

25/96
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SUJET

CALCUL D'UNE BDCM A PÔLES LISSES

Proposé par :

R.IBTIOUEN
M.O.TOUHAMI

Etudié par :

A.LACHICHI
N.G.RABEHI

Dirigé par :

R.IBTIOUEN
M.O.TOUHAMI

PROMOTION

JUIN 1996

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SUJET

CALCUL D'UNE BDCM A PÔLES LISSES

Proposé par :

R.IBTIOUEN
M.O.TOUHAMI

Étudié par :

A.LACHICHI
N.G.RABEHI

Dirigé par :

R.IBTIOUEN
M.O.TOUHAMI

PROMOTION
JUIN 1996

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES

*A ma famille et mes amis(es)
avec toute mon affection.*

A.L

A celle qui a été toujours derrière ma réussite, ma mère;

A celui qui m'a toujours encouragé et conseillé dans ma vie, mon père;

A mes soeurs Amel et Tamani en témoignage de notre Amour Fraternel;

*A mon frère Sid-Ali et son épouse Nabila en reconnaissance de tous les
conseils qu'ils m'ont apporté et tout le temps qu'ils m'ont consacré
pour mener à bien ce travail;*

*A mon frère Amine et son épouse Sarah qui n'ont en aucun instant hésité à
m'aider et de me prodiguer leur soutien moral;*

A la mémoire de mon arrière grand mère " Yema " qui a marqué mon enfance;

*A mes meilleurs amis en particulier le Fendjal, Leila, Souad, Nassima et
Zina en reconnaissance de leur profonde amitié;*

A tous ceux qui me sont chers.

Je dédie ce modeste travail.

GOUCEM

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier notre promoteur M^r. R.Ibtiouen de nous avoir inspiré ce sujet de thèse et de nous avoir guidé tout au long de notre travail avec beaucoup de patience.

Que M^r O.Touhami trouve ici l'assurance de notre sincère reconnaissance.

Nous tenons également à remercier toutes les personnes sans lesquelles ce travail n'aurait pu être mené à terme.

SOMMAIRE

| | |
|--|----------|
| INTRODUCTION GÉNÉRALE | 1 |
| CHAPITRE I : Généralités sur la machine synchrone autopilotée à aimants permanents | |
| I.1. Introduction. | 5 |
| I.2. Caractéristiques générales des aimants permanents. | 5 |
| I.3. Comparaison technico-économique. | 8 |
| I.4. Généralités sur la machine à aimants permanents. | 10 |
| I.5. Principe de la machine synchrone autopilotée à aimants. | 15 |
| I.6. Conclusion. | 19 |
| CHAPITRE II : Différentes méthodes de calcul de champ électromagnétique dans les machines. | |
| II.1. Introduction. | 21 |
| II.2. Equations générales de la magnétostatique. | 21 |
| II.3. Méthodes analytiques. | 23 |
| II.4. Méthodes numériques. | 25 |
| II.5. Discussion. | 28 |
| II.6. Conclusion. | 29 |
| CHAPITRE III : Dimensionnement préalable d'une machine à aimants en fonctionnement synchrone autopiloté du type BDCM. | |
| III.1. Introduction. | 31 |
| III.2. Description de la machine étudiée. | 31 |
| III.3. Principaux paramètres. | 32 |
| III.4. Expressions utilisées pour le dimensionnement. | 34 |
| III.5. Détermination du point de fonctionnement. | 38 |
| III.6. Détermination des paramètres électriques. | 49 |
| III.7. Détermination des performances de la BDCM. | 51 |
| III.8. Conclusion. | 55 |
| CHAPITRE IV : Application à un prototype avec Samarium-Cobalt et Ferrites. | |
| IV.1. Introduction. | 57 |
| IV.2. Programme de dimensionnement. | 57 |
| IV.3. Comparaison de l'utilisation du Samarium-Cobalt et les Ferrites. | 62 |
| IV.4. Conclusion. | 68 |

CHAPITRE V : Comparaison des résultats obtenus avec ceux issus d'un calcul de champ.

| | |
|--|-----------|
| V.1. Introduction. | 70 |
| V.2. Exposé de la méthode analytique de calcul de champ utilisée. | 70 |
| V.3. Présentation du code numérique. | 80 |
| V.4. Comparaison des résultats obtenus par les différentes méthodes utilisées. | 84 |
| V.5. Conclusion. | 84 |
| CONCLUSION GENERALE | 87 |
| REFERENCES | |

INTRODUCTION GENERALE

La machine à courant continu présente plusieurs avantages par rapport aux autres machines industrielles. Mais, à cause du système balais-collecteur qui demande un entretien régulier et un contrôle permanent, elle est supplantée par la machine synchrone associée à un convertisseur statique. Cette association machine-convertisseur permet de contourner les problèmes liés au démarrage et au risque de décrochage lors de la brusque variation du couple résistant. L'excitation par aimants permanents permet de supprimer l'enroulement rotorique de la machine synchrone. De plus, la F.M.M équivalente produite par cette dernière est largement plus importante par rapport à celle que pourrait produire un bobinage (de dimensions comparable).

Actuellement, un grand intérêt est porté vers l'utilisation de la machine à aimants permanents en fonctionnement synchrone autopiloté (pour les faibles et les moyennes puissances) qui permet d'améliorer la caractéristique (vitesse, couple) de la machine et d'accroître le rendement et de réduire l'encombrement ce qui a pour conséquence d'augmenter la puissance massique. Cependant, à cause du prix relativement élevé des aimants, on la retrouve dans des domaines très privilégiés (aérospatial, robotique, etc...) [1,2,3,4,5].

Lorsque l'on se lance dans la construction des machines électriques, on s'intéresse, sous des critères fixés, plus particulièrement au dimensionnement électromagnétique, qui permet d'effectuer une première approche des dimensions globales de la machine, mais, par la suite il est plus correcte de faire une optimisation pour un dimensionnement plus précis, en utilisant des méthodes adéquates [33].

Dans notre travail, nous nous proposons de définir les règles de dimensionnement d'un moteur à aimants à rotor lisse en fonctionnement synchrone autopiloté alimenté à courant constant. Les expressions du dimensionnement reposent sur le couple électromagnétique. Celui-ci fait apparaître plusieurs paramètres, entre autres géométriques, magnétiques et électriques dont certains sont donnés par le cahier des charges et d'autres, sont déterminés empiriquement d'après des considérations établies à partir des machines existantes. Les performances de la machine peuvent être

calculées par différentes méthodes. Ces performances dépendent essentiellement de l'induction créée par les aimants utilisés [28,29,30,31].

Dans le premier chapitre, un récapitulatif est effectué sur les matériaux à aimants permanents et leur utilisation comme inducteur de machines électriques. Un aperçu sur la machine synchrone autopilotée est présenté.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons deux méthodes différentes de résolution des équations du champ électromagnétique, l'une analytique et l'autre numérique.

Dans le troisième chapitre, nous développons une méthode de dimensionnement de la machine à aimants, basée sur le principe de conservation du flux magnétique, à partir des exigences du cahier des charges.

Les différentes étapes du dimensionnement explicitées auparavant sont présentées au quatrième chapitre sous forme d'organigramme et appliquées à deux prototypes l'un utilisant du Samarium Cobalt et l'autre utilisant des Ferrites.

Dans le dernier chapitre, nous effectuons une comparaison des résultats du dimensionnement du prototype utilisant du Samarium-Cobalt avec ceux issus d'un calcul du champ par deux méthodes, l'une analytique et l'autre numérique, basée sur l'utilisation d'un code de calcul de champ testé.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE A AIMANTS PERMANENTS

I.1. INTRODUCTION

La machine à aimants permanents à commutation électronique présente plusieurs variantes tant au niveau de la nature des aimants qu'au niveau des structures [1,2,3,4]. Nous la retrouvons surtout dans le domaine des faibles et des moyennes puissances

Nous essayerons, tout au long de ce premier chapitre, de passer en revue ces différences avec un bref commentaire.

Un aperçu sur les machines à aimants permanents en fonctionnement synchrone autopiloté est présenté à la fin de ce présent chapitre [5,6].

I.2. CARACTERISTIQUES GENERALES DES AIMANTS PERMANENTS

L'industrie propose toute une panoplie de matériaux pour aimants permanents caractérisés principalement par leur cycle d'hystérésis au niveau du deuxième quadrant et appelé courbe de désaimantation [7], qui correspond au domaine de fonctionnement de l'aimant. On y trouve trois grandeurs fondamentales :

- L'induction rémanente B_r : Elle indique la puissance potentielle de l'aimant;
- Le champ coercitif H_c : c'est le champ démagnétisant annulant l'induction B_r . Plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable;
- Le produit d'énergie volumique $(-BH)_{max}$: Il définit la valeur énergétique de l'aimant par unité de volume;

Une quatrième valeur est intéressante à connaître. C'est la valeur de la température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques [8] de manière irréversibles, c'est à dire le point de Curie.

Nous citons trois principales catégories d'aimants utilisées dans les machines électriques à savoir :

- Les aimants métalliques.
- Les ferrites.
- Terres-rares.

a. Les aimants métalliques

Les aimants métalliques sont des matériaux à base de Fer-Nickel-Aluminium appelés ALNICO (apparus en 1930) [7].

Ils sont caractérisés par une induction rémanente élevée (Fig.I.1). La difficulté de leur utilisation provient du fait que leur champ coercitif est faible. En effet, ils nécessitent une réaimantation en cas d'incident lors du fonctionnement de la machine à aimants [8]. La faible variation de l'aimantation lors d'un fonctionnement à haute température est avantageuse, ceci donne un volume d'aimants plus réduit (par exemple par rapport aux ferrites). Ainsi les Alnico sont retenus dans les applications des machines à aimants de petit entrefer [3,8].

b. Les ferrites

Les Ferrites sont considérées comme étant des matériaux très fragiles (en cas d'usinage) et bon marché. C'est le type d'aimant le plus répandu pour les applications courantes.

Ce sont des aimants à forte résistance à la démagnétisation. Ils sont utilisés dans des machines à faible puissance alliant de hautes performances à des coûts de revient relativement bas [7]. Cependant, leur faible induction rémanente (tableau I.1) limite leur utilisation aux machines délivrant de faible couple (car le volume du matériau nécessaire à l'obtention d'un flux important dans l'entrefer devient prohibitif) [2].

c. Terres-rares

Les aimants à base de Terre-Rare sont des aimants très performants et à aimantation rigide, leur aimantation est de l'ordre de 1 Tesla et leur perméabilité est très voisine de celle de l'air [9].

Ils se caractérisent par une haute densité d'énergie magnétisante et une grande résistance à la démagnétisation mais leur coût de revient est relativement très élevé

(ils ont été vendus en 1987 de 15.000 à 20.000 DA/kg, soit 5 à 6 fois plus chers que les ferrites tableau I.2) [3,7,9].

En raison de toutes ces qualités, ce matériau est retenu pour la conception des machines à aimants à hautes performances massiques dans le domaine des faibles et des moyennes puissances.

On distingue deux classes:

- les aimants à base de Samarium-Cobalt.
- les aimants à base de Fer-Néodyme-Bore.

c.1.Samarium-Cobalt

L'apparition des matériaux à base de Samarium-Cobalt supplantent largement les Ferrites et les Alnicos grâce à leur exceptionnelle propriété magnétique [10]. Ces matériaux sont particulièrement adaptés aux applications pour lesquelles le volume, la masse et le rendement sont importants. Leur utilisation est limitée pour des raisons économiques (leur prix de revient est de 20.000 DA/kg) [3].

c.2. Fer-Néodyme-Bore (N_dF_eB)

Les matériaux à base de Fer-Néodyme-Bore constituent la dernière génération d'aimants performants (1983) [9]. Ces derniers possèdent d'excellentes propriétés magnétiques supérieures à celle des aimants Sm-Co. Ils permettent aussi d'alléger le coût (le prix moyen est de 10.000 DA/kg) [3,7]. Ils sont très employés comme inducteur de machines électriques qui présentent un large entrefer magnétique (par exemple pour les structures à enroulement dans l'entrefer).

C'est un matériau très stable, notamment à des températures moyennes ne dépassant pas la température de Curie (310°C). Pour des problèmes de corrosion, son domaine d'application est limité au petit moteur [11]. Leur principal inconvénient est la basse température exigée ($\leq 150^\circ\text{C}$).

I.3. COMPARAISON TECHNIQUE -ECONOMIQUE

Selon l'objectif recherché, plusieurs critères interviennent dans le choix d'une nuance d'aimant. Cependant, le prix constitue l'un des principaux critères de choix. On comprend facilement pourquoi l'on retrouve les ferrites en tête de liste de la fabrication des aimants (70% de production des aimants). Quant aux aimants Cobalt-Terres-Rares, ils se voient restreindre à des applications particulières.

La tenue en température intervient aussi dans le choix d'utilisation d'un aimant: les Alnico, par exemple, peuvent être employés à haute température (500°C). Celui-ci n'est pas le cas des Ferrites et plus particulièrement du Fer-Néodyme-Bore (Fig.I.2).

Dans de nombreux cas, on s'intéresse aussi à l'usinabilité des alliages. Cela, en effet, permet de savoir quel alliage utiliser pour l'obtention d'aimants de forme complexe. Mais une fois réalisés, ils deviennent inusinables. Cependant, il est possible de faire des rectificatifs par meulage [3].

Pour ce qui est des trous de fixation, les Alnico et les ferrites, après leurs fabrication, ne peuvent plus être percés. Contrairement aux Cobalt-Terres-Rares. Il est à signaler que toutes les techniques utilisées auparavant pour la fixation des aimants sont remplacées par le collage à base de résine-epoxy.

Une aimantation incomplète de l'aimant engendre une diminution de l'induction rémanente et donne une valeur plus faible du champ coercitif. Pour les Alnico, le champ magnétisant doit être égal à 5 fois le champ coercitif d'induction. Quant aux Ferrites, il est nécessaire d'appliquer des fortes valeurs de champ (600 à 1200 kA.m⁻¹) [3], par contre, les aimants à base de Terres-Rares nécessitent des valeurs beaucoup plus élevées (1600 à 2500 kA/m) [11].

Généralement, les Ferrites et les Terres-Rares sont aimantés en dehors du circuit magnétique, mais ceci est désavantageux car surgissent des difficultés (élimination délicate des limailles, etc...). Pour cela on préfère, une aimantation de l'aimant dans le circuit magnétique, c'est le cas des Alnico.

En principe, il serait possible d'utiliser n'importe quel type d'aimants pour l'usage prévu à condition d'en choisir convenablement les dimensions amenant à un fonctionnement optimal. Néanmoins, le prix, le champ coercitif, l'induction rémanente et la réaction à des température élevées ou basses restent des paramètres décisifs pour le choix.

| Types d'aimants | Induction rémanente B_r (T) | Champ coercitif H_{coer} (kA/m) | Perméabilité relative μ_r |
|-----------------|-------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------|
| Ferrites | 0.39 | 256 | 1.01 |
| Alnico | 1.28 | 50 | 3 |
| SmCo | 1.07 | 720 | 1.02 |
| NdFeB | 1.22 | 900 | 1.05 |

Tableau. 1.1

| Aimants | Ferrites | SmCo | N_dF_eB |
|----------------------------|----------|--------|-----------|
| Prix moyen en Dinars au kg | 3.000 | 20.000 | 10.000 |

Tableau. 1.2

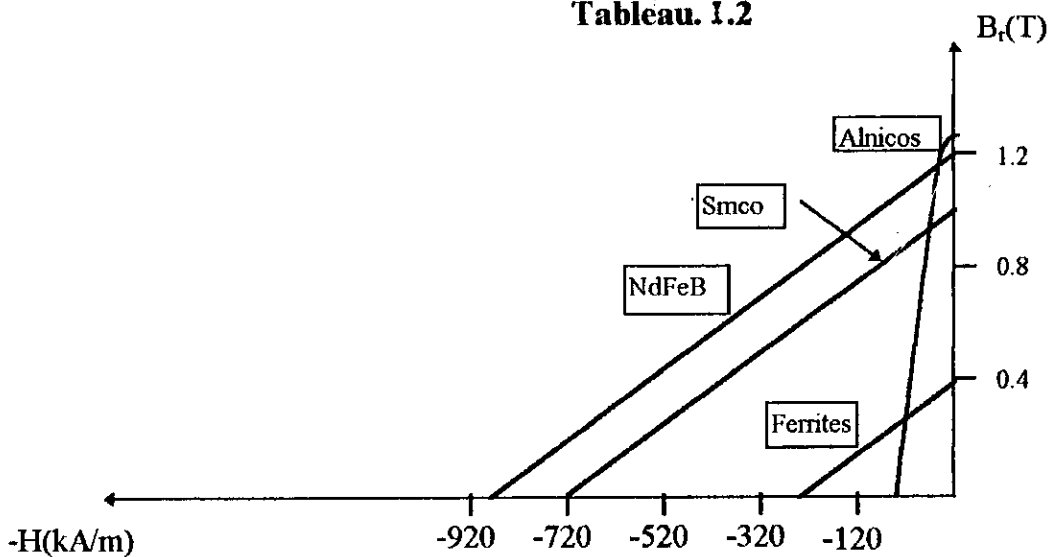


Fig. 1.1 Courbe de désaimantation de différentes nuances d'aimants[7]

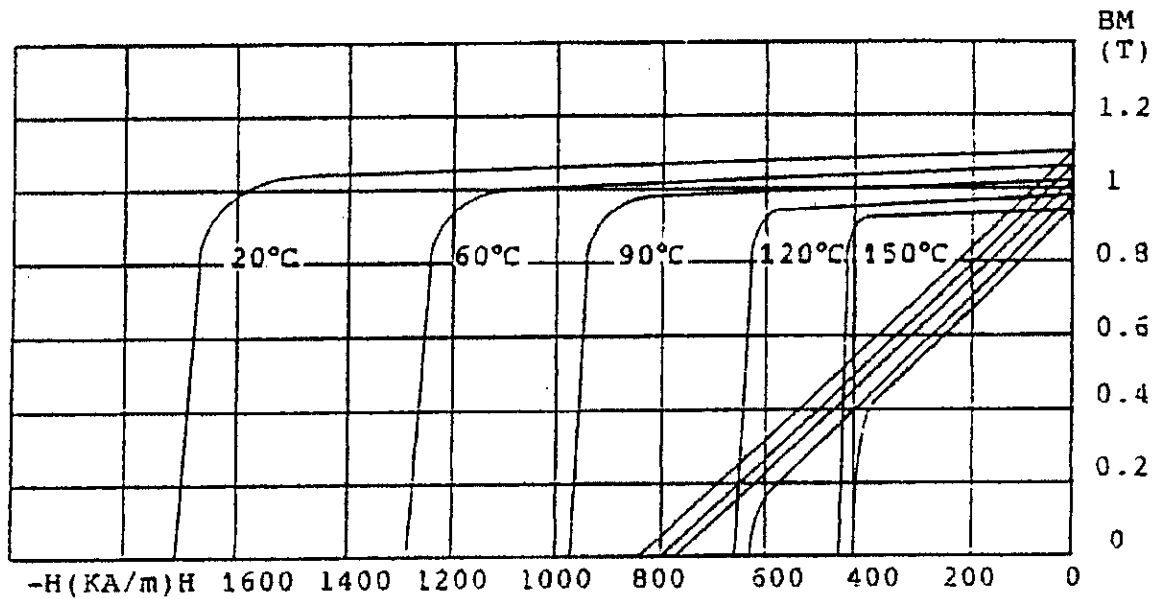


Fig.1.2 Courbe de désaimantation de NdFeB à différentes températures[28]

I.4. GENERALITES SUR LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS

La réalisation des machines synchrones excitées par des aimants permanents permet d'augmenter la réluctance du circuit magnétique (réduction de la réaction d'induit) et de réduire la taille de la machine [1,2,8].

La recherche de structure de l'inducteur permet de mettre à profit les propriétés particulières des aimants.

Ils existent différentes structures d'inducteur à aimants permanents. Le choix des structures se fait selon deux critères, l'un magnétique (présence ou absence de pièces polaires) et l'autre mécanique (emplacement de frette des aimants par rapport à l'entrefer).

I.4.1. Structure avec pièces polaires

L'association de pièces polaires aux aimants permanents engendre une anisotropie inversée (l'inductance synchrone transversale est supérieure à l'inductance synchrone longitudinale, contrairement aux machines classiques) [4,12]. Les rotors à pièces polaires sont, aussi, appelés rotor à pôles saillants. Ils permettent d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants.

Les aimants permanents peuvent être aimantés soit parallèlement ou perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière mixte ou tournante.

