

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



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

THEME

Calcul d'une machine synchrone à aimantation tournante

Proposé et dirigé par

Mr. Brahim LADGHEM CHIKOUCHE

Présenté par :

- AMICHE Abdellatif
- BEN KHELIL Walid
- BENYAHIA Belkassim

Année universitaire : 2010 / 2011

يعرض ها العمل منهجية لتحديد الأبعاد الهندسية للآلات الكهربائية ذات المغناطيس الدائم المركب على مساحة الدوار. تهدف الخطة إلى استخراج نموذج مبني على حل معادلات المجالات المغناطيسي بصيغة تحليلية للدراسة النوعية للنتائج القياسية لهذه الآلات. قمنا في بداية 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.



Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudee à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur Brahim *Ladghem Chikouche* pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques. Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous on aidés de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département DE génie électrique qui a contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...



Dédicace

*A celle qui à éclairé ma route sur le chemin du savoir
À celle qui se prosterne et prie Allah pour moi,
À celle qui est très chère à mon cœur. Ma mère.
A celui qui a ensemencé en moi l'amour de savoir et
science,*

*À celui qui m'a ébrené de son affection et son amour
Et à souffert pour que nous vivons heureux et
Qui a milité pour lissé notre ambition
je m'arrête en signe de reconnaissance et d'amour,
Mon très cher père.
A toute ma famille.
A tous mes amis.*

*A tous mes collègues sans exception & à toutes les
promos 2011 surtout d'électromécanique*



SOMMAIRE

Introduction Générale.....1

Chapitre I Machine synchrone à aimant permanent

I.1. Introduction.....3

I.2. Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les Machines Synchrones à aimants Permanents.....3

I.3. Les différents types de matériaux pour aimants.....4

 I.3.1. Les aimants métalliques.....4

 I.3.2. Les ferrites.....4

 I.3.3. Terre rare.....5

 I.3.3.1. Samarium Cobalt (SmCo).....5

 I.3.3.2. Néodyme-Fer-Bore.....5

 I.3.4. Caractéristiques magnétiques d'un aimant.....6

I.4. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants.....6

 I.4.1. Inducteurs à pôles lisses.....7

 I.4.2. Inducteurs à pôles saillants.....7

 I.4.2.1. Structures avec pièces polaires et concentration de flux.....7

 I.4.2.2. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux.....7

 I.4.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique.....7

 I.4.2.4. Structures à aimants internes.....8

I.5. Les bobinages.....11

 I.5.1 Cas d'une spire unique.....11



I.5.2 Cas d'un enroulement réparti.....	12
I.5.3 Bobinages multipolarités.....	12
I.6. Fonctionnement en mode synchrone autopiloté.....	13
a. Commutateur de courants.....	13
b. Onduleur de tension contrôlé en courant.....	13
I.6.1. Inconvénients du fonctionnement autopiloté.....	13
I.7. Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	14
I.8. Domaine d'application.....	14
I.9 Conclusion.....	15



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.6.2. Analyse harmonique.....	37
II.3. Conclusion.....	39

Chapitre III Etude paramétrique

III.1. Introduction.....	40
III.2. Influence des paramètres géométriques de la machine.....	40
III.2.1. Influence de l'ouverture des aimants.....	40
III.2.2. Influence de l'épaisseur des aimants	45
III.2.3. Influence de l'entrefer.....	50
III.2.4. Influence de bobinage concentrique à pas diamétral.....	52
III.3. Conclusion.....	55



Introduction Générale

Les machines à induction, comme tous les autres types de machines électriques, transforment l'énergie électrique en énergie mécanique et vice versa. Cette transformation fait intervenir des aspects électriques, électromagnétiques, thermiques, mécaniques et acoustiques.

Pour chacun de ces phénomènes physiques, il existe autant de modèles mathématiques destinés à des applications données.

Ces derniers modèles se retrouvent couplés par différentes grandeurs physiques. Ainsi, le fonctionnement des machines à induction n'est décrit correctement que par l'examen simultané de tous les phénomènes cités, ce qui n'est pas un problème facile à résoudre.

En effet, le nombre important de ces derniers phénomènes physiques à considérer fait que l'on a toujours recours au couplage direct de certains et à la résolution d'autres séparément selon l'ordre de grandeur de la constante de temps du phénomène physique étudié.

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 [2], [3].

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 [4].

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 [5]. 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 [6], en fiabilité et en comportement dynamique et statique.



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

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

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

Au deuxième chapitre, on développe, sous des hypothèses concordantes, un modèle d'études bidimensionnelles basées sur la résolution analytique des équations de Maxwell afin de calculer les champs magnétiques dus aux aimants et aux courants.

Au troisième chapitre de notre mémoire, on va faire une étude paramétrique sur la géométrie de la machine.

Dans le dernier chapitre, un modèle en 2D, utilisant les éléments finis afin de tenir compte de la structure réelle de la machine est présenté. Il est exploité pour analyser l'état de saturation des structures envisagées.

Chapitre I

Machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction

L'évolution des matériaux pour aimant suit pratiquement une courbe exponentielle [5]. Les matériaux pour aimants sont des substances ferromagnétiques ou ferrimagnétiques, leur aimantation subsiste même en présence de champs extérieurs défavorables car leur champ coercitif est assez important. Le meilleur des matériaux pour aimants, du point de vue magnétique, est celui qui possède, non seulement une induction rémanente (B_r) élevée, mais également un champ coercitif (H_c) le plus important (large cycle d'hystérésis). Les points représentatifs de l'état du matériau pour aimants se situent dans le deuxième quadrant du diagramme B (H) (Fig. I.1). La connaissance de la courbe de désaimantation d'un aimant est fondamentale en vue d'une application [5].

L'utilisation d'aimants modernes dans les machines, associées aux convertisseurs statiques, est de plus en plus adoptée pour les entraînements électriques. Le dispositif machine synchrone à aimant autopilotée constitue l'une des solutions largement employées [4].

I.2. Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les Machines Synchrones à aimants Permanents

L'industrie des aimants permanents offre plusieurs catégories de matériaux qui se différencient par les procédés de leurs obtentions. Ces procédés ont un effet direct sur leurs caractéristiques magnétiques et mécaniques. Ces différences conduisent, selon l'application, à un choix d'un type d'aimant qui résulte le plus souvent de critères technico-économiques [4].

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (Fig. I.1).

Sont :

- § L'induction rémanente B_r , qui indique les performances potentielles des aimants (plus B_r est important, plus l'aimant est performant).
- § Le champ coercitif H_c qui donne un premier ordre de grandeur de mesure de la résistance de l'aimant à la démagnétisation durant les démarrages, les courts-circuits ... etc. Le champ limite admissible est celui pour lequel on peut faire travailler un aimant sous des conditions de fonctionnement variables sans que celui-ci perde une part importante de son aimantation de départ [5].
- § Le troisième paramètre est le "produit d'énergie" ($-B.H$) max. Cette énergie est disponible pour une utilisation dans l'espace qui environne l'aimant. Elle définit une sorte "d'énergie spécifique" [5], [6].

Ceux sont, ces trois dernières grandeurs qui permettent de classier les aimants permanents. Néanmoins suivant l'application envisagée, d'autres critères portant sur les propriétés mécaniques et physico-chimiques, en dehors du coût et des difficultés d'usinage, sont parfois déterminants dans le choix des matériaux pour aimants.

En effet, la plupart des aimants performants présentent une difficulté d'usinage et l'obtention d'un bon état de surface est onéreuse. De plus, le point de Curie est un facteur qu'il faut prendre

en considération. La température limite joue un grand rôle dans la stabilité et la performance des aimants.

Au niveau des machines électriques, l'excitation par aimants permanents supprime tout paramètre de réglage. Ces derniers permettent en général (mis à part le NdFeB) d'atteindre des températures supérieures à celles tolérées par les bobines.

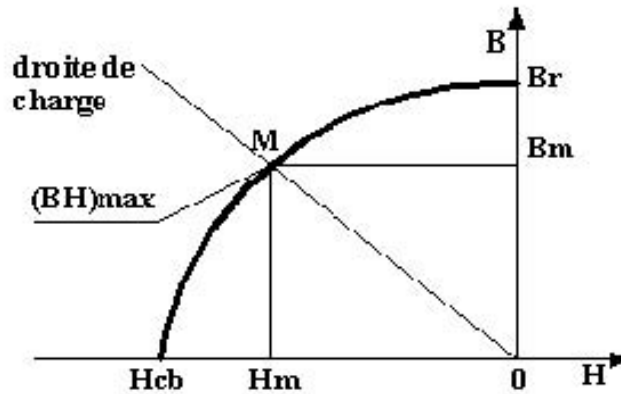


Fig. I.1: Courbe de désaimantation des aimants [1].

I.3. Les différents types de matériaux pour aimants

Il existe aujourd'hui, principalement, trois familles de matériaux conduisant à l'essentiel des applications sur le marché des aimants permanents. Ces trois familles sont dans l'ordre d'apparition : les aimants métalliques, les ferrites et les terre rares [5], [7].

I.3.1. Les aimants métalliques

Il existe plusieurs types d'aimants métalliques ; les plus intéressants pour être utilisés dans les machines électriques sont ceux du type alliages ALINCO (alliage Fer-Aluminium-Nickel-Cobalt).

Les ALINCO, sont durs et fragiles. Leur induction rémanente B_r est relativement élevée ; cependant la faible valeur de leur champ coercitif rend difficile leur utilisation au niveau des machines électriques. Le plus grave inconvénient est qu'en cours de fonctionnement, ils nécessitent généralement une réaimantation [5].

I.3.2. Les ferrites

Ce sont des matériaux pour aimants permanents d'usage fréquent. Ce sont des mélanges d'oxydes de Fer et d'oxydes de Baryum ou de Strontium dont la densité d'énergie peut atteindre 50 kJ/m^3 . Ces matériaux céramiques présentent une induction rémanente relativement réduite, comprise entre 0,3 T et 0,4 T pour un champ coercitif largement supérieur à celui des ALINCO (Fig. I.2) [8] ce qui leur confère une bonne résistance à la démagnétisation. Leurs prix de revient, relativement bas, offre la possibilité d'envisager leurs utilisations comme inducteurs de machines électriques de faible puissance [4].

L'utilisation des ferrites dans les machines électriques conduit généralement à des couples faibles. Les ferrites sont généralement utilisées là où le critère de la puissance volumique n'est pas prépondérant [5].

I.3.3. Terre rares

Les terres rares sont les meilleurs matériaux pour aimants performants [5]. Ils paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé, a tendance à freiner l'extension de leur utilisation. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les Palsto-Néodyme. C'est un mélange de Néodyme-Fer-Bore avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécanique [6].

I.3.3.1. Samarium Cobalt (SmCo)

Les aimants de type Samarium-Cobalt sont connus dans le milieu industriel principalement sous deux formes, SmCo_5 et $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$. Ils présentent à l'état massif des propriétés très intéressantes. Tout d'abord, leur comportement magnétique est remarquable : le SmCo_5 possède un champ coercitif très élevé de l'ordre de 2000 kA/m, ce qui en fait un aimant résistant à la désaimantation. Pour $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, ce champ est de 1000 kA/m, ce qui est excellent également. Leurs aimantations rémanentes sont respectivement de 0,9 T et de 1,15 T. Les moteurs à aimants du type ferrites sont moins coûteux que les moteurs à aimants du type SmCo, mais aussi moins performants [5].

I.3.3.2. Néodyme-Fer-Bore

Le Néodyme-Fer-Bore est le type d'aimants le plus récent. Sa première utilisation remonte à 1985. Dans un court intervalle de temps, il a prit plus d'ampleur au niveau de sa production. Le **NdFeB** est presque le matériau idéal pour les excitations des machines électriques. L'induction qu'il permet de produire dans l'entrefer est importante, son champ coercitif est élevé [5]. Ils sont constitués essentiellement de $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$. Ils sont moins coûteux que les Samarium-Cobalt et présentent des propriétés magnétiques supérieures. Leur produit d'énergie volumique ($-B.H$) max atteint 400 kJ/m^3 à température ambiante. L'inconvénient principal de ce type d'aimant est qu'ils sont peu utilisables à des températures supérieures à 100°C et sont très sensibles à l'oxydation de l'air.

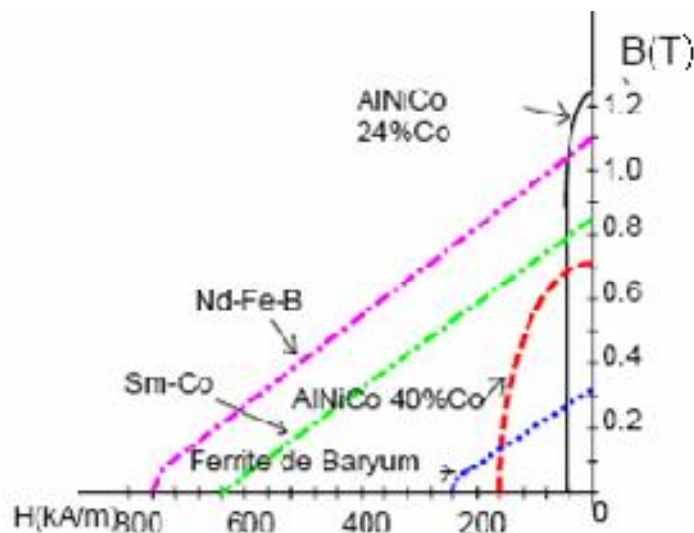


FIGURE 1.3.3.1. Courbes de démagnétisation pour différents matériaux magnétiques.

I.3.4 Caractéristiques magnétiques d'un aimant

Les aimants permanents sont constitués d'un matériau ferromagnétique possédant un large cycle d'hystérésis. Pour un aimant permanent, le vecteur aimantation comporte une composante induite et une composante rigide. Le domaine d'utilisation d'un aimant permanent se trouve dans le quadrant II de la caractéristique B-H (Fig. I.3). Nous considérerons les grandeurs vectorielles uniquement dans la direction de magnétisation de l'aimant. Ainsi, nous pouvons utiliser des grandeurs scalaires.

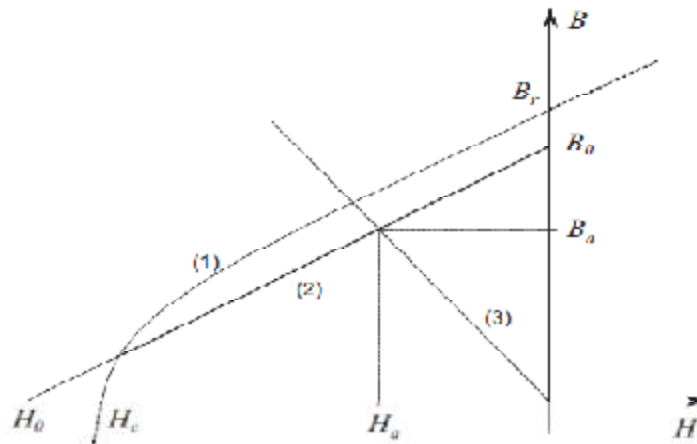


Fig. I.3 Caractéristique magnétique d'un aimant permanent

La courbe de désexcitation (1) est caractérisée par ses deux valeurs limites que sont l'induction rémanente B_r et le champ coercitif H_c . La droite de retour (2) est caractérisée par les intersections entre l'abscisse et l'ordonnée qui sont respectivement $(H_0, 0)$ et $(0, B_0)$. Ainsi, la droite de retour peut s'écrire :

$$\mathbf{B} = \mu_d \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{M}_r = \mu_d \mathbf{H} + \mathbf{B}_0$$

avec la perméabilité différentielle μ_d qui s'exprime :

$$\mu_d = \mu_{dr} \mu_0 = \frac{B_0}{H_0}$$

L'intersection entre la droite de charge (3) et la droite de retour définit le point de fonctionnement (H_a, B_a) [20].

I.4. 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.4.1. 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.4.2. 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.4.2.1. 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.3-a), ou par la disposition des pièces polaires (Fig. I.3-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.4.2.2. 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.4) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques découpées spécialement à cet effet.

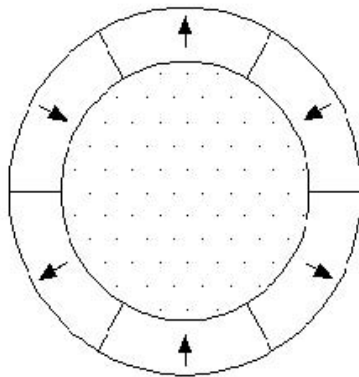
I.4.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques et débouchent sur l'entrefer (Fig. I.6). 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.

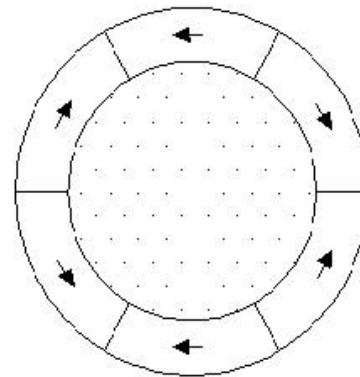
I.4.2.4. Structures à aimants internes

Ce sont des inducteurs à géométrie complexe. Les aimants sont logés à l'intérieur du rotor (Fig. I.7). Il existe toute une variété de configurations [4]. Ces structures offrent un certain nombre d'avantages parmi lesquels:

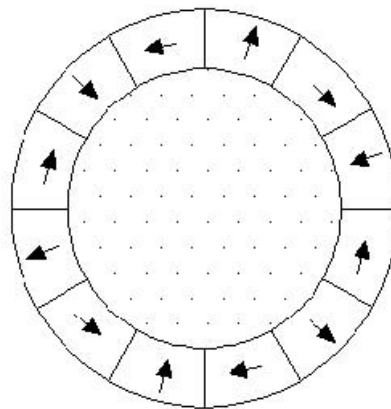
- § des rotors robustes qui permettent de plus grandes vitesses de rotation.
- § Une adaptation à des puissances plus importantes.
- § De bonnes performances, selon la littérature, surtout avec les aimants du type NdFeB [5].



a - Aimantation radiale

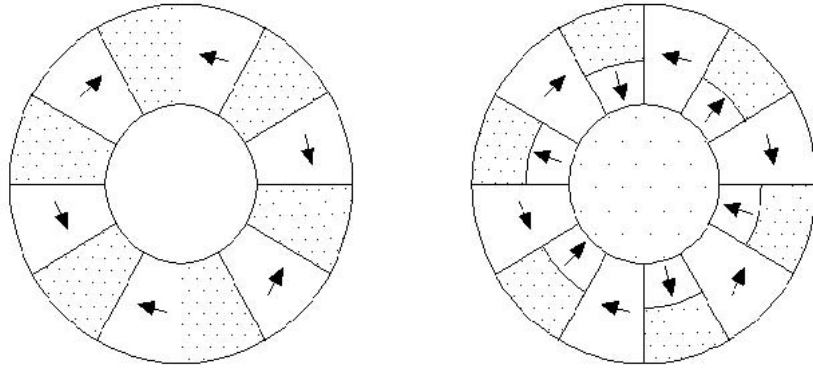


b- Aimantation azimuthale



c- Aimantation mixte

Fig. I.3 : Structures à pôles lisse



a- Pièces polaires et aimantation azimutale.

b- Combinaison d'aimantation radiale et azimutale.

Fig.I.4 : Structures avec pièces polaires et concentration de flux

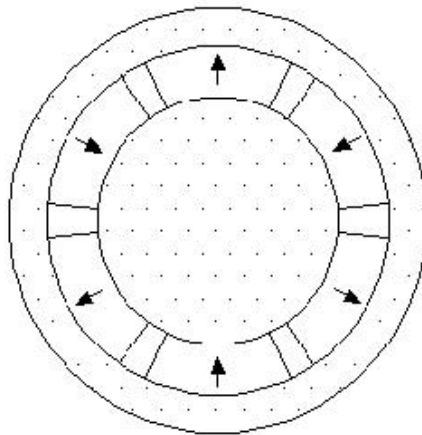


Fig. I.5 : Structure avec pièces polaires sans concentration de flux [4]

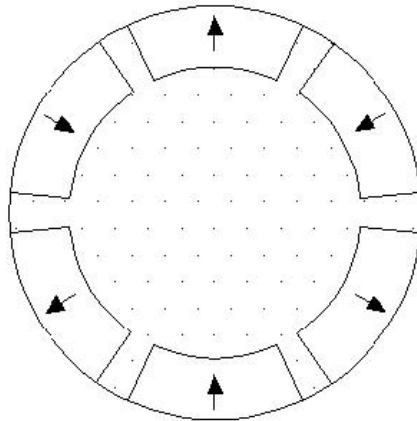


Fig. I.6 : Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

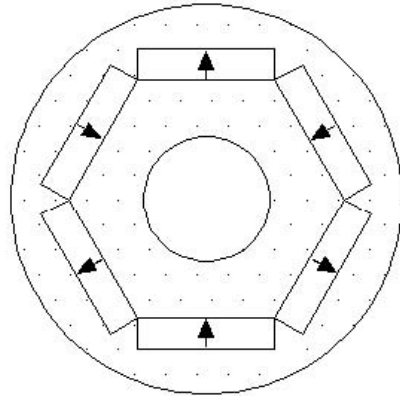
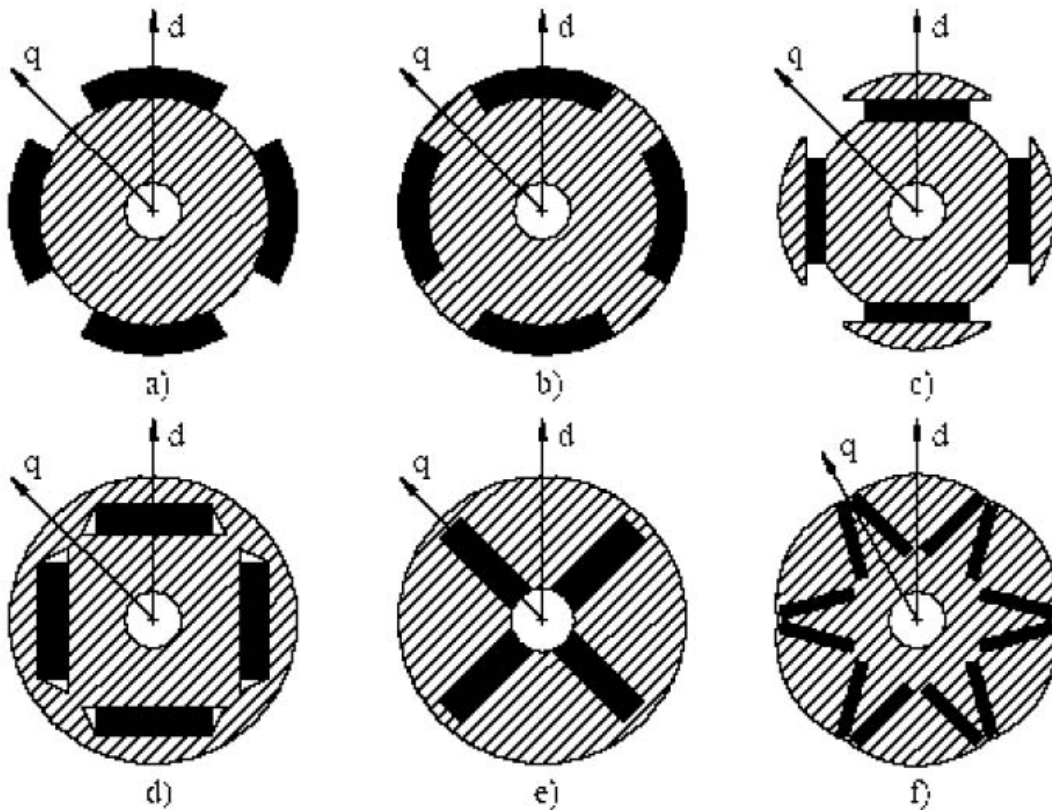


Fig. I.7 : Structure à aimants internes



a) - aimants montés sur la surface **b)** - aimants insérés **c)** - aimant radial à
 Concentration de flux **d)**- aimants enterrés à aimantation radiale **e)** et **f)** - aimants
 Enterrés à aimantation azimutale

Fig. I.8. Structures de machines à aimants à flux radial

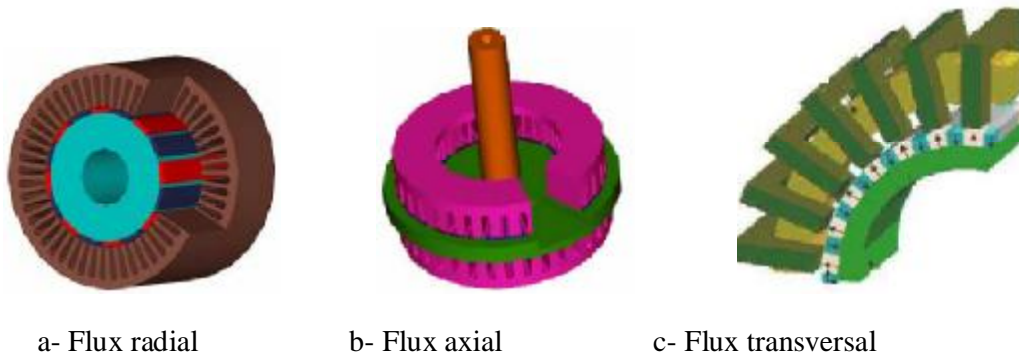


Fig. I.9 : Structures de machine excitées par aimants [4]

I.5. Les bobinages

Les bobinages décrits ici sont ceux que l'on rencontre au **stator des machines synchrones et asynchrones**, ainsi qu'au **rotor des machines asynchrones** à bagues. Ils sont destinés à créer, lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés, un champ magnétique tournant. On pourrait naturellement transposer les mêmes principes à des schémas développés à plat, pour créer un champ magnétique glissant, utilisable dans des moteurs linéaires par exemple.

