'elle est exclue dans la plupart des cas du formalisme analytique [43].

III.2.1. La méthode des éléments finis

III.2.1.1. Présentation la méthode des éléments finis

Historiquement, les premiers développements de la méthode des éléments finis ont été proposés par Richard Courant dans les années 1940, mais ce sont les mécaniciens qui ont développé, popularisé et démontré l'efficacité de cette méthode dans les années 1950-1960.

En 1970, Silvestre et son équipe de l'université MC Gill à Montréal se sont intéressés, à l'adaptation de cette méthode, à la résolution des problèmes elliptiques de l'Electrotechnique.

La méthode des éléments finis est fréquemment utilisée pour modéliser précisément et finement des systèmes électrotechniques. Cette méthode permet de tenir compte de la géométrie de la machine et permet une approche systématique des problèmes magnétiques.

De plus un couplage entre les grandeurs électriques, mécaniques et magnétique peut être réalisé.

Les éléments finis permettent également une étude tridimensionnelle, ce qui apporte une très grande finesse dans la connaissance du système.

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques [44].

III.2.1.2. Modélisation par éléments finis

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

Dans son approche variationnelle, la méthode des éléments finis permet de ramener la résolution des équations aux dérivées partielles à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré. Celle-ci est donnée, dans le cas d'un problème de magnétostatique [38], par la relation suivante :

$$F = \frac{1}{2} \int \left(\int_0^B H dB \right) - 2JA \, d\tau \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. . Erreur ! Signet non défini.})$$

Le domaine d'étude τ 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. III. 1) sont les plus utilisés [45]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'algorithmes de numérotation automatique. L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi :

$$A^{(e)}(x, y) = a^{(e)} + b^{(e)}x + c^{(e)}y \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. . Erreur ! Signet non défini.})$$

La discrétisation de la forme intégrale (Fig. III. 1) par éléments finis et la recherche des potentiels aux nœuds qui minimisent cette forme entraînent la résolution d'un système d'équations algébriques. La forme matricielle de ce système s'écrit :

$$[M][A] = [S] \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. . Erreur ! Signet non défini.})$$

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

$[A]$ Est le vecteur des inconnues qui sont les potentiels vecteurs aux différents nœuds du Maillage, $[S]$ est le terme source dû aux densités du courant [38].

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 [38].

La résolution permet de déterminer les inconnues en deux étapes :

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

$$[A] = [L][D][L]^T \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. . Erreur ! Signet non défini.})$$

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

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

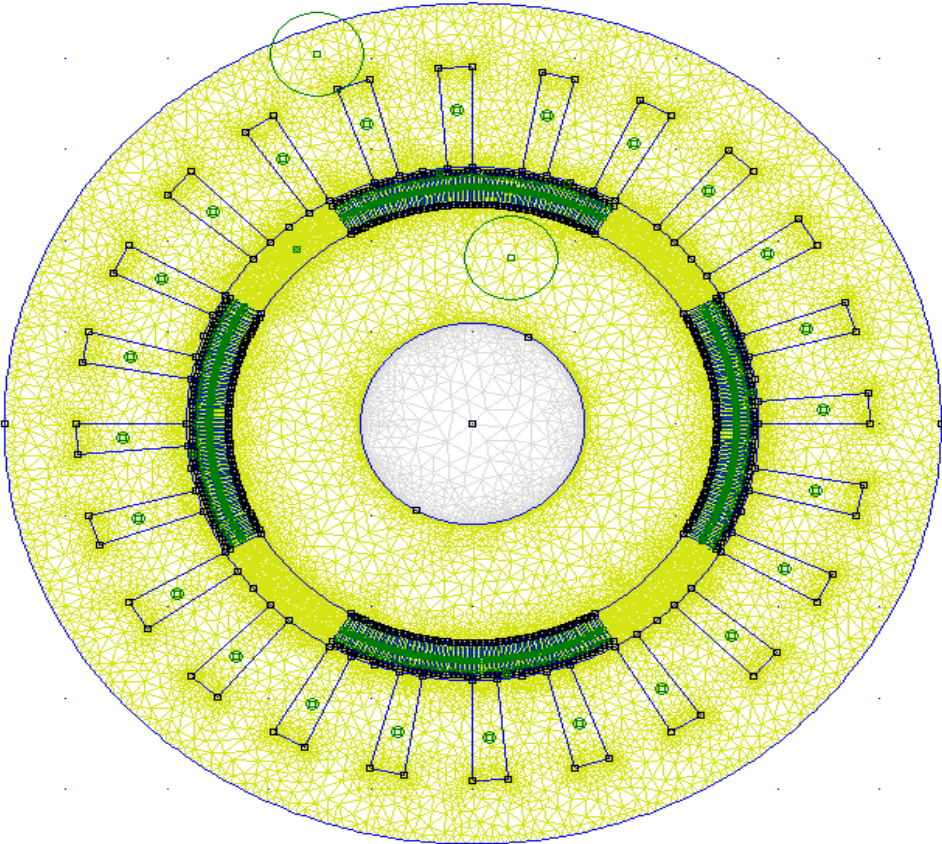


Figure III-1. Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D.