On distingue différentes structures de rotor à pôles saillants:

a. Structure avec pièces polaires et concentration de flux (Fig.I.3)

Dans ce cas, la section de passage du flux au niveau de l'entrefer S_e est inférieure à la section utile des aimants S_a . On obtient dans l'entrefer une induction plus importante que l'induction rémanente de l'aimant [1,2]. Le niveau d'induction dans l'entrefer est amélioré grâce aux pièces polaires [3].

b. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux (fig.I.4)

Dans cette structure, les aimants ont une aimantation radiale et placés sous les pièces polaires afin de diminuer l'entrefer magnétique et par suite améliorer les performances de la machine. La section de passage du flux au niveau de l'entrefer S_e est égale à la section utile des aimants S_a [1].

c. Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique (fig.I.5)

Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et insérés entre les dents rotoriques. Cette structure permet d'augmenter le couple tout en réduisant le volume de l'aimant [13].

I.4.2. Structure sans pièces polaires (Fig.I.6)

Dans cette configuration, les aimants sont généralement en forme de tuile, directement placés sur la surface du rotor. Ils peuvent être dotés d'une aimantation radiale (\perp) (Fig.I.6.a), azimutale ($//$) (FigI.6.b) ou mixte et parfois une aimantation inclinées (Fig.I.6.c) [2].

Dans la machine sans pièces polaires, appelée aussi machine à pôles lisses, la réaction d'induit est pratiquement inexistante et la f.e.m en charge est peu différente de la f.e.m à vide [11].

Du point de vue magnétique, cette structure est caractérisée par une réluctance interne des aimants prépondérante par rapport à celle de l'entrefer, ce qui rend l'entrefer de la machine équivalent à la somme de l'entrefer réel et de l'épaisseur de l'aimant.

L'idée de fretter les aimants est venue pour pallier aux mauvaises propriétés mécaniques de ces dernières. On différencie la frette amagnétique de celle magnétique.

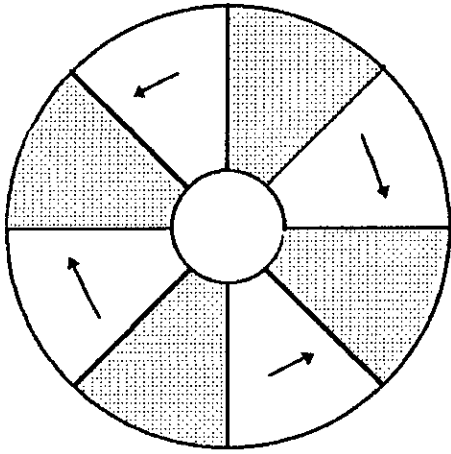


Fig.I.3 Structure avec pièces polaires et concentration de flux.

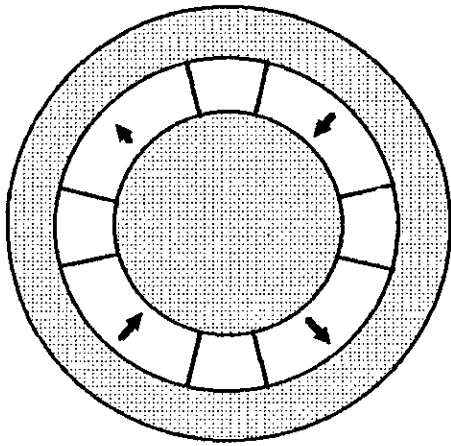
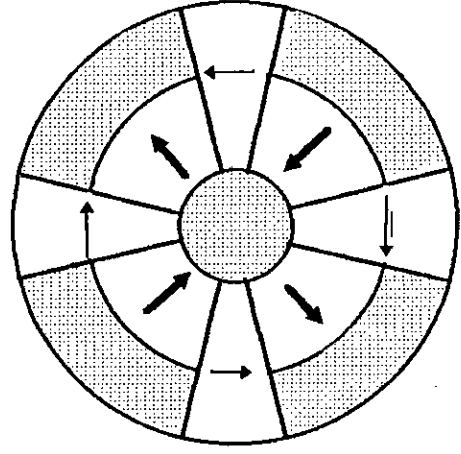


Fig.I.4 Structure avec pièces polaires sans concentration de flux.

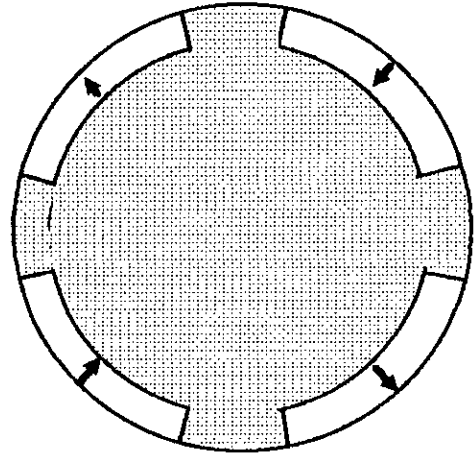
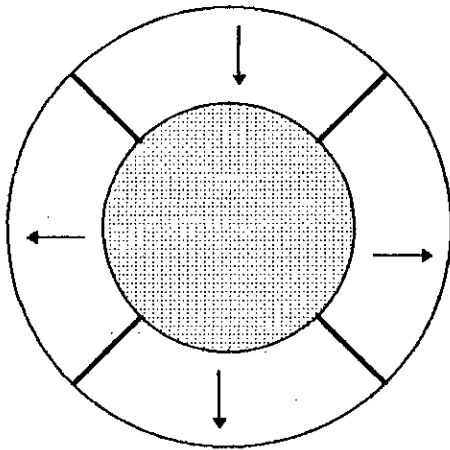
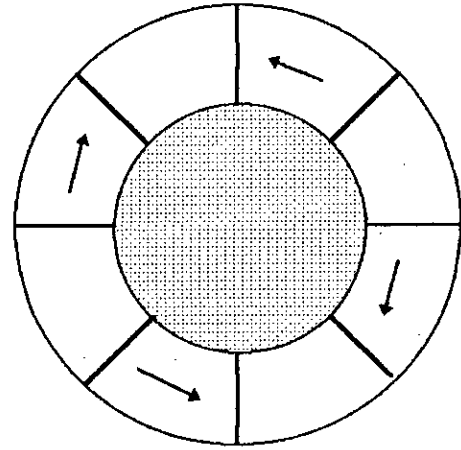


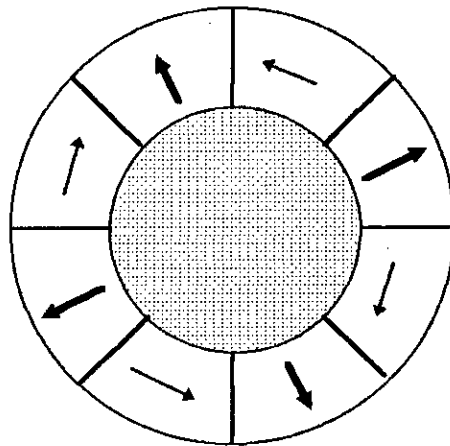
Fig.I.5 Structure à aimants insérés dans l'armature rotoriques.



a)



b)



c)

Fig.I.6 Structure sans pièces polaires.

I.5. PRINCIPE DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE A AIMANTS

L'alimentation des machines synchrones à aimants permanents par des convertisseurs statiques permet de s'affranchir des problèmes liés au démarrage et aux risques de décrochage lors de la brusque variation du couple résistant [14,15]. Elle permet aussi d'obtenir des entraînements électriques à vitesse variable, dans laquelle la fréquence du convertisseur est asservie à la vitesse de rotation de manière à assurer le synchronisme de la machine grâce à un capteur de position (c'est l'autopilotage). Cet asservissement est analogue à celui réalisé par le système bal'aïs-collecteur de la machine à courant continu [14,16].

Plusieurs types de machines existent, construites sur un même principe mais alimentées de manières différentes[16]:

- a. Les machines avec induction dans l'entrefer de forme d'onde sinusoïdale, alimentées par des courants sinusoïdaux à commutation électronique, appelées Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM) [21].
- b. Les machines avec induction dans l'entrefer de forme d'onde trapézoïdale, alimentées par des créneaux de courants, appelés Brushless Direct Current Motor (BDCM)[21].

Deux types de convertisseurs permettent de réaliser l'alimentation des moteurs à courant continu sans collecteur (BDCM):

I.5.1. Machine synchrone alimentée par un commutateur de courant (Fig.I.7.a)

L'alimentation par un commutateur de courant est utilisée dans le domaine des puissances élevées. Ce type de machine favorise la commutation naturelle des interrupteurs du convertisseurs au moyen de ses f.e.m qui doivent avoir le signe adéquat au moment où elles se produisent (déphasage avant du courant par rapport à la tension). Aux basses fréquences la commutation devient forcée, les interrupteurs nécessitent des circuits d'aide à la commutation [17].

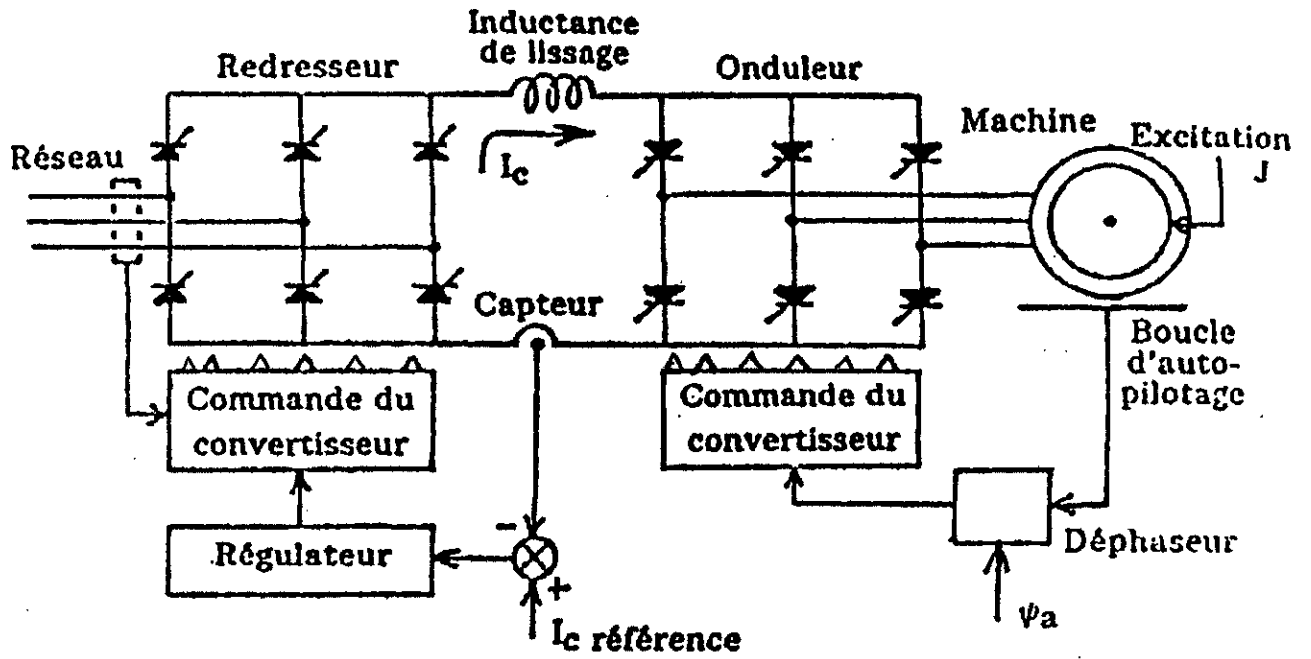


Fig.I.7.a Commutateur de courant [14]

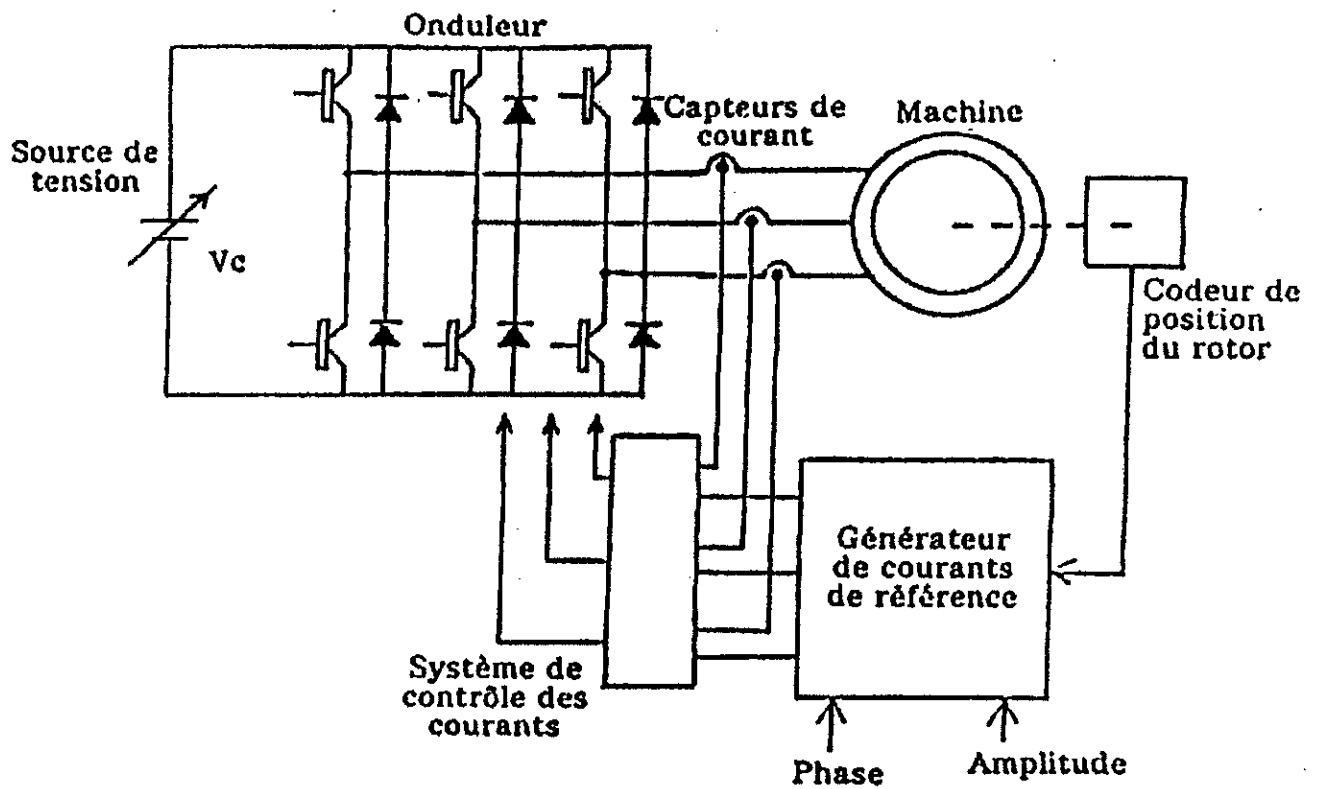


Fig.I.7.b Onduleur de tension contrôlé en courant [14]

L'alimentation est assurée par une source de courant réalisée au moyen d'un redresseur contrôlé en courant associé à une inductance de lissage qui empêche toute évolution brusque du courant. Ce dernier est aiguillé par les interrupteurs unidirectionnels de l'onduleur, les ordres de commande sont générés à partir de la détection de la position du rotor.

Ce type d'association machine-convertisseur produit une ondulation du couple très faible ce qui lui ouvre une application particulière dans le domaine spatial et dans le domaine de la robotique.

1.5.2. Machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant (Fig.I.7.b)

L'alimentation par un onduleur de tension contrôlé en courant est utilisée par les machines à aimants permanents de faibles et de moyennes puissances. Le principe de contrôle consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur de façon à imposer à ces courants de suivre des courants de références, générés à partir d'un capteur de position du rotor dont on contrôle l'amplitude et le déphasage par rapport aux f.e.m de la machine [14].

Ce type d'alimentation produit des formes d'onde rectangulaires d'une durée égale à 120° électrique. Ces durées de conduction sont séparées par des interruptions de 60° électrique à courant nul (Fig.I.7.c).

Tous les 60° électrique le courant est commandé d'une phase à une autre de telle sorte qu'il y ait toujours deux phases qui sont alimentées simultanément en série par un courant constant. Ainsi, durant un cycle de fonctionnement, il y aura six séquences de conduction [5].

Le couple résultant apparaît comme la juxtaposition des courbes à courant constant développés par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement (Fig.I.7.d).

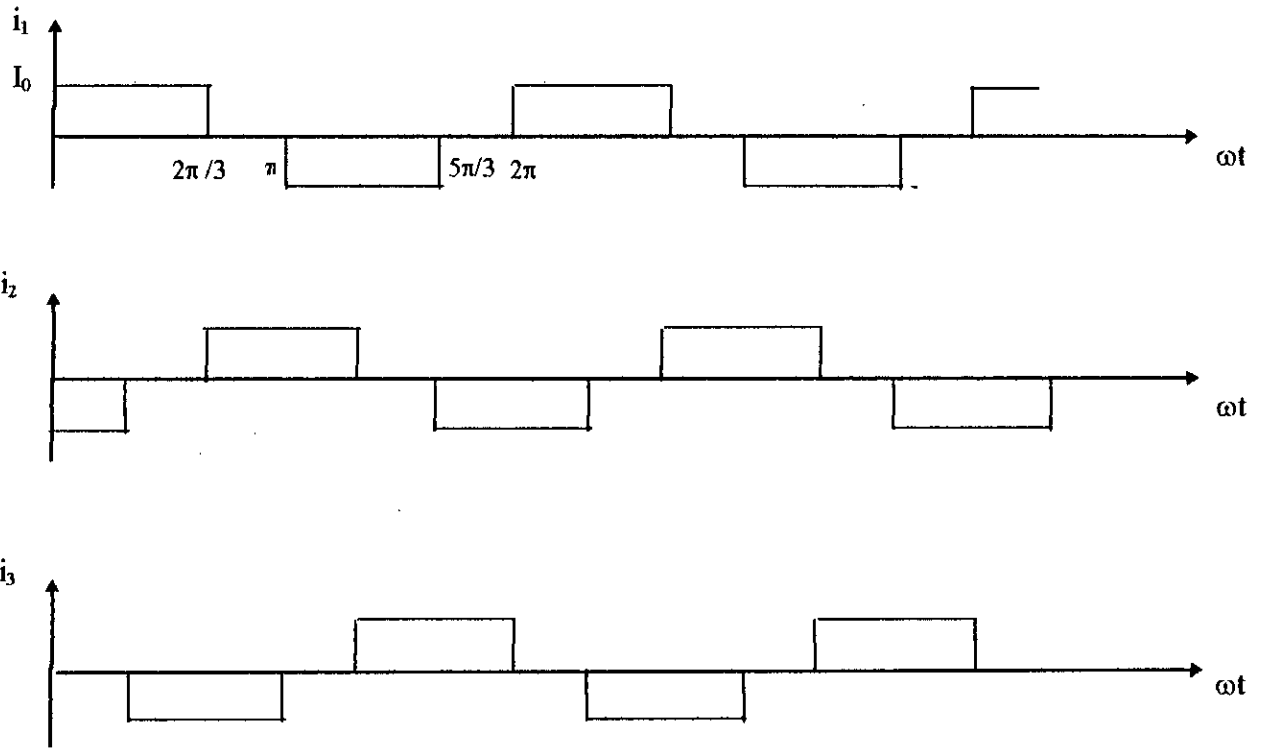


Fig.I.7.c Schéma de principe d'une alimentation par des courants de forme d'onde rectangulaire du type 120°.

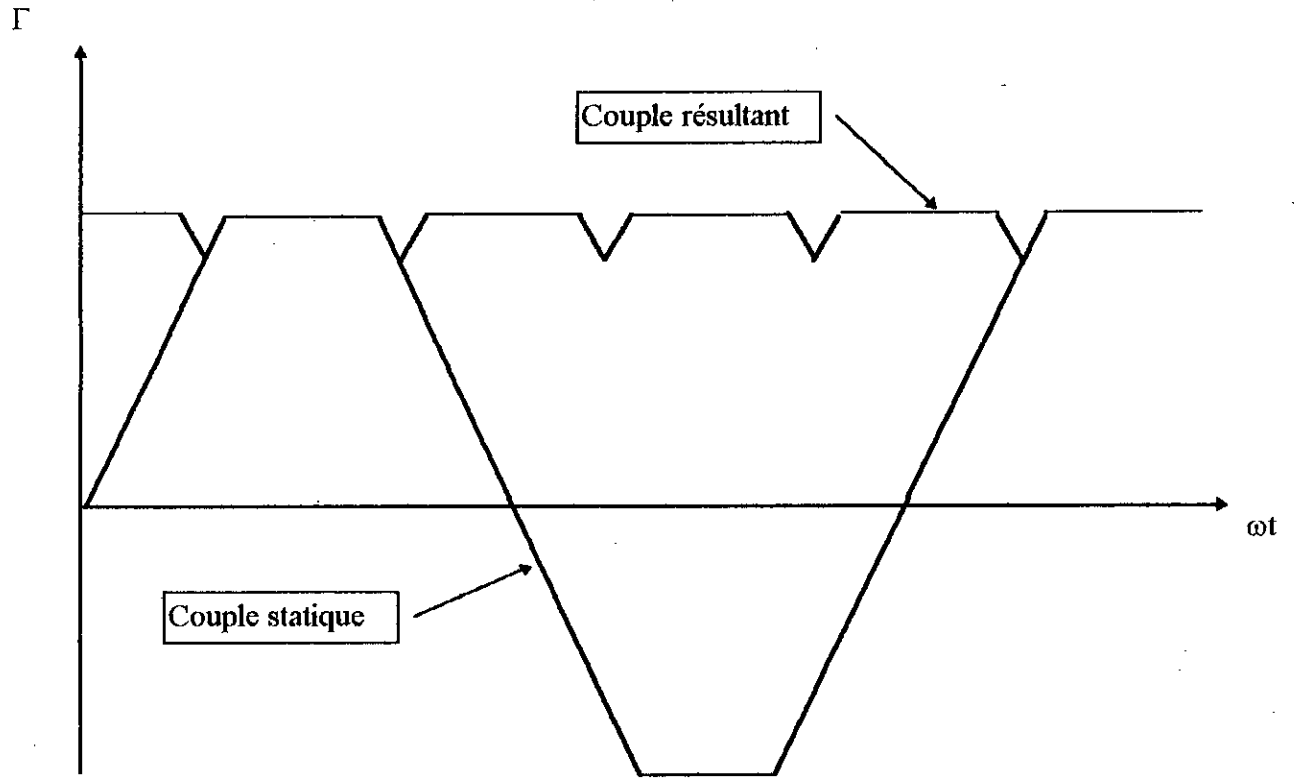


Fig.I.7.d Formation du couple résultant de la juxtaposition des couples statiques.