Les aspects qualitatifs, puis quantitatifs, et enfin pratiques sont successivement abordés. Pour une meilleure compréhension, la plupart des schémas sont représentés développés, de manière à simplifier la représentation des connexions frontales. Quant au schéma en coupe, il se présente de manière générale comme sur la (Fig. I.10) [21].

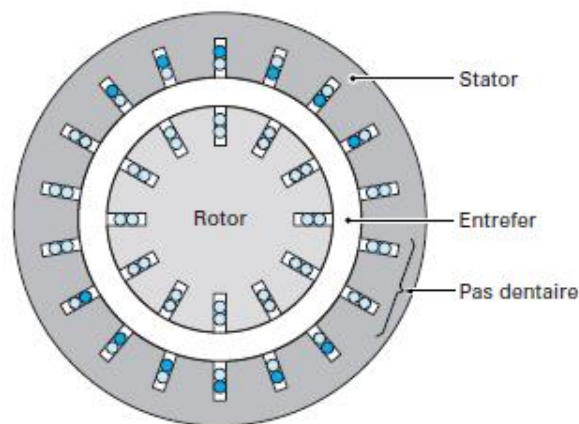


Fig. I.10 : Machine tournante à courant alternatif : coupe A [21]

I.5.1 Cas d'une spire unique

Examinons tout d'abord le cas d'une seule spire logée dans deux encoches diamétralement opposées, soit dans notre cas les encoches 1 et 10.

I.5.2 Cas d'un enroulement réparti

Pour obtenir une courbe $B(\theta)$ de l'induction d'entrefer plus proche de sa sinusoïde fondamentale que la courbe rectangulaire précédente, on doit remplacer la spire unique par un enroulement réparti formé de plusieurs spires en série logées dans des encoches consécutives.

I.5.3 Bobinages multipolarités

Il est tout à fait possible, grâce à un couplage adéquat des connexions de mise en série des groupes de bobines, de changer le nombre de pôles magnétiques produit par un enroulement donné. [21]

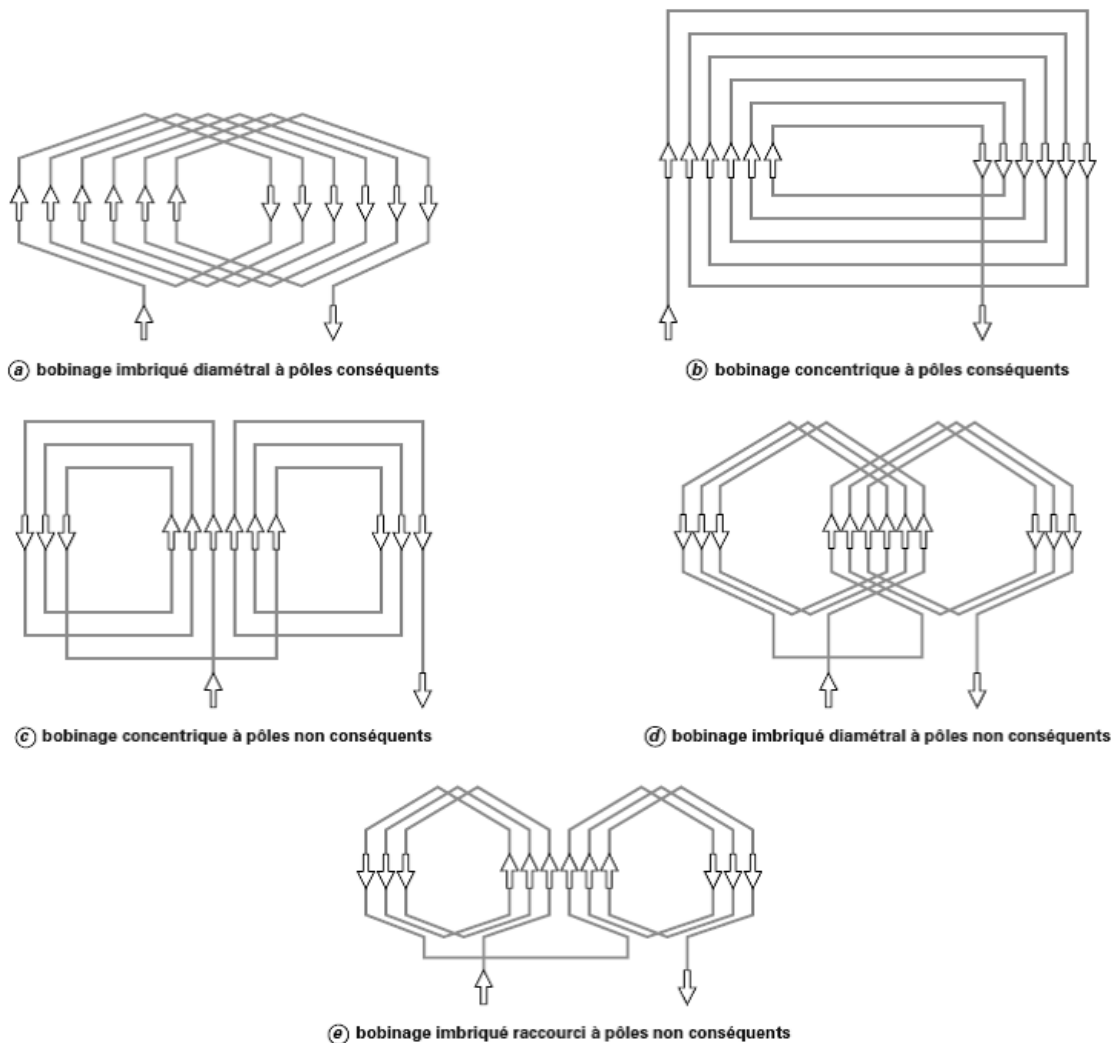


Fig. I.11 : Schémas de bobinage [21]

I.6. Fonctionnement en mode synchrone autopiloté

L'autopilotage de la machine synchrone et sa commande en couple, à vitesse variable, conduisent à un fonctionnement analogue à celui des machines à courant continu, classiques.

Le principe de l'autopilotage est d'asservir la vitesse du champ statorique à celle du rotor en maintenant un angle constant entre les deux. Cet angle s'appelle angle d'autopilotage (angle interne de la machine souvent noté δ).

L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dont le but est d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesse et, d'établir une commande simple par microprocesseur pour concurrencer les moteurs à courant continu. On peut classer, en première approche, ces machines en deux familles selon l'allure des f.é.m. :

- § Les machines à courant continu sans collecteurs (Brushless DC Motors) dites à f.é.m. trapézoïdales pour lesquelles la forme de courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur le couple) est de type créneaux à 120° ,
- § les machines dites à f.é.m. sinusoïdales. Celles-ci sont constituées d'un bobinage dont les spires sont réparties de manière à ce que la densité de courant, aux discontinuités des encoches près, suive une évolution sinusoïdale [MLI]. La forme du courant la plus appropriée est la forme sinusoïdale.

Deux types de structures de convertisseurs statiques permettent de réaliser ce mode d'alimentation :

Les commutateurs de courants et les onduleurs de tension contrôlés en courant. [5] :

a. Commutateur de courants

Ce sont des convertisseurs statiques relativement simples à réaliser, on assure leur commutation par les tensions aux bornes de la machine. Cependant, pour que cette commutation ait lieu, il faut qu'au moment où elle se produit, le courant soit déphasé en avant par rapport à la f.é.m. Une procédure de contrôle particulière est nécessaire pour le démarrage et pour les faibles vitesses.

b. Onduleur de tension contrôlé en courant

L'association d'un onduleur de tension contrôlé en courant et d'une machine synchrone à aimant ne comportant pas de possibilités de circulation de courants induit au rotor, autorise d'excellentes performances en régime dynamique limitées uniquement par la constante de temps électrique de l'induit et la technique de contrôle employée.

I.6.1. Inconvénients du fonctionnement autopiloté

Le grand inconvénient est l'ondulation du couple dû à :

- § la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer, sachant que cette induction est fonction de la structure de l'inducteur. Cependant, on peut réduire ces ondulations en choisissant un bon type d'inducteur avec prise en compte du mode d'alimentation.

- § la reluctance introduite par la denture statorique. On peut réduire cet effet par utilisation de machines à enroulements dans l'entrefer.
- § Au mode d'alimentation adopté. Ainsi, pour réduire les ondulations dues à l'alimentation on améliore la commande en utilisant des techniques de contrôle de plus en plus performantes [22].

I.7. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

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 [9] :

- § Facteur de puissance et rendement élevés par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- § Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- § Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- § Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP.
- § Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bagues-balais dans ces machines.
- § Aucune source d'énergie externe n'est nécessaire (rusticité des aimants).

I.8. 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 l'entraînement à vitesse variable, et la traction.

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

I.9 Conclusion

L'utilisation optimale du matériau ferromagnétique pour la conception des machines électriques relève toujours du compromis entre ses propriétés magnétiques, thermiques, mécaniques et le coût de la production totale.[22]

Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés.

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique.

Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique. Ces machines nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants (**Neodyme-Fer-Bore**).

Chapitre II

Modèle électromagnétique des MSAP 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.[22]

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 magnétiques 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 [3], [10].

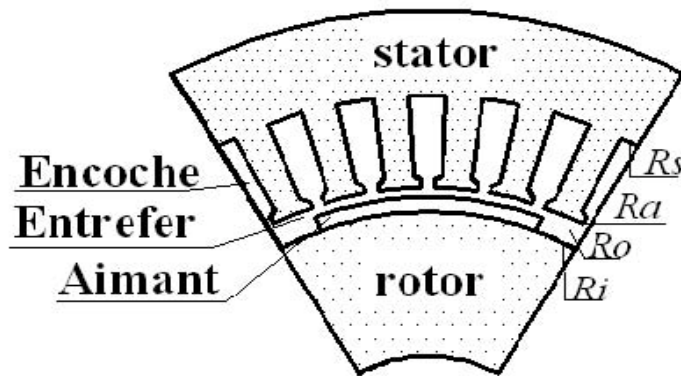


Fig. II.1 Structure d'une machine synchrone à aimants.

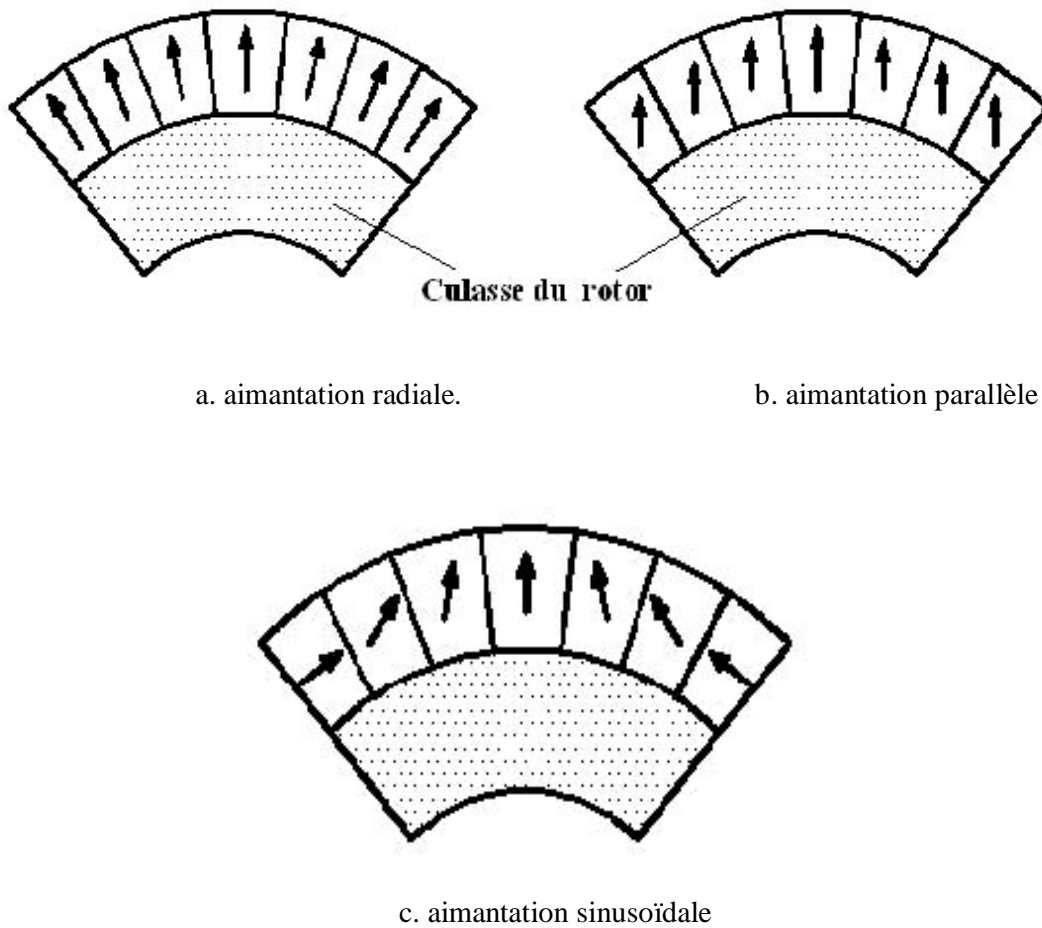


Fig. II.2. Différentes types d'aimantation.

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 [3], [5], [8], [10], [11],[23]:

$$\S \text{ Conservation de flux magnétique : } \operatorname{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{II.1})$$

§ Les deux équations de couplage :

$$\text{Equation de Maxwell-Ampère : } \operatorname{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Equation de Maxwell-Faraday : } \text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.3})$$

§ Propriétés des matériaux et des milieux

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{II.4})$$

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 [10]. Pour les milieux aimantés cette dernière équation est donnée par :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.5})$$

Où $\vec{B}, \vec{H}, \vec{j}, \vec{E}$ et \vec{B}_r 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 A est utilisée lorsque les sources de champ sont des densités de courants sources J . L'équation (II.1) entraîne l'existence d'un potentiel vecteur magnétique A tel que [2], [10] :

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (\text{II.6})$$

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 :

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

On a

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

Dont l'unicité est assurée en imposant $\text{div}(\vec{A}) = 0$, appelée la jauge de *Coulomb* [2], [10].

Donc

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

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\vec{j} + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_t \right) \quad (\text{II.8})$$

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

Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants, l'équation (II. 8) s'écrirait en coordonnées polaires, comme suit :

§ Dans la région des aimants

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

§ Dans l'entrefer :

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

Le calcul du champ revient donc à résoudre des équations aux dérivées partielles du Potentiel vecteur dans l'intervalle $[R_i, R_s]$. 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.2.3. Formulation en potentiel scalaire magnétique

Cette formulation est adaptée surtout lorsque l'excitation est engendrée par des aimants ou par un champ extérieur appliqué à une partie du domaine [3]. Dans ces conditions l'équation (II.2) s'écrit :

$$\text{rot}(\vec{H}) = 0 \quad (\text{II. 11})$$

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

$$\vec{H} = -\overrightarrow{\text{grad}}(\Psi) \quad (\text{II. 12})$$

La combinaison de (II.1), (II.5) et (II.9) conduit à l'équation générale suivante :

$$\text{div}(\mu \cdot \overrightarrow{\text{grad}}(\Psi)) = \text{div}(\vec{M}) \quad (\text{II. 13})$$

Dont l'association à des conditions aux limites, appropriées au domaine d'étude, permet de déterminer la distribution du champ magnétique [2], [3]. Cette formulation est très utilisée pour des calculs de champ en trois dimensions afin de déterminer les effets d'extrémités et les inductances de fuite des têtes de bobines dans les machines électriques.

II.2.4. Hypothèses et modèle d'étude

Le modèle d'étude est bidimensionnel. Ceci simplifie considérablement le problème d'optimisation de cette structure. La machine étudiée est donc supposée suffisamment longue pour que les effets de l'extrémité puissent être négligés et que l'étude puisse être effectuée dans un plan radial [3]. Le potentiel vecteur \vec{A} et la densité de courant \vec{j}_s n'auront dans ce cas qu'une seule composante dirigée suivant l'axe (Oz) de sorte que :

$$\vec{J}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J(x,y) \end{bmatrix}, \vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A(x,y) \end{bmatrix}, \vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ \frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

Les expressions des inductions radiales et tangentielles se déduisent par :

$$B_r = \frac{\partial A(r,\theta)}{r \partial \theta}, \quad B_t = - \frac{\partial A(r,\theta)}{\partial r} \quad (\text{II. 15})$$

Pour définir la répartition du champ, plusieurs méthodes de résolution ont été proposées. Parmi ces méthodes les plus répandues, il y a celles qui utilisent les développements en série de Fourier des courants sources; les aimants étant modélisés par des densités fictives de courants [2], [10].

Pour analyser les performances de la structure étudiée suivant l'objectif visé, nous adoptons les hypothèses simplificatrices :

- § Modèle bidimensionnel en coordonnées polaires.
- § La perméabilité du fer statorique et rotorique est supposée très grande $\mu_{\text{fer}} \rightarrow \infty$.
- § Les courants de Foucault dans le Fer sont négligés par suite du feuilletage des culasses.
- § La caractéristique de désaimantation de l'aimant est supposée linéaire ce qui est le cas des aimants modernes utilisés dans les machines électriques.
- § On suppose que la machine est suffisamment longue pour pouvoir négliger les effets de bout et on considère que le problème est invariant par translation suivant le plan d'étude.

II.3. Modèle Analytique

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 :

Zone (I), contenant les aimants, d'épaisseur $(R_i \rightarrow R_0)$.

Zone (II), entrefer mécanique, d'épaisseur $(R_0 \rightarrow R_a)$.

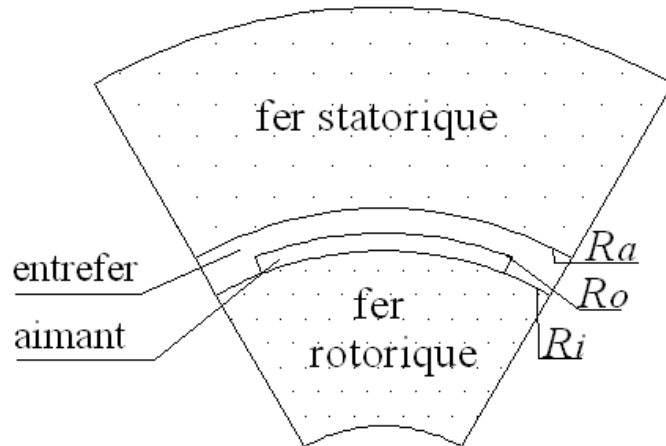


Fig. II.3. Structure étudiée sur un pas polaire

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

II.3.1 Conditions aux limites

Le problème de calcul de champ électromagnétique revient à la résolution des équations aux dérivées partielles dans un domaine (D) limité par une frontière (Γ) sur laquelle sont définies les conditions aux limites. On distingue plusieurs types des conditions [20] :

- Condition de Dirichlet

Cette condition nous informe sur la valeur de l'inconnue à la frontière du domaine de résolution Γ .

$$U = g_0 \quad (\text{II.16})$$

Où, U est la fonction inconnue et g_0 la valeur de la fonction définie le long de la frontière.

- Condition de Neumann

Elle nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine à étudier. Elle apparaît aussi souvent sur les plans de symétrie :

$$\frac{\partial U}{\partial n} = g_0 \quad (\text{II.17})$$

- Condition mixte Dirichlet – Neumann

C'est une combinaison des deux conditions aux limites de type Dirichlet et Neumann qui s'exprime comme suit :

$$aU + b \frac{\partial U}{\partial n} = g_0 \quad (\text{II.18})$$

a et b, sont des coefficients définis dans le domaine d'étude.

- Condition périodicité et d'anti-périodicité

Dans le cas des machines électriques tournantes, on retrouve une symétrie dans la distribution du champ magnétique. Cette symétrie du champ peut être exploitée pour définir un autre type de conditions aux limites qui permet de réduire la taille du domaine étudié.[20]

On parle alors des conditions cycliques (périodicité ou anti-périodicité).