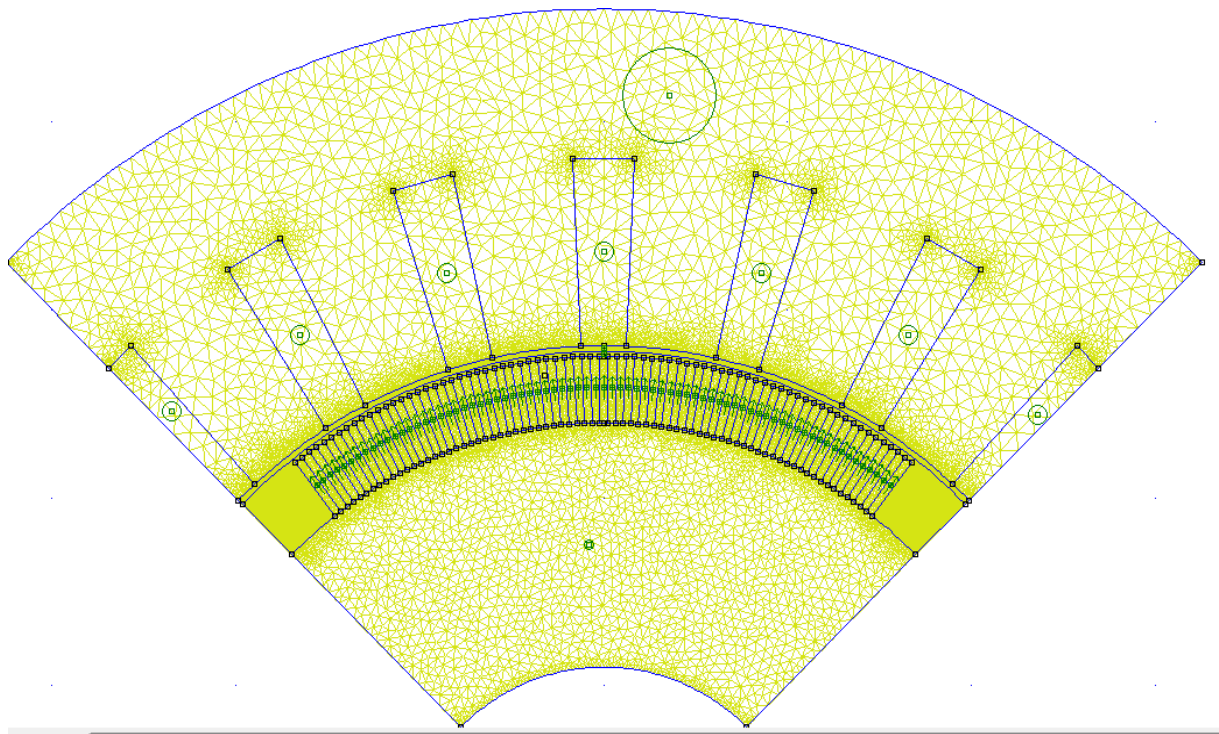


Figure III-2. Maillage par éléments finis d'un pas polaire

III.2.1.3. Le principe du calcul par éléments finis

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

L'intérêt de cette méthode de calcul est qu'elle permet, comme tout calcul théorique, d'avoir accès aux trois étapes de manière indépendante. La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournit une solution approchée du problème étudié.

Le domaine d'étude est décomposé en un nombre fini d'éléments polygonaux qui forment le maillage. La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les nœuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolation appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément. Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode des résidus pondérés et la méthode variationnelle [38]

Nous étudions dans ce chapitre la modélisation de la machine en régime statique. Cette étude permet d'avoir les caractéristiques magnétostatiques de la machine. Pour y parvenir nous avons mis en place le code de calcul le logiciel FEMM, simple à utiliser, moins adaptable mais plus rapide à mettre en œuvre, permettant de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage

III.2.1.4. Le logiciel FEMM

Est une suite de programmes modulaires utilisés pour résoudre les problèmes magnétostatique et électrostatique en deux dimensions (axisymétrique ou plan) ; le femm peut diviser en trois parties essentielles : [46]

- ✓ **Préprocesseur** : permet aux utilisateurs de dessiner les différentes parties de l'élément à étudier, de définir les matériaux utilisés, d'imposer les conditions aux limites et ainsi de suite.
- ✓ **Le solveur** : permet la résolution de problèmes magnétiques et électrostatiques plans et axisymétriques (incluant les problèmes de magnétostatique linéaire et non linéaire et les problèmes harmoniques à basses fréquences). Pour les problèmes de magnétostatique et d'électrostatique, un solveur utilisant le gradient conjugué basé sur le 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.

L'utilisation de la méthode numérique de calcul par éléments finis nous apporte plusieurs avantages : la prise en compte de la géométrie de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotorique. D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et l'alimentation), en changeant simplement les données du programme de calcul d'où une grande souplesse d'utilisation. Ainsi ce code de calculs permet de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage. La modélisation par élément finis permet d'étudier avec précision l'effet des défauts sans autant détruire la machine.

III.3. Validation des modèles analytiques

L'utilisation des méthodes analytiques pour la résolution des équations aux dérivées partielles est pratiquement impossible dans le cas où l'on tient compte de la géométrie réelle de

la machine et lorsque les matériaux considérés ont des caractéristiques magnétiques non linéaires. La méthode des éléments finis représente l'un des outils le plus efficaces pour la résolution de ce dernier type d'équations.

Pour valider le modèle analytique développé au chapitre II, nous allons utiliser une méthode numérique ; celle des éléments finis. Nous allons comparer, sous les mêmes hypothèses et les mêmes conditions, les résultats de l'induction obtenus à partir des deux modèles (analytique et numérique). Cette comparaison est montrée sur les Fig. (III.4) pour une aimantation radiale, On voit que les répartitions de l'induction radiale et de l'induction tangentielle créées par les aimants au niveau du milieu de l'entrefer pour les types d'aimantation radiale, sont identiques qu'elles soient obtenues par le calcul analytique ou par le calcul basé sur la méthode des éléments finis.