I.6. CONCLUSION

Les machines synchrones à aimants permanents à commutation électronique se substituent dans plusieurs applications aux moteurs à courant continu à collecteur.

Plusieurs types d'aimants sont utilisés:

-Ferrites: très stables mais avec une faible induction rémanente, fragiles et à coût réduit;

-Terres-Rares: très stables avec une induction rémanente élevée, mais chers et sensibles à la corrosion dans le cas du NdFeB;

-Alnico: puissant mais peu stable.

Les machines à aimants ont des propriétés spécifiques. Nous avons une structure où les aimants sont directement placés dans l'entrefer et une structure où on les associe aux pièces polaires. Dans ce dernier cas, il est bon de différencier la machine sans concentration de flux à celle avec concentration de flux.

Les machines synchrones à aimants permanents en fonctionnement autopiloté alimentées à courant constant ont bénéficié des avantages certains de la machine à courant continu. Leur couple volumique est élevé, il y a donc réduction de poids et d'encombrement, ce qui leur ouvre une application particulière dans le domaine aérospatial, productique etc...

CHAPITRE II

DIFFERENTES METHODES DE CALCUL DE CHAMP ELECTROMAGNETIQUE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

II. INTRODUCTION

Les grandeurs globales liées à la machine comme l'induction, le flux et le couple peuvent être déterminées par différentes méthodes de calcul, se basant principalement sur la détermination du champ magnétique [18,19].

La méthode analytique s'avère intéressante, rapide et efficace pour des modèles linéaires et de géométrie simple mais l'emploi des méthodes numériques s'impose pour la résolution de l'équation du champ dans le cas des modèles plus complexes.

Dans ce présent chapitre, nous présentons les différentes méthodes utilisées pour la résolution des équations du champ électromagnétique. Nous citons ainsi trois types de méthodes numériques dont deux sont fondées sur le principe variationnel: la méthode aux différences finies et la méthode des éléments finis et l'autre intégrale (méthode des intégrales de frontières) [20,21].

II.1. EQUATIONS GENERALES DE LA MAGNETOSTATIQUE

Le fonctionnement de tout système électromagnétique est régi par les équations de Maxwell. Il existe trois groupes d'équations dont chacun exprime les propriétés spécifiques du champ ou du matériau [22].

a. Equation de couplage électromagnétique:

$$\text{Loi de Faraday} \quad \text{rot} \vec{E} = - \frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Théorème d'Ampère:} \quad \text{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.2})$$

b. Equation de conservation:

$$\text{Div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Div} \vec{J} = 0 \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II.5})$$

c. Propriétés des matériaux:

$$\vec{B} = [\mu] \cdot \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.6})$$

$$\vec{D} = [\varepsilon] \cdot \vec{E} \quad (\text{II.7})$$

$$\vec{J} = [\sigma] \cdot \vec{E} \quad (\text{II.8})$$

\vec{E} : champ électrique

\vec{H} : champ magnétique

\vec{D} : induction électrique

\vec{B} : induction magnétique

\vec{J} : densité de courant

\vec{B}_r : induction rémanente

$[\mu]$, $[\varepsilon]$, $[\sigma]$ sont des grandeurs tensorielles caractérisant respectivement la perméabilité magnétique, la constante diélectrique et la conductivité.

Les équations de (II.1) à (II.8) sont valables dans un milieu continu. Dans deux milieux de propriétés différentes, ces équations dégènèrent et donnent ainsi des équations d'interfaces [18]. En absence de courants superficiels, elles s'écrivent :

$$\vec{B}_{n1} = \vec{B}_{n2}$$

$$\vec{H}_{t1} = \vec{H}_{t2}$$

$$\vec{D}_{n1} = \vec{D}_{n2}$$

$$\vec{E}_{t1} = \vec{E}_{t2}$$

$$\vec{J}_{n1} = \vec{J}_{n2}$$

$$\vec{E}_{n1} = \vec{E}_{n2}$$

où n_1, n_2, t_1, t_2 représentent dans les milieux (1) et (2) respectivement les normales et les tangentes à la frontière.

Le problème est complètement défini en considérant les conditions aux limites.

Pour simplifier l'analyse des systèmes électromagnétiques, des modèles sont établis en négligeant certains phénomènes sans affecter le résultat final. On peut considérer plusieurs modèles adaptés aux différents types de problèmes liés aux équations de Maxwell tel que :

- Problèmes magnéto-statiques: on distingue deux types de modèles, l'un utilisant un potentiel scalaire (l'excitation n'est pas engendrée par des densités de courant) et

l'autre utilisant un potentiel vecteur (le champ magnétique est créé par des densités de courant);

- Problèmes d'évolution: Il sont relatifs à la variation temporelle de l'induction magnétique \vec{B} . Les équations (II.1) à (II.8) sont utilisées dans leurs généralités. Les phénomènes rencontrés dans ce type de problèmes sont : les courants de Foucault et l'hystérésis.

I.2. Méthodes analytiques

Les grandeurs qui font intervenir un calcul de champ implique, selon la nature du problème, la résolution des équations aux dérivées partielles. Les plus souvent rencontrées sont les équations de Laplace et celles de Poisson.

Les méthodes analytiques sont les plus utilisées et les plus intéressantes pour ce type de problème quand la géométrie s'y prête. Elles reposent sur trois différentes méthodes de résolution des équations du champ électromagnétique dans le cas des machines électriques.

- méthode des séparations de variable;
- méthode des images;
- méthode des transformées conformes.

a. Méthode des séparations de variables

Elle consiste à exprimer la solution de l'équation aux dérivées partielles par un produit de fonctions dont chacune ne dépend que d'une variable indépendante, à condition que la configuration ait une géométrie compatible avec le système d'équations. Elle s'exprimera à l'aide de fonctions spéciales dites fonctions propres de l'équation. Ce sont les fonctions trigonométriques et hyperboliques destinées aux systèmes cartésiens, les fonctions de Bessel du 1^{re} et 2^{me} espèce pour les systèmes cylindriques et les fonctions de Legendre dans les systèmes sphériques [22].

b. Méthode des images

Le principe de la méthode est basé sur l'utilisation des images. L'objet réel est remplacé par son image. En effet, on sait qu'un objet peut être vu par réflexion sur un miroir, on peut donc remplacer aux yeux d'un observateur, le système constitué par l'objet réel et le miroir, par l'image du premier par rapport au miroir. Le théorème d'unicité tranchera quant à la validité de ce procédé en tenant compte des conditions aux limites [22,23].

c. Méthode des transformées conformes

La méthode des transformées conformes, associée aux théories des fonctions d'une variable complexe (par exemple transformer les coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires), constitue une méthode puissante d'étude des problèmes de champ magnétostatique bidimensionnels [22,23].

Les méthodes analytiques vues auparavant sont des méthodes classiques. Elles ne sont compatibles, comme nous l'avons précisé, qu'avec des configurations géométriques simples et reposent le plus fréquemment sur une séparation des variables.

Mais, l'avènement des ordinateurs a fait que la résolution des équations du champ soit effectuée à l'aide des méthodes numériques, qui sont plus adaptées à la détermination des contraintes magnétiques auxquelles sont soumis les matériaux en n'importe quel point de la structure étudiée.

II.3. Méthodes numériques

II.3.1. Méthode aux différences finies

La méthode aux différences finies est la plus ancienne au niveau du calcul du champ électromagnétique.

Le principe fondamental de cette méthode consiste à appliquer au domaine d'étude une discrétisation assez fine qui permet d'aboutir à une approximation des contours du domaine. On traduit les équations aux dérivées partielles du modèle (linéaire ou non-linéaire), telles que les équations de Laplace et de Poisson (ces équations se résolvent généralement dans un domaine fermé), en équations aux différences finies en chaque noeud issu de la discrétisation du domaine. Ainsi, on obtient un système d'équations aux différences finies associé aux conditions aux limites permettant d'obtenir un nombre d'équations algébriques égal au nombre des valeurs inconnues des grandeurs étudiées. La solution du système d'équations, issu de la méthode des différences finies, s'effectue par des méthodes appropriées (généralement de relaxation) qui permettent la connaissance, en chaque noeud du domaine discrétisé, de la valeur de la contrainte magnétique.

Cependant, cette méthode de résolution ne s'adapte pas très bien à la modélisation de système de forme complexe et elle est toujours obérée par la nécessité de prendre en compte les conditions d'interfaces.

Cette méthode est ainsi petit à petit supplantée par la méthode des éléments finis dans les problèmes où interviennent que les variables d'espace, mais elle demeure toujours employée dans les problèmes d'évolution (en liaison avec la méthode des éléments finis) dans la discrétisation de la variable de temps [18].

II.3.2. Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode numérique qui permet de résoudre les équations aux dérivées partielles associées à des conditions aux limites de type Dirichlet, Neuman ou mixte, issues des phénomènes électromagnétiques.

Dans cette méthode, le domaine d'étude est découpé en sous domaines appelés éléments tel que sur chaque élément la fonction inconnue soit approchée par un polynôme. Chaque élément est constitué de noeuds. Une bonne numérotation de ces noeuds permet d'avoir une structure de la matrice de type bande, ce qui facilite sa mémorisation et sa résolution [18,24].

La méthode des éléments finis est basée sur une formulation intégrale du phénomène plutôt que sur la forme différentielle que représentent les équations aux dérivées partielles et les conditions aux limites. Cette formulation est [24, 25]:

- soit du type variationnelle [18]: il y a équivalence entre la résolution d'un problème différentiel du 2^{ème} ordre et la recherche de la fonction qui rend extrémale la fonctionnelle (l'intégrale).

- soit du type projectif appelé formulation de Galerkin: elle consiste à minimiser l'intégrale de l'erreur que l'on obtient en remplaçant la solution exacte par une fonction d'essai choisie.

Une fois la formulation intégrale définie, nous pouvons dire que la solution obtenue en minimisant la fonctionnelle est la solution au problème différentiel initial. Dans la majorité des cas, on cherche une solution approchée (fonctions polynomiales par morceaux) [25].

II.3.3. Méthode des équations intégrales de frontières

La méthode des équations intégrales de frontières est la plus récente. Elle est très intéressante lorsque l'on recherche une solution que sur la limite du domaine [20,21].

Pour résoudre n'importe quel problème électromagnétique, on se retrouve souvent à transformer l'ensemble des équations et des conditions aux limites (Dirichlet, Neuman ou mixte) en une équation intégrale.

La résolution numérique par les équations d'intégrales de frontière consiste en une discrétisation du problème par éléments finis. Sur le contour, sera exprimée la somme des intégrales sur chacun des éléments du maillage. On aboutit à une équation qui peut être mise sous forme matricielle pour autant que les intégrales puissent être évaluées sur chaque élément. Pour l'évaluation de ces intégrales, une grande précision est nécessaire. Pour cela deux principaux cas sont à considérer :

- Le cas où le point d'intégration n'appartient pas à l'élément considéré appelé intégration régulière;
- le cas où le point d'intégration appartient à l'élément considéré appelé intégration singulière.

Dans le premier cas, pour l'évaluation de l'intégrale, on utilise la formule d'intégration de Gauss, mais pour le deuxième cas, il existe plusieurs techniques pour évaluer cette intégrale singulière. On peut utiliser une décomposition de l'intégrale dont l'évaluation peut se faire par une méthode analytique, la formule de Gauss peut également être utilisée.

Ainsi, chacun des noeuds, des éléments de frontière, possède son équation évaluée et associée aux conditions d'interface et aux conditions aux limites, qui fournit la matrice du système. Sa résolution se fait par la méthode d'élimination de Gauss ou autres [20].

Bien sûr, le problème posé ne peut être complet que lorsque le domaine de résolution est défini par sa frontière. Deux formulations sont à citer. L'une est basée sur l'identité de Green et l'autre sur la théorie des distributions. Elles conduisent toutes les deux à des équations intégrales analogues [21].

La différence fondamentale existante entre ces méthodes réside dans l'inclusion, pour celle utilisant les fonctions de Green, des conditions aux limites dans la fonction elle-même. Chaque problème donc, demande une définition des fonctions de Green. Comme en électrotechnique le problème à résoudre présente pratiquement toujours

des conditions aux limites, les fonctions de Green restent identiques d'un problème à un autre [28]. Elles permettent un développement théorique beaucoup plus simple que la méthode des distributions. Cette seconde méthode est par contre mathématiquement plus rigoureuse et également plus générale.

En conclusion, on peut dire que dans la majorité des problèmes d'électromagnétisme les deux méthodes seront équivalentes. Le choix de leur utilisation sera déterminé par des critères secondaires.

II.4. Discussion

Les méthodes analytiques présentent deux principaux avantages par rapport aux méthodes numériques : le temps de calcul et la facilité d'aboutir à des expressions simples et faciles à programmer pour les configurations à géométrie simple pour effectuer une étude paramétrique.

L'efficacité de la méthode aux différences finies reste limitée par la complexité de la géométrie du modèle et la taille du système d'équations à résoudre.

En ce qui concerne la méthode des éléments finis, elle a l'avantage de tenir compte des problèmes d'évolution (complexité du modèle en plus de sa non-linéarité) car sa formulation reste valable. La prise en considération des conditions aux limites se fait facilement. Elle est aussi, une méthode assez souple pour s'accommoder aux géométries les plus complexes. La matrice du système à résoudre issue de cette méthode est du type bande, ce qui facilite sa résolution.

Pour ce qui est de la méthode intégrale, elle a aussi des avantages mais également des inconvénients. En effet, elle permet de diminuer les dimensions du problème et de traiter facilement les problèmes à domaine infini.

Elle a aussi des inconvénients en la comparant à la méthode des éléments finis:

La méthode des intégrales de frontières dispose d'une programmation plus complexe (la matrice du système à résoudre est une matrice pleine donc le temps de calcul est prohibitif), et difficile à appliquer pour les problèmes non-linéaire et à

géométrie complexe. Mais elle est la mieux approuvée du point de vue précision pour les configurations à géométrie simple.

II.5. CONCLUSION

Le calcul du champ est le chemin qui permet d'accéder aux grandeurs électromagnétiques caractérisants la machine telle que l'induction dans l'entrefer, le flux et le couple.

Différentes méthodes analytiques et numériques ont été élaborées pour ce type de calcul. Il ne faut, cependant, pas perdre de vue que plusieurs considérations entrent en jeu dans le choix de telle ou telle méthode. Nous avons, par exemple, recours à la méthode analytique lorsque le domaine d'étude peut être subdivisé en zones et lorsque le modèle présente une structure géométrique simple.

Des méthodes numériques ont été développées pour pallier aux problèmes qui surgissent de la complexité du modèle. Nous retrouverons la méthode aux différences finies qui est supplantée par la méthode des éléments finis. Cette dernière permet de connaître la contrainte magnétique en tous points du modèle d'étude. Ce qui nécessite la connaissance exacte de la géométrie du domaine d'étude, contrairement aux méthodes des équations intégrales de frontières. En effet, ces dernières ne font intervenir que des intégrales sur les contours donc, la connaissance des frontières du domaine d'étude est largement suffisante.

Quand on recherche à effectuer un dimensionnement préalable et rapide des machines électriques, seule la méthode analytique est intéressante, elle permet de faire une étude paramétrique du modèle. Quant aux méthodes numériques, elles permettent d'effectuer une optimisation des structures plus complexes. L'association de la méthode analytique à des résolutions numériques permet de prendre en considération la complexité de la géométrie.

Une comparaison de ces méthodes fait apparaître les avantages et les inconvénients de chacune d'elles. Néanmoins, les recherches actuelles sont axées sur les méthodes hybrides qui font disparaître les inconvénients.

CHAPITRE III

DIMENSIONNEMENT PREALABLE D'UNE MACHINE A AIMANTS EN FONCTIONNEMENT SYNCHROME AUTOPILOTE

III.1. INTRODUCTION

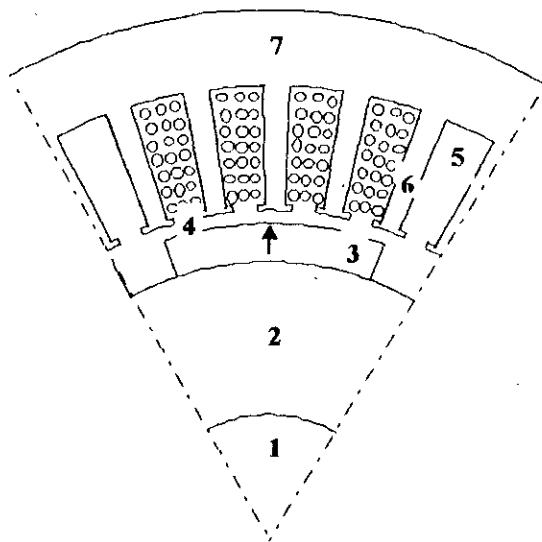
Avoir un moteur avec des oscillations de couple réduites au maximum, un moteur qui fournit une puissance mécanique donnée, un moteur économique et le moins encombrant possible, tels sont les objectifs qu'un constructeur de machines électriques se fixe [26,28,29,30,31]. Mais le plus souvent, le constructeur est contraint à effectuer un choix, qui dépend du cahier des charges qui lui est imposé. En effet, la construction d'une machine électrique est fonction de l'application envisagée. La machine peut fonctionner au-dessous ou au-dessus de sa puissance [28,30]. Dans le premier cas, on aura un surdimensionnement, elle sera donc coûteuse. Dans le deuxième cas, on aura un sous-dimensionnement, ce qui engendrera des échauffements au niveau des bobines etc...

L'établissement des dimensions principales d'une machine à aimants repose sur l'expression du couple électromagnétique. Ce dernier ne dépend pas seulement des données électriques mais il fait intervenir aussi des paramètres géométriques, magnétiques, thermiques, mécaniques et économiques [30,39].

Dans ce chapitre, nous présentons le dimensionnement d'une machine à aimants permanents en fonctionnement synchrone autopiloté alimentée par des créneaux de courants en utilisant la loi de la conservation du flux.

III.2. DESCRIPTION DE LA MACHINE

La machine à aimants permanents que nous cherchons à dimensionner est une machine à pôles lisses. Le rotor porte des aimants non jointifs en forme de tuile, à aimantation radiale. Le stator, quant à lui comprend un enroulement triphasé classique. Ses bobines sont logées dans des encoches de forme rectangulaire (Fig.III.1). Le matériau ferromagnétique, utilisé au niveau du stator et du rotor, est une tôle ordinaire au Silicium.



- 1- Arbre
- 2 - Anneau rotorique
- 3- Aimant
- 4- Entrefer mécanique
- 5- Encoches statoriques
- 6- Dents Statoriques
- 7- Culasse

Fig.III.1 Structure de la machine sur un pas polaire

III.3. PRINCIPAUX PARAMETRES

Les principaux paramètres du dimensionnement sont géométriques (diamètre d'alésage, longueur utile, dimensions des aimants et des encoches), électriques (couple, densité de courant et charge linéique...), magnétiques (induction dans l'entrefer et dans les différents tronçons de la machine) et mécaniques (entrefer et vitesse de rotation). Chacun de ces paramètres a une importance lors du dimensionnement. Cependant, du fait de leurs dépendances, nous sommes obligées de faire des compromis suivant les exigences prioritaires de fonctionnement et du cahier des charges.

III.3.1. Nombre de paires de pôles

Dans la machine à aimants en fonctionnement synchrone autopiloté, le nombre de paires de pôles peut ne pas être imposé. Son choix repose sur des considérations de rentabilité. En effet, il entraîne une diminution du flux par pôle lorsqu'il augmente.