Elles s'expriment comme suit :

$$U\Gamma = KU\Gamma + d\Gamma \quad (\text{II.19})$$

Où U représente la fonction inconnue et d Γ désigne la période spatiale suivant le contour Γ :
(K = 1 : condition de périodicité et K = -1 : condition anti-périodicité).

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

$$\vec{n} \cdot \vec{B} - \vec{n} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 20})$$

§ La condition de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique donnée par :

$$\vec{n} \wedge \vec{H} - \vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{j}_s \quad (\text{II.21})$$

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

II.3.2. Modélisation des sources

Le potentiel vecteur, \vec{A} est la résultante du potentiel vecteur créé par les aimants permanents montés sur la surface rotorique et celui créé par courants ampériens des sources, chaque source est représentée par un modèle approprié.

II.3.2.1. Modèle des aimants

Le rotor de la machine met en œuvre 2p pôles identiques et symétriques constitués d'aimants sous forme de 'tuiles fractionnées ou non et portant une aimantation \vec{M} .

Dans le calcul des machines électriques ,Les aimants sont souvent remplacés soit par des densités superficielles de courants équivalents (*Modèle Ampérien*), soit par des densités superficielles de charges magnétiques (*modèle Coulombien*).[2]

Mais cette représentation n'est pas obligatoire dans la mesure où les aimants modernes présentent une caractéristique de désaimantation linéaire (aimantation rigide est uniforme), et que \vec{M} apparaît directement dans l'équation (II.7) Nous représentons les aimants directement par l'aimantation $M(\theta)$ de sorte que :

$$M(\theta) = \begin{cases} +M, & \text{Sur un pôle nord} \\ -M, & \text{Sur un pôle Sud} \end{cases}$$

Dans le repère lié au rotor et en tenant compte des symétries et des périodicités de l'inducteur, l'aimantation en fonction de θ peut être représentée comme sur la (Fig. .II.4)

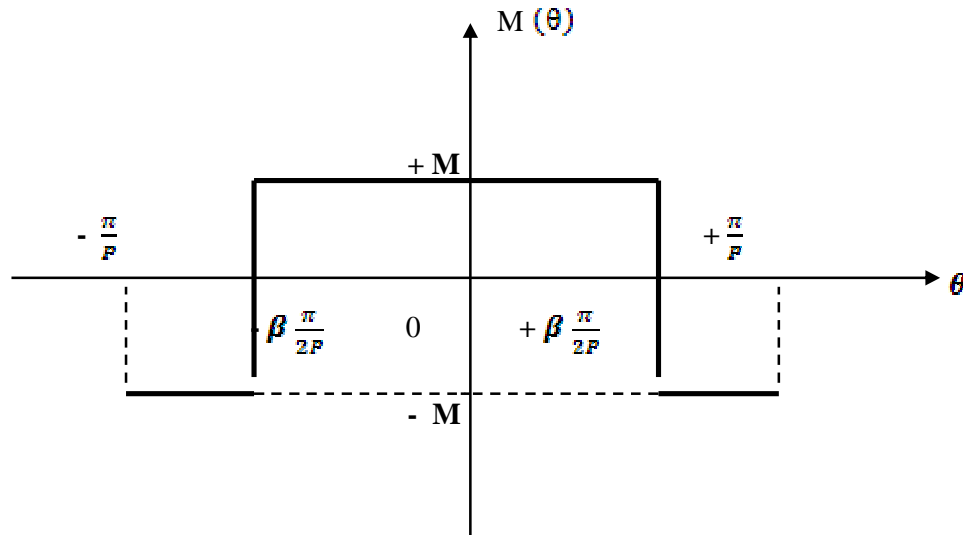


Figure .II.4. Aimantation sur un double pas polaire [2].

a- Représentation Ampérienne

Dans le modèle ampérien, les aimants sont équivalents à des densités superficielles de courants équivalents réparties respectivement dans le volume et sur la surface des aimants. Puisqu'on a :

$$\text{rot}(\vec{M}) = \vec{J} \quad (\text{II.22})$$

Avec l'hypothèse d'une aimantation \vec{M} uniforme, la densité volumique de courant \vec{J} est nulle dans le modèle Ampérien :

$$\text{Rot}(\vec{M}) = 0 \quad (\text{II.23})$$

L'induction produite par les aimants sera donc la même que celle engendrée par une densité superficielle de courant donnée par la relation suivante: $\vec{J}_s = \vec{M} \wedge \vec{n}$ (II.24)

Où \vec{J}_s et \vec{n} désignent respectivement la densité superficielle des courants et la normale sortante à la surface considérée. Celle-ci est répartie selon le sens de l'aimantation:

- Sur les flancs latéraux des aimants pour une aimantation radiale (Fig. II.5-a).
- Sur les surfaces interne ($R = R_i$) et externe ($R = R_o$) des aimants dans le cas d'une aimantation azimutale (Fig. II.5-b). [4].

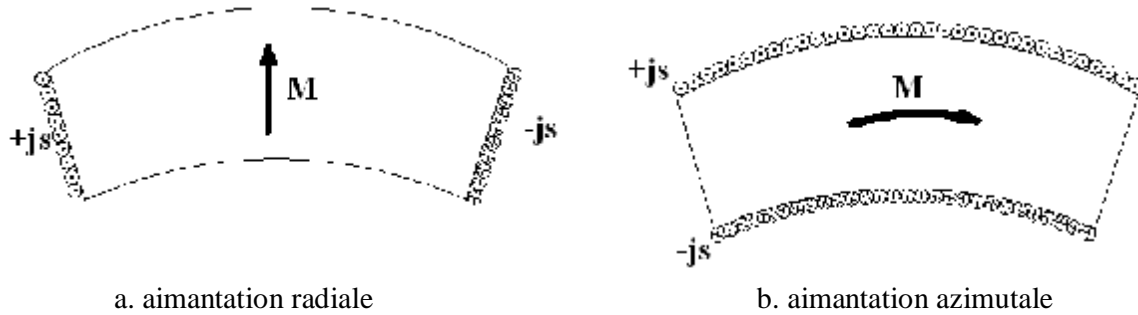


Fig. II.5. Modèle Ampérien des aimants.

b- Modèle Coulombien

Le champ produit par les aimants est équivalent à des densités superficielles de charges magnétiques:

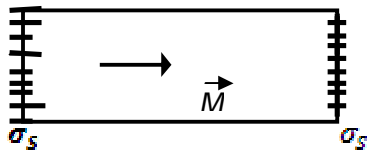
$$\sigma_s = \vec{M} \cdot \vec{n} \quad (\text{II.21})$$

Où

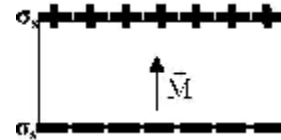
σ_s : représente la conductivité électrique.

Celle-ci est répartie :

- Sur les surfaces interne ($R = R_i$) et externe ($R = R_o$) des aimants dans le cas d'une aimantation radiale (Fig. II.6-b)



a. aimantation azimutale



b. aimantation radiale

Fig. II.6. Modèle Coulombien des aimants.

- Sur les flancs latéraux des aimants pour une aimantation azimutale (Fig. II.6-a).

Mais ces représentations ne sont pas obligatoires [2], [10] dans les calculs où le vecteur de l'aimantation apparaît directement dans l'équation qui définit le vecteur potentiel (équation. II. 9).

Le vecteur d'aimantation s'exprime, en coordonnées polaires, comme suite :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} M_r n \cdot \cos (n p \theta) \\ M_t = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} M_t n \cdot \sin (n p \theta) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

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_{tn} , sont respectivement, les amplitudes des harmoniques de rang n des composantes M_r et M_t .

Dans l'Equation (II.19), les coefficients de Fourier de rang n tel que n est pair sont nuls :

$$\begin{cases} M_{rn} = 0 \\ M_{tn} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Si n est impaire

§ Pour une aimantation radiale

$$M_{rn} = \frac{4M}{\pi n} \sin\left(np \frac{\pi}{2} \alpha p\right) \quad (\text{II.25})$$

$$M_{tn} = 0$$

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

II.3. 2. 2. Modèles de courantes sources

La machine étudiée présente trois enroulements identiques régulièrement décalés de $2\pi/3p$ ans l'espace. Son alimentation est assurée par un onduleur de tension contrôlé en courants qui délivre des courants triphasés équilibrés de forme sinusoïdale ou rectangulaire.

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 au droit de l'isthme d'encoche (Fig. II. 7).

Au niveau du stator, l'origine des angles est choisie confondue avec l'axe de symétrie de la phase (a) du bobinage statorique et tous les points sont repérés par l'angle θ' .

La relation entre les coordonnées statoriques (θ_s) et rotoriques (θ) s'écrit :

$$\theta_s = \theta_0 + \theta + \Omega t$$

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 [10].

a- Alimentation sinusoïdale

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

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

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

$$\begin{cases} J_a = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t) \\ J_b = \sum_n J_n \cos\left(np\theta_s + \omega t - (n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \\ J_c = \sum_n J_n \cos\left(np\theta_s + \omega t + (n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$J_n = \frac{4pNI_m}{\pi R_a} k_{bn}$$

N étant le nombre de spires dans une encoche et k_{bn} le coefficient de bobinage de l'enroulement statorique exprimé par [10] :

$$k_{bn} = k_{fn} k_{rn} k_{in} k_{dn} \quad (\text{II.28})$$

Pour un bobinage ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase entier (q), les différents

Coefficients sont exprimés ainsi :

$$\S \text{ kfn coefficient de filtrage: } k_{fn} = \frac{\sin(np\beta/2)}{(np\beta/2)}$$

Où ξ représente l'ouverture de l'encoche.

$$\S \text{ k coefficient de distribution: } k_{dn} = \frac{\sin(nqp\tau_d/2)}{q \sin(np\tau_d/2)}$$

τ_d est le pas dentaire.

$$\S \text{ k}_{rn} \text{ coefficient de raccourcissement: } k_{rn} = \sin\left(\frac{np}{2}\beta\right)$$

β est l'angle de raccourcissement

$$\S \text{ k}_{in} \text{ coefficient d'inclinaison: } k_{in} = \frac{\sin(n\gamma_i)}{n\gamma_i}$$

γ_i est 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 :

$$J(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta_s + v\omega t) \quad (\text{II.29})$$

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

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta + (np\Omega + v\omega)t + \theta_0) \quad (\text{II.30})$$

b- Alimentation non sinusoïdale

Les courants triphasés harmoniques sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = \sum_k I_k \cos(k\omega t) \\ i_b = \sum_k I_k \cos\left(k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_c = \sum_k I_k \cos\left(k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Où I_k est l'amplitude de l'harmonique de temps d'ordre k
Pour une alimentation par des courants de forme d'onde rectangulaire 120°, ce courant s'exprime ainsi :

$$I_k = \frac{4I_m}{k\pi} \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right)$$

Les densités superficielles équivalentes s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J_a = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(k\omega t) \cos(np\theta_s) \\ J_b = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos\left(k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cos\left(n\left(p\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ J_c = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos\left(k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cos\left(n\left(p\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$$J_{n,k} = \frac{4pNI_k}{\pi R_2} kbn$$

La densité résultante devient :

§ dans le repère statorique

$$j(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{n,k} \cos(np\theta_s + uk\omega t) \quad (\text{II.33})$$

§ dans le repère lié au rotor

$$j(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{n,k} \cos(np\theta + (np\Omega + uk\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.34})$$

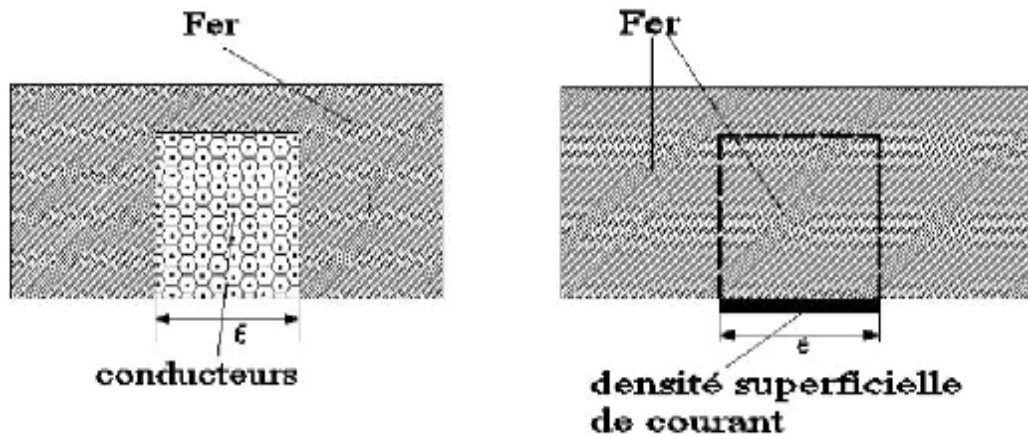


Fig. II.7. Modélisation des encoches statoriques

II.4. Détermination des potentiels vecteurs

La détermination du vecteur potentiel dans les différentes parties de la machine est effectuée par la résolution de l'Equation (II.9).

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

$$A(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} a_n(r) b_n(\theta) \quad (\text{II.35})$$

Ou : $b_n(\theta) = \sin \theta$

$$A(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} a_n(r) \sin \theta$$

En remplaçant cette dernière expression du vecteur potentiel A, et de ses dérivées, dans les Equations. (II.9) et (II.10), on obtient, pour chaque harmonique de rang n, les équations suivantes :

§ dans les aimants :

$$\ddot{a}_n + \frac{1}{r} \dot{a}_n - \left(\frac{np}{r}\right)^2 a_n + \frac{1}{r} (npM_{rn} - M_{tn}) = 0 \quad (\text{II.36})$$

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

$$a_n(r) = a_{hn}(r) + a_{sn}(r) \quad (\text{II.37})$$

Où $a_{hn}(r)$ est la solution homogène donnée par :

$$a_{hn}(r) = a_{1n}r^{np} + a_{2n}r^{-np} \quad (\text{II.38})$$

Et $a_{sn}(r)$ est la solution avec second membre ; elle est donnée par l'expression suivante :

$$a_{sn}(r) = \Psi_n(r) + \lambda_n(r) \quad (\text{II.39})$$

Où $\Psi_n(r), \lambda_n(r)$ représentent les termes de la solution particulière de l'Equation (II. 9), Qui s'expriment ainsi :

$$\Psi_n(r) = \begin{cases} \frac{npM_{rn}}{n^2p^2-1}r & \text{si } n^2p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} npM_{rn}r \ln(r) & \text{si } n^2p^2 = 1 \end{cases}$$

$$\lambda_n(r) = \begin{cases} \frac{M_{tn}}{n^2p^2-1}r & \text{si } n^2p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} M_{tn}r \ln(r) & \text{si } n^2p^2 = 1 \end{cases}$$

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

$$A_{ar} = \sum_{n=1}^{\infty} [a_{1n}r^{np} + a_{2n}r^{-np} + \Psi_n(r) + \lambda_n(r)] \sin(np\theta) \quad (\text{II.40})$$

§ dans l'entrefer mécanique :

$$\ddot{a}_n + \frac{1}{r} \dot{a}_n - \left(\frac{np}{r}\right)^2 a_n = 0 \quad (\text{II.41})$$

La solution générale de cette équation est :

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

$$A_{er} = \sum_{n=1}^{\infty} [e_{1n}r^{np} + e_{2n}r^{-np}] \sin(np\theta) \quad (\text{II.42})$$

e_{1n}, e_{2n}, a_{1n} et a_{2n} 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 et d'interfaces qui permettent de calculer ces différentes constantes, sont :

§ au niveau de rayon d'alésage R_2 :

$$\frac{\partial A_{er}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.43})$$

§ au niveau de rayon R_0 :

$$\frac{\partial A_{ar}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.44})$$

§ au niveau de rayon R_2 :

$$\begin{cases} A_{er} = A_{ar} \\ \mu \frac{\partial A_{er}}{\partial r} = \frac{\partial A_{ar}}{\partial r} + M_t \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

II.4.2. Potentiel créé par les courants statoriques

La réaction magnétique induite au niveau des parties conductrices de la machine est négligée. L'équation de répartition du potentiel à résoudre (Equation II. 8), dans l'entrefer mécanique et les aimants, s'écrit :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.46})$$

La résolution de l'Equation (II.46), donne les expressions des potentiels vecteurs pour les différentes alimentations considérées.

a) Alimentation sinusoïdale

§ Dans l'entrefer :

$$A_s = \sum_{n=1}^{\infty} [e_{c1n} r^{np} + e_{c2n} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + v\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.47})$$

§ Dans les aimants:

$$A_a = \sum_{n=1}^{\infty} [a_{c1n} r^{np} + a_{c2n} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + v\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.48})$$

b) Alimentation non sinusoïdale

§ Dans l'entrefer :

$$A_e = \sum_{n,k} [e_{c1nk} r^{np} + e_{c2nk} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + v_1 k\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.49})$$

§ Dans les aimants:

$$A_a = \sum_{n=1}^{\infty} [a_{c1nk} r^{np} + a_{c2nk} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + v_1 k\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.50})$$

Les différentes constantes définies dans les expressions (II.49) à (II.50) sont déterminées en exploitant les conditions aux limites. Celles-ci sont données par :

§ au niveau de R_2 :

$$\frac{\partial A_e}{\partial r} = \mu_0 J \quad (\text{II.50})$$

§ au niveau de R_0 :

$$\frac{\partial A_{ar}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.51})$$

§ au niveau de R_1 :

$$\begin{cases} A_{er} = A_{ar} \\ \mu_r \frac{\partial A_{er}}{\partial r} = \frac{\partial A_{ar}}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

II.5. Détermination des performances de la machine

Les expressions des potentiels vecteurs dus aux 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.

$$B_{ar}(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3}^{\infty} B_{rn}(r) \cdot \cos(np\theta) \quad (\text{II.53})$$

$$B_{at}(r, \theta) = \sum_{n=1,2,3}^{\infty} B_{tn}(r) \cdot \sin(np\theta) \quad (\text{II.54})$$

Avec :

$$B_{rn}(r) = \frac{np}{r} (e_{1n} r^{np} + e_{2n} r^{-np}) \quad (\text{II.55})$$

$$B_{tn}(r) = -\frac{np}{r} (e_{1n} r^{np} - e_{2n} r^{-np}) \quad (\text{II.56})$$

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

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 :

$$\Phi(\omega t) = l_u \int_0^{2\pi} A(R_\alpha, \theta) C(\theta', t) R_\alpha d\theta \quad (\text{II.57})$$

$A(R_\alpha, \theta)$, 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 $A(R_\alpha, \theta)$, est déduite de la relation (II.26) et celle de $C(\theta', t)$, est donnée par l'expression suivante :

$$C(\theta') = \sum_{n=1} C_n \cos(np\theta') \quad (\text{II.58})$$

Où

$$C_n = \frac{4pN}{\pi} k_{bn}$$

L'expression du flux par phase après intégration devient :

$$\Phi(\omega t) = l_u \pi \sum C_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.59})$$

La f.é.m. induite se déduit par dérivation. Son expression est la suivante :

$$e(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = -l_u \pi n \omega \sum C_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.60})$$

II.5.3. Détermination des expressions des couples

On calcule ce couple à partir de l'expression de la puissance suivante :

$$p = \Gamma(\theta) \cdot \Omega \Rightarrow e(\theta) \cdot i(\theta) = \Gamma(\theta) \cdot \Omega$$

$$\Rightarrow \Gamma(\theta) = \frac{p}{\omega} e(\theta) \cdot i(\theta)$$

$$\Gamma(\theta) = \frac{p}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(\theta) \cdot i_m(\theta) \quad (\text{II.61})$$

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 sur le Tableau (I.1) [10] :

Paramètres	symbole	valeur	unité
Intensité du courant de phase	I	6	A
Nombre de pôles	p	2	–
Nombre d'encoches	N_e	24	–
Ouverture de l'encoche	ξ	$\frac{1}{3} \tau_d$	mm
Epaisseur de l'entrefer	e_e	0.55	mm
Epaisseur de l'aimant	e_a	3.58	mm
Ouverture des aimants	σ_a	$\frac{2}{3} \tau_p$	–
Rayon externe de la machine	R_s	46.2	mm
Rayon d'alésage	R_a	28.10	mm
Rayon externe du fer rotorique	R_i	23.97	mm
Rayon interne du fer rotorique	R_m	11	mm
Aimantation rémanente	M_r	1.18	T
Perméabilité des aimants	μ_r	1.07	–
Longueur active	l_u	50.82	mm
Fréquence	f	50	Hz

Tableau I. 1. Caractéristiques de base de la machine étudiée.

Tableau I. 1. Caractéristiques de base de la machine étudiée.

II.6.1. Distribution du champ magnétique

On montre sur les (Fig. II. 7.8.9 et II.10) que le sens de l'aimantation a une influence prépondérante sur la forme de la répartition de l'induction magnétique.

En effet, sa composante radiale est de forme trapézoïdale pour une aimantation radiale et se rapproche d'une sinusoïde quand l'aimantation est à répartition sinusoïdale.

La forme de l'induction est pratiquement identique à celle de la composante radiale de l'aimantation.

Nous observons aussi que le niveau de l'induction est peu influencé par le sens de l'aimantation. Il est plus lié à la nuance des aimants utilisés.

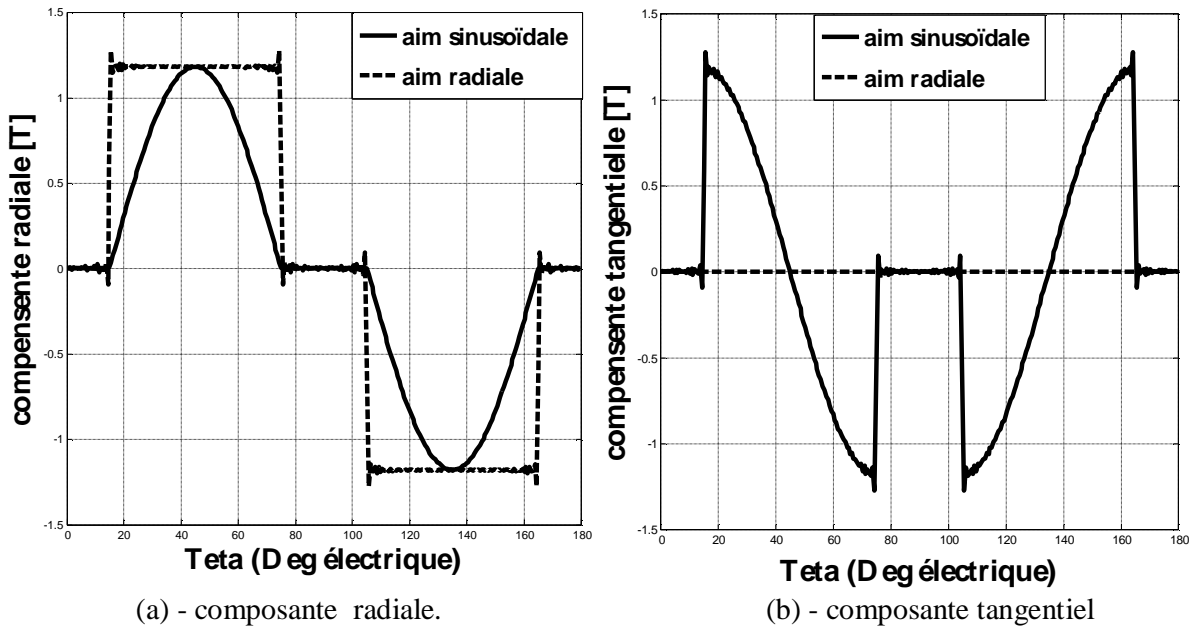


Fig. II.8. L'aimantation pour les deux composantes.