III.3.1. Distributions du champ magnétique stator lisse

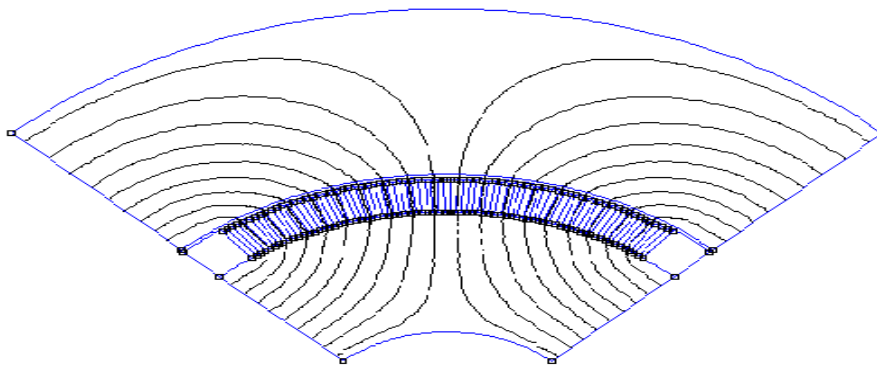


Figure III.3. Distributions du champ magnétique stator lisse

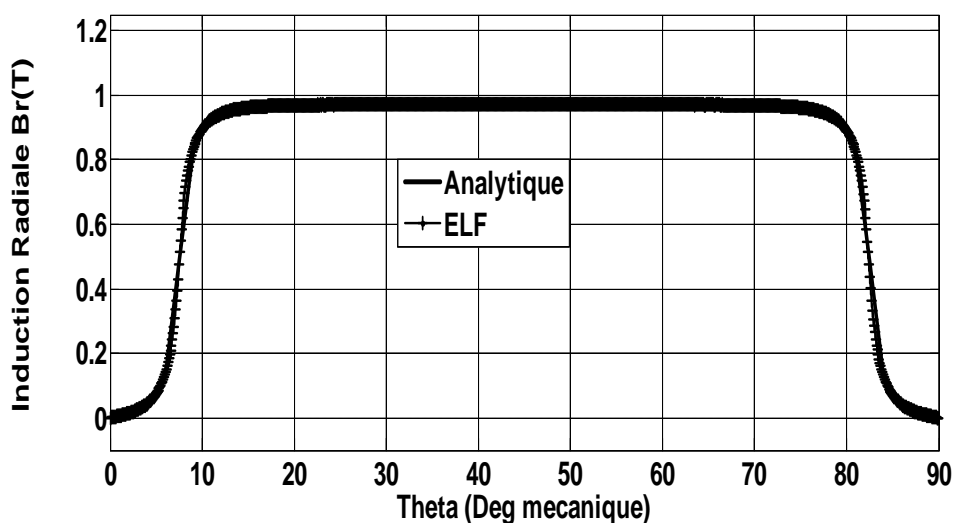


Figure III.4. Comparaison de l'induction radiale obtenue par la méthode analytique et par la méthode des éléments finis (ELF) pour un stator lisse.

Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator lisse

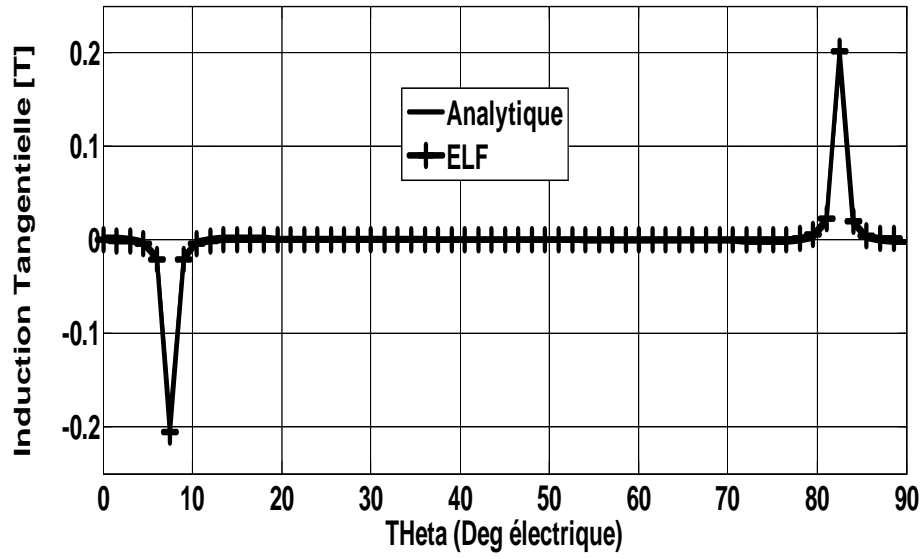


Figure III-5. Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator lisse

III.3.2. Distributions du champ magnétique stator encoché

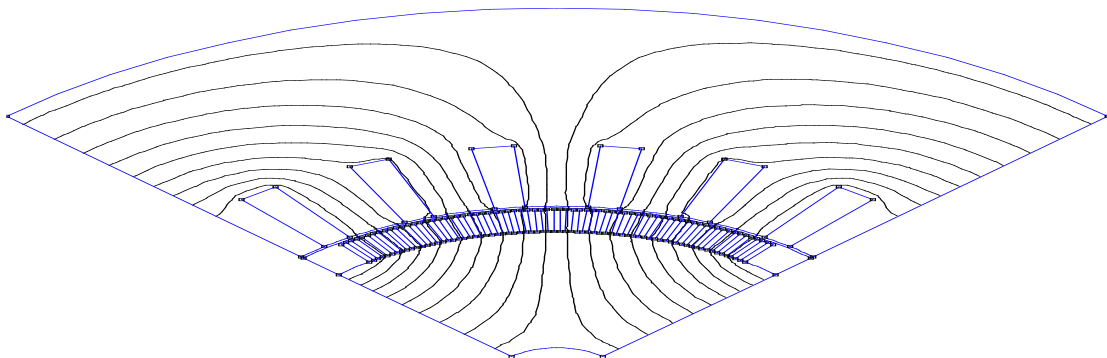
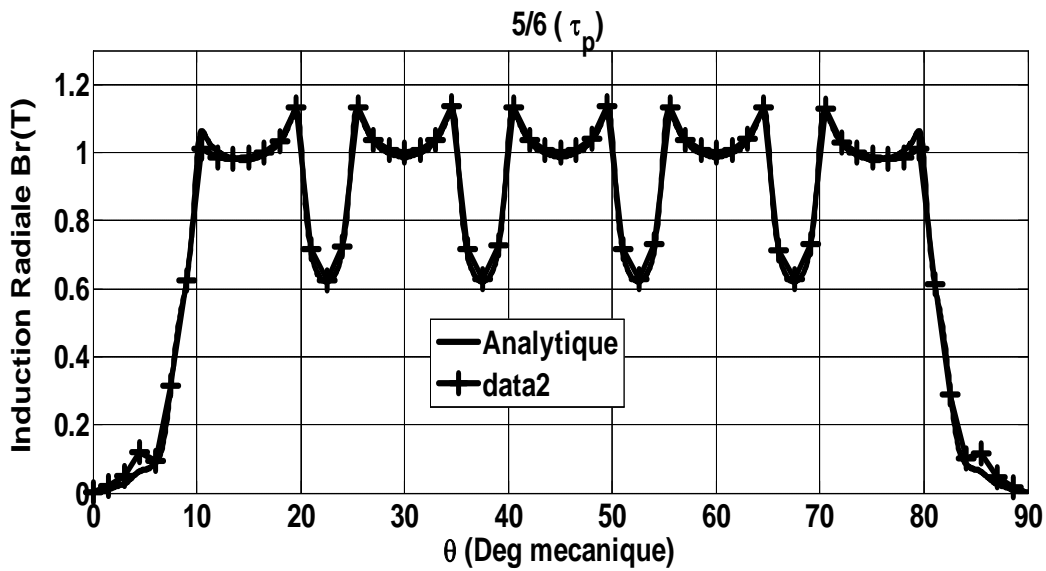
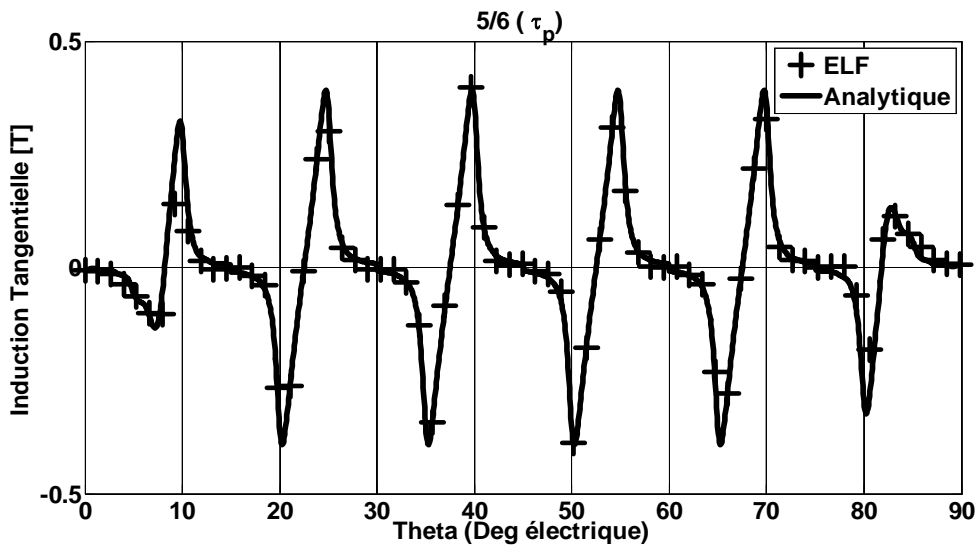


Figure III-6. Distributions du champ magnétique stator encoché



FigureIII-7. Composantes Radiale B_r de l'induction avec stator encoché



FigureIII-8. Composantes tangentielle B_t de l'induction avec stator encoché

III.4. Calcul du couple de détente

Le couple de détente est un couple pulsatoire dû à l'interaction de la denture statorique avec les aimants rotorique. En d'autres termes, c'est un couple dû à la variation de l'énergie magnétique au sein du moteur lorsque le rotor tourne à vide. Le couple de détente développé par la structure étudiée 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 [31, 38].

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

III.4.1. Tenseur des contraintes de Maxwell

L'origine du couple de détente est l'interaction entre les dents statorique et les aimants montés sur la surface rotorique [47]. 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 [31] :

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

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. III.9).