Une diminution de la section de la culasse implique une réduction du poids et de l'encombrement de la machine. Mais, le pas polaire devient plus petit, ce qui conduit à une plus grande dispersion des pôles. On est contraint, alors, de diminuer l'arc polaire et par conséquent le couple (expression (III.8)).

III.3.2. Densité de courant dans les conducteurs

Le choix de la densité de courant est fonction du mode de refroidissement adopté. Ce choix est limité par les pertes Joule qui agissent directement sur le rendement.

III.3.3. Charge linéique de courant

Elle caractérise l'utilisation de la matière. Pour des machines de faibles et moyennes puissances, elle varie entre 10 A/mm et 40 A/mm suivant la taille de la machine et les conditions de refroidissement [28,26].

III.3.4. Inductions dans l'entrefer et dans le fer

L'induction dans l'entrefer est une grandeur très importante dans le dimensionnement. Elle intervient directement dans l'expression du couple (III.8), on la choisit toujours aussi élevée que possible, tout en tenant compte des phénomènes de saturation dans le fer. Cependant, elle ne peut dépasser la valeur de l'aimantation dans une structure sans pièces polaires. Quant aux inductions dans le fer, elles sont liées directement au type de matériau utilisé.

III.3.5. La puissance spécifique

C'est une grandeur qui représente le quotient de la puissance par le volume de la machine :

$$P_s = \frac{P}{D_a^2 \cdot L_u} \quad [\text{W} / \text{m}^3] \quad (\text{III.1})$$

où P, D_a, L_u représentent respectivement la puissance, le diamètre d'alésage, la longueur utile de la machine. On définit aussi, le couple volumique en divisant l'expression (III.1) par la vitesse angulaire nominale.

III.4. EXPRESSIONS UTILISEES POUR LE DIMENSIONNEMENT

III.4.1. Hypothèses

Dans ce qui suivra, on considérera les hypothèses suivantes:

- Les aimants ont une caractéristique de désaimantation linéaire, uniforme et rigide (aimants modernes);
- Le flux est entièrement canalisé dans le circuit magnétique et les aimants;
- La répartition spatiale du flux dans l'entrefer est sinusoïdale;

III.4.2. Couple

Le couple, développé, sous un pôle, par la machine synchrone à aimants dont les enroulements statoriques sont parcourus par un courant I, (Fig. III.2) est donné par l'expression classique [26,28]:

$$dC_p = L_u \cdot B_e(\theta) \cdot K_b \cdot \frac{D_a}{2} \cdot j \cdot d\theta \quad (\text{III.2})$$

dans laquelle L_u, B_e(θ) et K_b représentent respectivement la longueur utile de la machine, l'induction magnétique dans l'entrefer sous un pôle et le coefficient de bobinage (égal à 0.96).

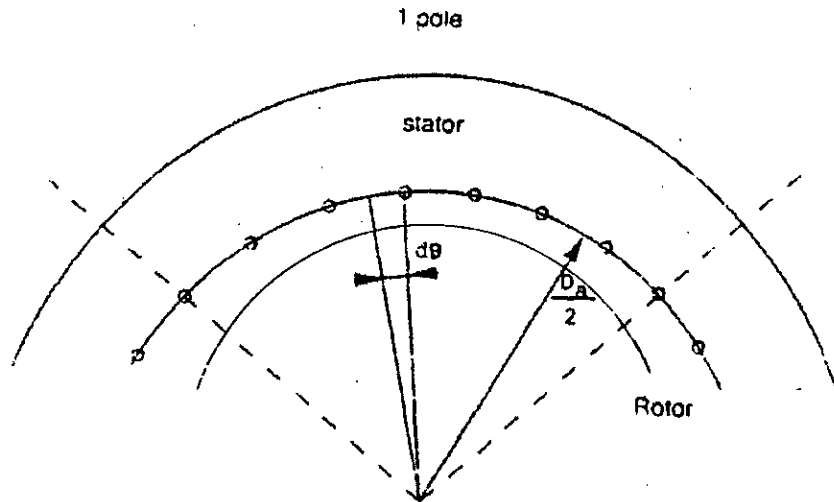


Fig III.2 Couple développé sous un pôle

La densité angulaire j s'écrit :

$$j = A \cdot \frac{D_a}{2} \quad (III.3)$$

Le couple C_p sous un pôle est exprimé par :

$$C_p = K_b \cdot L_u \cdot A \cdot \left(\frac{D_a}{2} \right)^2 \cdot \int_0^{\frac{\alpha\pi}{p}} B_e(\theta) d\theta \quad (III.4)$$

avec: $\alpha = \frac{\text{arc polaire}}{\text{pas polaire}}$

p : nombre de paires de pôles.

L'induction moyenne $\langle B_e(\theta) \rangle$ est donnée par :

$$B_e = \langle B_e(\theta) \rangle = \frac{P}{\alpha\pi} \int_0^{\frac{\alpha\pi}{p}} B_e(\theta) \cdot d\theta \quad (III.5)$$

Finalement le couple s'écrit :

$$C_p = K_b \cdot L_u \cdot A \cdot \left(\frac{D_a}{2} \right)^2 \cdot B_e \cdot \frac{\alpha \pi}{p} \quad (\text{III.6})$$

Le couple total développé par la machine s'exprime par :

$C = 2p C_p$ d'où :

$$C = \frac{\pi}{2} \cdot D_a^2 \cdot K_b \cdot L_u \cdot B_e \cdot A \cdot \alpha \quad (\text{III.7})$$

En posant $\lambda = \frac{L_u}{D_a}$ (caractérisant l'encombrement axiale de la machine), l'expression

(III.7) devient :

$$C = \frac{\pi}{2} \cdot K_b \cdot D_a^3 \cdot \lambda \cdot B_e \cdot A \cdot \alpha \quad (\text{III.8})$$

On remarque bien que le couple est proportionnel à $D_a^2 \cdot L_u$, autrement dit à son volume.

III.4.3. Diamètre d'alésage

Le diamètre d'alésage se déduit de l'expression (III.8) :

$$D_a = \left(\frac{2 \cdot C}{\pi \cdot K_b \cdot \lambda \cdot B_e \cdot A \cdot \alpha} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (\text{III.9})$$

on peut remplacer le couple par

$$C = \frac{P_e \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot N} \quad (\text{III.10})$$

si l'on considère que les pertes mécaniques sont égales à $\frac{2}{3}$ des pertes totales [28] on a :

$$P_e = P_u \cdot \frac{1+2\eta}{3 \cdot \eta} \quad (\text{III.11})$$

où P_e , P_u , η et N étant respectivement la puissance électromagnétique, la puissance utile, le rendement et la vitesse de rotation en tr/min de la machine.

III.4.4. Dimensions des aimants

Les performances de la machine à aimants sont largement influencées par la structure de l'inducteur. Ce dernier est caractérisé par les dimensions des aimants. Celles-ci sont choisies de telle manière à ce que l'aimant ne se démagnétise pas en cas de surcharge accidentelle, ce qui engendrerait une baisse de flux. Dans la structure sans pièces polaires l'induction moyenne dans l'entrefer sous un pôle est donnée par [26,4]:

$$B_e = \frac{h_p + e}{h_p} \cdot B_r \quad (\text{III.12})$$

où B_r , h_p et e désignent respectivement l'induction rémanente, la hauteur de l'aimant et l'épaisseur de l'entrefer.

On déduit ainsi la hauteur de l'aimant (Fig.III.3):

$$h_p = \frac{B_e}{B_r - B_e} \cdot e \quad (\text{III.13})$$

L'ouverture de l'aimant est donnée par l'expression [26,28]:

$$b_p = \alpha \cdot \tau_p \quad (\text{III.14})$$

avec le pas polaire $\tau_p = \frac{\pi D_a}{2.p}$ (III.15)

Pour satisfaire la troisième hypothèse, on choisit la valeur de α égale à $\frac{2}{3}$.

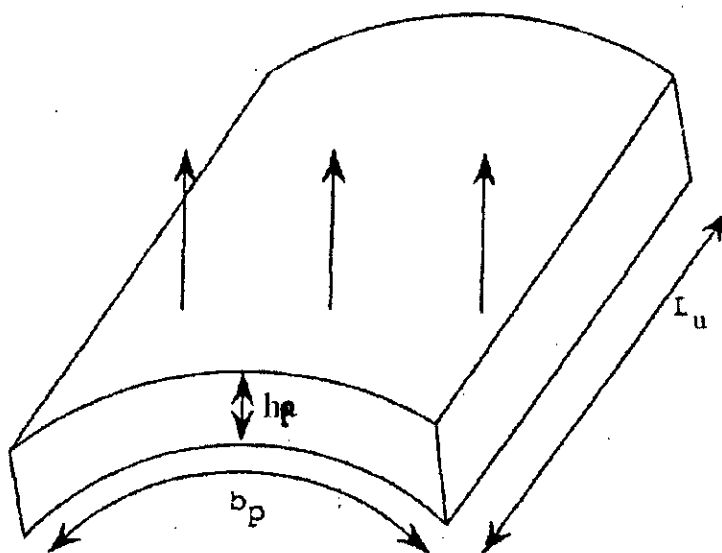


Fig III.3 Dimensions des aimants

III.5. DETERMINATION DU POINT DE FONCTIONNEMENT

Pour le type de machine étudiée, le flux créé par l'aimant est lié à la f.e.m à vide par deux relations : l'une qui traduit les Ampères tours des différentes parties du circuit magnétique de la machine et l'autre au circuit d'excitation (l'aimant permanent). En résolvant graphiquement ces deux relations, et cela en traçant pour les deux circuits leurs caractéristiques magnétiques partielles correspondantes [32]. Le point d'intersection des deux caractéristiques obtenues est le point de fonctionnement de la machine.

III.5.1. Exposé de la méthode adoptée

Le théorème d'Ampère constitue la base du calcul des circuits magnétiques [29,30,31], il s'exprime par :

$$\oint H \cdot dl = F \quad (\text{III.16})$$

où H et F représentent respectivement la composante du champ magnétique dans la direction de dl et la force magnétomotrice (F.M.M).

Dans le calcul de la machine à aimants, on remplace l'intégrale ($\oint H \cdot dl$) par une somme $\sum H_i \cdot l_i$ [31]. Dans les différents tronçons de la machine, on considère le champ magnétique H_i constant. Dans ce cas l'équation (III.16) devient:

$$H_1 \cdot l_1 + H_2 \cdot l_2 + H_3 \cdot l_3 + \dots = F \quad (\text{III.17})$$

Différentes caractéristiques magnétiques partielles des différentes parties de la machine à aimants sont alors définies: entrefer [$\phi_e(F_e)$], denture statorique [$\phi_d(F_d)$], culasse statorique [$\phi_c(F_c)$], armature rotorique [$\phi_r(F_r)$]. Pour obtenir ces dernières, on fait varier le flux par pôle (ϕ_e) pour différentes valeurs. Pour chaque nouvelle valeur du flux (ϕ_e), on calcule la F.M.M correspondante. Ainsi, on trace, pour chaque région, la caractéristique partielle en connaissant la nature [B(H)] de chaque milieu. Leur somme permet de déterminer la caractéristique magnétique totale du circuit sans l'aimant.

$$F_i = f(\phi_e) \quad (\text{III.18})$$

avec

$$F_i = F_e + F_d + F_c + F_r \quad (\text{III.19})$$

L'intersection de la caractéristique magnétique totale avec celle de l'aimant donne le point de fonctionnement (F_p, ϕ_p) (Fig.III.4).

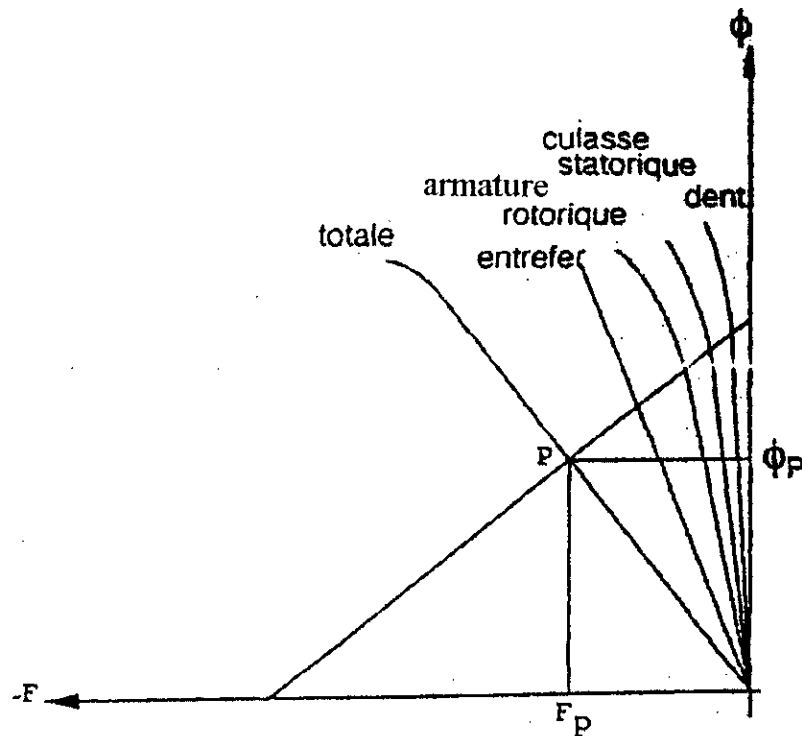


Fig.III.4 Point de fonctionnement d'un moteur à aimants

III.5.2. Détermination de la caractéristique magnétique partielle

1. Entrefer

La F.M.M dans l'entrefer s'écrit :

$$F_e = \frac{Be}{\mu_0} e \quad (\text{III.20})$$

où e et μ_0 représentent respectivement l'épaisseur de l'entrefer et la perméabilité magnétique de l'air (H/m).

Cependant, l'entrefer présente des discontinuités à cause de la présence des encoches statoriques.

Dans ce cas, on multiplie l'équation (III.20) par le coefficient de CARTER (K_c) égale à [31]:

$$K_c = \frac{\tau_p}{\tau_p - \left(\frac{a^2 \cdot e}{5 + a} \right)} \quad (\text{III.21})$$

avec $a = \left(\frac{h_{d1}}{b_{st}} \right)^2$

où h_{d1} et b_{st} désignent respectivement la hauteur du bec de l'encoche et l'ouverture de l'isthme d'encoche

l'équation (III.20) devient alors :

$$F_e = \frac{B_e}{\mu_o} \cdot e \cdot K_c \quad (\text{III.22})$$

avec :

$$B_e = \frac{\phi_e}{S_e} \quad (\text{III.23})$$

où $S_e = \alpha \cdot \tau_p \cdot L_u$ est la section utile d'un pôle au niveau de l'entrefer.

• Dimensions de l'encoche

Il existe deux méthodes de dimensionnement des encoches statoriques l'une utilisant des abaques, et l'autre plus détaillée [30].

Nous avons opté pour un dimensionnement qui consiste d'abord à remplir l'encoche de conducteurs élémentaires en tenant compte de l'isolation, du revêtement de l'encoche, du bandage et du type d'encoche.

Tout d'abord, il faut connaître le nombre de conducteurs par encoche qui est déterminé à partir de l'expression de la densité linéique (A) suivante [26]:

$$A = \frac{Z \cdot N_{c/enc} \cdot I_n \cdot n_a}{\pi \cdot D_a \cdot n_p} \quad (\text{III.24})$$

D'où :

$$N_{clenc} = \frac{A \cdot \pi \cdot D_a \cdot n_p}{Z \cdot n_a \cdot I_n} \quad (\text{III.25})$$

N_{clenc} , n_p et n_a désignent respectivement le nombre de conducteurs par encoche, le nombre de phases de la machine et le nombre de phases alimentées.

La détermination du diamètre d'un conducteur est tirée de l'expression de la densité de courant surfacique [30], on obtient :

$$J_s = \frac{N_{clenc} \cdot I_n}{S_{enc}} \quad (\text{III.26})$$

Comme la surface de l'encoche n'est pas entièrement utilisée par les conducteurs, un coefficient de remplissage (K_r) est à prendre en considération. Ce dernier, égal à $\frac{S_{clenc}}{S_{enc}}$, est estimé à 65%. On peut écrire donc:

$$J_s = \frac{K_r \cdot I_n}{S_{con}} \quad (\text{III.27})$$

avec $S_{con} = \pi \cdot \frac{d_c^2}{4}$

on obtient:

$$d_c = \left(\frac{4 \cdot K_r \cdot I_n}{\pi \cdot J_s} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III.28})$$

Après évaluation de la hauteur de l'encoche, nous avons remarqué qu'en utilisant l'expression qui donne le diamètre de fond d'encoche [26], nous retrouvons la même hauteur:

$$D_{fe} = \frac{4 \cdot A \cdot D_a \cdot B_d}{K_r \cdot J_s \cdot (B_d - B_e)} \quad (\text{III.29})$$

ainsi on a:

$$h_z = \frac{(D_{fe} - D_a)}{2} \quad (\text{III.30})$$

D_{fe} et h_z représentent respectivement le diamètre de fond d'encoche et la hauteur de l'encoche.

Pour faciliter le dimensionnement des encoches, nous les avons choisis de formes rectangulaires. Les dents sont donc à faces parallèles, ayant deux largeurs; L_1 une se situant au niveau des bords d'encoche (b_{d1}) et l'autre se situant au-delà des bords des bords (b_{d2}) (Fig.III.5).

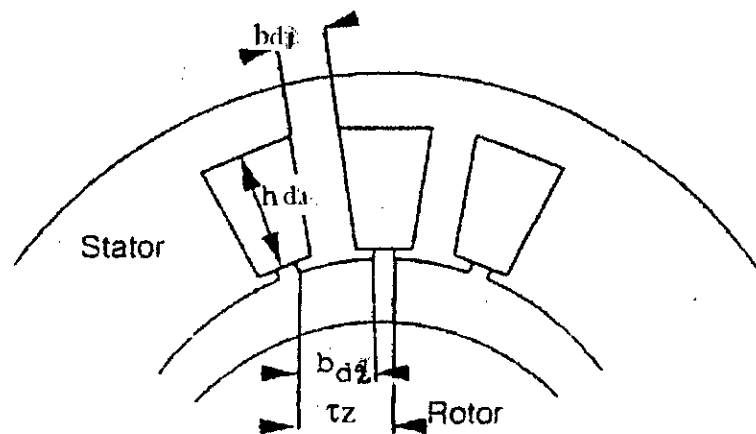


Fig III.5 Représentation de la denture statorique.

La largeur de l'encoche est déterminée à partir de la largeur de la dent (b_{d1}). Cette dernière est en fonction de l'induction dans l'entrefer et de l'induction maximale admissible dans la dent [29] fixée à 1.7 Tesla :

$$b_{d1} = \frac{\tau_z \cdot B_e}{K_{fe} \cdot B_d} \quad (\text{III.31})$$

et

$$b_{d2} = \tau_z - b_{d1}$$

b_{d1} et τ_z représentent respectivement l'ouverture du bec de l'encoche estimée à $\frac{1}{3}$ du pas dentaire et le pas dentaire égale à $\frac{\pi \cdot D_a}{Z}$.

La largeur de l'encoche (b_z) dans ce cas serait:

$$b_z = \tau_z - b_{d1} \quad (\text{III.32})$$

2. Denture statorique

A un pas dentaire τ_z correspond un flux dans l'entrefer ϕ_d tel que:

$$\phi_d = \tau_z \cdot L_u \cdot B_e \cdot K_{fe} \quad (\text{III.33})$$

K_{fe} représente le coefficient de feuilletage des tôles utilisées dans le stator (égal à 0.93).

La plus grande partie du flux passe par la dent, étant donné que la perméabilité du fer est très supérieure de celle de l'air.

On applique la règle de SIMPSON, qui considère l'induction dans les dents à trois niveaux: la partie la plus basse, la plus haute et au milieu de la dent, pour le calcul de l'induction moyenne [26,30].

Pour prendre en compte l'épanouissement dentaire, on considère deux zones de passage du flux (Fig.III.6).

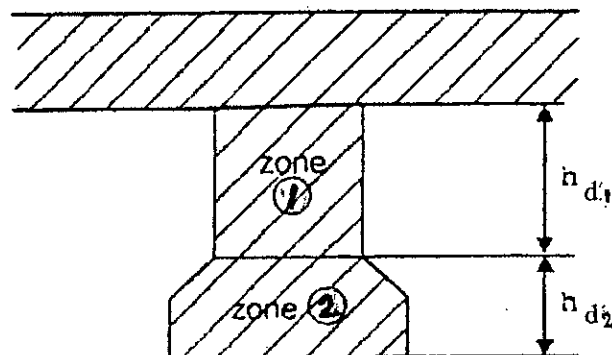


Fig III.6 Représentation de la denture statorique.