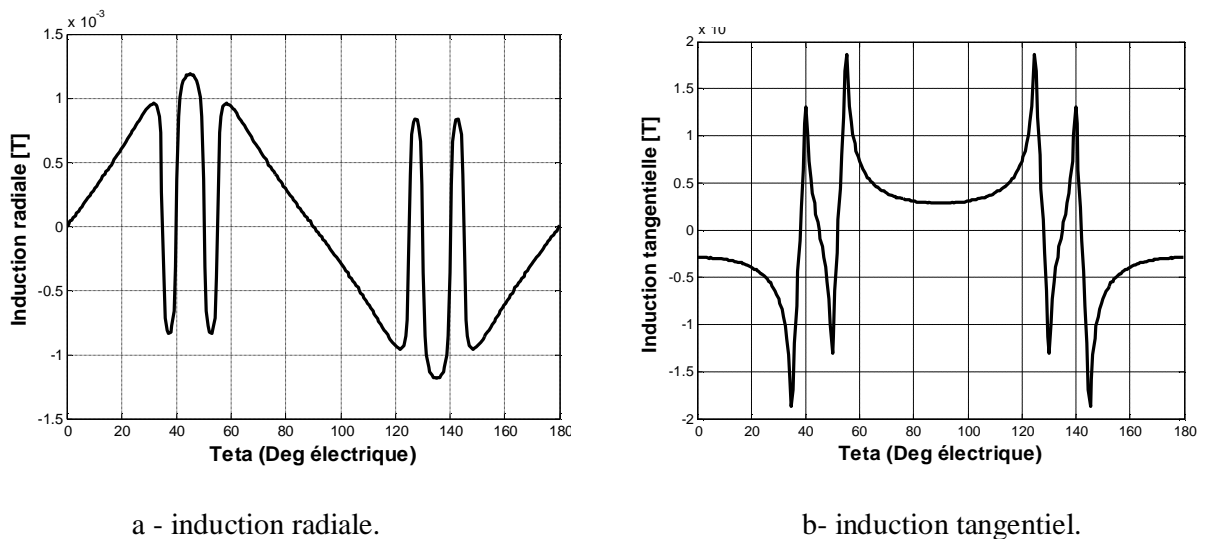
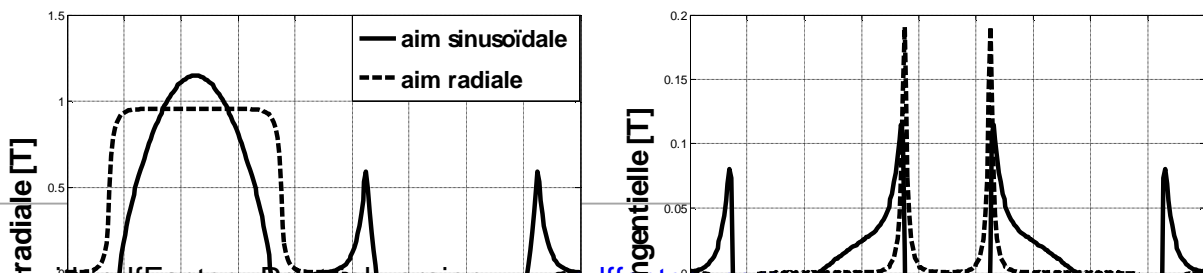


Fig. II.9. L'induction pour les deux composantes créées par le courant statorique.



a - induction radiale.

b- induction tangentielle.

Fig. II.10. Induction créée par les aimants pour les deux composantes.

Les Figures. (II.8, II.9 et II.10). Répartitions de l'aimantation et l'induction sur les deux composantes radiale et tangentielle dans les coordonnées polaires au milieu de l'entrefer due aux différentes aimantations et inductions créées par le courant statorique et par les aimants.

$$(e_a = 3.58 \text{ mm}, e_s = 0.55 \text{ mm}, \alpha_a = \frac{2}{3} \tau_p).$$

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.

Les ondulations de couple liées à la forme de la force électromotrice et à celles des courants d'alimentation, dépendent de la répartition spatiale du champ magnétique dans l'entrefer et de la distribution du bobinage le long du stator [20], [2].

En remarque que la forme de la f.é.m. il est comme la forme de l'aimantation Les (Fig. II. 11 Fig. II.7.), soit radiale ou sinusoïdale, et sur le couple il est visualiser un 'ondulation très peut, (Fig. II. 13.), qui donne la vibration sur l'arbre de moteur.

La valeur max du la f.é.m. qui créé par l'aimantation sinusoïdale il est grande comparatisme avec la f.é.m. qui créé par l'aimantation radiale.

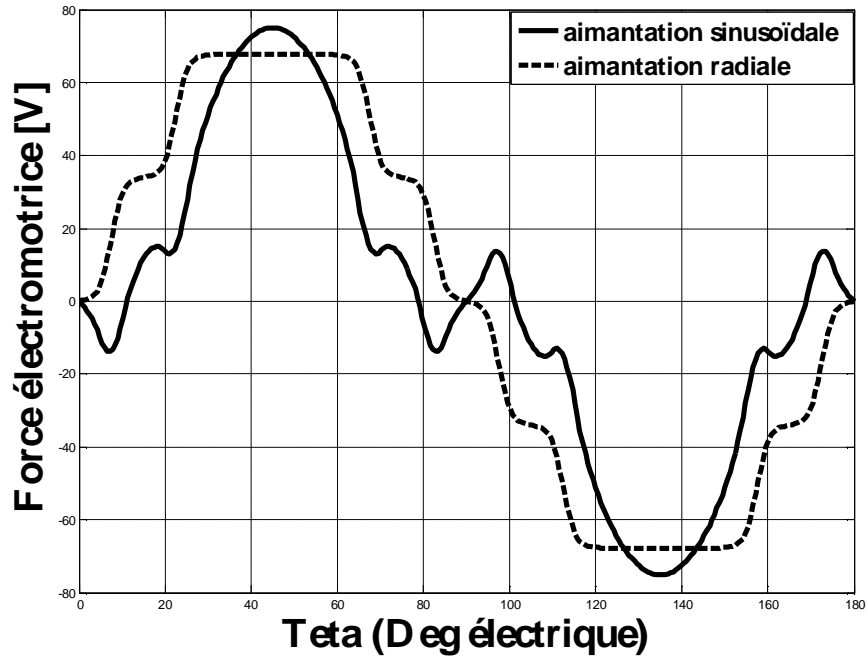
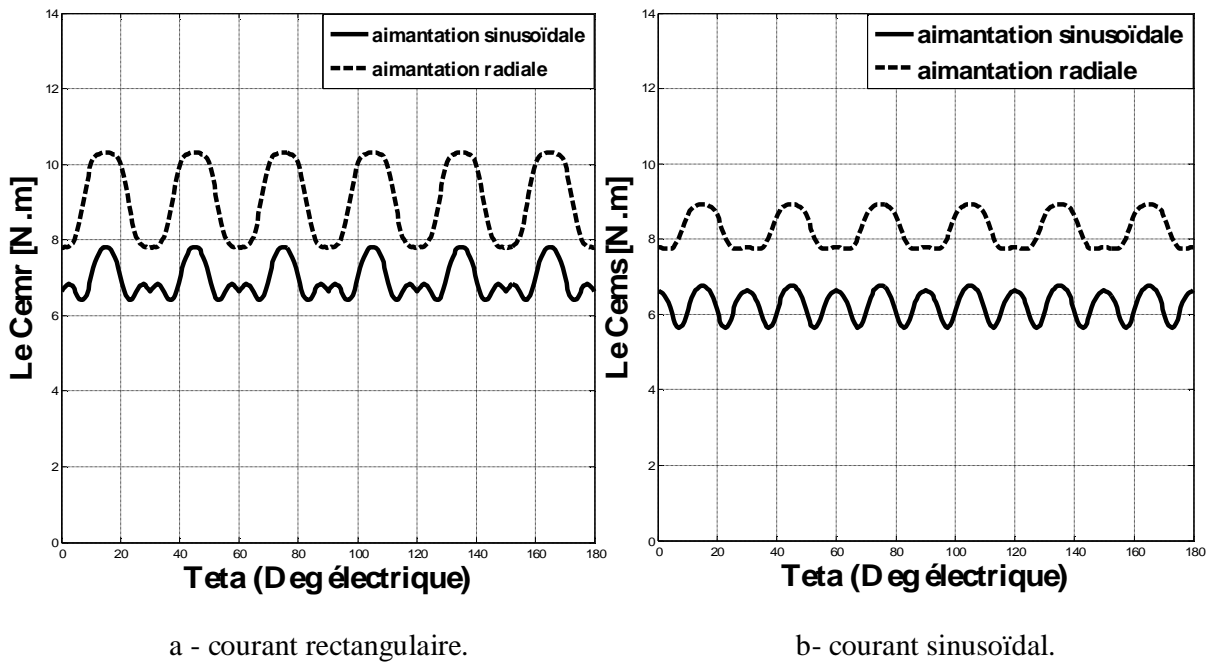


Fig. II.11. La f.é.m.



a - courant rectangulaire.

b- courant sinusoïdal.

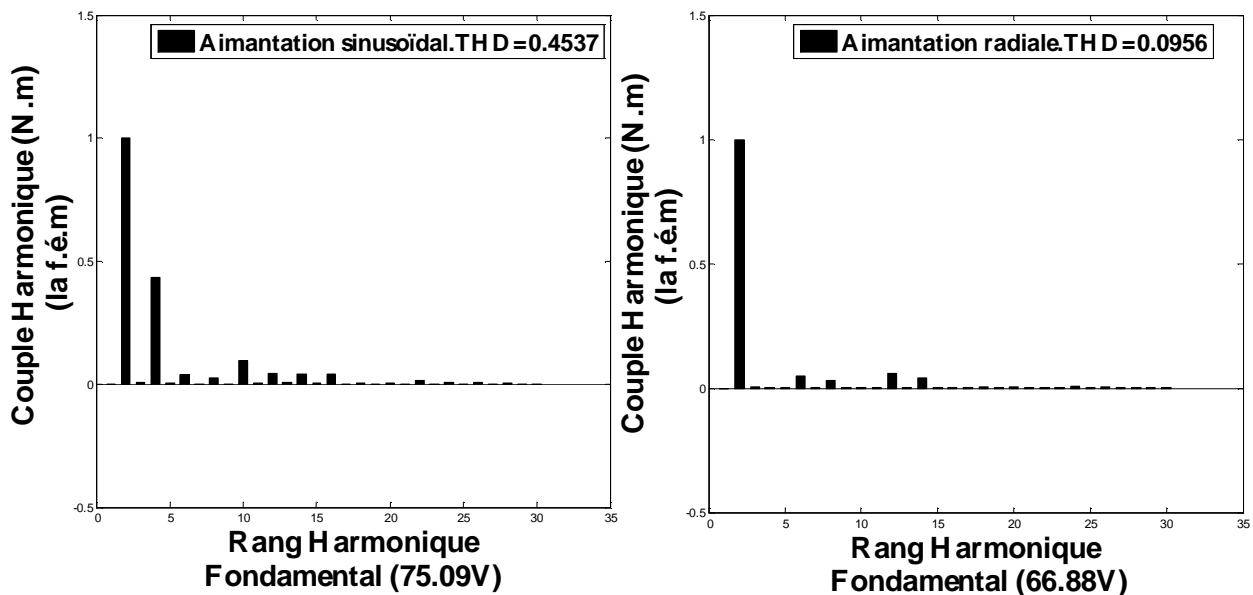
Fig. II.12. Le couple pour un déferent type d'aimantation.

Les Figures. (II.11 et II.12). Représenté la f.é.m. et le couple dans une aimantation déferente radiale et sinusoïdale, et déferant type d'alimentation du courant sinusoïdal et rectangulaire. ($e_{\alpha} = 3.58 \text{ mm}$, $e_{\beta} = 0.55 \text{ mm}$, $\sigma_{\alpha} = \frac{2}{3} \tau_p$).

II.6.2. Analyse harmonique

En analysant les spectres harmoniques de la f.é.m. (Fig. II. 13) et du couple (Fig. II.14), et (Fig. II. 15), on note que :

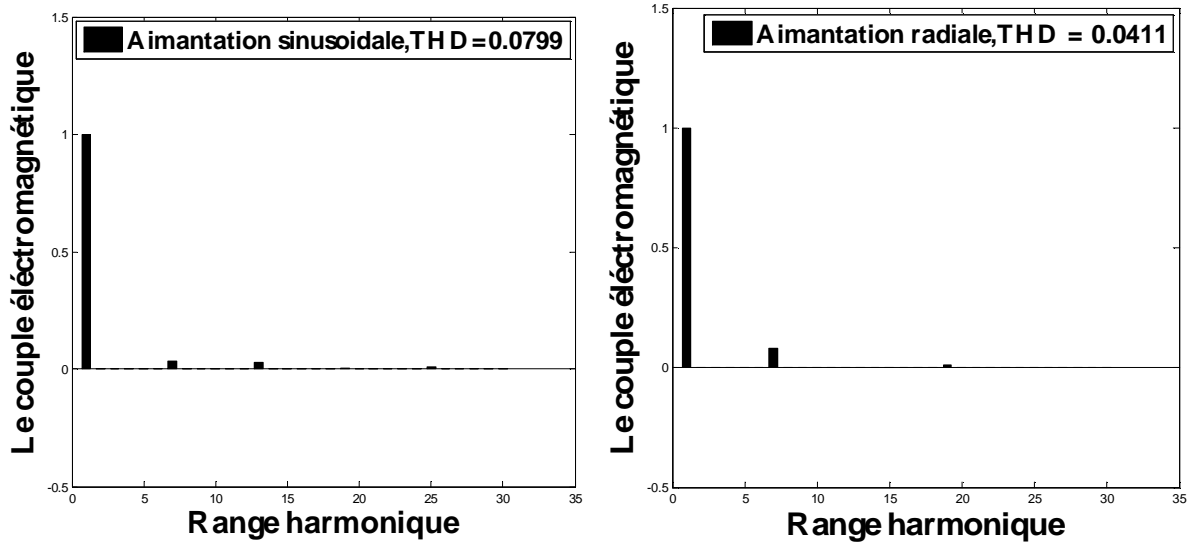
- § Pour une alimentation sinusoïdale de courants (Fig. II.14), le couple possède des harmoniques de rang n produits par les harmoniques d'espace de rang m de la f.é.m. les harmoniques de la f.é.m. produisent des couples harmoniques positifs.
- § Les harmoniques de la f.é.m. produisent d'ondulation de couple pour les deux aimantations.
- § Les harmoniques de la f.é.m. engendrés par une aimantation sinusoïdale sont supérieurs a celles engendrés par une aimantation radiale.
- § Les harmoniques de la f.é.m. produisent d'ondulation de couple.



a – Aimantation sinusoïdale.

b – Aimantation radiale.

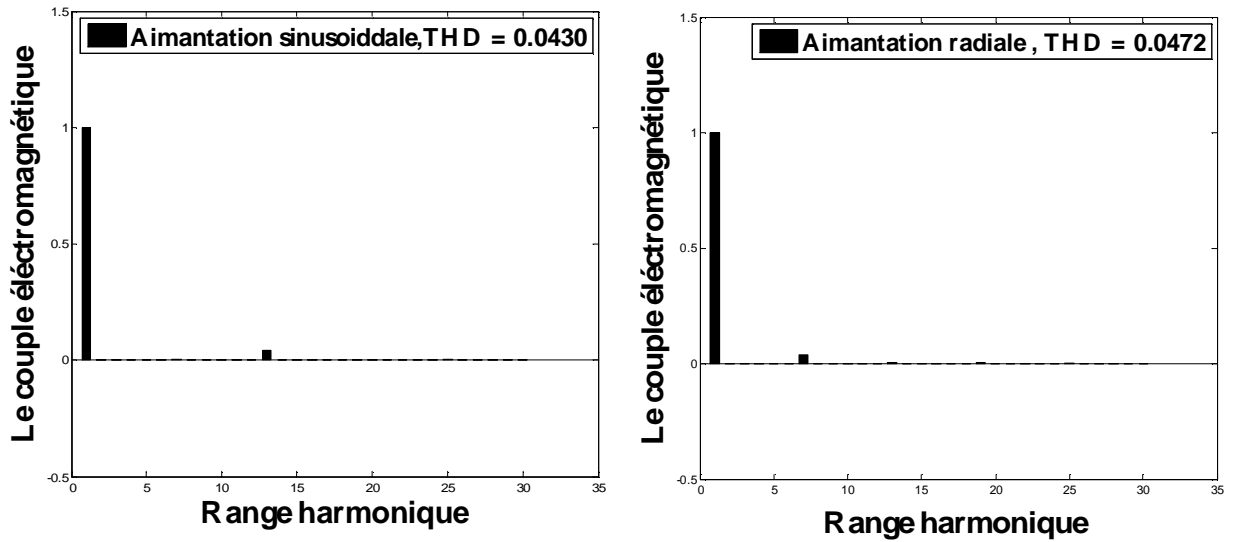
Fig. II.13. Spectres harmoniques de la force électromotrice



a – Aimantation sinusoidale.

b – Aimantation radiale.

Fig. II.14. Spectres harmoniques du couple - (courant rectangulaire)



a – Aimantation sinusoidale.

b – Aimantation radiale.

Fig. II.15. Spectres harmoniques du couple - (courant sinusoidale)

II.3. Conclusion

Le modèle analytique développé dans notre étude, permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques caractéristiques du fonctionnement pour différentes configurations de machines à aimants montés sur la surface du rotor.

La conception et le dimensionnement des machines électriques est une étape très importante dans la construction des ces dernières.

Les expressions des grandeurs électromagnétiques développées dans le modèle analytique contiennent les paramètres géométriques qui permettent une étude rapide et souple du comportement dimensionnel de la structure sans encoches excitée par des aimants permanents montés sur la surface rotorique.

La répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par le sens de l'aimantation des aimants.

La forme d'onde du couple d'interaction, pour les machines synchrones à aimants montés sur la surface du rotor étudié, est directement liée au sens de l'aimantation des aimants et par la forme de l'alimentation.

Chapitre III

Etude paramétrique

III.1. Introduction

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 l'encoche, les dimensions et le sens de l'aimantation des aimants.

Dans ce chapitre, nous utilisons les solutions analytiques de l'aimantation, l'induction, la f.é.m. et le couple de détente établies dans le chapitre précédent, pour observer les influences de paramètres géométriques de la machine sur les efforts de la machine.

III.2. Influence des paramètres géométriques de la machine

III.2.1. 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. Il y a des ondulations, causées par la variation de l'entrefer mécanique. 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.

Dans le cas d'une aimantation radiale, et sinusoïdale que ce soit pour une alimentation sinusoïdale ou rectangulaire, le couple moyen produit atteint un optimum à partir d'une ouverture d'aimant égale à 66% du pas polaire. Au-delà de cette ouverture, ce couple varie très peu (Fig. II.12). Les ondulations du couple dues aux harmoniques du f.é.m. peuvent être réduites en choisissant des ouvertures adéquates pour les aimants (Fig. II.11).

En effet, pour les moteurs triphasés, les harmoniques de la f.é.m. les plus gênants se situent aux rangs $2m \pm 1$ avec m impair. Il est donc possible de supprimer les harmoniques de rang particulier en ajustant l'ouverture de l'aimant [10].

Il est clair que le couple moyen augmente et les ondulations du couple diminuent en choisissant une largeur d'arc polaire aussi grande que possible.

L'ouverture des aimants et la valeur de l'induction moyenne varient de façon linéaire. La répartition de l'induction est fortement influencée par la variation de l'ouverture des aimants.

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 :

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

Où Γ_{\max} , Γ_{\min} , 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.

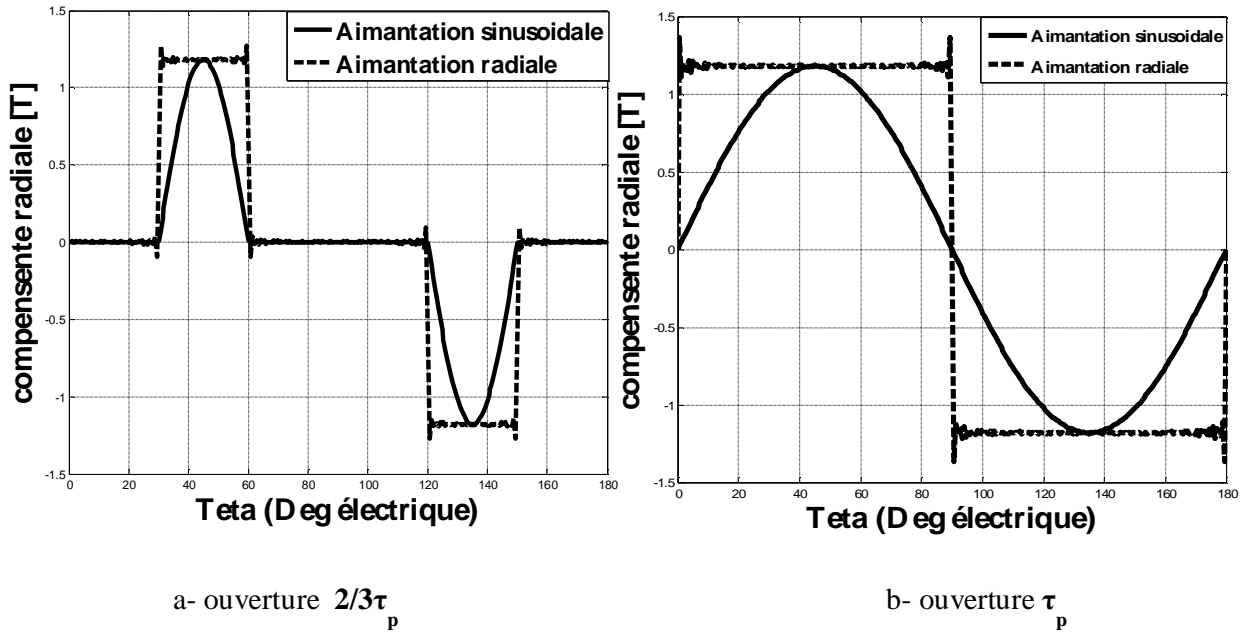


Fig. III.1 L'aimantation—(composante radiale).