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

$$\vec{B} = \vec{B}_r \cdot \vec{a}_r + \vec{B}_\theta \cdot \vec{a}_\theta$$

Avec :

$$\vec{n} = \vec{a}_r$$

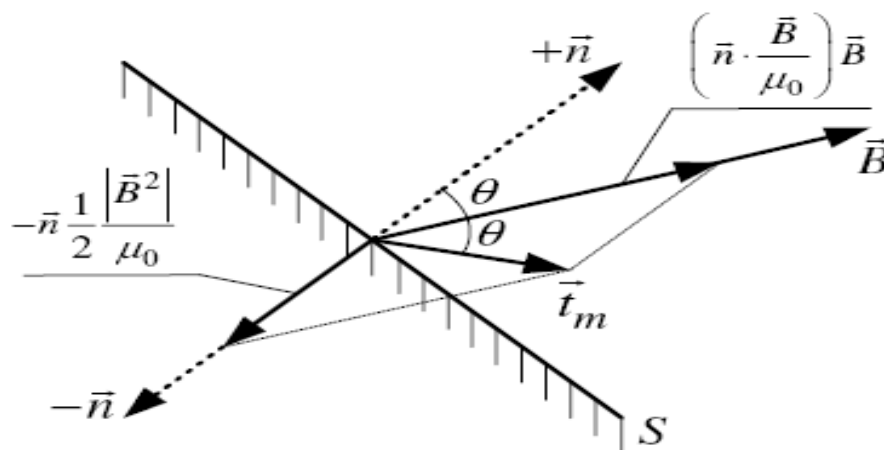


Figure III-9. Relation entre \vec{t}_m , \vec{n} et \vec{B}

Par une combinaison des Eqs. (III.21) et (III.22) on obtient :

$$\vec{t}_m = \frac{1}{\mu_0} B_r (B_r \cdot \vec{a}_r + B_\theta \cdot \vec{a}_\theta) - \vec{a}_r \cdot \frac{1}{2} \frac{|\vec{B}|^2}{\mu_0} \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. .Erreur ! Signet non défini.})$$

$$= \frac{1}{\mu_0} \left(B_r^2 - \frac{1}{2} |B|^2 \right) \vec{a}_r + \frac{1}{\mu_0} B_r \cdot B_\theta \cdot \vec{a}_\theta \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. .Erreur ! Signet non défini.})$$

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

$$T = \frac{1}{\mu_0} l_\alpha R^2 \int_0^{2\pi} B_r(\theta) B_\theta(\theta) d\theta \quad (\text{Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document. .Erreur ! Signet non défini.})$$

Où l_α 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. (III. 10)

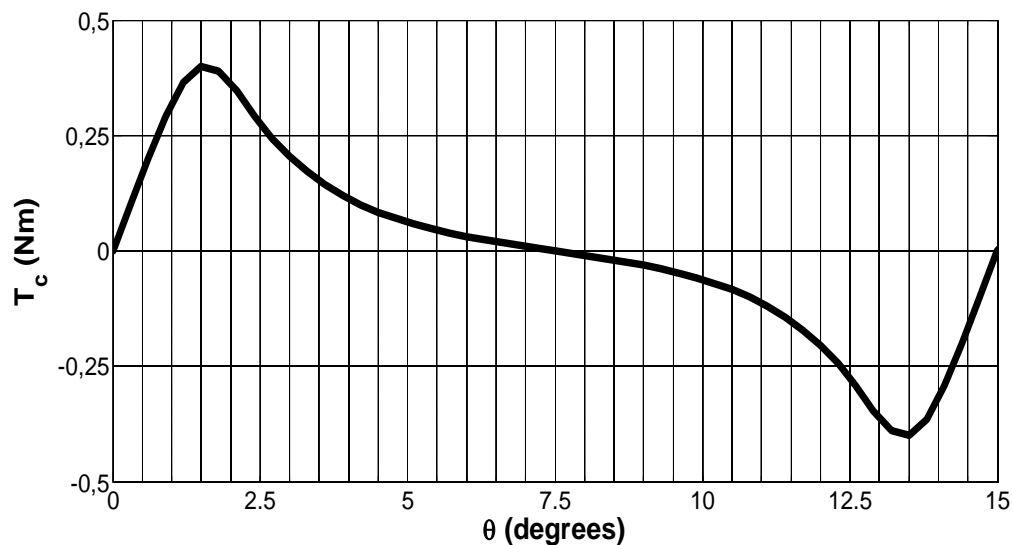


Figure III-10. Couple de détente (aimantation radiale)

III.5. Etude paramétrique

Les performances d'une machine synchrone à aimants sont largement influencées par la structure de son inducteur. Ce dernier est caractérisé par les dimensions de stator lisse, les dimensions et le sens de l'aimantation des aimants.

III.5.1. Influence des paramètres géométriques de la machine

III.5.1.1. Influence de l'épaisseur des aimants

Les figures (III.11) et (III.12) représentent la variation de l'induction radiale et tangentielle créée par les aimants radiaux en fonction de l'épaisseur des aimants au milieu de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à l'épaisseur de l'aimant utilisé. La variation de l'épaisseur des aimants influe également sur les valeurs de l'induction moyenne et de l'induction maximale.