Pour chaque zone, on définit l'induction correspondante:

$$B_{d1} = \frac{\phi_{d1}}{S_{d1}} \quad (\text{III.34})$$

$$B_{d2} = \frac{\phi_{d2}}{S_{d2}} \quad (\text{III.35})$$

avec $\phi_{d1} = \phi_{d2} = \phi_d$

où S_{d1} , S_{d2} représentent les sections de passage du flux dans les zones (1) et (2) de la dent. Elles sont égales respectivement à :

$$S_{d1} = b_{d1} \cdot L_u \quad (\text{III.36})$$

$$S_{d2} = b_{d2} \cdot L_u \quad (\text{III.37})$$

On substitue l'équation (III.33) dans les équations (III.34) et (III.35)

on obtient:

$$B_{d1} = \frac{\tau_z \cdot B_e \cdot K_{fe}}{b_{d1}} \quad (\text{III.38})$$

$$B_{d2} = \frac{\tau_z \cdot B_e \cdot K_{fe}}{b_{d2}} \quad (\text{III.39})$$

On porte sur la courbe d'aimantation $[B = f(H)]$ du matériau utilisé au stator B_{d1} , B_{d2} et l'on tire les intensités du champ H_{d1} , H_{d2} correspondantes.

On aura alors la F.M.M de chaque zone, égale respectivement à:

$$F_{d1} = h_{d1} \cdot H_{d1} \quad (\text{III.40})$$

$$F_{d2} = h_{d2} \cdot H_{d2} \quad (\text{III.41})$$

La F.M.M totale de la dent est égale à :

$$F_d = F_{d1} + F_{d2} \quad (\text{III.42})$$

3. Culasse statorique

Le flux de chaque pôle se répartit de part et d'autre de l'axe polaire (Fig.III.7). Chaque partie de la culasse est traversée par la moitié du flux ϕ_e par pôle [29,30].

L'induction moyenne traversant la section de la culasse s'écrit ainsi :

$$B_c = \frac{\phi_e}{2 \cdot S_c \cdot K_{fe}} \quad (\text{III.43})$$

où

$$S_c = h_c \cdot L_u \quad (\text{III.44})$$

Le calcul des F.M.M dans l'entrefer et dans les dents est effectué sur la base de la ligne d'induction moyenne qui passe par l'axe polaire. Dans la culasse, on obtient une F.M.M trop élevée avec la même ligne. En général, on prend une longueur de la ligne d'induction (Fig.III.8) égale à [30,31]:

$$l_c = \frac{\pi \cdot D_{ext}}{4p} \quad (\text{III.45})$$

avec

$$D_{ext} = (D_{fe} + 2 \cdot h_c) \quad (\text{III.46})$$

La hauteur de la culasse (h_c) est déterminée à partir de l'expression suivante [26] :

$$h_c = \alpha \cdot \frac{B_e}{B_c} \cdot \frac{\pi \cdot D_{fe}}{4p} \quad (\text{III.47})$$

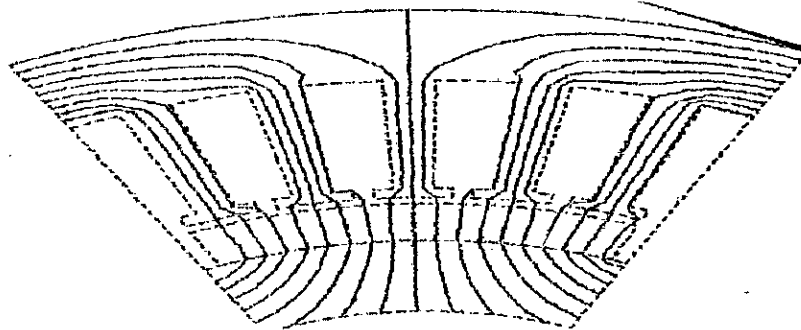


Fig.III.7 Lignes du champ sur un pas polaire

La F.M.M dans la culasse statorique est donnée par :

$$F_c = H_c \cdot L_o \quad (\text{III.48})$$

La valeur de l'intensité du champ (H_c) est déduite de la courbe d'aimantation [$B=f(H)$] du matériau utilisé.

4. Armature rotorique

Nous procédons de la même manière que pour le cas de la culasse.

En tenant compte du flux de fuite de la machine, l'induction moyenne dans l'armature rotorique s'écrit :

$$B_{rot} = \frac{\phi_e \cdot v}{2 \cdot K_{fe} \cdot S_r} \quad (\text{III.49})$$

où v représente le coefficient d'HOPKINSON compris entre 1.2 et 1.3 [31]

et avec $S_r = h_r \cdot L_o$ étant la section traversée par le flux

La hauteur du rotor (h_r) est égale à $\frac{(D_{rot} - D_{arb})}{2}$ (Fig.III.8)

Quant au diamètre du rotor, il est déterminé par l'expression suivante :

$$D_{rot} = D_a - 2.h_p - 2.e \quad (III.50)$$

La F.M.M dans l'armature rotorique s'écrit alors :

$$F_r = H_r \cdot l_r \quad (III.51)$$

avec

$$l_r = \frac{\pi \cdot (D_{arb} + 2h_r)}{8p} \quad (III.52)$$

Le diamètre de l'arbre (D_{arb}) est fixé à 25 mm pour le prototype étudié :

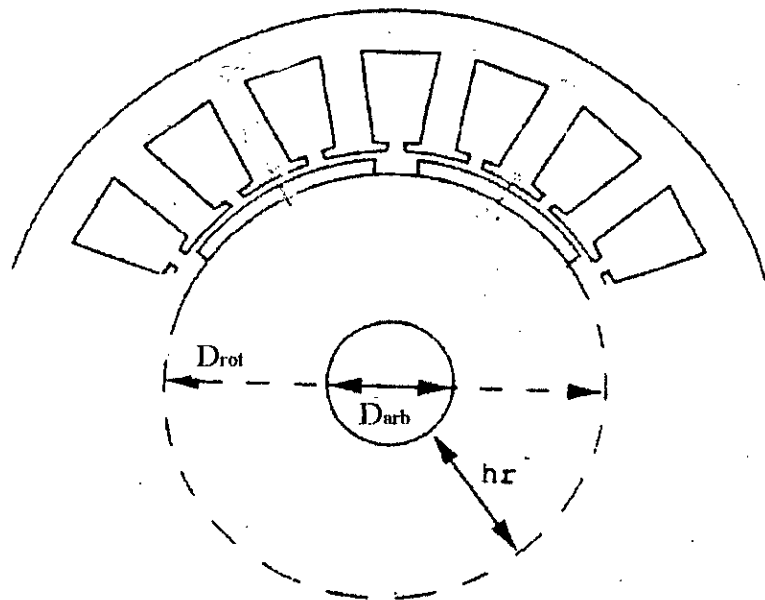


Fig.III.8 Dimensions rotoriques

5. Aimant

Etant donné que l'aimant possède une caractéristique de désaimantation linéaire, nous pouvons écrire :

$$B_a = \frac{B_r}{H_{coer}} \cdot H_a + B_r \quad (III.53)$$

où H_{coer} , H_a représentent respectivement le champ coercitif, et l'intensité du champ de l'aimant.

En multipliant l'équation (III.53) par la section de passage du flux dans l'aimant (S_a) qui est égale à $b_p \cdot L_a$. On obtient la caractéristique magnétique $\phi_a = f(F_a)$:

$$\phi_a = \frac{\phi_r}{F_c} \cdot F_c + \phi_r \quad (\text{III.54})$$

En tenant compte de la deuxième hypothèse, l'équation (III.54) s'écrit :

$$\phi_a = \frac{\phi_r}{F_c} \cdot F_a + \phi_r \quad (\text{III.55})$$

III.6 Détermination des paramètres électriques

♣. L'expression de la densité linéique de courant (A) permet de déterminer le nombre de spires par phase (n_s) :

$$n_s = \frac{\pi D_a \cdot A}{2n_a \cdot I_n} \quad (\text{III.56})$$

où I_n et n_a représentent respectivement le courant nominal et le nombre de phases alimentées (égal à 2 dans notre cas).

On calcule, alors, le nombre de conducteurs par encoche qui est donné par :

$$n_c = \frac{2 \cdot m \cdot n_s}{Z} \quad (\text{III.57})$$

où m et Z désignent le nombre de phases et le nombre d'encoches de la machine.

Quant au diamètre du conducteur, il est donné par :

$$d_c = \left(\frac{4 \cdot K_r \cdot S_{enc}}{\pi \cdot n_c} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III.58})$$

♣. La résistance par phase est donnée par l'expression suivante :

$$R = \frac{\rho \cdot L_s \cdot n_s}{S_s} \quad (\text{III.59})$$

où ρ , L_s et S_s désignent respectivement la résistivité du cuivre, la longueur moyenne d'une spire et la section d'une spire.

La longueur L_s , [28](Fig III.9) s'écrit :

$$L_s = L_u + K_t \left(\frac{\pi(D_a + h_a)}{2p} \right) \quad (\text{III.60})$$

avec K_t , le coefficient qui tient compte des têtes de bobines fixé à 0.4

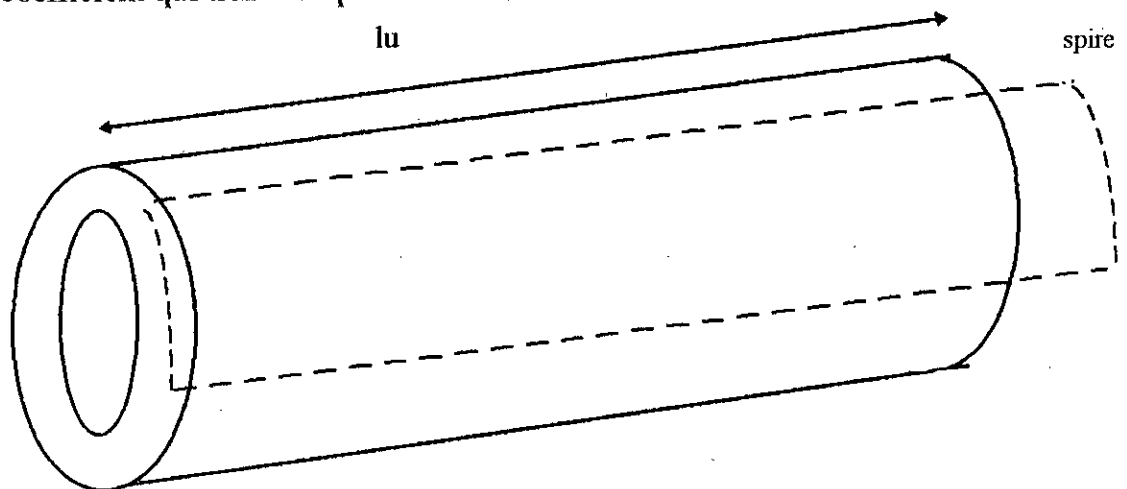


Fig.III.9 Longueur moyenne d'une spire

♣. Les pertes Joule s'expriment par :

$$P_j = n_a \cdot R \cdot I_n^2 \quad (\text{W}) \quad (\text{III.61})$$

soit:

$$P_j = \rho \cdot \frac{L_s}{S_s} \cdot n_s \cdot n_a \cdot I_n \cdot J \cdot S_s \quad (\text{III.62})$$

avec J : densité surfacique du courant égale I_n / S ,

ou bien :

$$P_j = \rho \cdot \pi \cdot L_s \cdot \frac{D_a}{2} \cdot A \cdot J \quad (\text{III.63})$$

De l'expression (III.63) on déduit que les pertes par effet Joule sont minimisées en diminuant le produit $(A J)$.

III.7. Détermination des performances de la BDCM

L'autopilotage de la BDCM est obtenu grâce au capteur de position. L'alimentation par courants rectangulaires produit des courants constants d'une durée égale à 120° électrique, comme nous l'avons déjà précisé. Ces durées de conduction sont séparées par des interruptions de 60° électrique à courant nul, ainsi, il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant.

III.7.1. Modèle de l'ensemble source-commutateur-moteur à aimants

♣. Hypothèses :

- Les interrupteurs sont considérés parfaits.
- La commutation est instantanée.
- Les f.e.m sont considérées sinusoïdales (avec $\omega t = \theta$).
- Les courants sont constants
- Les inductances propres et mutuelles et les résistances du moteur ainsi représentées dans la Fig.III.10 sont constantes.

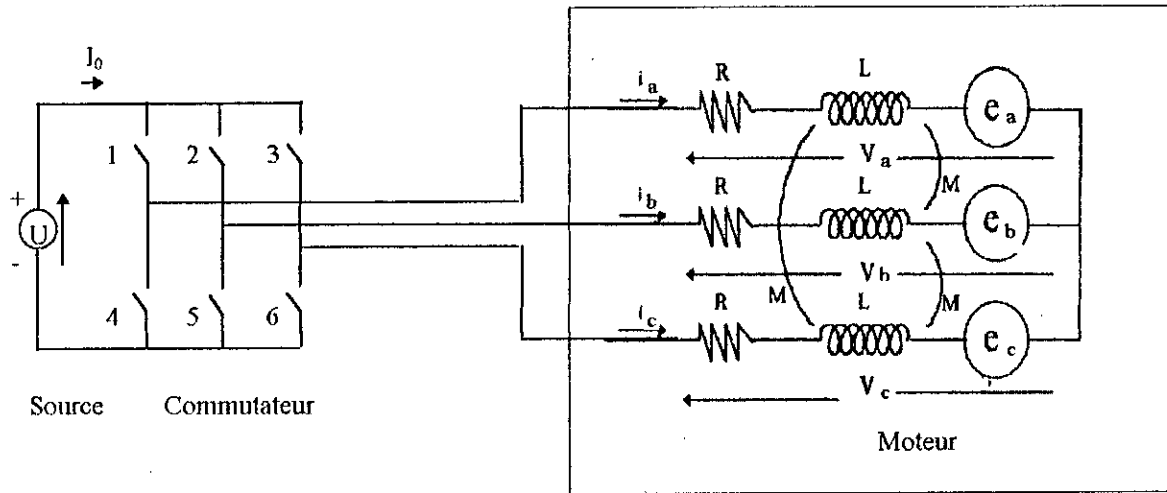


Fig III.10 Alimentation de la BDCM

III.7.2. Equation de fonctionnement du moteur

Les tensions du moteur à aimants sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.64})$$

avec

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{III.65})$$

par conséquent, on a :

$$M i_b + .M i_c = -M i_a \quad (\text{III.66})$$

En remplaçant l'équation (III.66) dans le système (III.64) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.67})$$

En posant $\mathcal{L} = L - M$ qui représente l'inductance cyclique. En tenant compte de l'asservissement des courants à la position du rotor $\left(\frac{d}{dt} = \omega \frac{d}{d\theta}\right)$ le système devient :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega\mathcal{L} & 0 & 0 \\ 0 & \omega\mathcal{L} & 0 \\ 0 & 0 & \omega\mathcal{L} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.68})$$

III.7.3. Calcul de la tension moyenne

En fonctionnement autopiloté, deux interrupteurs du commutateur conduisent en même temps un courant constant I_0 ainsi :

$$U = 2.R.I_0 + e_a - e_b \quad (\text{III.69})$$

e_a et e_b s'expriment :

$$e_a = E_{\max} \cdot \sin \theta \quad (\text{III.70})$$

$$e_b = E_{\max} \cdot \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{III.71})$$

Les interrupteurs conduisent pendant un intervalle de $\frac{\pi}{3}$. On détermine la tension moyenne $\langle U \rangle$ sur l'intervalle $\theta_0, \theta_0 + \frac{\pi}{3}$:

$$\langle U \rangle = 2R.I_0 + \frac{3}{\pi} \cdot E_{\max} \int_{\theta_0}^{\left(\theta_0 + \frac{\pi}{3}\right)} \sin \theta + \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) d\theta \quad (\text{III.72})$$

on obtient pour une valeur de θ_0 max:

$$\langle U \rangle = 2R.I_0 + \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot E_{\max} \quad (\text{III.73})$$

III.7.4. Calcul du courant

A partir de l'expression de la tension moyenne, nous déterminons le courant moyen

I_0 :

$$I_0 = \frac{\left(\langle U \rangle - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot E_{\max} \right)}{2R} \quad (\text{III.74})$$

III.7.5. Calcul du couple moyen

La puissance électromagnétique s'exprime :

$$P_e = 2 \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot E_{\max} \cdot I_0 \quad (\text{III.75})$$

De l'expression (III.64) on tire :

$$k \cdot E_{\max} = \langle U \rangle - 2R \cdot I_0 \quad (\text{III.76})$$

avec $k = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}$

Or la puissance moyenne s'exprime également par:

$$\langle P_e \rangle = \langle C \rangle \cdot \Omega \quad (\text{III.77})$$

où Ω représente la vitesse rotorique (rd/s)

D'où le couple moyen $\langle C \rangle$:

$$\langle C \rangle = \frac{\left(\langle U \rangle - 2R \cdot I_0 \right) \cdot I_0}{\Omega} \quad (\text{III.78})$$

Finalement, l'expression (III.78) s'écrit :

$$\langle C \rangle = \frac{k \cdot E_{\max}}{R} \frac{[\langle U \rangle - k \cdot E_{\max}]}{\Omega} \quad (\text{III.79})$$

III.8. CONCLUSION

Les différentes étapes de dimensionnement que nous avons présentées nous ont permis de définir une méthode de calcul simple pour une structure de base de la machine à aimants en fonctionnement synchrone autopiloté.

Les deux principaux paramètres de base de dimensionnement, liés à l'expression du couple, sont l'induction dans l'entrefer et la densité de courant linéique. Ces derniers dépendent de plusieurs autres paramètres liés aux différentes grandeurs électriques, géométriques et aux propriétés des divers matériaux constituant la machine.

Pour ce dimensionnement électromagnétique, nous avons eu à expliciter la manière dont le point de fonctionnement est déterminé. Il a fallu, pour cela, déterminer les caractéristiques magnétiques partielles des différentes parties du circuit magnétiques composant la machine, entre autre l'entrefer, la denture, la culasse statorique et l'armature rotorique. L'intersection de la somme des caractéristiques obtenues avec celle de l'aimant a donné le point de fonctionnement de la machine. Nous avons, ensuite, passer en revue les différents paramètres électriques de la machine à aimants, ce qui nous a permis de calculer ses performances.

Cependant, il faut signaler que plusieurs considérations doivent être prises en compte, en particulier les contraintes technologiques. Mais le plus souvent le critère d'optimisation et le cahier des charges sont primordiaux.

CHAPITRE IV

APPLICATION A UN PROTOTYPE AVEC SAMARIUM-COBALT ET FERRITES

IV.1. INTRODUCTION

L'évolution des sciences, en particulier l'informatique, les développements des nouvelles techniques et l'abaissement du coût de calcul, facilitent la modélisation des machines électriques [33]. En effet, le dimensionnement électromagnétique de ces dernières nécessite un temps prohibitif. Ce qui a amené le constructeur à concevoir des programmes de dimensionnement.

A partir des expressions de dimensionnement définies auparavant, nous développons un programme d'aide au dimensionnement d'une machine à aimants à pôles lisses qui permet de répondre aux exigences du cahier des charges. Nous l'appliquons ensuite à un prototype en utilisant du Samarium-Cobalt caractérisé par une aimantation de l'ordre de 1 Tesla et suffisamment rigide pour considérer leur perméabilité voisine de celle de l'air, et également, en utilisant des Ferrites. Ces derniers possèdent une faible induction rémanente de l'ordre de 0.39 Tesla, et une forte résistance à la démagnétisation.

IV.2. PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT

Nous présentons un récapitulatif des différentes étapes du dimensionnement de la machine à aimants explicitées au chapitre précédent :

1. Première évaluation des dimensions géométriques : dimensions de l'aimant, du rotor et des encoches statoriques;
2. Détermination des lignes moyennes d'induction de la denture, de la culasse statoriques et de l'armature rotorique;
3. Première évaluation du point de fonctionnement à vide du moteur. Pour cela, nous suivons successivement, pour une induction d'entrefer donnée, les étapes suivantes :
 - a. Calcul du flux par pôle;
 - b. Calcul des inductions magnétiques dans la denture B_d , dans la culasse B_c et dans l'armature B_{rot} ;

- c. Dédution à partir des caractéristiques magnétiques $B(H)$ du fer statorique et du fer rotorique, des intensités du champ magnétique (H_d , H_c et H_{rot}),
 - d. Calcul des F.M.M (avec $F=H_i.L_i$) dans la denture statorique F_d , la culasse statorique F_c , dans l'armature rotorique F_{rot} et dans l'entrefer et tracer des caractéristiques magnétiques partielles respectives;
 - e. Détermination de la F.M.M totale $F_t = F_e + F_d + F_c + F_{rot}$ et représentation de la caractéristique magnétique partielle $\phi = f(F_t)$;
 - f. Détermination de la caractéristique magnétique partielle de l'aimant et représentation de la caractéristique flux aimant $\phi = f(F_a)$ (flux d'aimant = flux d'entrefer);
 - g. Détermination du point de fonctionnement à vide du moteur à partir de l'intersection des deux caractéristiques $\phi = f(F_t)$ et $\phi = f(F_a)$;
 - h. Déduire de ce point de fonctionnement à vide la valeur de l'induction dans l'entrefer $(B_e)_{inter}$,
 - i. Comparaison de la valeur B_e avec celle fixée:
 - si $[(B_e)_{inter} - (B_e)_{initial}] < 0 \Rightarrow$ il faut augmenter l'épaisseur de l'aimant et revenir au point (3.a);
 - si $[(B_e)_{inter} - (B_e)_{initial}] > 0 \Rightarrow$ il faut diminuer l'épaisseur de l'aimant et revenir au point (3.a).
4. Si $(B_e)_{inter} = (B_e)_{initial}$ il faut donc calculer les paramètres électriques (n_s , d_c , R),
 5. Calcul des performances de la machine ($f.e.m$, I , C_{moy});
 6. Présentation des résultats.