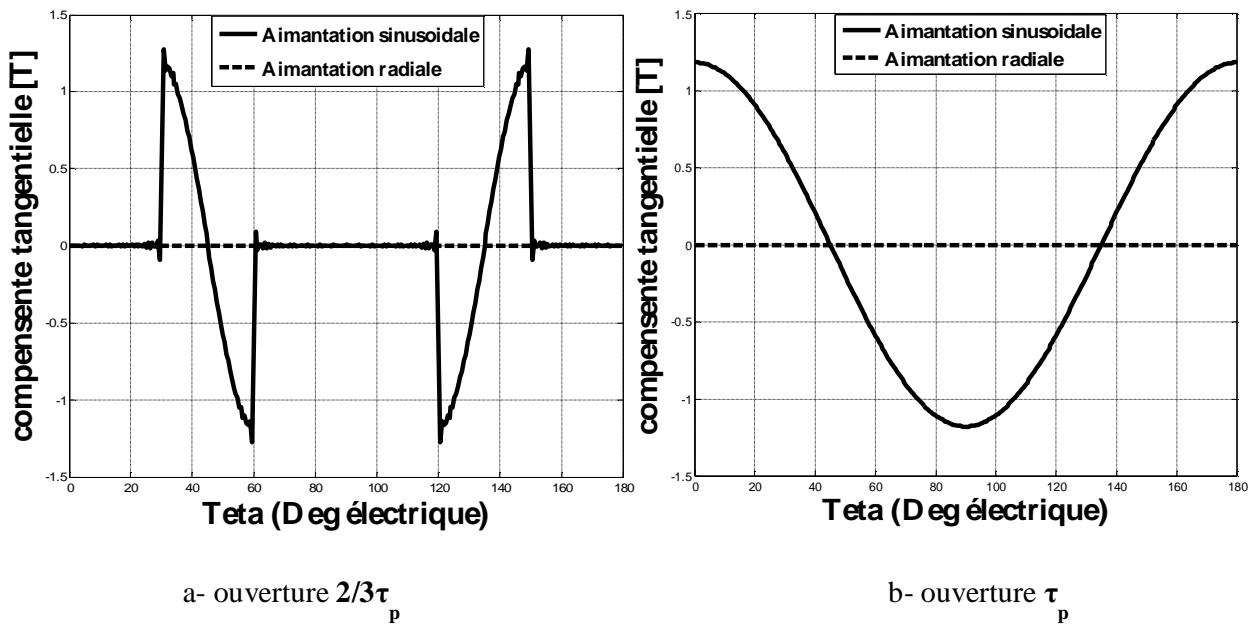


Fig. III.2. L'aimantation — (composante tangentielle).

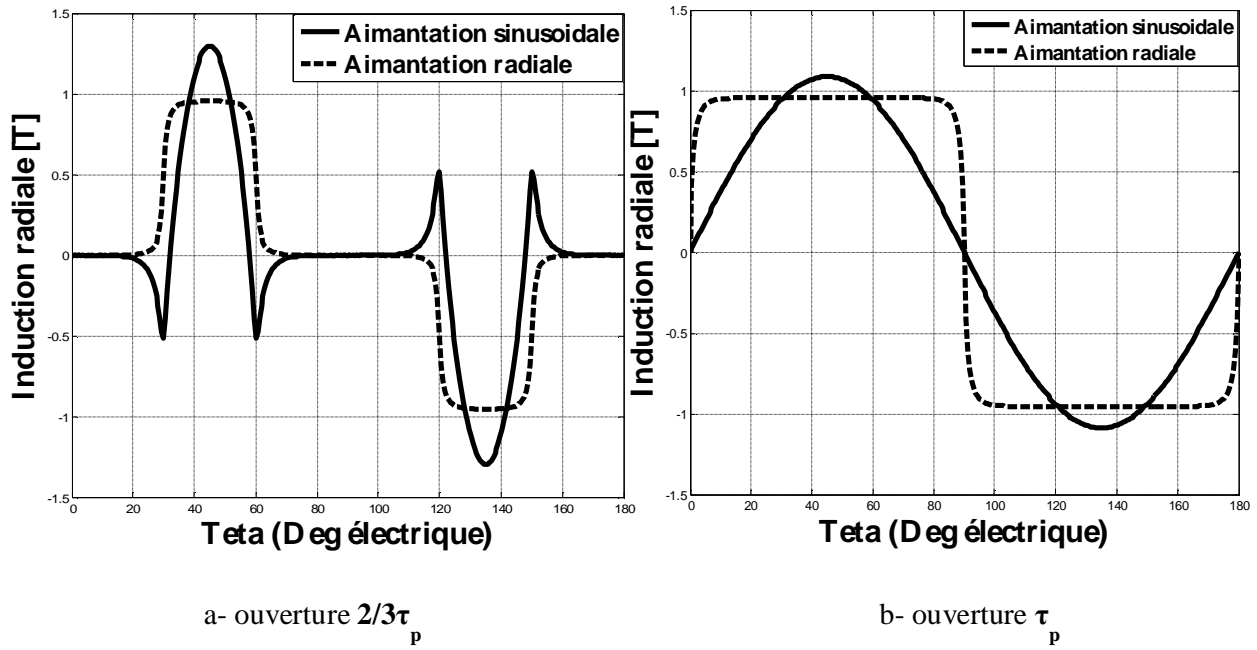


Fig. III.3. L'induction – (composante radiale).

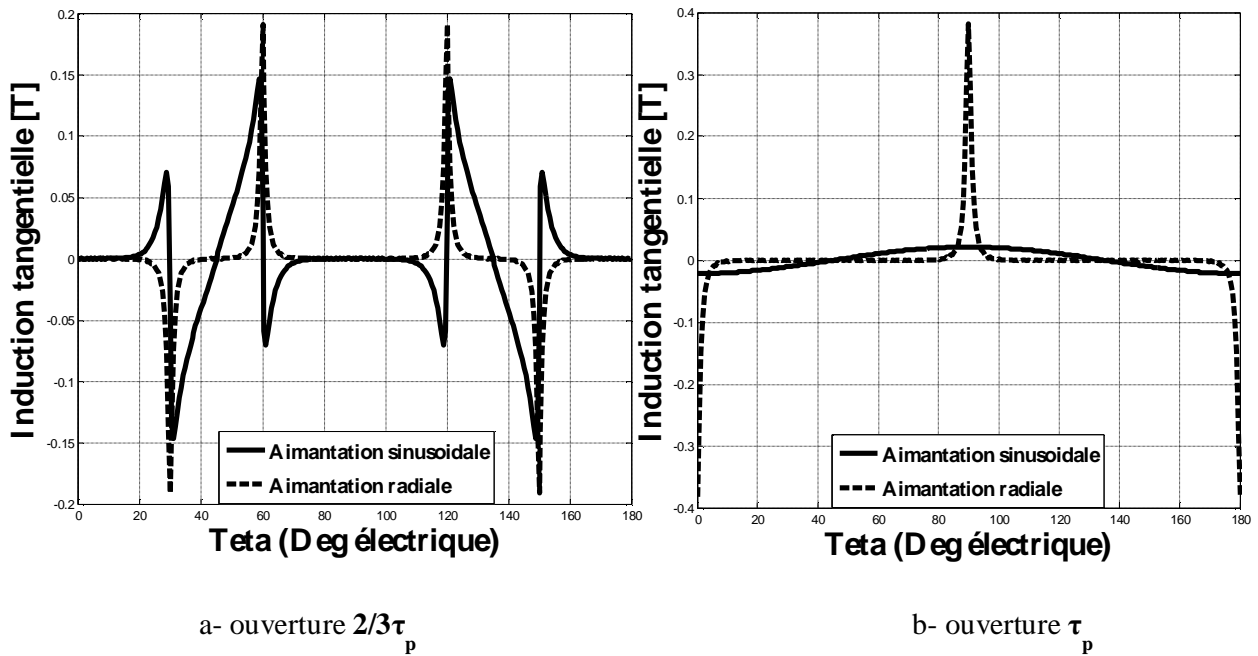
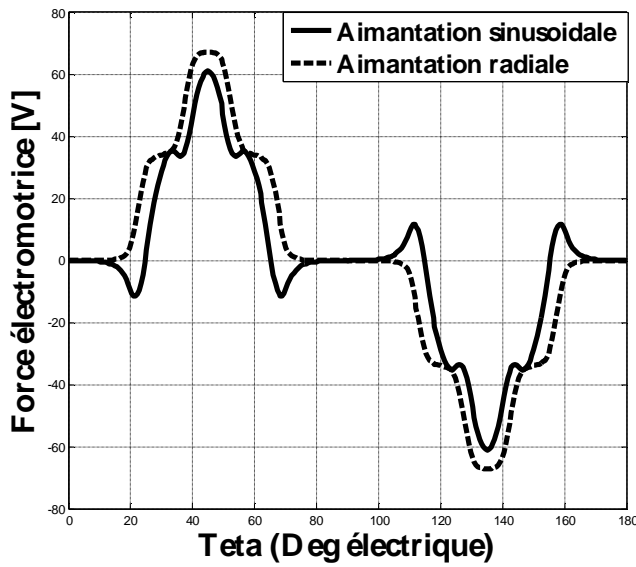
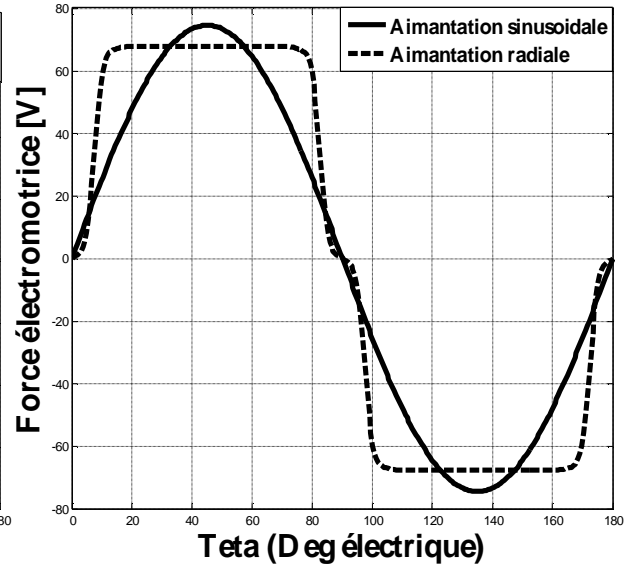


Fig. III.4. L'induction – (composante tangentielle).

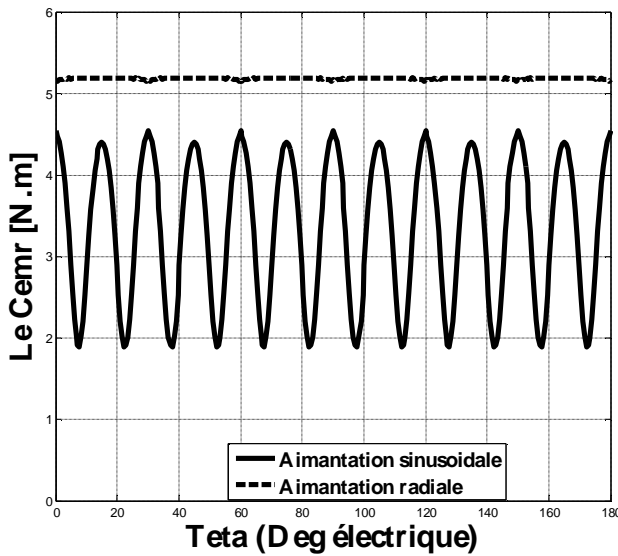


a- ouverture $\frac{2}{3}\tau_p$

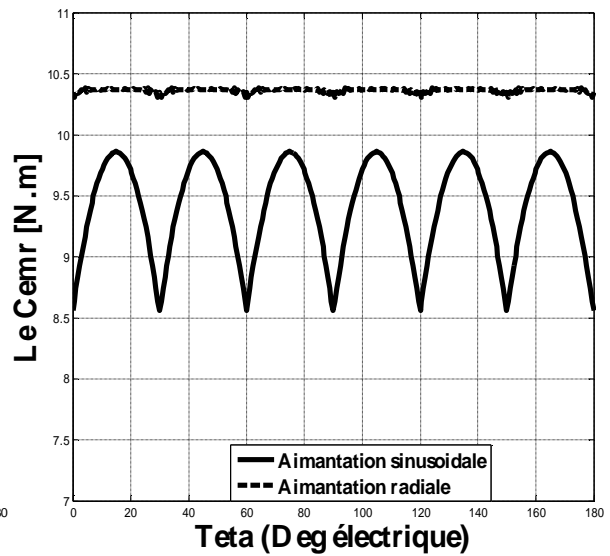


b- ouverture τ_p

Fig. III.5. La f.é.m.



a- ouverture $\frac{2}{3}\tau_p$



b- ouverture τ_p

Fig. III.6. Le couple – (courant rectangulaire).

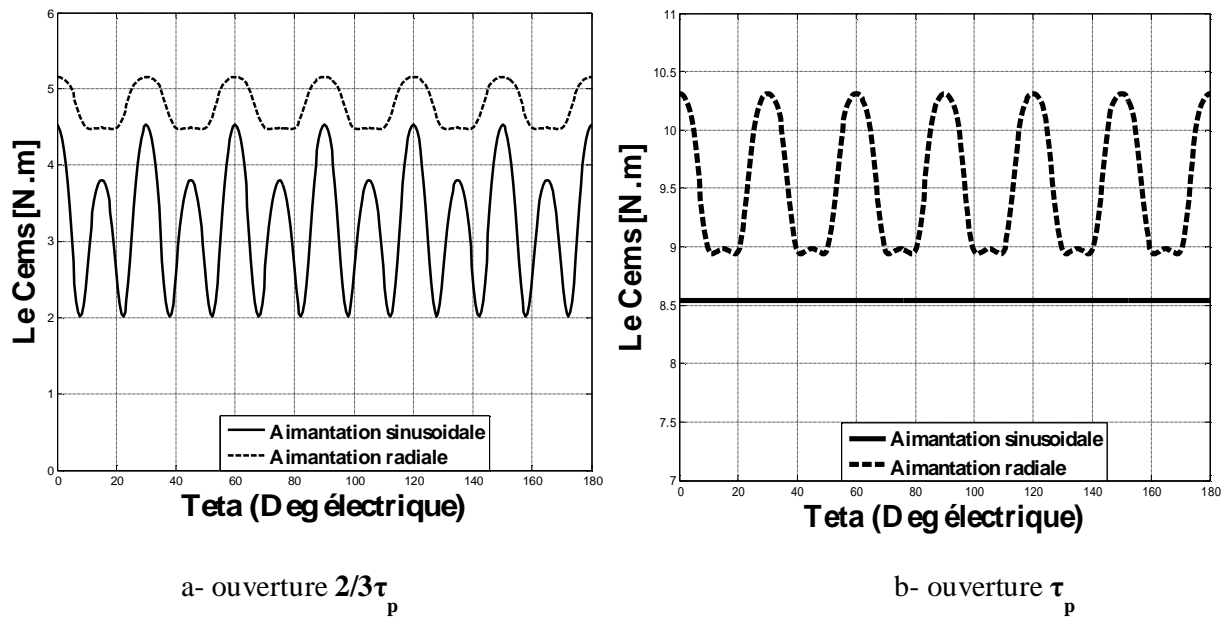


Fig. III.7. Le couple – (courant sinusoïdal).

Les Figures. (III.1.2.3.4.5.6 et III.7). Représenté les répartitions de l’aimantation et l’induction et la f.é.m. et le couple dans une aimantation déférente radiale et sinusoïdale, et déférant type d’alimentation du courant sinusoïdal et rectangulaire dans un déférant ouvertures ($\theta_a = \frac{2}{3}\tau_p, \theta_a = \tau_p$).

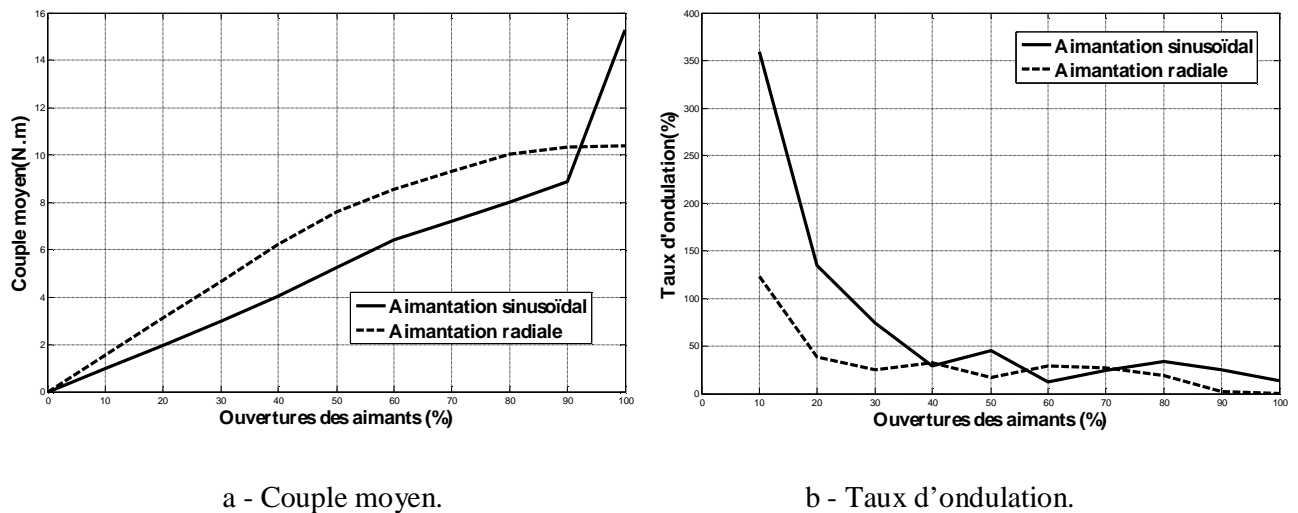
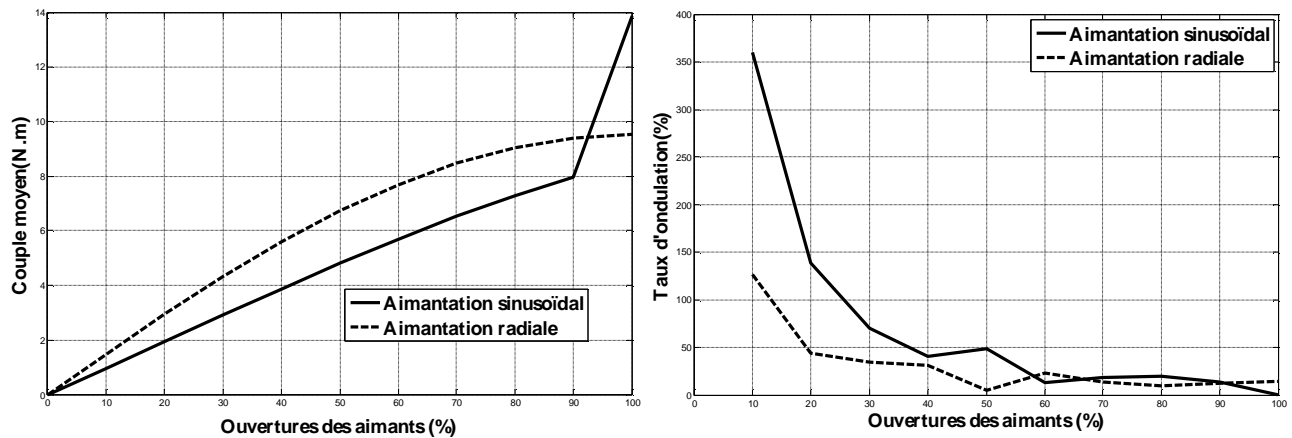


Fig. III.8. Variations du couple moyen en fonction de l’ouverture des aimants pour un courant rectangulaire et déférant type d’aimantation.



a - Couple moyen.

b - Taux d'ondulation.

Fig. III.9. Variations du couple moyen en fonction de l'ouverture des aimants pour un courant sinusoïdal et différent type d'aimantation.

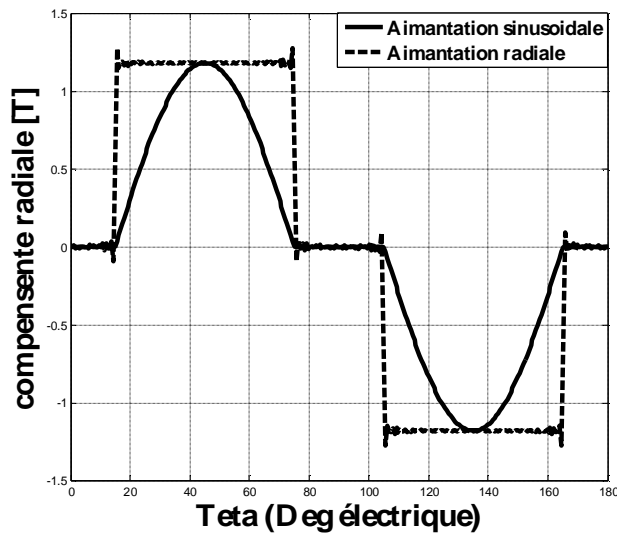
II.2. 2. Influence de l'épaisseur des aimants

En considérant le même point de fonctionnement c'est-à-dire à amplitude de courant égal, le couple moyen produit par une alimentation rectangulaire est plus important que celui donné par une alimentation sinusoïdale. Par contre pour les ondulations, l'inverse des résultats est observé.

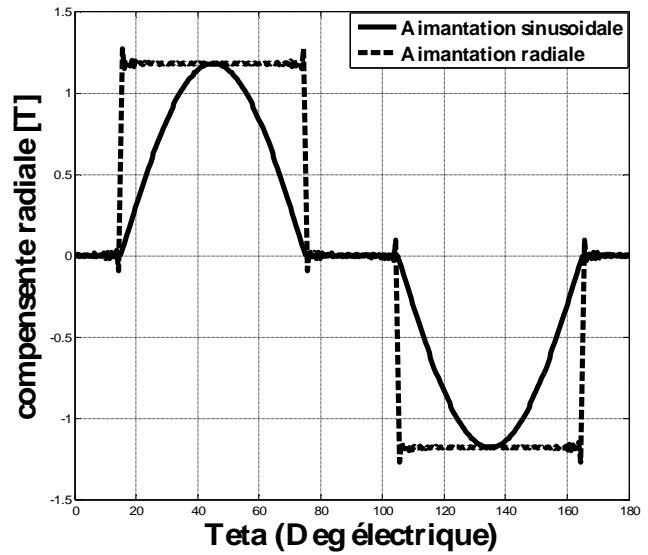
On note enfin qu'avec une aimantation sinusoïdale, les ondulations de couple sont réduites d'une manière très significative, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale.