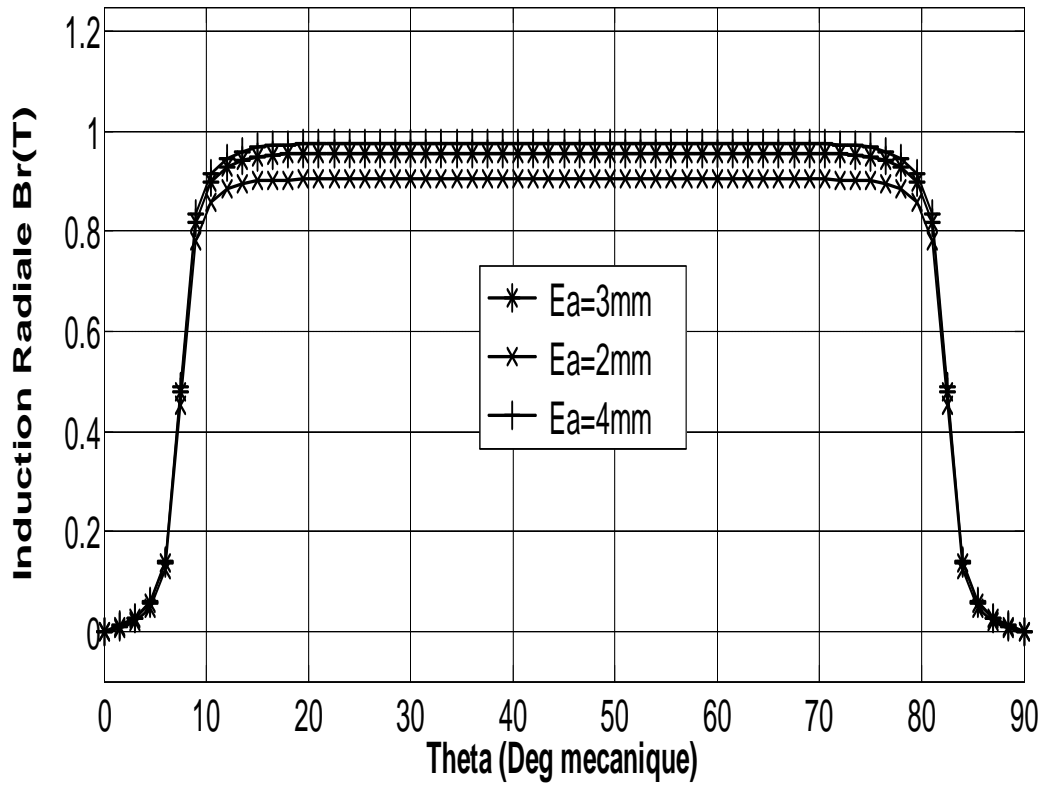


Figure III-11. Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale.

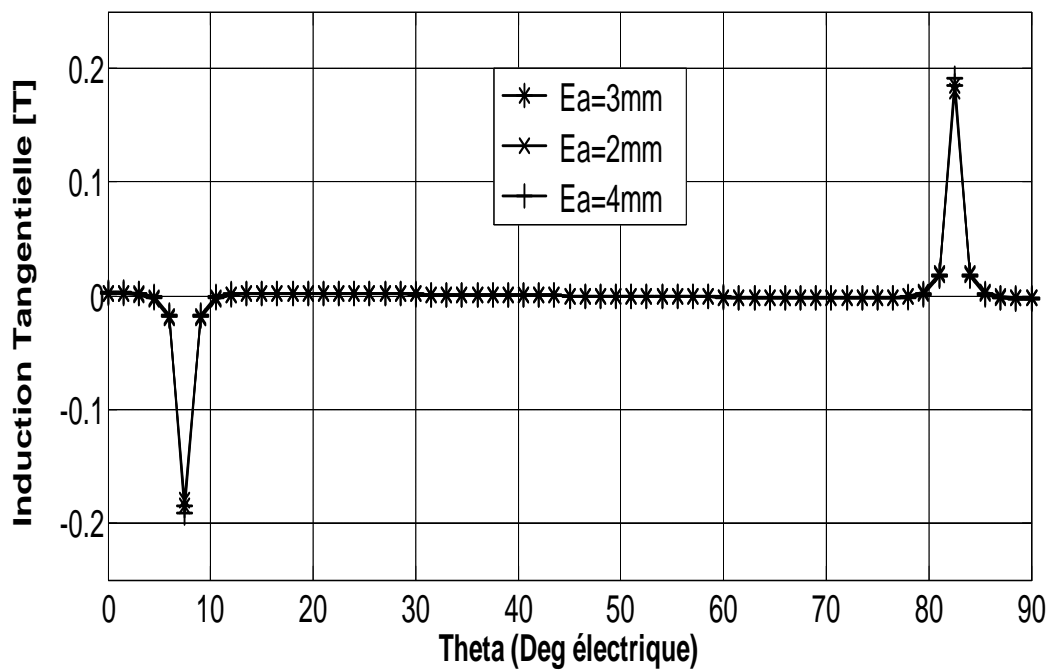


Figure III-12. Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle.

III.5.1.2. Influence de l'épaisseur de l'entrefer

La Figure (III.13) et (III.14) représentent la variation de l'induction radiale et tangentielle créée par les aimants radiaux en fonction de l'épaisseur de l'entrefer au milieu de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à l'épaisseur de l'entrefer utilisé. La variation de l'épaisseur de l'entrefer influe diminue l'amplitude de l'induction moyenne et de l'induction maximale.