Ces différentes étapes sont représentées sous forme d'organigramme :

Début

Données

1/ Cahier des charges

- Tension nominale (V_n)
- Courant nominal (I_n)
- Couple nominal (C_n)
- Rendement nominal (η)
- Vitesse nominale (N_n)

2/- Paramètres électriques

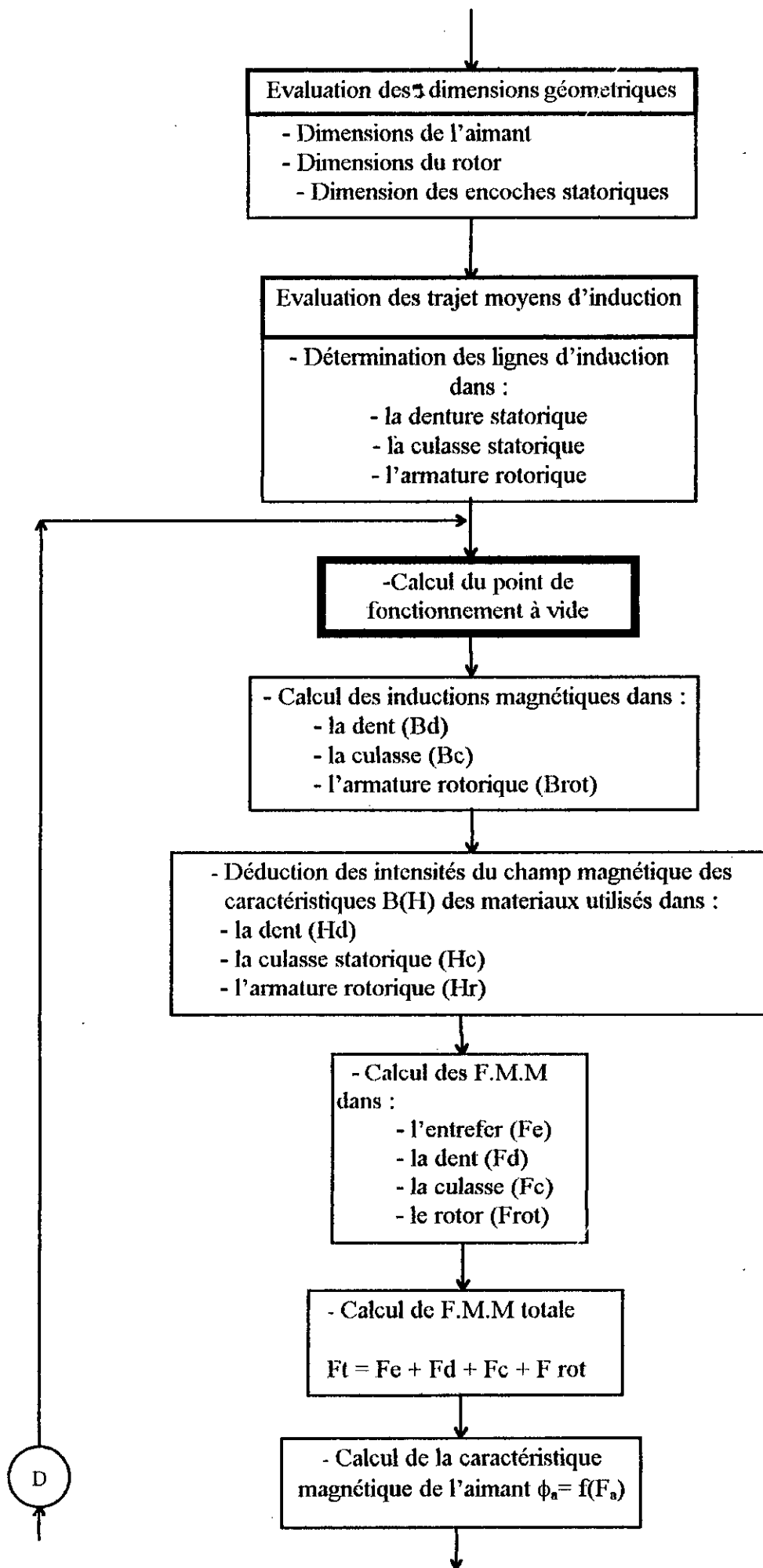
- Densité de courant linéique (A)
- Densité de courant surfacique (J_s)
- Taux d'utilisation de l'encoche (K_r)

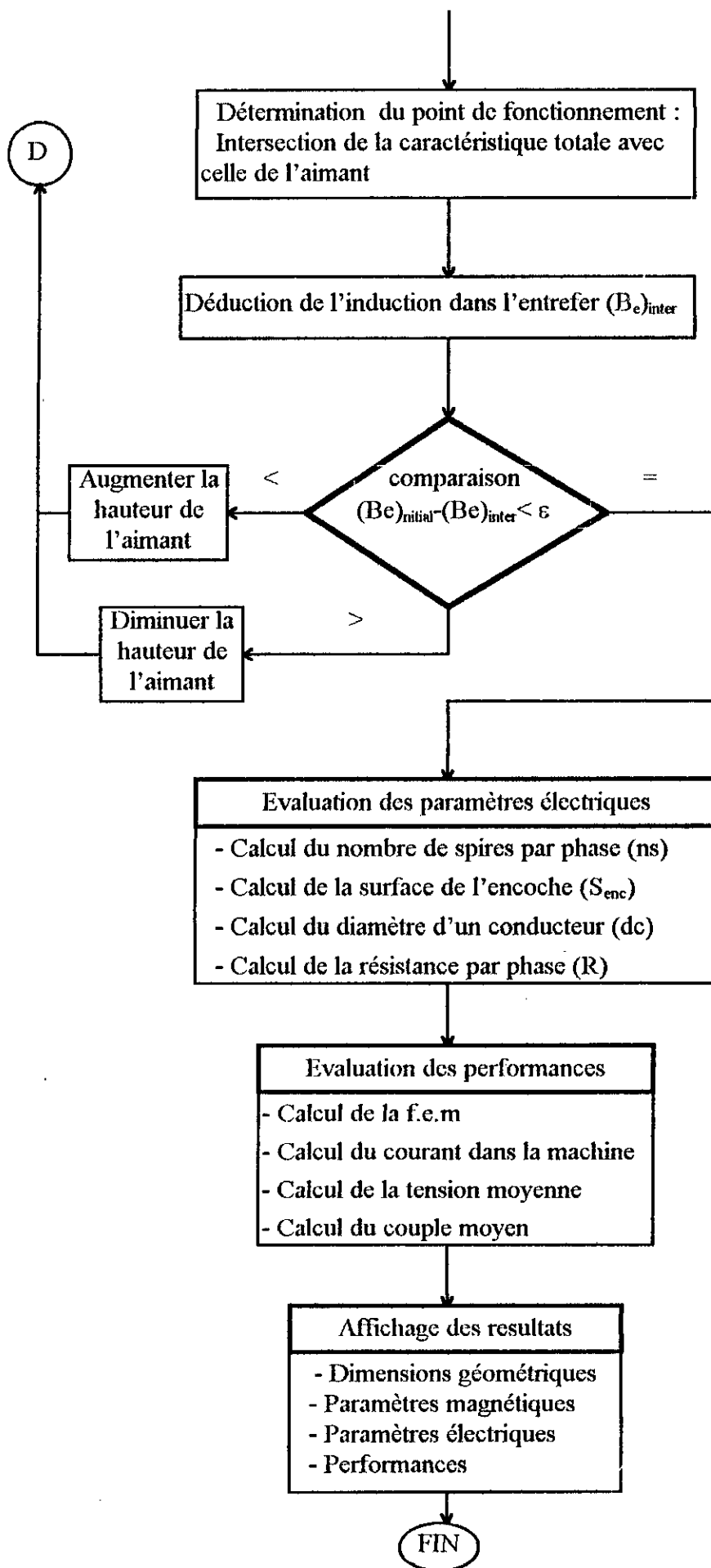
3/ Paramètres magnétiques

- Induction dans l'entrefer (B_e)
- Caractéristique de démagnétisation de l'aimant
- Caractéristiques magnétiques des matériaux utilisés

4/ Paramètres géométriques

- Nombre de paires de pôles
- Nombre d'encoches (Z)
- Diamètre d'alésage (D_a)
- Longueur utile (L_u)
- Epaisseur de l'entrefer (e)





IV.3. COMPARAISON DE L'UTILISATION DU SAMARIUM-COBALT ET LES FERRITES

Pour effectuer une comparaison objective, nous avons imposé pour l'utilisation des deux types d'aimants :

- le même couple;
- la même longueur utile;
- les mêmes densités de courant linéique et surfacique au niveau du stator;
- la même alimentation;
- le même matériau ferromagnétique.

Les principaux paramètres électriques, magnétiques et géométriques fixés sont donnés dans le tableau IV.1:

| Cahier des charges | |
|---------------------------------------|------------|
| Tension nominale | 220 V |
| Courant nominal | 9 A |
| Couple nominal | 9 N.m |
| Puissance utile | 1.9 kW |
| Rendement nominal | 0.82 |
| Vitesse nominale | 2000 tr/mm |
| Couplage étoile avec neutre non sorti | |

| Paramètres géométriques | |
|--------------------------------|----------|
| Nombre de paires de pôles | 3 |
| Nombre d'encoches | 36 |
| Diamètre de l'arbre | 25 (mm) |
| Longueur utile | 140 (mm) |
| Entrefer | 0.8 (mm) |

Paramètres électriques

| | |
|---------------------------------|------------------------|
| Densité de courant linéique | 20 (A/mm) |
| Densité de courant | 10(A/mm ²) |
| Taux d'utilisation de l'encoche | 65 % |

Paramètres magnétiques du SmCo

| | |
|---------------------------|------------|
| Induction rémanente | 1 (T) |
| Champ coercitif | 720 (kA/m) |
| Induction dans l'entrefer | 0.8 (T) |

Paramètres magnétiques des Ferrites

| | |
|---------------------------|------------|
| Induction rémanente | 0.39 (T) |
| Champ coercitif | 230 (kA/m) |
| Induction dans l'entrefer | 0.35 (T) |

Tableau IV.1

La caractéristique d'aimantation $B = f(H)$ du matériau que nous avons utilisé au stator et au rotor (Fig.IV.1).est la même :

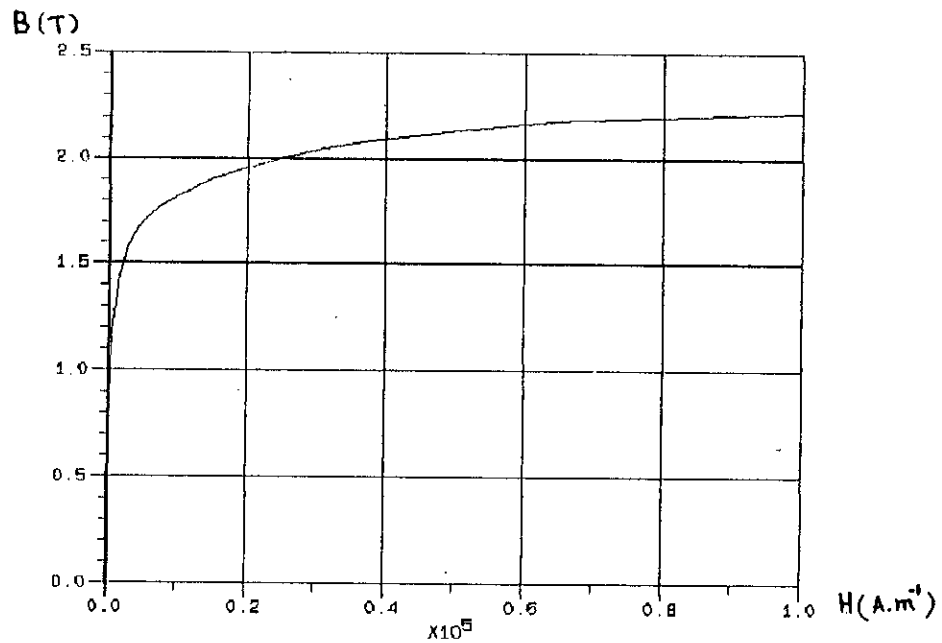


Fig.IV.1 Caractéristique d'aimantation des tôles ordinaires au Silicium

Après plusieurs itérations, nous obtenons les résultats pour les types d'aimants utilisés qui sont résumés dans le tableau (IV.2)

| Paramètres électriques | SmCo | Ferrites |
|-----------------------------------|-------------|-----------------|
| Nombre de spires par phase | 112 | 172 |
| Nombre de conducteurs | 19 | 29 |
| Diamètre d'un conducteur (mm) | 0.8 | 0.8 |
| Section d'un fil conducteur (mm²) | 0.64 | 0.64 |
| Résistance d'une phase (Ω) | 0.58 | 0.93 |

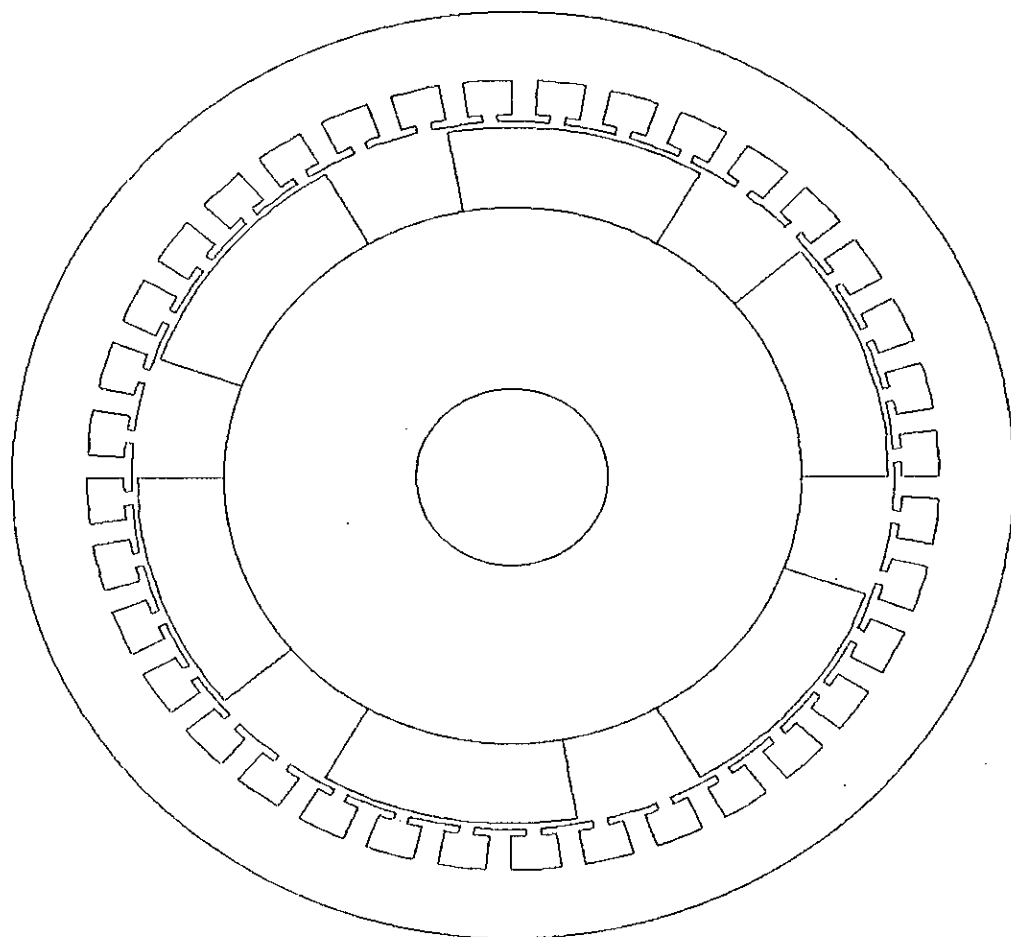
| Performances | SmCo | Ferrite |
|--------------------------------|--------------|----------------|
| Force électromotrice (V) | 127.5 | 132.7 |
| Tension moyenne (V) | 306.3 | 323.2 |
| Puissance électromagnétique(W) | 2140 | 2220 |
| Couple moyen max (N.m) | 12.86 | 13.3 |
| Rendement | 0.72 | 0.66 |

Tableau IV.2

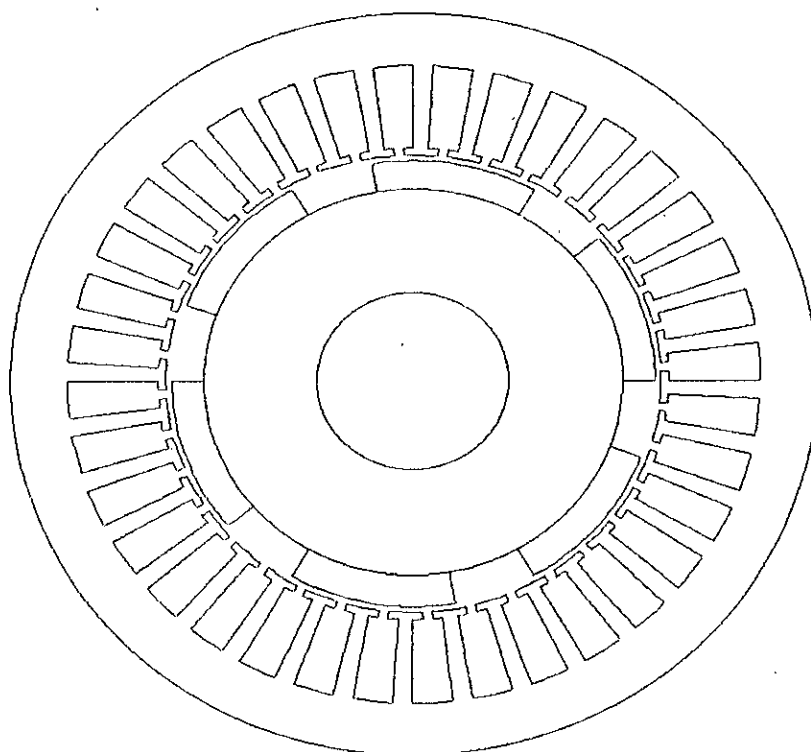
La topologie des deux structures dimensionnées est représentée sur la Fig.IV.2 :

Fig..2 Comparaison des deux structures avec SmCo et Ferrites

Avec aimants Ferrites



Avec aimants SmCo



Nous remarquons tout d'abord une différence de taille des deux machines (Fig.IV.2). En effet, le prototype utilisant des Ferrites possède une grande partie du fer inutile sur le plan magnétique au niveau du rotor, ce qui le rend plus encombrant.

Nous constatons également que l'épaisseur de l'aimant obtenue avec les Ferrites est deux fois plus importante que celle obtenue avec le Samarium-Cobalt. Cela est due à la faible valeur de l'induction rémanente. Quant à la surface des encoches, elle est moins importante, d'autre part le nombre de conducteurs logés dans les encoches est plus élevé dans le prototype utilisant des Ferrites. Ce qui a pour conséquence des pertes Joule plus élevées, et par conséquent une diminution du rendement. Il faudra donc penser à améliorer le système de refroidissement de ce dernier. Pour ce qui est des pertes Joule obtenue pour le prototype utilisant du Samarium-Cobalt, elles sont acceptables.

Dans le prototype avec Samarium-Cobalt, l'induction dans la dent se rapproche de la saturation du matériau utilisé ce qui est désavantageux, il faudrait penser à utiliser un matériau qui possède un coude de saturation élevé.

Nous constatons aussi, d'après la taille des deux prototypes obtenues, que le poids du prototype utilisant des Ferrites est plus élevé que celui utilisant du SmCo. Cela limite l'application des machines à aimants Ferrites là où la puissance massique n'est pas un critère de choix.

IV.4. CONCLUSION

A partir des hypothèses adoptées, des expressions de dimensionnement classiques et des paramètres choisis et fixés par le cahier des charges, nous avons élaboré un programme de dimensionnement de la machine à aimants en fonctionnement synchrone autopiloté en respectant les exigences du cahier des charges. Mais, cela nécessite la connaissance d'autres paramètres entre autres thermiques et mécaniques et les conditions de refroidissement pour un dimensionnement plus précis.

Le programme développé dans ce chapitre permet d'effectuer des vérifications systématiques des dimensions géométriques, magnétiques et électriques de la machine à aimants à pôles lisses.