La variation dans l'épaisseur des aimants il est donné les résultats suivant :
L'augmentation dans l'épaisseur il est donné directement augmentation dans la f.é.m. et, le contraire est vraie pour la f.é.m., mais pour le couple en remarque que l'augmentation dans l'épaisseur diminué dans la valeur de couple quelque soit l'aimantation.
La variation dans l'épaisseur ne rien changer dans la valeur de l'aimantation et l'induction radiale.

L'aimantation sinusoïdale en observe petite changement sur la valeur mais pas sur la forme, L'augmentation donné augmentation et diminution donné diminution.

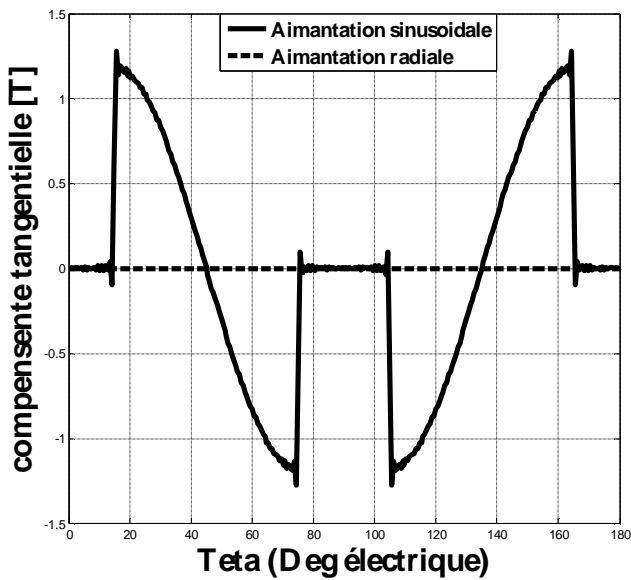


a – L'épaisseur $e_a = 1.285$ mm.

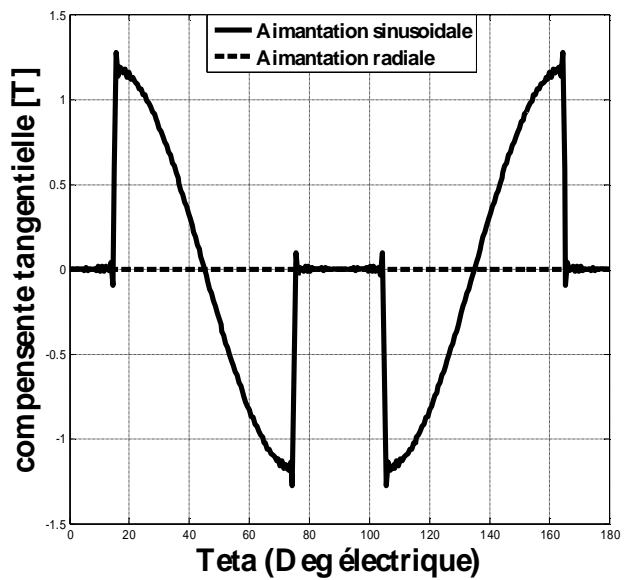


b – L'épaisseur $e_a = 3.855$ mm.

Fig. III.10. L'aimantation – (composante radiale).

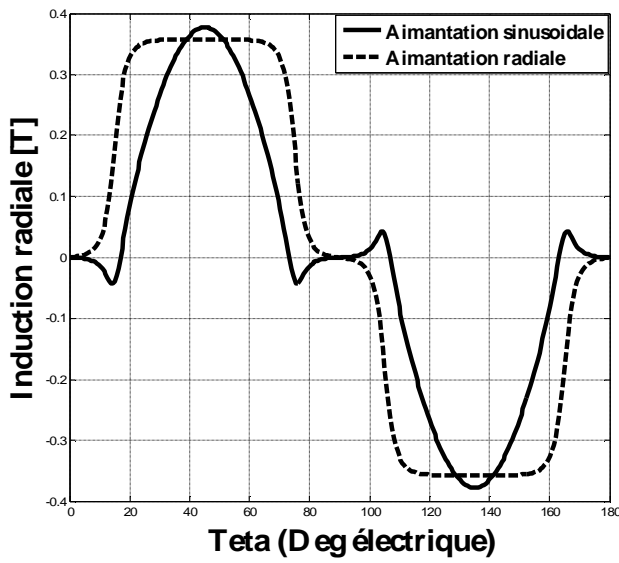


a – L'épaisseur $e_a = 1.285$ mm.

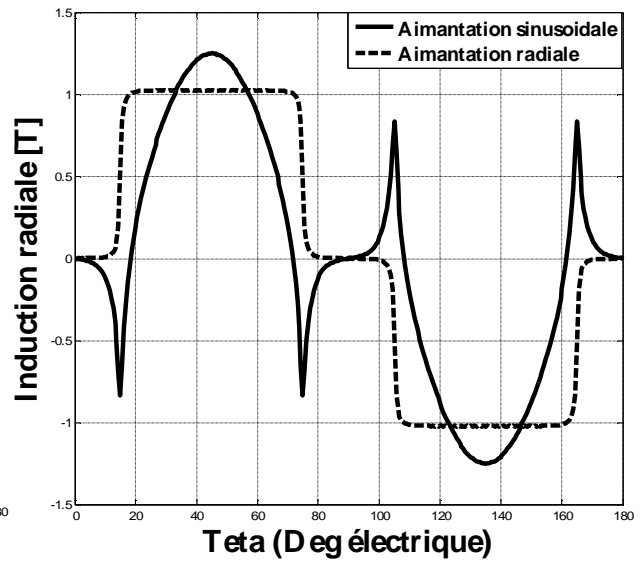


b – L'épaisseur $e_a = 3.855$ mm.

Fig. III.11. L'aimantation – (composante tangentielle).

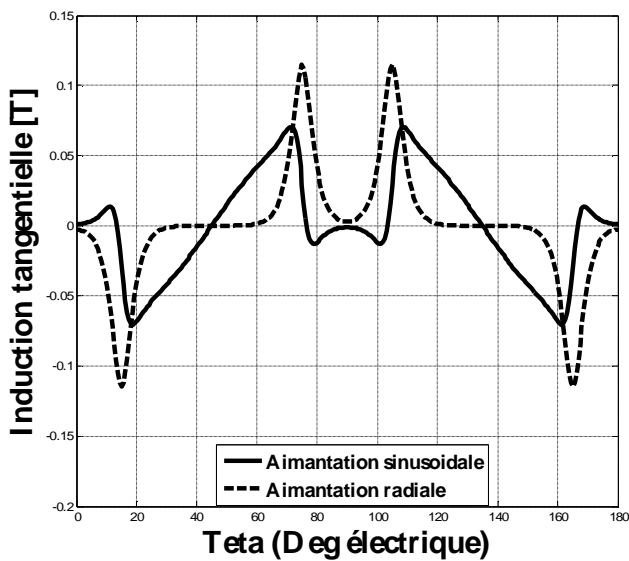


a – L'épaisseur $e_a = 1.285$ mm.

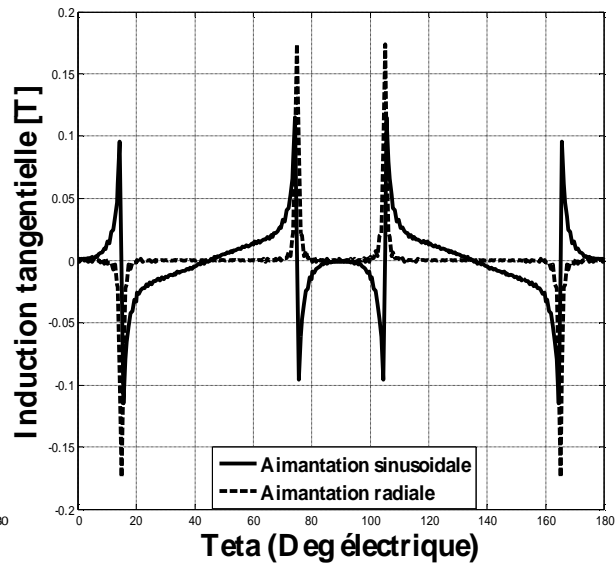


b – L'épaisseur $e_a = 3.855$ mm.

Fig. III.12. L'induction radiale.

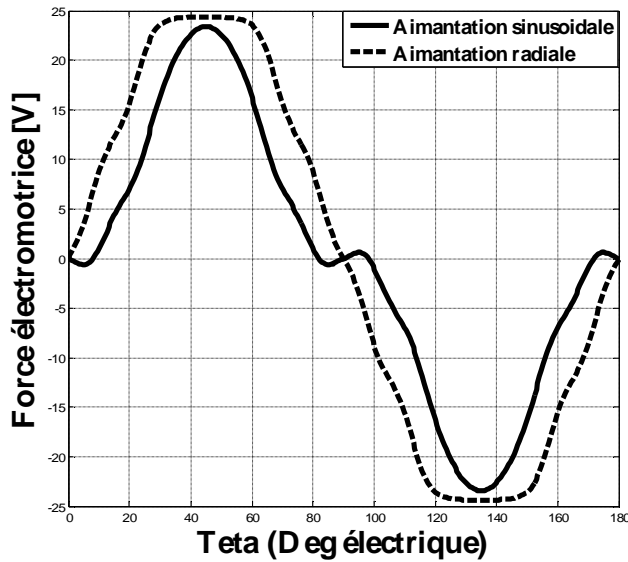


a – L'épaisseur $e_a = 1.285$ mm.

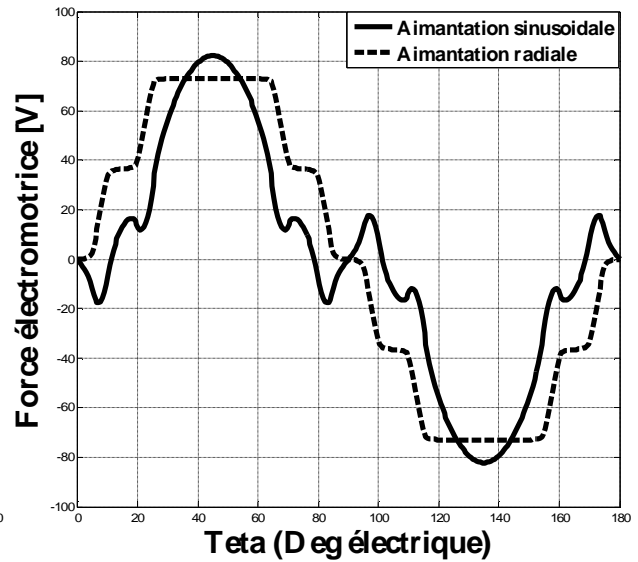


b – L'épaisseur $e_a = 3.855$ mm.

Fig. III.13. L'induction tangentielle.

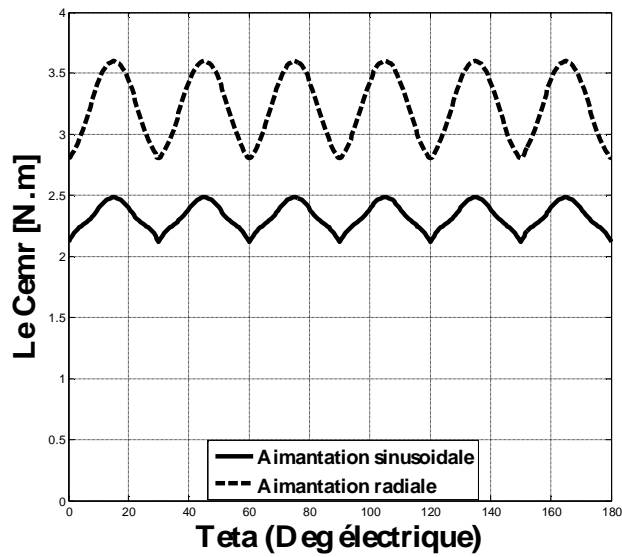


a – L'épaisseur $e_a = 1.285$ mm.

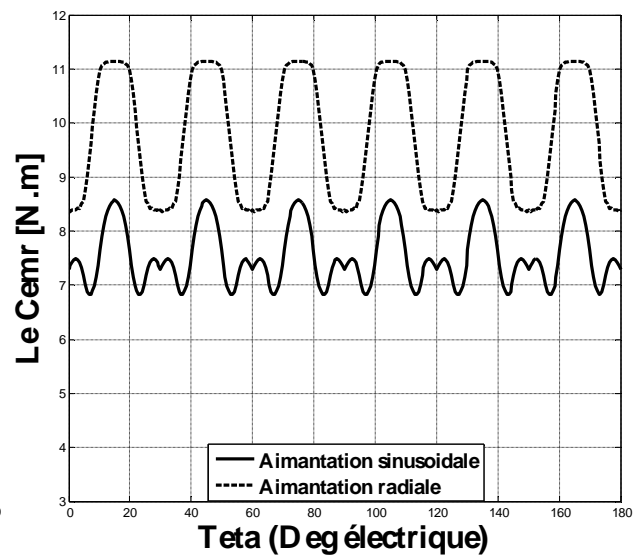


b – L'épaisseur $e_a = 3.855$ mm.

Fig. III.14. La f.é.m.

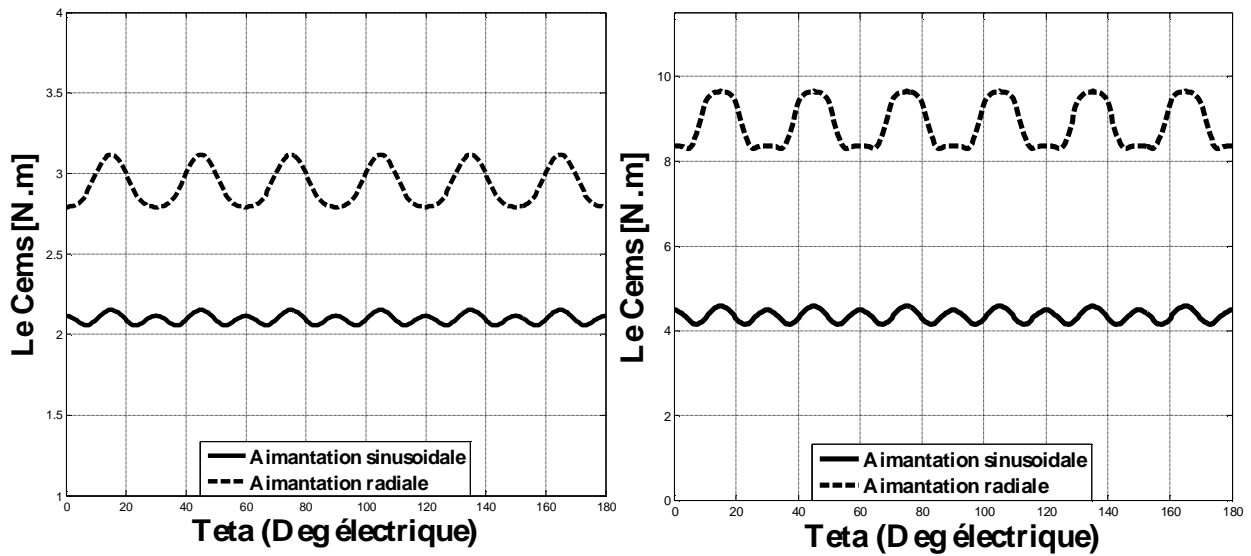


a – L'épaisseur $e_a = 1.285$ mm.



b – L'épaisseur $e_a = 3.855$ mm.

Fig. III.15. Le couple – (courant rectangulaire).

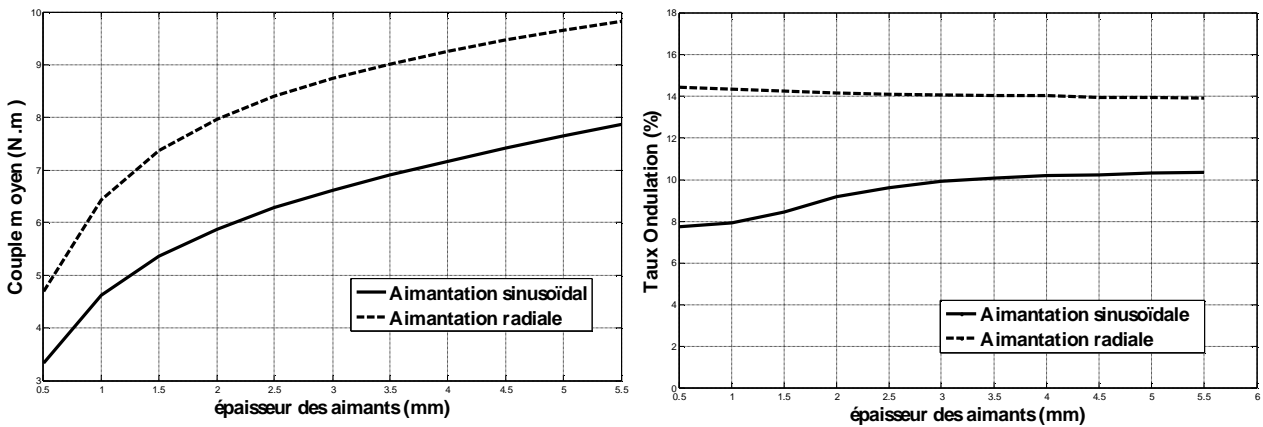


a – L'épaisseur $e_a = 1.285$ mm.

b – L'épaisseur $e_a = 3.855$ mm.

Fig. III.16. Le couple – (courant sinusoïdale).

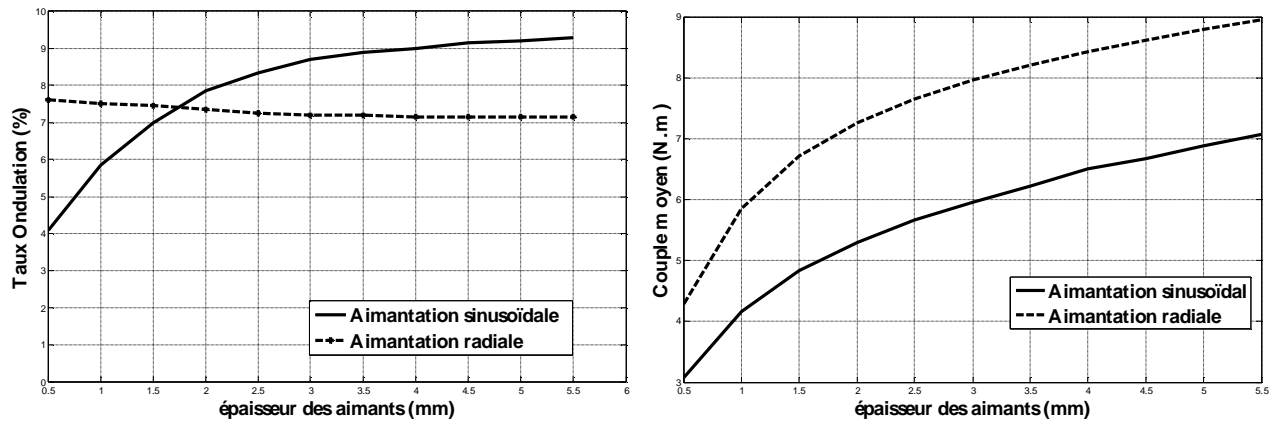
Les Figures. (III. 10.11.12.13.14.15 et III.16). Représentent les répartitions de l'aimantation et l'induction et la f.é.m. et le couple dans une aimantation déferente radiale et sinusoïdale, et déferant type d'alimentation du courant sinusoïdal et rectangulaire dans un déferant épaisseurs des aimants. ($e_a = 1.285$ mm, $e_a = 3.855$ mm).



a – Couple moyen.

b – Taux d'ondulation.

Fig. III.17. Variations du couple moyen en fonction de l'épaisseur des aimants pour un courant rectangulaire et déferant type d'aimantation.



a – Couple moyen.

b – Taux d'ondulation.

Fig. III.18. Variations du couple moyen en fonction de l'épaisseur des aimants pour un courant sinusoïdal et différent type d'aimantation.

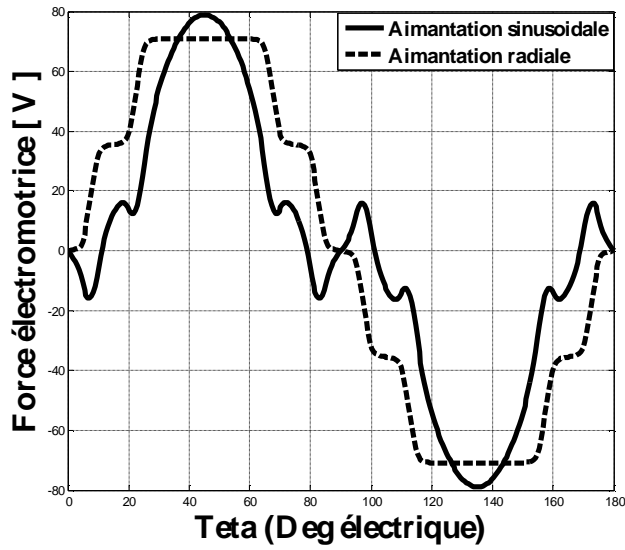
III.2. 3. Influence de l'entrefer

L'entrefer E_f est un paramètre sensible qui influence significativement le comportement de l'induction radiale sinusoïdale dans l'entrefer.

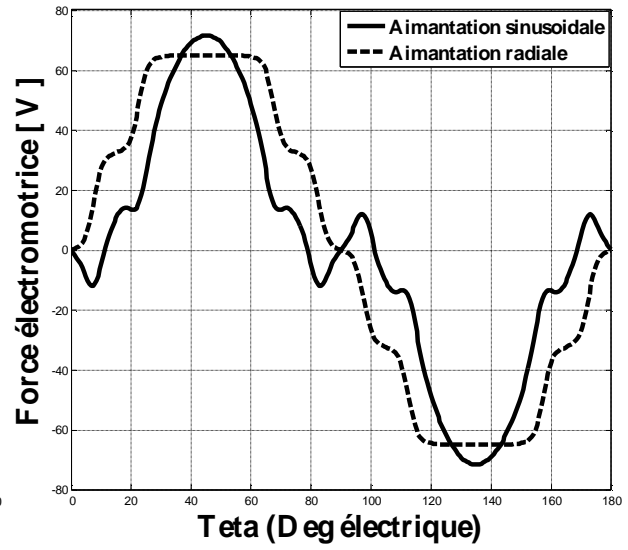
Pour différents valeurs de l'épaisseur de l'entrefer mécanique, La figure (Fig.III.19.) montre que le changement de ce dernier a pour effet de changer la valeur maximale de f.é.m. quelque soit l'aimantation. Lorsqu'on augmente la valeur de l'épaisseur de l'entrefer, la f.é.m. diminue. Par contre la diminution de la valeur de l'épaisseur mène à une augmentation de la f.é.m.

De même Pour le couple, le changement de valeur de l'épaisseur de l'entrefer mécanique influence la valeur maximale du couple. On remarque dans La figure (Fig. III.20.) que Lorsqu'on augmente la valeur de l'épaisseur de l'entrefer, la valeur maximale du couple diminue. Par contre la diminution de la valeur de l'épaisseur mène à une augmentation de la valeur maximale du couple.