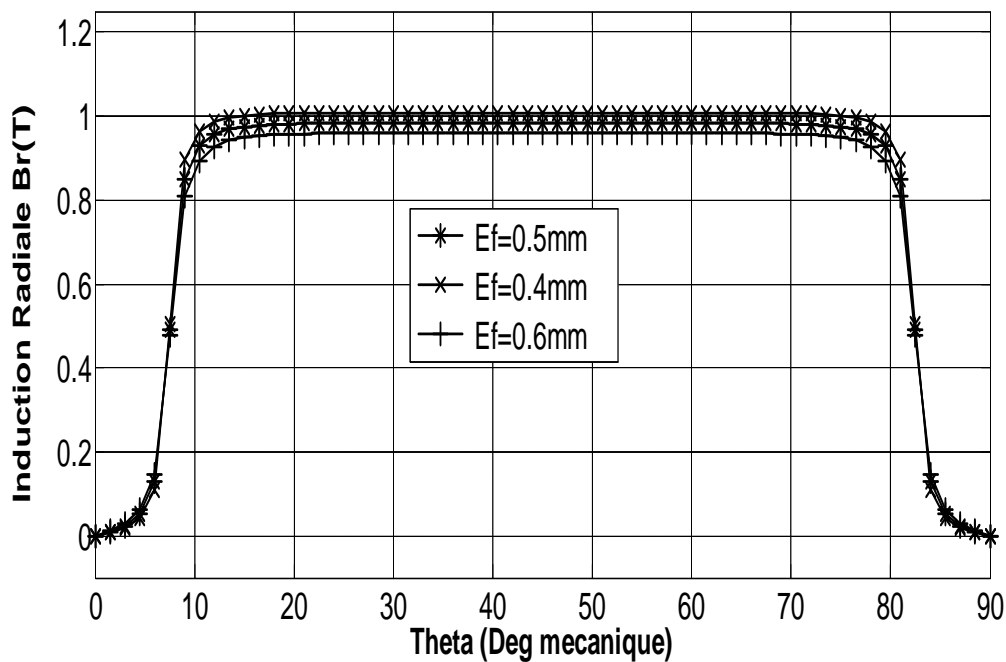


Figure III-13. Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction radiale.

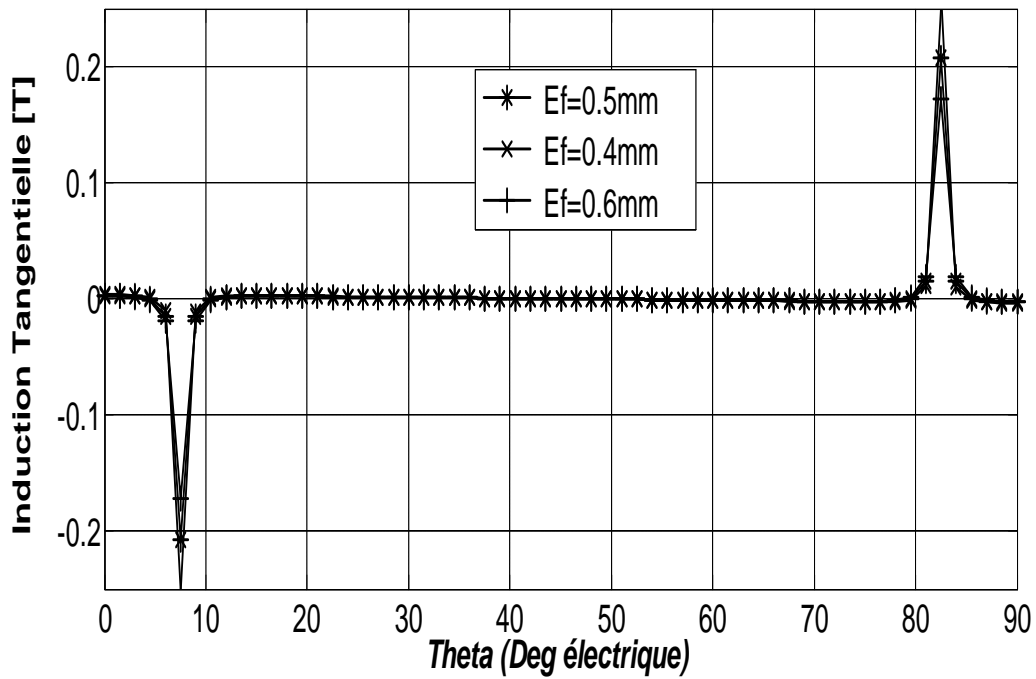


Figure III-14. Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction tangentielle.

III.5.1.3. Influence de l'ouverture des aimants

L'ouverture des aimants détermine la forme d'onde. Elle passe d'une forme proche d'une sinusoïde pour les petites ouvertures à des formes quasi-trapézoïdales pour des ouvertures proches du pas polaire. En effet, la valeur maximale de l'induction reste inchangée toutefois, l'ouverture des aimants ne modifie pas d'une manière apparente la valeur crête de l'induction.

Les figures (III.15) et (III.16). Montré la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour différentes ouvertures des aimants au milieu de l'entrefer.

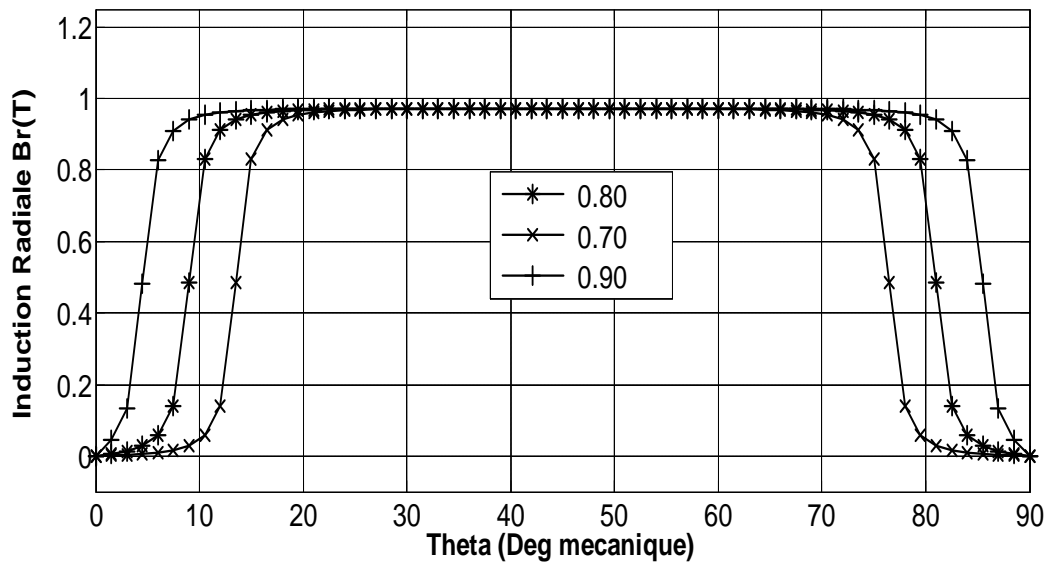


Figure III-15. Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction radiale.