De la comparaison effectuée avec les deux types d'aimants (SmCo et Ferrites), nous avons constaté que la taille et le poids de la machine sont considérablement réduits avec le SmCo. Mais, ces aimants entraînent une forte induction au niveau du stator ce qui nous amène à utiliser un matériau ferromagnétique ayant un coude de saturation élevé ce qui se repercute sur le prix de revient.

L'utilisation des Ferrites dans les inducteurs de machines est adéquat là où le critère de la puissance volumique n'est pas prépondérant.

L'augmentation de la surface de l'encoche permet de réduire les pertes Joule et d'améliorer le rendement de la machine ce qui évite d'utiliser des systèmes de ventilation sophistiqués, ainsi le coût est réduit.

Pour une structure donnée, une nuance d'aimants choisie et un critère fixé, nous avons déterminé, à l'aide d'une méthode simple, les dimensions électromagnétiques permettant d'avoir les meilleures performances.

Enfin, il est évident que pour connaître les contraintes magnétiques en tout point de la machine à aimants, comme pour toute autre machine électrique, un calcul de champ est nécessaire.

CHAPITRE V

COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS AVEC CEUX ISSUS D'UN CALCUL DE CHAMP

V.1. INTRODUCTION

La méthode utilisée donne une approche globale des performances des machines à aimants à pôles lisses. Mais parfois il est nécessaire de connaître localement le champ magnétique dans la structure de ces machines. Ce dernier est obtenu par différentes méthodes numériques que nous avons déjà exposées.

La méthode analytique s'avère intéressante pour le calcul du champ électromagnétique d'une machine à aimants lorsque l'inducteur présente une structure géométrique simple. Cette méthode constitue un outil efficace et rapide pour réaliser une étude paramétrique [34,35,36].

Nous allons, dans ce présent chapitre, exposer une méthode analytique pour calculer les efforts du prototype étudié avec des aimants du type SmCo. Le modèle d'étude est bidimensionnel et la résolution de l'équation du champ est effectuée en calculant les potentiels vecteurs dus aux aimants et aux courants statoriques. Nous présentons également le code DIFIMEDI [37] qui utilise les différences finies dans la résolution des équations du champ que nous avons utilisé pour déterminer la répartition de l'induction due aux deux sources (aimants et courants statoriques) au niveau de l'entrefer ainsi que le couple développé par le prototype étudié en régime linéaire pour la position optimale.

V.2. EXPOSE DE LA METHODE ANALYTIQUE DE CALCUL DE CHAMP UTILISEE

Nous exposons un modèle d'étude bidimensionnel avec une résolution analytique de l'équation du champ dans l'entrefer dû aux aimants et aux courants statoriques dans le cas d'une machine synchrone autopilotée à pôles lisses à aimants radiaux. Une fois le potentiel vecteur déterminé, nous calculons le couple électromagnétique développé par la machine à partir du tenseur de Maxwell.

V.2.1. Modèle d'étude

Pour simplifier le calcul du potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants statoriques, nous adoptons les hypothèses suivantes :

- Les effets d'extrémité sont négligés;
- Les pertes par hystérésis et par courants de Foucault sont négligées;
- La perméabilité du fer est supposée très grande;
- L'aimantation est rigide et uniforme. La perméabilité des aimants modernes est proche de celle de l'air $\mu_a \approx \mu_0$.

Nous utilisons les coordonnées polaires. En 2D, le potentiel vecteur a une seule composante suivant l'axe Oz (hypothèse une).

Les inductions se déduisent par :

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial \theta} \quad (V.1)$$

$$B_\theta = -\frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} \quad (V.2)$$

L'axe origine est choisi de telle manière à avoir une symétrie géométrique. Au rotor, il correspond à l'axe Sud-Nord d'un aimant $\theta = 0$ (Fig.V.1). Au stator, il correspond à l'axe de symétrie des encoches alimentées $\theta' = 0$. Les axes origines sont reliés par l'angle δ qui définit la position du rotor par rapport au stator (il varie sur un intervalle de $\frac{\pi}{3p}$ entre deux commutations dans le fonctionnement autopiloté):

$$\theta = \theta' + \delta \quad (V.3)$$

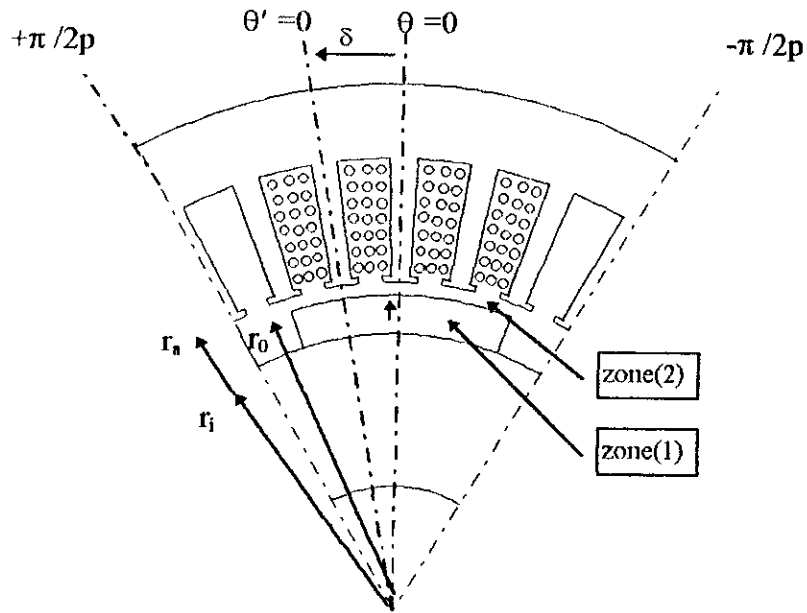


Fig.V.1 Structure de la machine à aimants à rotor lisse avec le choix des repères sur un pas polaire

V.2.2. Modèle des aimants

Les aimants peuvent être représentés, soit par un modèle ampérien soit par un modèle coulombien [22]. En tenant compte de la dernière hypothèse nous avons:

$$\vec{\nabla}(\vec{M}) = 0 \quad (\text{V.4})$$

et

$$M(r) = M \cdot \frac{r_m}{r} \quad (\text{V.5})$$

M représente la valeur de l'aimantation au niveau du rayon moyen $r_m = \frac{r_i + r_0}{2}$

V.2.2.1. Modèle coulombien

Le champ produit par les aimants est équivalent à celui produit par des masses magnétiques distribuées sur la surface latérale avec une densité de charge exprimée par :

$$\sigma_s = \vec{M} \cdot \vec{n} \quad (\text{V.6})$$

La représentation des aimants apparaît comme des distributions linéaires de charges, réparties sur les flancs des aimants (Fig.V.2).

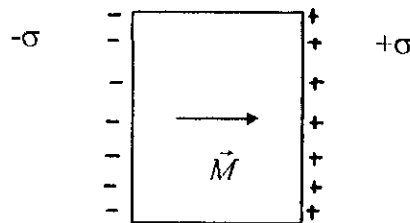


Fig.V.2 Modèle coulombien des aimants

V.2.2.2. Modèle ampérien

Le champ produit par les aimants est équivalent à des densités superficielles de courant réparties sur la surface externe des aimants.

avec

$$\text{rot} \vec{M} = 0 \quad (\text{V.7})$$

L'induction produite par les aimants sera la même que celle engendrée par une densité superficielle de courant, située sur les flancs latéraux des aimants pour une aimantation rigide uniforme et radiale donnée par :

$$\vec{J}_s = \vec{M} \wedge \vec{n} \quad (\text{V.8})$$

\vec{J}_s et \vec{n} représentent respectivement la densité superficielle de courant et la normale extérieure sur les faces latérales du volume aimanté (Fig.V.3).

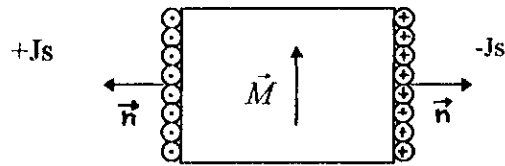


Fig.V.3 Modèle ampérien des aimants

V.2.3. Modèle des courants statoriques

Le stator du prototype étudié comporte un enroulement triphasé. Chaque enroulement comporte deux encoches par pôle et par phase. Les courants statoriques, circulant dans les conducteurs logés dans les encoches, sont ramenés au droit de l'isthme. Nous définissons, ainsi, une densité superficielle de courant équivalente [35](Fig.V.4).

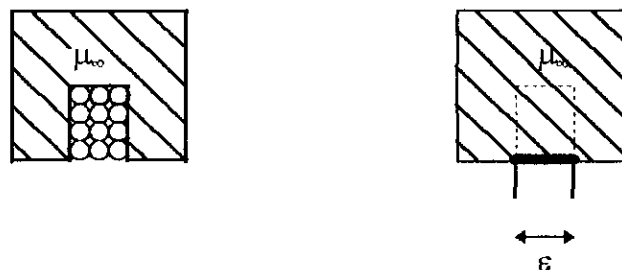


Fig.V.4 Modèle des courants statoriques

V.2.4. Potentiel vecteur créé par les aimants

Le calcul de chaque potentiel s'effectue séparément en régime linéaire. Nous considérons deux zones (Fig.V.1):

- la zone (1) qui contient les aimants $r_i < r < r_o$

- la zone (2) qui est située au-dessus des aimants $r_0 < r < r_s$,

Au niveau de la zone (1), les aimants sont remplacés par des courants superficiels équivalents, situés au niveau des flancs des aimants (Fig.V.5). Ces derniers représentent des distributions périodiques développables en série de Fourier sur l'ensemble de la machine:

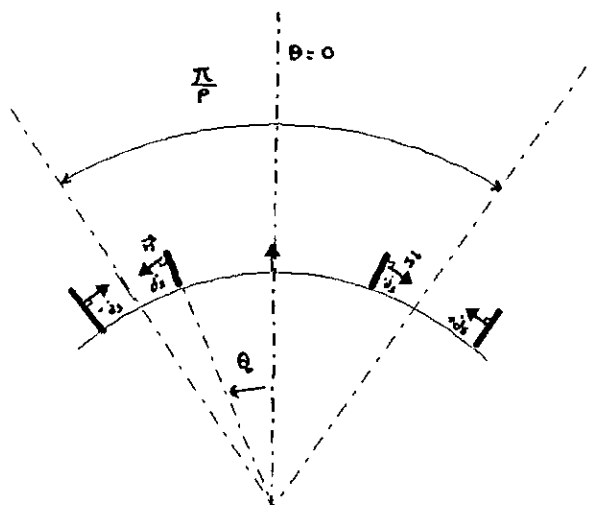


Fig.V.5 Densités superficielles équivalentes aux aimants

$$J_s(r, \theta) = \sum J_{sk} \cdot \sin((2k+1)p\theta) \quad (V.9)$$

avec [33]

$$J_{sk} = 4 \cdot \frac{p}{\pi} \cdot M \cdot \frac{r_m}{r^2} \cdot \sin((2k+1)p\theta_0) \quad (V.10)$$

Les équations relatives aux zones (1) et (2) s'écrivent respectivement :

$$\Delta A_1 + \mu_0 J_s = 0 \quad (V.11)$$

$$\Delta A_2 = 0 \quad (V.12)$$

En coordonnées polaires, les équations (V.11) et (V.12) deviennent :

$$\frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 A_1}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_1}{\partial r} + \frac{\partial^2 A_1}{\partial r^2} + \mu_0 J_s(r, \theta) = 0 \quad (V.13)$$

$$\frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 A_2}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_2}{\partial r} + \frac{\partial^2 A_2}{\partial r^2} = 0 \quad (V.14)$$

La résolution des expressions (V.13) et (V.14) est effectuée par la méthode de séparation de variables, le potentiel vecteur peut être écrit sous la forme suivante que ce soit dans les zones (1) et (2) [13,33]:

$$A(r,\theta) = \sum_k \alpha_k(r) \sin((2k+1)p\theta) \quad (V.15)$$

En remplaçant l'expression du potentiel vecteur magnétique dans les équations (V.13) et (V.14), on obtient :

$$\text{dans la zone (1) : } \ddot{\alpha}_k(r) + \frac{\dot{\alpha}_k(r)}{r} - \left[\frac{(2k+1)p}{r} \right]^2 \alpha_k(r) + \mu_o J_k = 0 \quad (V.16)$$

$$\text{dans la zone (2) : } \ddot{\alpha}_k(r) + \frac{\dot{\alpha}_k(r)}{r} - \left[\frac{(2k+1)p}{r} \right]^2 \alpha_k(r) = 0 \quad (V.17)$$

(.) représente la dérivée par rapport à la variable (r)

La composante tangentielle du potentiel vecteur étant nulle sur la culasse statorique et l'armature rotorique, la solution des équations (V.16) et (V.17) est de la forme :

$$\text{zone (1) : } \alpha_k(r) = d_k + b_k \left[\left(\frac{r}{r_i} \right)^{(2k+1)p} + \left(\frac{r}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (V.18)$$

$$\text{zone (2) : } \alpha_k(r) = a_k \cdot \left[\left(\frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left(\frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (V.19)$$

Le coefficient d_k correspond à la solution particulière de l'équation (V.16), il s'écrit :

$$d_k = \frac{4\mu_o M}{\pi p} \frac{r_m}{(2k+1)^2} \sin((2k+1)p\theta_o) \quad (V.20)$$

La continuité du potentiel vecteur et de sa dérivée normale dans l'entrefer ($r=r_o$) permet de déterminer facilement l'expressions des coefficients a_k et b_k .

Nous avons alors [35]:

$$a_k = \frac{4 \mu_0 M}{\pi p} \frac{r_m}{(2k+1)^2} \frac{\sinh((2k+1)\beta)}{\sinh((2k+1)(\alpha + \beta))} \quad (V.21)$$

$$b_k = - \frac{4 \mu_0 M}{\pi p} \frac{r_m}{(2k+1)^2} \frac{\sinh((2k+1)\alpha)}{\sinh((2k+1)(\alpha + \beta))} \quad (V.22)$$

Avec

$$e^\alpha = \left(\frac{r_a}{r_0} \right)^p \quad \text{et} \quad e^\beta = \left(\frac{r_o}{r_i} \right)^p$$

V.2.5. Potentiel vecteur créé par les courants

Sur un pas polaire, deux tiers (2/3) des encoches sont régulièrement parcourues par NI Ampères tours. Elles sont alimentées par des courants positifs de forme d'onde rectangulaire [13](Fig.V.6) :

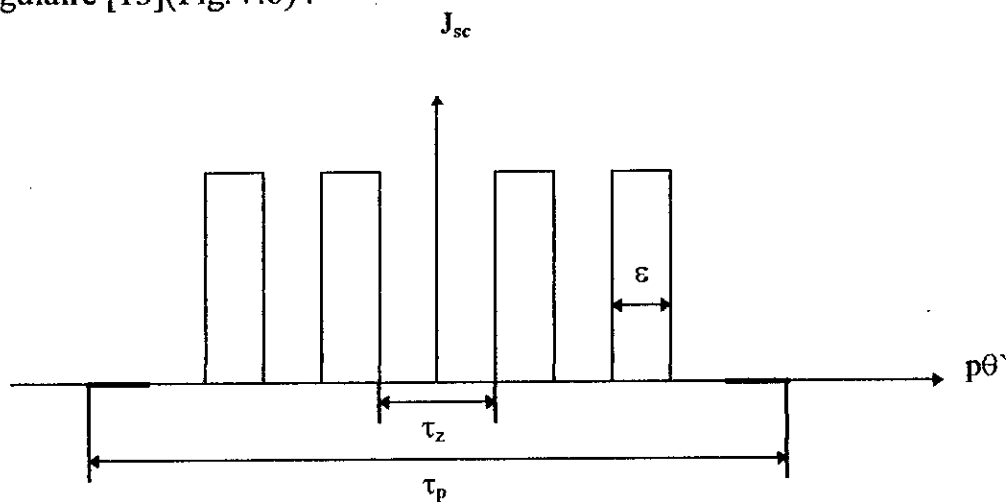


Fig.V.6 Répartition de la densité superficielle équivalente aux courants statorique

La densité superficielle équivalente aux courants statoriques définie en A/rd, peut se développer en série de Fourier :

$$J_{sc}(\rho\theta') = \sum_k J_{sck} \cos((2k+1)\rho\theta') \quad (V.23)$$

où [34]

$$J_{sck} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot NI \cdot K_t(k) \quad (V.24)$$

NI : Ampère tours répartis sur la section de chaque encoche

$K_t(k)$: coefficient de bobinage [13]

Le potentiel vecteur créé par les courants dans l'entrefer magnétique est donné par :

$$A(r, \theta') = \sum_k \alpha_k(r) \cos((2k+1)\rho\theta') \quad (V.25)$$

La dérivée normale de ce potentiel est nulle au niveau de l'armature rotorique, ainsi

$\alpha_k(r)$ s'écrit:

$$\alpha_k(r) = c_k \cdot \left[\left(\frac{r}{r_i}\right)^{(2k+1)p} + \left(\frac{r_i}{r}\right)^{(2k+1)p} \right] \quad (V.26)$$

en tenant compte de la condition $\left[\left(\frac{\partial A}{\partial r}\right) = -\mu_o \cdot J_{sc}\right]$ au niveau de l'armature statorique,

c_k s'écrit :

$$c_k = -\frac{r_a \mu_o J_{sck}}{2(2k+1)p \cdot \sinh((2k+1)\gamma)} \quad (V.27)$$

avec $e^\gamma = \left(\frac{r_i}{r_a}\right)^p$

V.2.6. Détermination de l'expression du couple

L'expression du couple électromagnétique développé par une machine cylindrique de longueur utile (l_u), déterminé au niveau de la surface statorique entourant le volume d'entrefer en utilisant la composante H_t, B_n du tenseur de Maxwell, est donnée par :

$$\Gamma = 2p \cdot l_u \cdot r_a \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} H_t \cdot B_n \cdot d\theta \quad (V.28)$$

avec

$$H_t = -J_{sc}(p\theta)$$

Le couple est engendré par l'interaction des deux sources aimants-courants statoriques étant donné que le stator et le rotor sont supposés lisses.

L'induction radiale, due aux aimants en $r = r_a$ s'écrit :

$$B_r(r_a, \theta) = \sum_k \frac{1}{r_a} \frac{4 \mu_a M r_m}{\pi (2k+1) \sinh((2k+1)(\alpha + \beta))} \cdot \sinh((2k+1)\beta) \cdot \sin((2k+1)p\theta_0) \cdot \cos((2k+1)p\theta) \quad (V.29)$$

En remplaçant H_t et B_n dans l'expression (V.28), on obtient :

$$\Gamma = 4 \cdot l_u \cdot \pi \sum_k (2k+1) p J_{sc} \frac{4 \mu_a M r_m}{\pi (2k+1) \sinh((2k+1)(\alpha + \beta))} \sinh((2k+1)\beta) \sin((2k+1)p\theta_0) \cos((2k+1)p\delta) \quad (V.30)$$

La variation du couple en fonction de la position du rotor par rapport au stator de la machine à aimant SmCo, donnée par l'expression (V.30), est représentée par la Fig.V.8 :

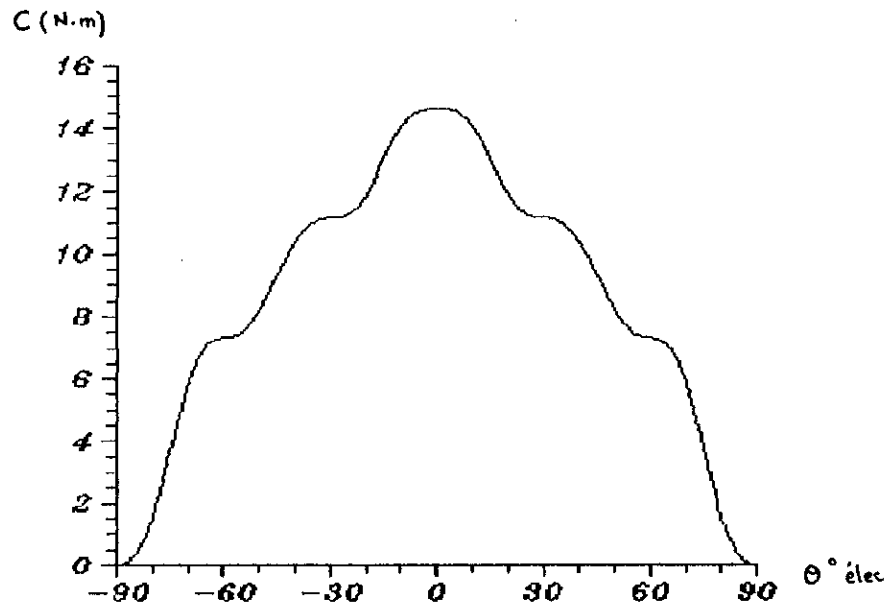


Fig.V.8 Couple développé par la BDCM
(pour $I=9A$, $\theta_0=60^\circ$ élec, $h_p=4,13mm$ SmCo)

V.3. Présentation du code numérique utilisé

Le programme DIFIMEDI [37] est un outil performant de calcul de champ, il permet l'analyse de structures électromagnétiques complexes. En absence de courants, la variable d'étude est le potentiel scalaire U , par contre, lorsque des sources de courants existent, la variable d'étude est le potentiel vecteur.