On peut aisément remarquer dans les figures (Fig. III.20.) et (Fig. III.21.) que les La variation de valeurs de l'épaisseur de l'entrefer n'influence pas l'ondulation.

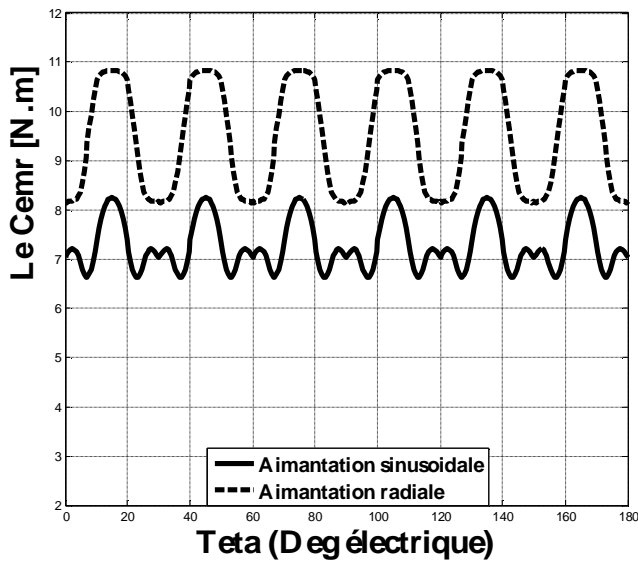


a – Entrefer $e_e = 0.35$ mm

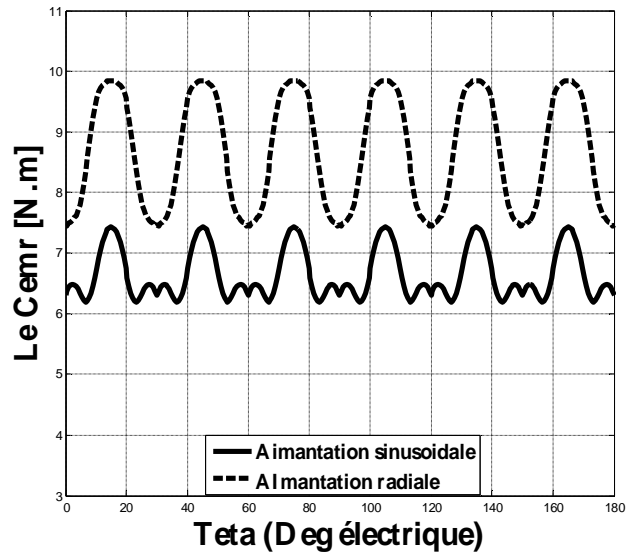


b – Entrefer $e_e = 0.75$ mm.

Fig. III.19. La f.é.m.

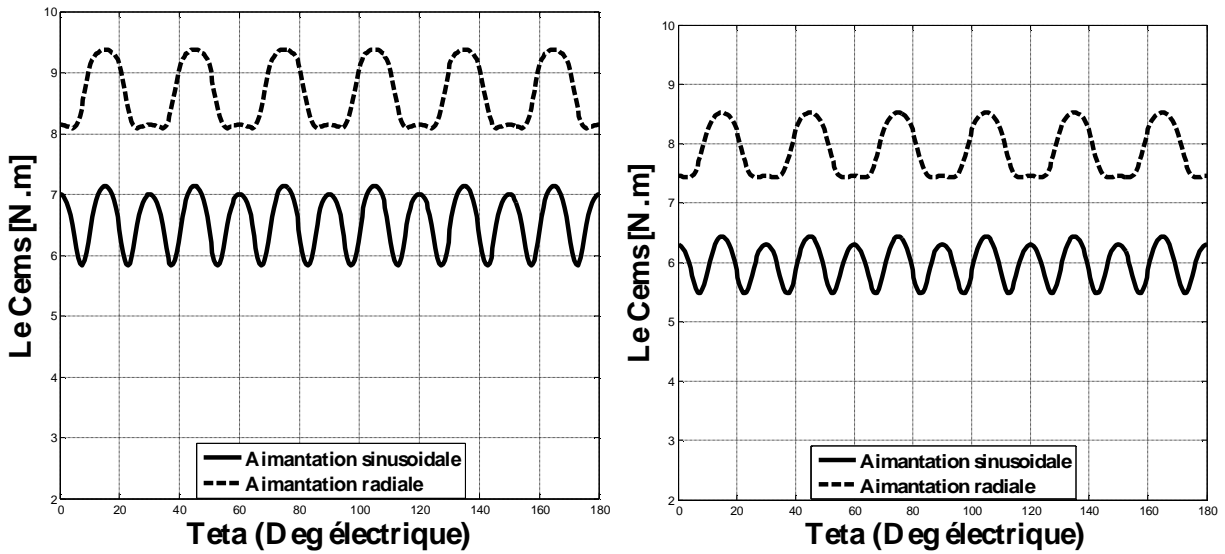


a – Entrefer $e_e = 0.35$ mm



b – Entrefer $e_e = 0.75$ mm.

Fig. III.20. Le couple – (courant rectangulaire).



a – Entrefer $E_f = 0.35$ mm

b – Entrefer $E_f = 0.75$ mm.

Fig. III.21. Le couple – (courant sinusoïdale).

III.2. 4. Influence de bobinage concentrique à pas diamétral

Dans cette partie, nous étudions l'influence du bobinage sur la forme d'onde de la f.é.m. et les ondulations de couple générées par les harmoniques de ce fém. Pour les modes de fonctionnement adoptés, différentes possibilités sont envisageables dans le choix du bobinage.

Elles sont conditionnées par le nombre d'encoches N_e et la polarité p de la machine.

On peut réaliser des bobines à nombres d'encoches entiers ou fractionnaires.

Pour un nombre d'encoches par pôle et par phase m entier, donné par :

$$q = \frac{N_e}{m \cdot 2P}$$

De bobine à pas diamétrales.

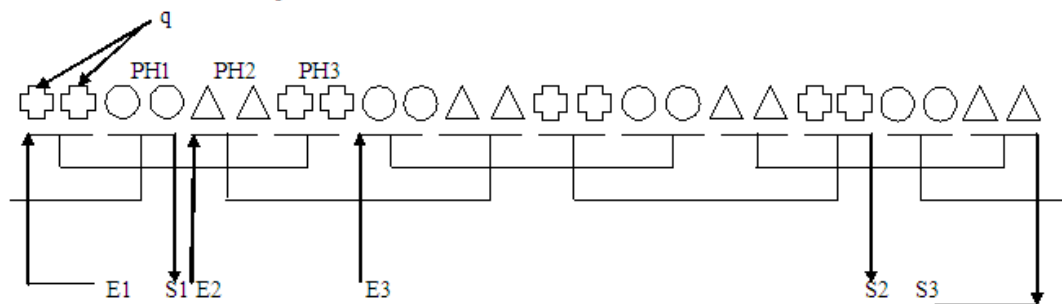


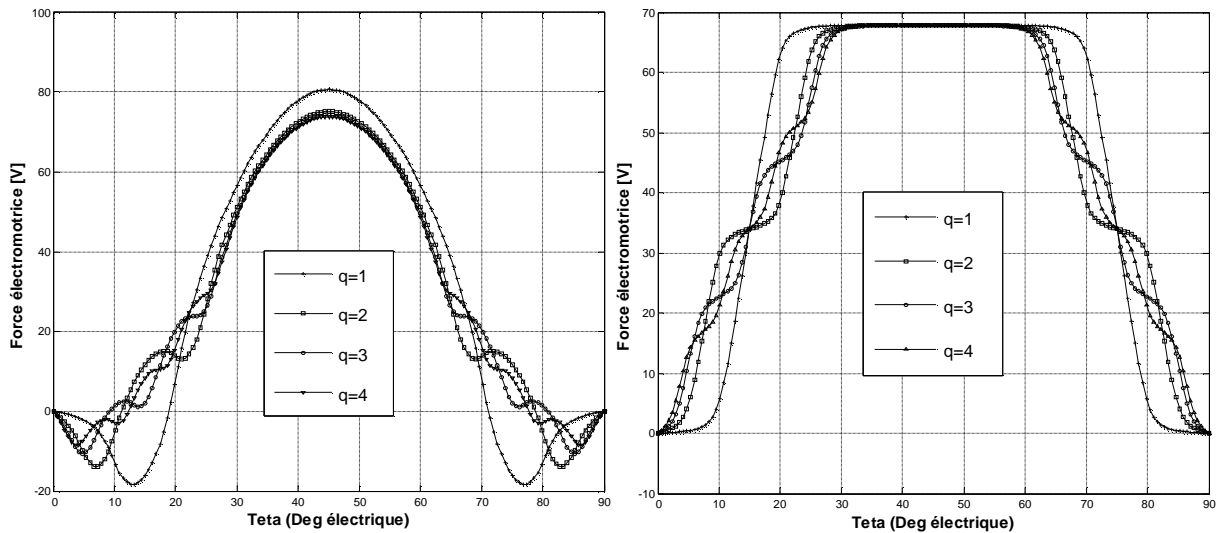
Fig. III.22. Bobinage triphasé à pas diamétral.

Les bobinages concentriques à une couche se caractérisent par le fait que chaque encoche contient des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase (Fig. III. 22).

L'examen de la Fig. III. 23 de la FEM montre que pour une aimantation radiale, l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase diminue le plateau de la forme d'onde de la f.é.m. en la rapprochant d'une sinusoïde.

Cependant le couple produit reste peu influencé et cela quelque soit le mode d'alimentation (Fig. III.24, et III. 25).

Pour une aimantation sinusoïdale, l'amplitude du fondamental diminue très légèrement avec l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase (q).

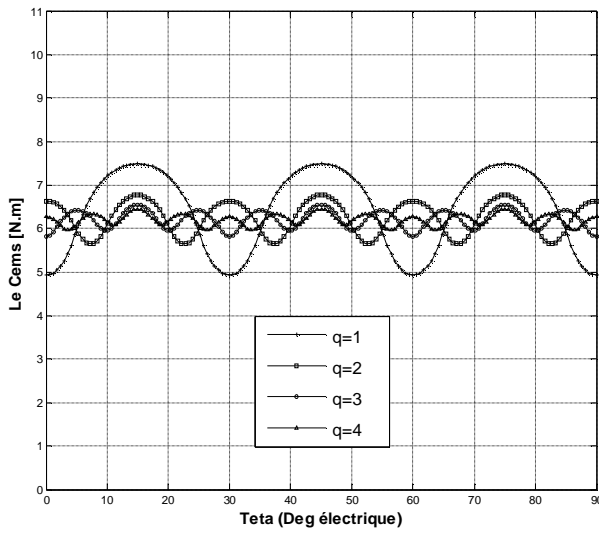


a – L'aimantation sinusoïdale.

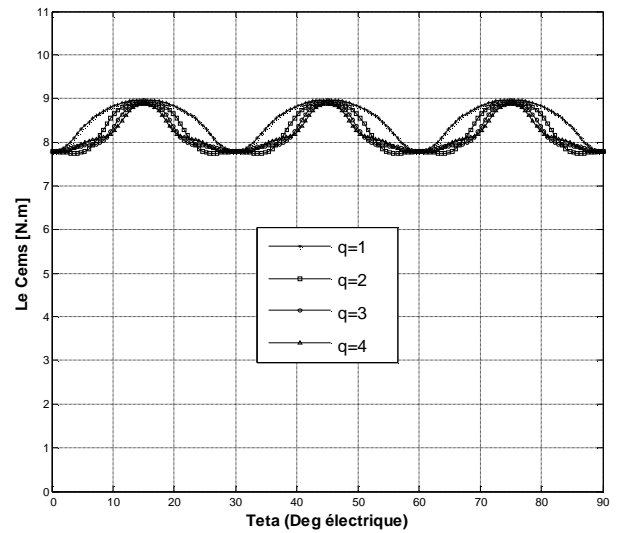
b – L'aimantation radiale.

Fig. III.23. La f.é.m.

$$(e_a = 3.58 \text{ mm}, e_e = 0.55 \text{ mm}, o_a = \frac{2}{3} \tau_p).$$

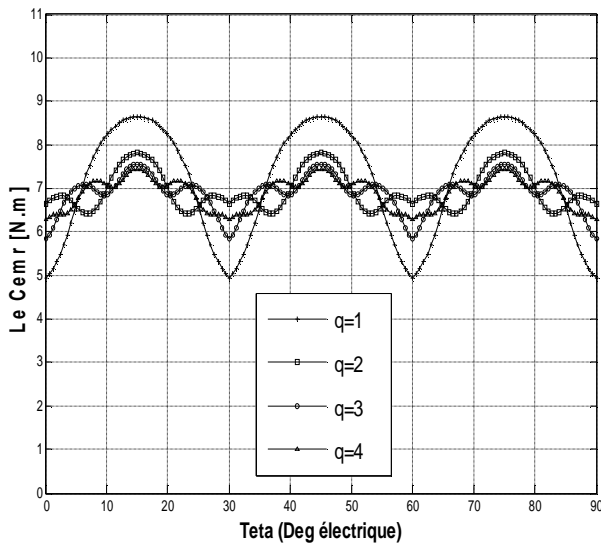


a – L'aimantation sinusoïdale.

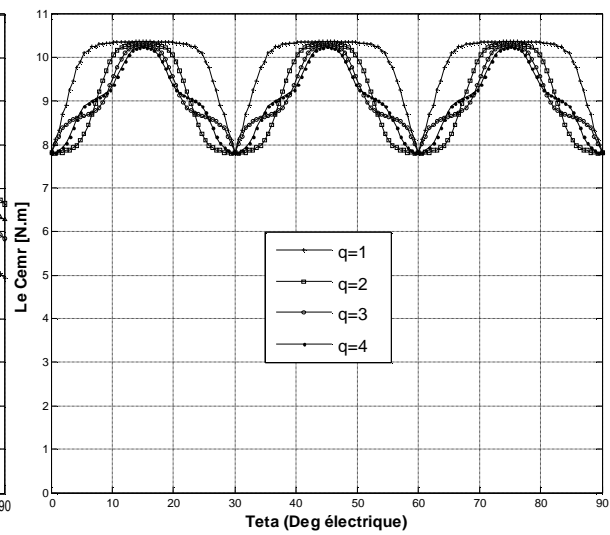


b – L'aimantation radiale.

Fig. III.24. Le couple – (courant sinusoïdale).
 $(e_a = 3.58 \text{ mm}, e_e = 0.55 \text{ mm}, o_a = \frac{2}{3} \tau_p)$.



a – l'aimantation sinusoïdale.



b – l'aimantation radiale.

Fig. III.25. Le couple – (courant rectangulaire).
 $(e_a = 3.58 \text{ mm}, e_e = 0.55 \text{ mm}, o_a = \frac{2}{3} \tau_p)$.

III.3. Conclusion

Le choix des dimensions d'une machine donnée est lié aux performances exigées, aux contraintes de réalisation, ainsi qu'à l'application envisagée. Certains paramètres comme l'épaisseur et l'ouverture de l'aimant sont le plus souvent imposés à partir d'un critère d'optimisation 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.

L'étude du couple en fonction des paramètres, nous a permis d'effectuer un pré dimensionnement réduisant le taux d'ondulation du couple résultant.

Chapitre IV

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

IV.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 [3].

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 (finit 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 [11]. 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 [18].

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 (Finit Elément Méthode Magnent) [10].

IV.2 Code de calcul FEMM sous Matlab

L'outil utilisé pour résoudre les équations de la magnétodynamique en régime harmonique, est le code numérique appelé FEMM (Finite Element Method Magnetics), piloté par un programme que nous avons développé avec le script LUA sous MATLAB. Ce programme nous permet de tenir compte de la géométrie réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, et de son mode d'alimentation. Ainsi que l'analyse des différents modes de fonctionnement de la machine.

Comme tout logiciel de calcul de champ, le logiciel FEMM se compose de trois parties essentielles [25] :

§Partie Préprocesseur « Magnetics Preprocessor » : dans cette partie, nous introduisons, à l'aide des commandes du LUA script, la géométrie du système étudié, les courants d'alimentations, les propriétés des matériaux et les conditions aux limites. Une simple commande (mesh) permet d'appeler le mailleur de FEMM pour réaliser le maillage du domaine.

§Partie Processeur « Magnetics Post Processor » : C'est la partie qui forme et résout le système d'équation algébrique issu de la discrétisation numérique du problème. La commande (analyse) de LUA script sous Matlab appelle directement le solveur de FEMM.

§Partie exploitation « loadsolution » : Cette partie donne la possibilité d'exploiter la solution numérique sous forme de point pour tracer les lignes de champ, le niveau d'induction, ou de calculer les pertes les efforts, ...etc. Nous pouvons représenter graphiquement les caractéristiques globales de la machine par le logiciel MATLAB. Le logiciel FEMM effectue des calculs à rotor bloqué, le mouvement est donc simulé par la

technique de transformation du glissement en multipliant la conductivité des barres rotoriques par le glissement ($\sigma' = g\sigma$).

IV.2.1 Programme de calcul réalisé

Afin d'accéder directement à l'exécution des différents programme de simulation de la MASDE étudiée sans avoir recours à ouvrir des programme, et à les exécuter séparément, nous avons réalisée une interface sous GUIDE/MATLAB qui permet de simulé les différentes caractéristiques de la machine. Par un simple clic sur le bouton correspondant, une fenêtre apparaît pour choisir une simulation du fonctionnement à vide, en CC ou en charge, pour des décalages de 0° , 30° ou 60° ...etc. La figure III.3 représente une vue de l'interface réalisée.

IV.3. Modélisation par éléments finis

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

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

$$F = \frac{1}{2} \int \left(\left[\int_0^B HB \right] - 2JA \right) d\tau \quad (IV.1)$$

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. IV. 1) sont les plus utilisés [18]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'algorithme de numérotation automatique. L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi :

$$A^{(e)}(x, y) = a^{(e)} + b^{(e)}x + c^{(e)}y \quad (IV.2)$$

La discrétisation de la forme intégrale (Fig. IV. 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 :

$$[M][A] = [S] \quad (IV.3)$$

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 [10].

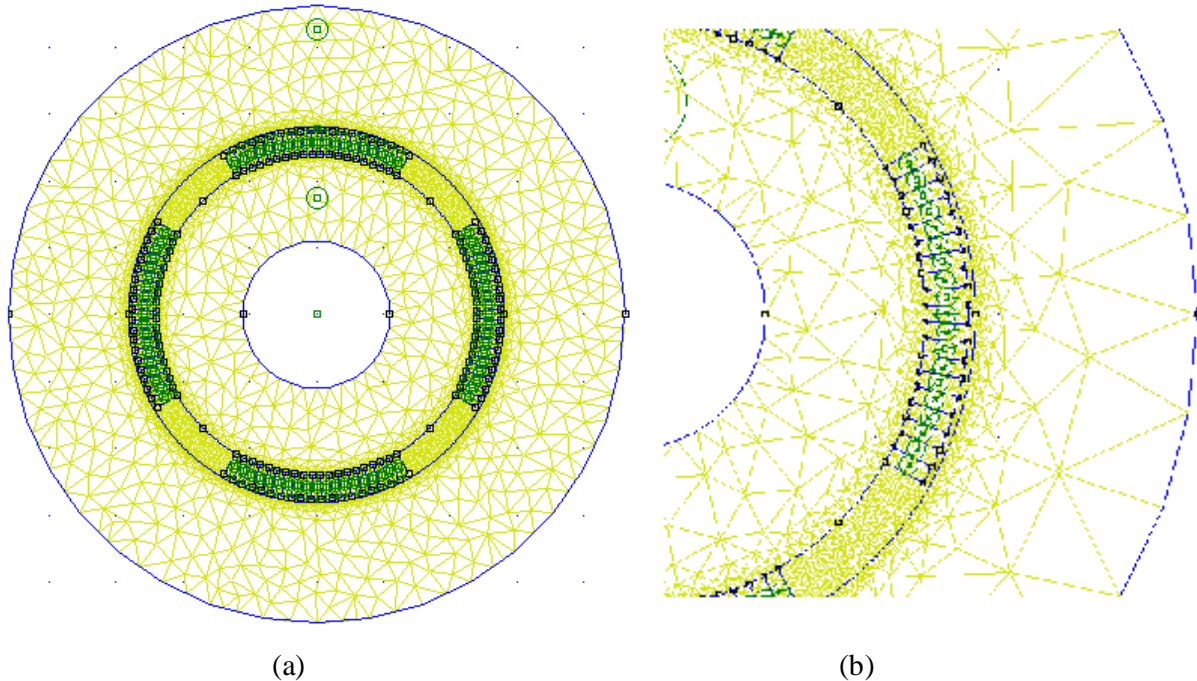


Fig. IV.1. (a) Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D.
(b). Maillage de la zone aimante (mixte) + entrefer.

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 utilisées [10].

La résolution permet de déterminer les inconnues en deux étapes :

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

$$[A] = [L][D][L]^T \quad (IV.4)$$

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

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

IV.4. Présentation de l'outil de calcul utilisé

Nous avons défini précédemment la méthode des éléments finis utilisée pour calculer les performances des machines synchrones à aimants permanents. Nous définissons dans cette

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

§ Préprocesseur :

Permet aux utilisateurs de dessiner les différentes parties de l'élément à étudier, de définir les matériaux utilisés, d'imposer les conditions aux limites et ainsi de suite.

§ Le mailleur :

Permet le maillage en éléments triangulaires des géométries à étudier via un logiciel connexe : Triangle

§ Le solveur :

Permet la résolution de problèmes magnétiques et électrostatiques plans et axisymétriques (incluant les problèmes de magnétostatique linéaire et non linéaire et les problèmes harmoniques à basses fréquences). Pour les problèmes de magnétostatique et d'électrostatique, un solveur utilisant le gradient conjugué basé sur le pré-conditionnement de sous-relaxation symétrique successif est employé.

§ Le post-processeur :

C'est un graphique permettant l'exploitation de la solution du problème. La solution peut être représentée par un tracé de densité ou par des vecteurs s'il s'agit d'une grandeur vectorielle. Un certain nombre de calcul intégral, le long des contours et des aires prédéfinis, est aussi accessible.

V.5. 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 le (Fig.IV.2) pour une aimantation radiale, et (Fig.IV.3) pour une aimantation sinusoïdale.

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 deux types d'aimantation, sont identiques

Qu'elles soient obtenues par le calcul analytique ou par le calcul basé sur la méthode des éléments finis.