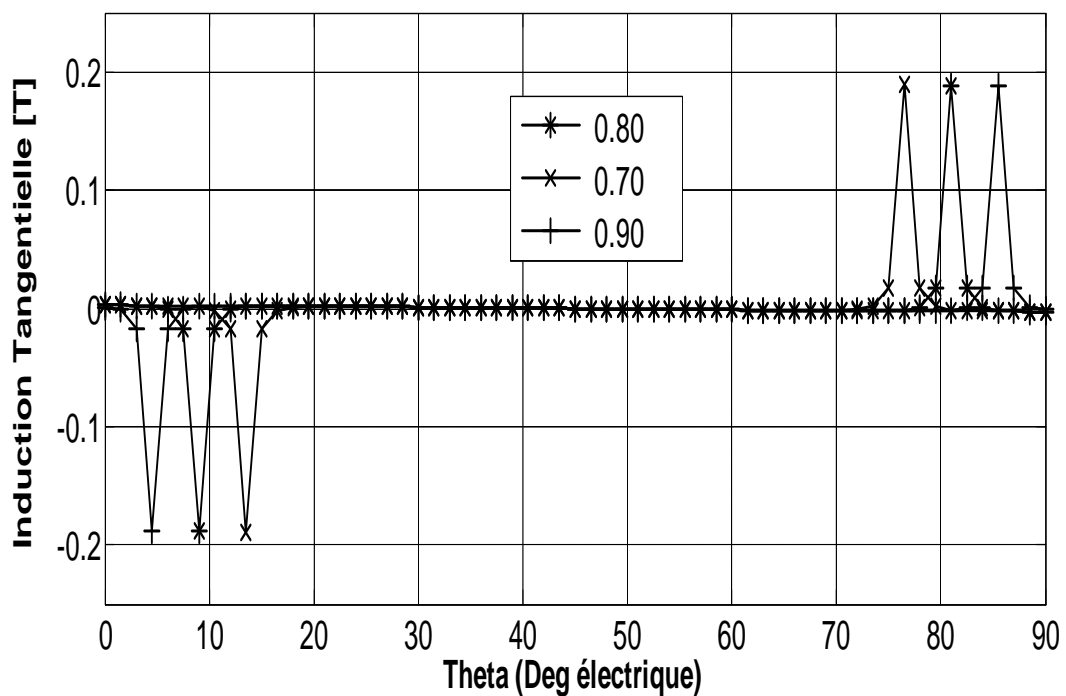


Figure III-16. Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction tangentielle

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le calcul numérique par la méthode des éléments finis des machines synchrones à aimants, Le modèle éléments finis en 2D, développé pour le calcul électromagnétique des machines à aimants montés sur la surface du rotor non magnétique.

Le Calcul du couple de détente est essentiel pour savoir les bonnes performances de la machine.

La répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par les dimensions des aimants. Pour une épaisseur d'aimant donnée, une sélection des ouvertures relatives des aimants permet d'agir sur la forme d'onde de l'induction radiale.

Conclusion Générale

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 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

- [9] **M. Bel kadi** : «Calcul numérique d'une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses», Thèse magister d'état, ENP, Alger, Algérie.
- [10] **L. Hadjout** : «Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique», Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, Décembre.2006.
- [11] **R. Ibtouen** : « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, avril. 1993.
- [12] **R. Ibtouen** : «Modélisation des machines électriques», cours de 1ere année PG, ENP, (cours non édité), 2001,2002.
- [13] **A. MAIOUFI** : «Modélisation des phénomènes électromagnétiques non linéaires par la méthode des volumes finis», Thèse magister, université de Batna, Algérie, Avril. 2006.
- [14] **Y. Ouazir** : « Calcul des performances d'une machine synchrone à aimant permanent à entrefer lisse », Thèse magister, ENP, Alger, Algérie, juillet. 1997.
- [15] **L. Hadjout** : « Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse », Thèse Magister, ENP, Alger, Algérie, juin. 1994.
- [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.
- [17] **Z. Q. Zhu, D. Howe**: «instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motor, part III: effect of stator slotting», IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 29. No. 1. January. 1993.
- [18] **D. Zarko, D. Ban, T. Lipo**: «Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping», IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 44. No. 1. January. 2008.
- [19] **D. Zarko, D. Ban, T. Lipo**: «Analytical Calculation of Magnetic Field Distribution in the Slotted Air Gap of a Surface Permanent-Magnet Motor Using Complex Relative Air-Gap Permeance», IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 42. No. 7. July. 2006.
- [20] **R. Lateb, N. Takorabet, F.M. Tabar**: «Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors», IEEE Transactions On Magnetic. Vol. 42. No. 3. March. 2006.
- [21] **Y. Boutora, N. Takorabet, R. Ibtouen, S. Mazani**: « A new method of minimizing the bandwidth and profile of square matrices for triangular finite elements mesh», IEEE Transactions On Magnetic. Vol. 43. No. 4. April. 2007.
- [22] **A. De Bernardinis**: « Etude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants/redresseur commandé. Application à un véhicule hybride », Thèse de Doctorat INPL de Nancy.(France), Décembre. 2000.