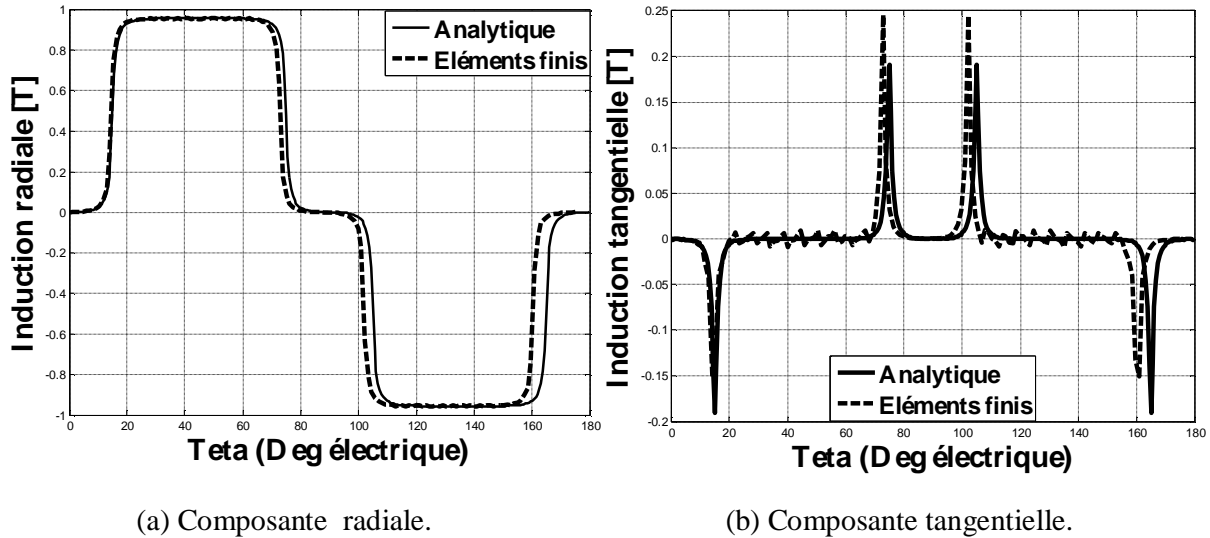


Fig. IV.2 Comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour l'induction dans l'entrefer à aimantation radiale, ($e_a = 3.58$ mm, $o_a = \frac{2}{3} \tau_p$).

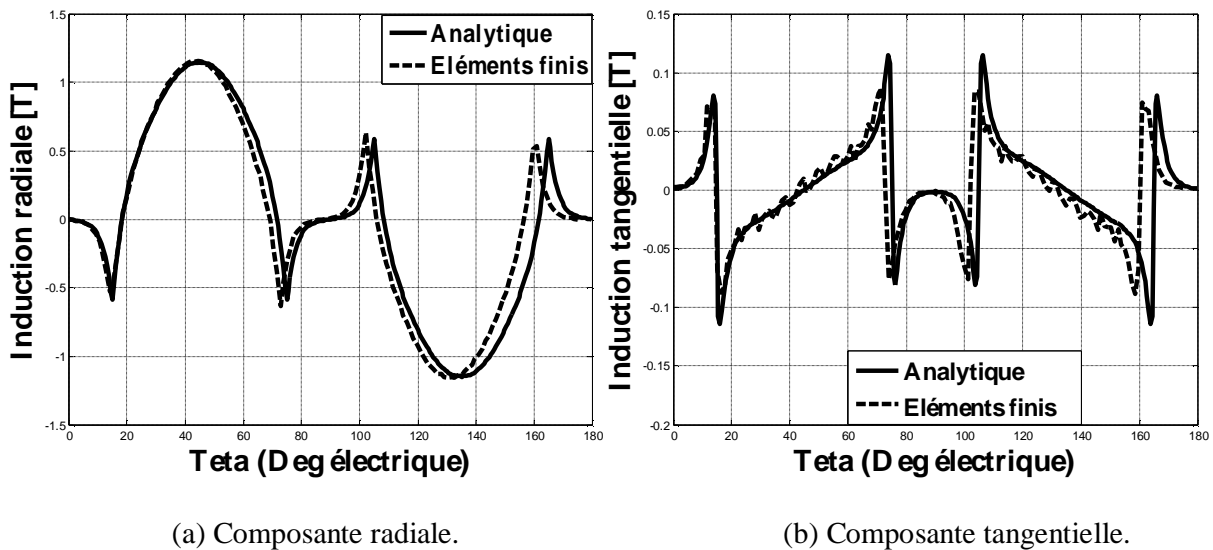


Fig. IV.3 Comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique pour l'induction dans l'entrefer à aimantation sinusoïdale, ($e_a = 3.58$ mm, $o_a = \frac{2}{3} \tau_p$).

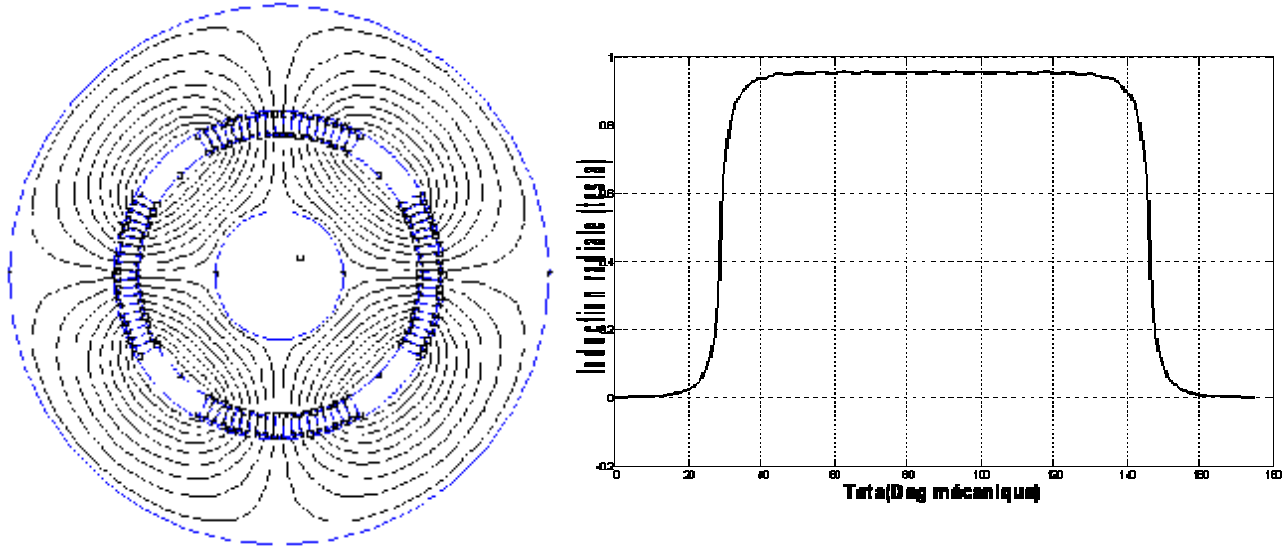
IV. 6. Etat magnétique des machines étudiées

Nous exploitons le modèle de calcul par éléments finis pour analyser la répartition du champ magnétique dans les parties actives de la machine, l'état de saturation des structures envisagées ainsi que l'influence de la réaction magnétique d'induit sur la démagnétisation des

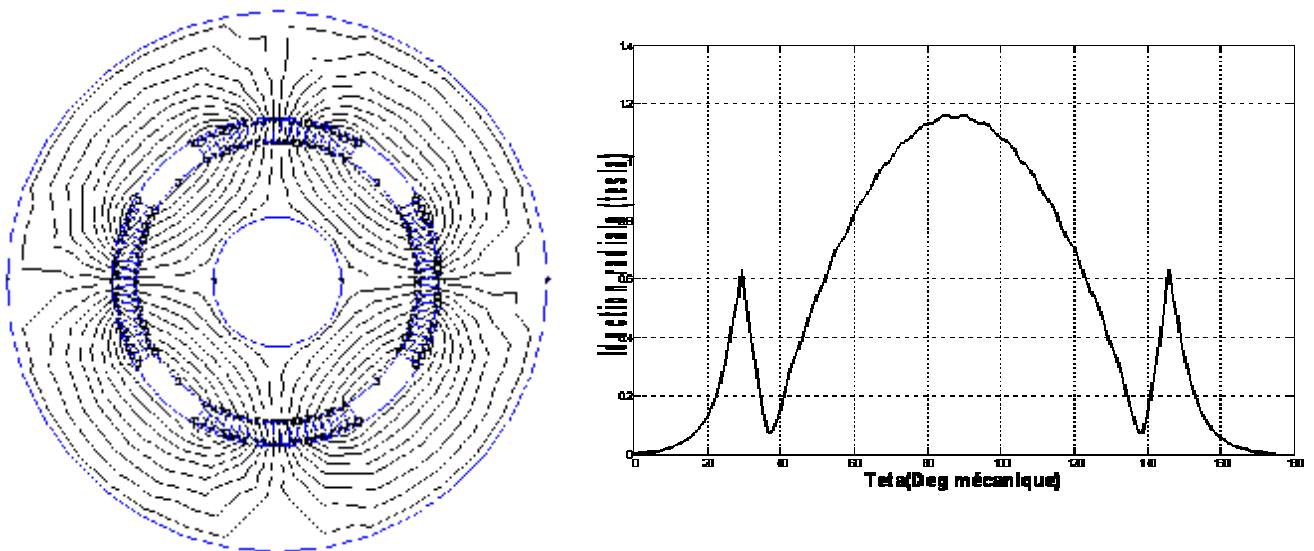
IV. 6. 1. Distribution du champ

Les Figures (IV.4 a et b) représentent successivement la carte du champ et la distribution de l'induction magnétique le long de l'entrefer pour différentes sources. On observe sur ces figures l'effet des aimants sur cette répartition.

Le niveau de l'induction produite par les courants d'induit dans l'entrefer est négligeable devant celle des aimants.



a- Champ dû aux aimants (aimantation radiale)



b- Champ dû aux aimants (aimantation sinusoïdale)

Fig. IV.4. Répartition du champ au niveau des machines à aimants montés en surface.

IV. 6. 2. Etat de la saturation

Les machines à aimants montés sur la surface du rotor présentent un entrefer magnétique important. Plusieurs études ont montré que ces machines sont peu saturées [8], [10]. Afin d'analyser l'effet de la saturation sur le champ produit par les aimants, nous nous sommes intéressés à la structure à aimantation radiale en se plaçant dans des conditions qui favorisent la saturation. Pour cela, nous considérons une ouverture importante des aimants et des armatures statorique et rotorique constituées de tôles magnétiques ordinaires (Fig. IV.5).

La Figure II.12 représente la carte de la densité du champ au niveau de la machine. De celle-ci, on peut relever les régions de la machine qui présentent les niveaux d'induction les plus élevés (supérieures 1.5T). Ces régions sont situées au niveau des dents statoriques et sur les côtés des bases inférieures des aimants. On constate aussi que la répartition de l'induction dans l'entrefer, obtenue en tenant compte de la caractéristique du fer est pratiquement la même que celle calculée en régime linéaire (Fig. IV.6 a, b).

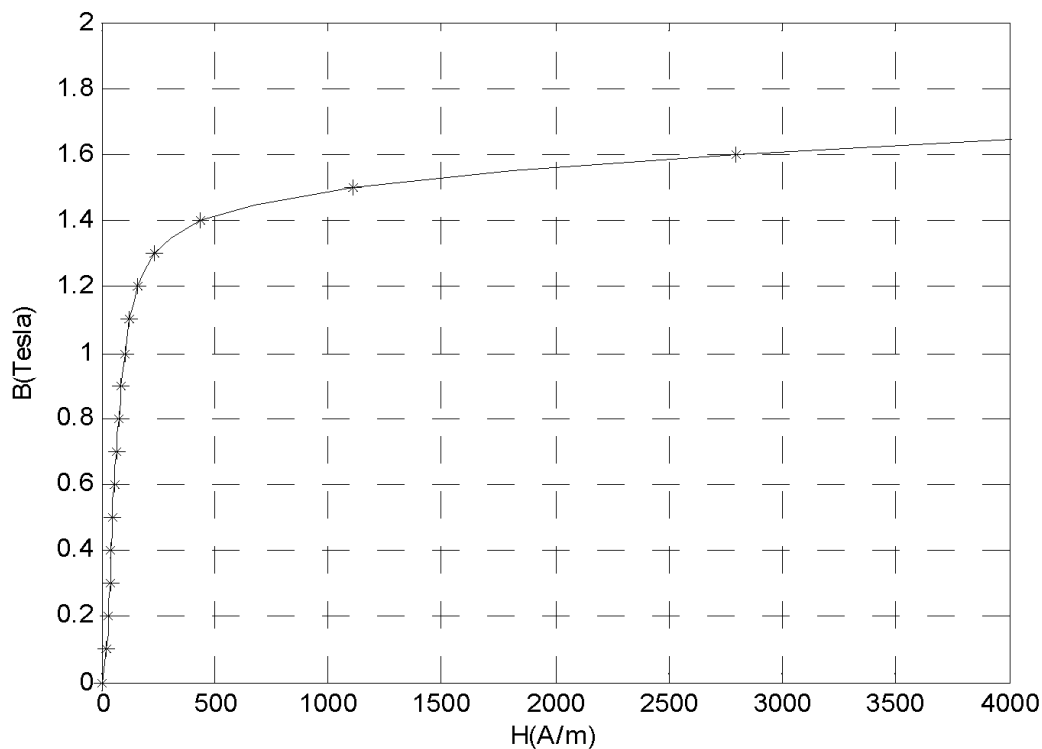


Fig. IV. 5. Caractéristiques magnétiques des tôles.

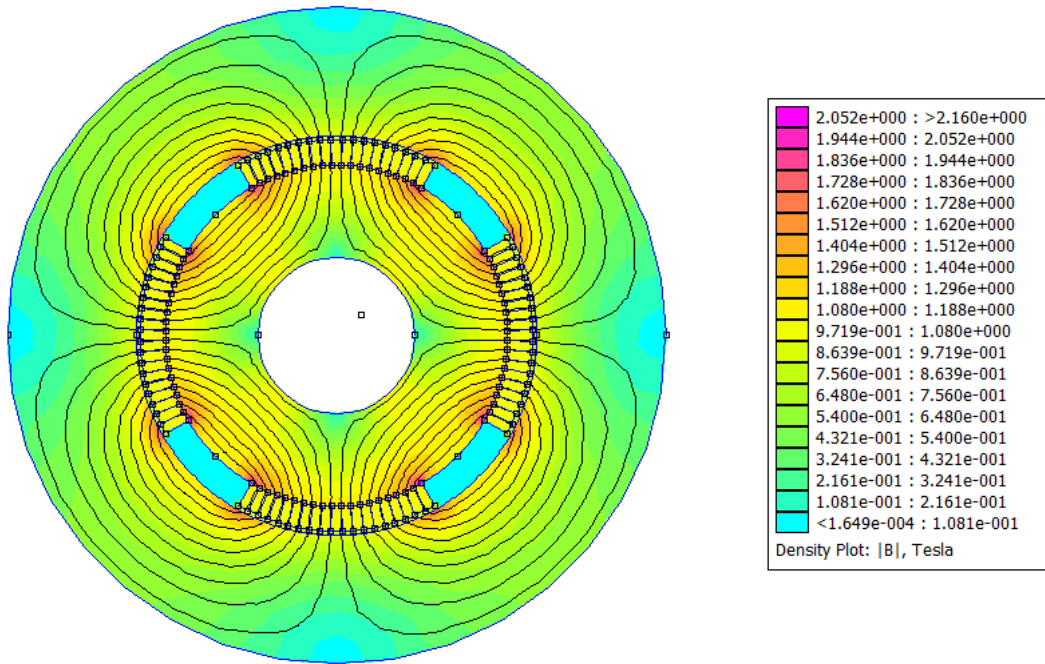


Fig. IV. 6. (a) Distribution de la densité du champ dans la machine (aimantation radiale)

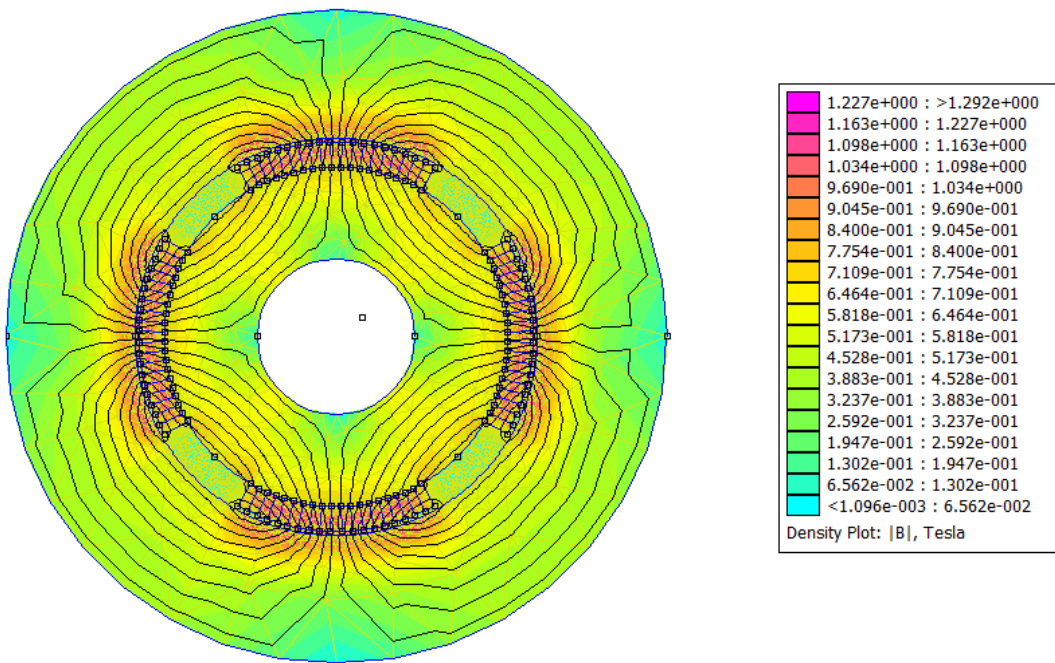


Fig. IV.6. (b) Distribution de la densité du champ dans la machine (aimantation sinusoïdale).

IV.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, tient compte de la structure géométrique réelle de la machine ; et des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties.

Nous avons effectué une comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique (en régime harmonique) pour la répartition de l'induction au niveau de l'entrefer.



Conclusion Générale

Le modèle analytique, en 2D, que nous avons développé permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques caractéristiques du fonctionnement pour différentes configurations des machines à aimants montés sur la surface du rotor.

Ces expressions constituent un outil rapide et efficace pour une analyse paramétrique et pour un pré dimensionnement géométrique. La forme d'onde de la force électromotrice, pour les machines à aimants montés sur la surface rotorique étudiées, est directement liée au sens de l'aimantation des aimants et à la distribution des conducteurs des enroulements des phases dans les encoches.[2]

En effet, l'aimantation radiale produit de f.é.m. de formes trapézoïdale alors qu'une aimantation sinusoïdale conduit à une f.é.m. de forme sinusoïdale. La forme du couple d'interaction est affectée par la forme de l'alimentation et du sens de l'aimantation de l'inducteur.

Pour une alimentation sinusoïdale, l'inducteur à aimantation sinusoïdale est le plus adapté, par contre, une alimentation en créneaux nécessite une aimantation radiale. La valeur du couple moyen varie peu suivant le sens de l'aimantation et du mode d'alimentation. Elle dépend de l'amplitude des courants injectés, de la nuance et des dimensions des aimants.

Afin de tenir compte de la saturation magnétique et de la géométrie réelle de la machine, un outil de calcul basé sur les éléments finis sera développé au chapitre suivant. dimensionnement. Il constitue ainsi un outil efficace pour l'analyse des différentes configurations de machines étudiées. Il permet, en particulier dans une procédure de dimensionnement suivant les contraintes qu'impose le cahier des charges, de dégager rapidement les solutions envisageables.

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. 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 [22].



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.



Bibliographie

- [1] **R. Lateb** : « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps », Thèse de doctorat d'I.N.P.L, de Nancy (France), octobre. 2006.
- [2] **Y. Ouazir** : « Calcul des performances d'une machine synchrone à aimant permanent à entrefer lisse », Thèse magister, ENP, Alger, Algérie, juillet. 1997.
- [3] **M. Bel kadi** : « Calcul numérique d'une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses », Thèse magister d'état, ENP, Alger, Algérie.
- [4] **L. Hadjout** : « Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse », Thèse Magister, ENP, Alger, Algérie, juin. 1994.
- [5] **R. Ibtouen** : « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, avril. 1993.
- [6] **F. Gillon** : « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques », Thèse doctorat, université de Lille, France, Décembre 1997
- [7] **L. Lechevallier, J. Le Breton** : « Aimants permanents », Technique de l'ingénieur D2 102.
- [8] **R. Ibtouen** : « Modélisation des machines électriques », cours de 1ere année PG, ENP, (cours non édité), 2001,2002
- [9] **A. Aneur** : « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant », Thèse magister, université de Batna, Algérie, décembre. 2005.
- [10] **L. Hadjout** : « Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, Décembre. 2006.
- [11] **A. MAIOUFI** : « Modélisation des phénomènes électromagnétiques non linéaires par la méthode des volumes finis », Thèse magister, université de Batna, Algérie, Avril. 2006.
- [12] **D. Zarko** : « A systematic approach to optimized design of permanent magnet motors with reduced torque pulsations », thèse de doctorat, université de Wisconsin-Madison, 2004.



- [13] **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.
- [14] **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.
- [15] **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.
- [16] **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.
- [17] **T.M. Jahns, W.L. Soong:** «Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-A Review», IEEE Transactions On Industrial Electric Vol. 43. No. 2. April. 1996.
- [18] **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.
- [19] **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.
- [20] **Patrick Ragot** «Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents », THÈSE NO 4179 (2008)
- [21] **Jacques SAINT-MICHEL,** « BOBINAGE DES MACHINES TOURNANTES À COURANT ALTERNATIF», Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique.Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, présentée le 25 septembre 2008à la faculté sciences et techniques de l'ingénieur de Laboratoire d'actionneurs intégrés programme doctorale en systèmes de production et robotique.
- [22] **M. MABRAK Samir, M. MAY Abdelmalek** «Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique», Thèse de Doctorat INPL de Nancy.(France), Juin 2008.
- [23] **Josph A. Edminister** «livre série schaum, électromagnétisme cours et problèmes », Professeur associe l'université d'Akron. (France), 1984.
- [24] **Mr. AINOUCHE TOUFIK ,Mr. BOURAHLA MOHAMED AMINE** «Calcul par éléments finis et réalisation expérimentale d'une machine asynchrone à cage double étoile », Thèse de MASTER en Electrotechnique Industrielle. Faculté d'électronique et d'informatique Département d'électrotechnique (Alger), JUIN 2010.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

Année universitaire : 2010 / 2011

Proposé et dirigé par : Monsieur : Brahim LADGHEM CHIKOUCHE

Présenté par :

- Amiche Abdellatif
- Benkhelil Walid
- Benyahia Belkassim

Thème

Calcul d'une machine synchrone à aimantation tournante

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, éléments finis, saturation.