La méthode de discrétisation utilisée est celle des différences finies avec une résolution directe du système d'équations (algorithme de triangulation de Gauss).

La taille de la mémoire et le temps de calcul constituent des inconvénients pour une étude paramétrique.

Le code DIFIMEDI est organisé comme suit:

- Un processeur d'entrée qui définit la structure à étudier
- Différents processeurs de résolution (linéaire, non linéaire, complexe)
- Différents processeurs de sorties (exploitation graphique, exploitation quantitative).

Les sources prises en compte dans l'utilisation de ce code sont les aimants caractérisés par leur aimantation et les courants caractérisés par leur densité

volumique. Nous avons utilisé ce code pour déterminer la répartition du champ due à chaque source, au niveau de l'entrefer de la machine étudiée en régime linéaire.

V.3.1. Représentation des lignes de champ dues aux aimants et aux courants pour le prototype étudié

Le calcul de champ est effectué en utilisant le code DIFIMEDI sous les mêmes hypothèses que dans le cas de la méthode des circuits magnétiques appliquée à la machine à aimants en fonctionnement synchrone autopiloté. Pour une position fixe ($\delta = 0$), la répartition des lignes de champ dues aux aimants et aux courants est représentée sur la Fig.V.9. Ces lignes suivent le sens de l'aimantation des aimants. Au stator, elles se resserrent au niveau des dents au-dessus des aimants (Fig.V.9.1). D'après la Fig.V.9.2, les lignes de champ dues aux courants statoriques peuvent produire une démagnétisation ou une magnétisation des aimants. Cela dépend du sens du champ appliqué à leur niveau.

La Fig.V.10 illustre la répartition de l'induction radiale créée par les aimants, au niveau du rayon d'alésage ($r = r_a$). Nous remarquons qu'au niveau de l'entrefer, la distribution de l'induction est fortement influencée par la présence des encoches. En effet, il y a des atténuations fortes au niveau des intervalles qui sont situés en face des encoches. Toutefois la valeur moyenne de l'induction concorde avec celle fixée au niveau du chapitre IV à une valeur de 0.8T.

Nous déterminons, à l'aide du code numérique, la valeur du couple développé par la machine à aimants (SmCo). Pour une position max ($\delta=0$) et pour un courant nominal ($I = I_n$). La valeur du couple est évaluée à 15.4 N.m.

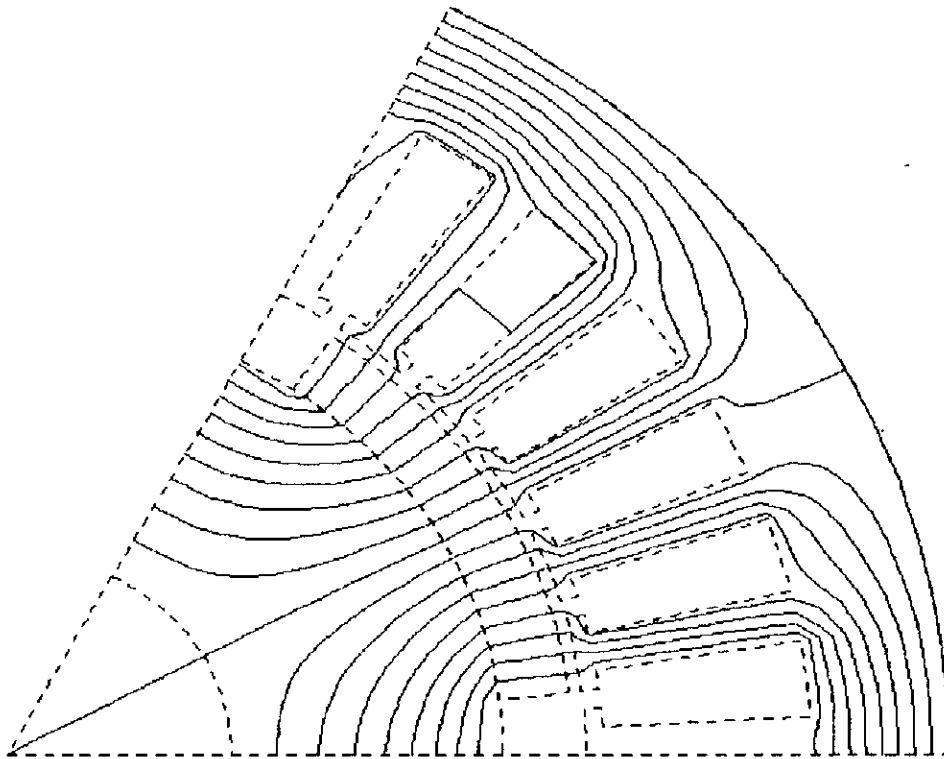


Fig.V.9 Représentation des lignes du champ dues aux aimants et aux courants statoriques .

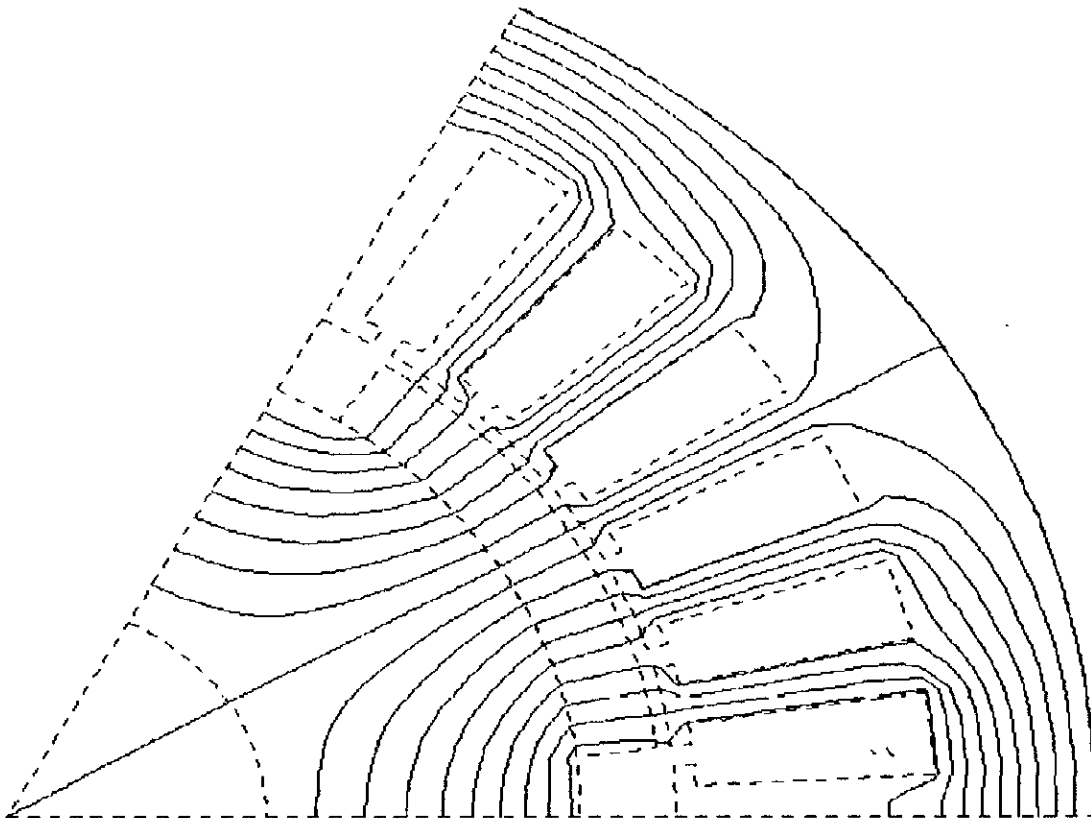


Fig.V.9.1 Représentation des lignes du champ dues aux aimants seuls.

($B_r=1T$, $\theta_0=60^\circ$ élec)

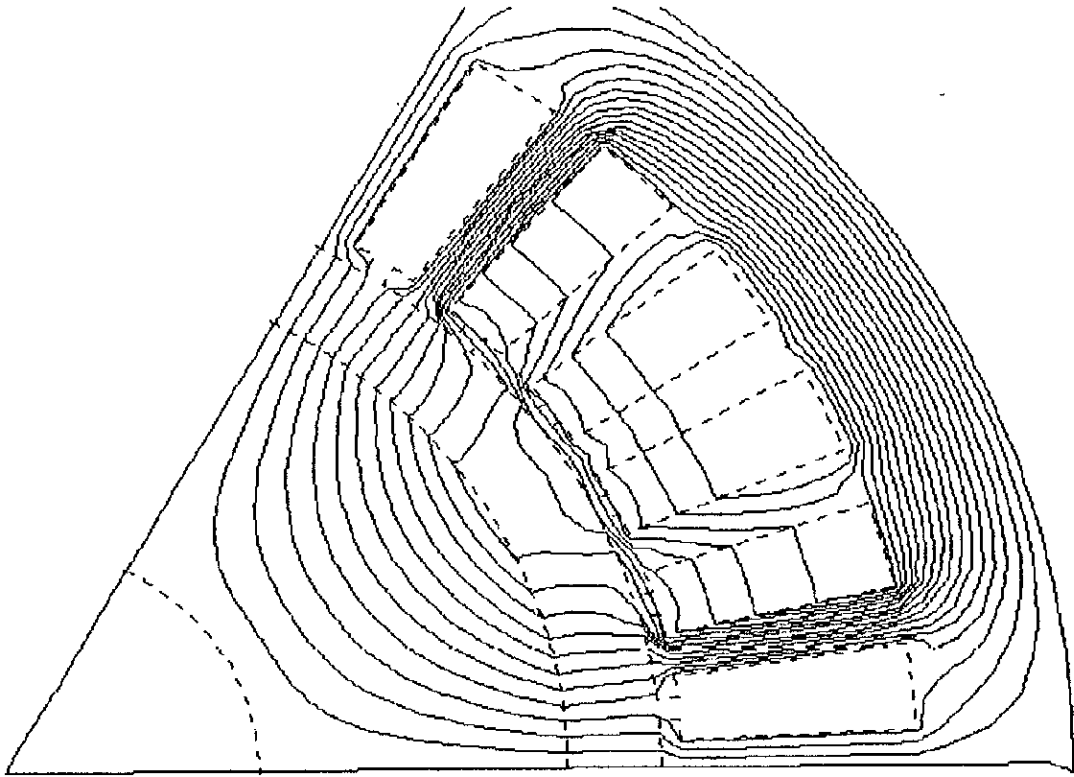


Fig.V.9.2 Représentation des lignes du champ dues aux courants statoriques seuls. ($I=9A$, $\delta=0$)

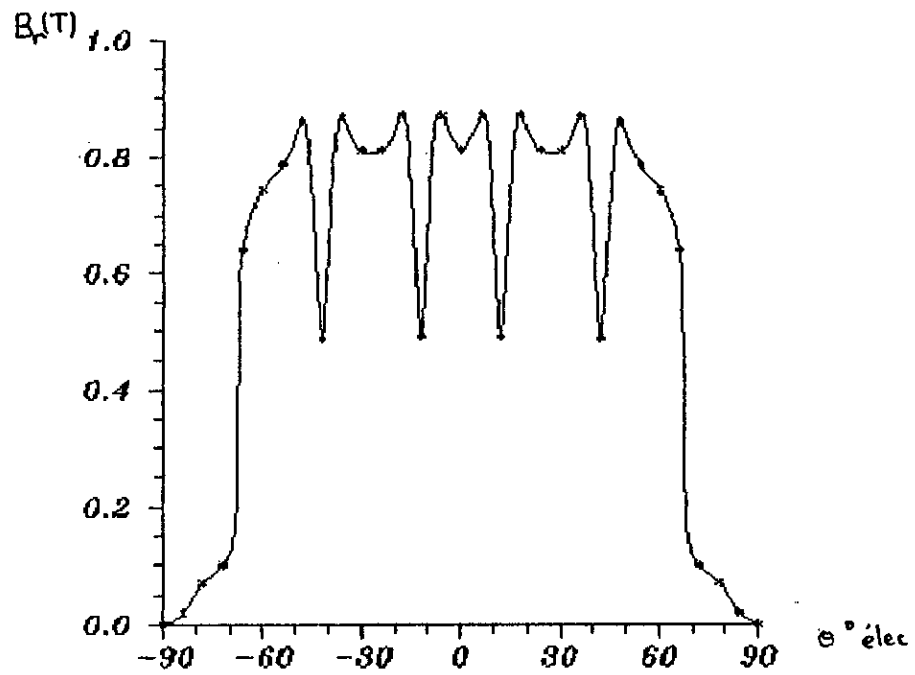


Fig.V.10 Répartition de l'induction radiale due aux aimants au niveau du du rayon d'alésage . ($r_a=32.24$ mm, $\theta_0=60^\circ$ élec)

V.4. COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS PAR LES DIFFERENTES METHODES UTILISEES

Nous avons pris en considération la présence des encoches lorsque nous avons utilisé DIFIMEDI, par contre dans le calcul analytique ($C_{\max}=14.4$ N.m), les courants statoriques dans les conducteurs logés dans les encoches ont été ramenés au droit de l'isthme.

Ceci peut expliquer la différence de 6.5% de la valeur du couple obtenue par ces deux dernières, mais, d'autres phénomènes entrent en considération. En effet, la valeur du couple déduite par la méthode analytique est plus réduite par rapport à celle obtenue par le code numérique.

En comparant les résultats obtenus pour le couple par les deux méthodes de calcul de champ (utilisées sous les mêmes conditions), nous obtenons des valeurs proches de celle déduite de la méthode développée au chapitre (IV). La différence s'évalue à moins de 15 %, ce qui est acceptable.

V.4. CONCLUSION

Les méthodes de calcul du champ développées précédemment permettent d'effectuer des calculs rapides et efficaces pour la méthode analytique et relativement précises pour le code numérique des efforts développés par la machine. Le code numérique présente des avantages par rapport à la méthode analytique, il permet de connaître la valeur des contraintes magnétiques en n'importe quel point des matériaux constituant la machine et de considérer des structures à géométrie complexe.

L'inconvénient de la méthode analytique réside sur le fait qu'elle ne considère pas l'influence du couple de détente dû à la présence des encoches statoriques.

Le modèle développé et le code numérique utilisé donnent une assez bonne approche des valeurs du couple comparées à celle obtenues par la méthodes utilisée précédemment.

CONCLUSION GENERALE

Le dimensionnement électromagnétique d'une machine à aimants en fonctionnement synchrone autopiloté est semblable à celui de la machine à courant continu. Nous avons, pour cela, conçu un programme de dimensionnement utilisant les procédés classiques de calcul des machines électriques que nous avons adapté à la BDCM.

A cet effet, nous avons utilisé une méthode largement employée par les constructeurs de machines électriques, celle des circuits magnétiques équivalents. Un certain nombre d'hypothèses ont été adoptées pour pouvoir mener des calculs simples. Pour obtenir des résultats plus précis, nous avons pris en considération un certain nombre de coefficients correcteurs. Les résultats, ainsi obtenus, pour les deux types d'aimants, montrent que les aimants samarium-cobalt donnent de meilleures performances avec un rapport puissance/poids plus élevé que les Ferrites. En effet, le SmCo permet de réduire la taille et l'encombrement de la machine et produit un assez bon rendement, étant donné que les pertes Joule diminuent au niveau du stator. Mais nous constatons malheureusement que l'induction dans les dents se rapproche de la saturation. Il faudrait donc penser à utiliser des matériaux ferromagnétiques dont le coude de saturation est élevé. Du point de vue économique, le prix de l'aimant ajouté au prix du matériau ferromagnétique reviendrait plus cher. Pour cela nous retrouvons ces machines dans des applications bien particulières.

L'utilisation des aimants Ferrites répond aussi aux exigences du cahier des charges. Ils sont employés dans des applications là où la puissance volumique n'est pas prépondérante. Toutefois, pour compenser la faible valeur de l'induction de l'aimant, on peut accepter une augmentation de la valeur de la densité de courant dans le stator pour donner lieu à des performances satisfaisantes. Associés à des pièces polaires, ils permettent de réduire en même temps la taille et le coût de la machine.

La méthode adoptée donne une assez bonne approche des grandeurs caractéristiques de la machine étudiée. Les écarts, comme nous l'avons montré, sont estimés à 15% comparativement aux méthodes ayant recours à un calcul de champ.

La méthode analytique, malgré sa simplicité, ne permet pas de chiffrer l'influence de la présence des encoches. Par contre, d'après les travaux effectués jusqu'ici, elle se prête bien pour une étude paramétrique.

Quant au code numérique DIFIMEDI, que nous avons utilisé, il nous a permis d'analyser la répartition des lignes de champ dues aux aimants et aux courants statoriques et de détecter les parties de la machine les plus saturées.

Cependant, les résolutions des équations de Maxwell par des méthodes numériques comme la méthode des éléments finis et la méthode des équations intégrales de frontières permettent d'effectuer une optimisation des dimensions de la machine.

La méthode des éléments finis permet l'étude de structures à géométrie complexe et elle nécessite la connaissance parfaite du domaine d'étude. Contrairement à la méthode des équations intégrales de frontières où la connaissance du contour du domaine d'étude est suffisante.

Nous avons dimensionné une machine à aimants permanents en fonctionnement synchrone autopiloté en se basant sur les données du cahier des charges (couple, tension, courant, vitesse). Cependant, pour un dimensionnement plus précis, il est indispensable de prendre en considérations d'autres phénomènes tels que les conditions thermiques et mécaniques.

REFERENCES

- [1] M. Lajoie-Mazenc, P. Mathieu, B. Davat; "Utilisation des aimants permanents dans les machines à commutation électronique", RGE N°10 Octobre 1984, pp. 605-612.
- [2] P. Brissonneau, L. Brugel, A. Kiener, D. Lebouc, J.P Yonnet; "Nouvelles structures de moteurs à aimants permanents", RGE N°10 Octobre 1984, pp. 632641.
- [3] G.Lacroux; "Les aimants permanents", Edition. Lavoisier 1989.
- [4] A. Razek, E. Faure; "Utilisation des aimants dans la machines synchrones à vitesse variable et élevée". CNRS, pp. 337-341.
- [5] R. Chauprade; "Les entraînements à vitesse variable par variateurs statiques de fréquence". Journée d'études de la S.E.E, RGE - Tome 87 - N° 10 Octobre 1978, pp. 760-770.
- [6] A. Cossié; "Moteur synchrone autopiloté alimenté par onduleur de courant". Technique de l'ingénieur D 815.5, pp. 1-10.
- [7] F. Leprince-Ringuel; "Aimants permanents" Technique de l'ingénieur D187 1990.
- [8] G. Lacroux; "Evolution des moteurs à courant continu à aimants permanents" RGE N°3 Mars 1981, pp. 159-166.
- [9] P. Brissonneau; "Les aimants à base de terres rares: très performants, mais coûteux", RGE N°3 Mars 1987, pp. 21-27.
- [10] D. Klein; "Le samarium, un matériau miracle pour bonifier les moteurs électriques". Revue française de l'électricité N°270, Sep 1980, pp 42-47.
- [11] A. Regis; "Les servitudes du moteur à courant continu à aimants permanents" Technique C.E.M N°107, 1980.
- [12] M. Lajoie-Mazenc, S. Leichter; "Etude de machines synchrones à aimants alimentées par convertisseur statique fonctionnant en commutation naturelle", RGE N°3 Mars 1981, pp. 201-209,
- [13] R. Ibtouen; "Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine à aimants insérés". Thèse doctorat d'état E.N.P, Avril 1993
- [14] M. Lajois-Mazenc; "L'alimentation et la commande électronique des machines synchrones". ENSEEIHT/INPT, 2 rue Charles Camichel 31071 Toulouse, 1984, pp. 1-27.

- [14] M. Lajois-Mazenc; "L'alimentation et la commande électronique des machines synchrones". ENSEEIHT/INPT, 2 rue Charles Camichel 31071 Toulouse, 1984, pp. 1-27.
- [15] P. Brissonneau; "Aimants permanents: Principes et circuits magnétiques". ENSEEIHT/INPT, 2 rue Charles Camichel 31071 Toulouse, 1984, pp. 1-27.
- [16] P. Pillay; "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives", IEEE transactions on industry applications, vol.27 N°5 Sep/Oct 1991 pp 986-996
- [17] A. Abdel-razek, J.P. Chassaude, L. Pierrat, M. Poloujadoff, A. Wiart; "Fréquence limite de fonctionnement en commutation naturelle d'un moteur autopiloté". RGE - Tome 88 - N°9 Sep 1979 pp 690-696.
- [18] J.C. Sabonnadière; "Modèles méthodes et logiciels d'aide à la conception de systèmes électromécaniques", RGE - 10/82 - Octobre 1982, pp 645-657.
- [19] J.C. Sabonnadière, J.L. Coulomb; "calcul des champs électromagnétiques". Technique de l'ingénieur D 3020, pp 1-20.
- [20] Huang Fang; "Etude des problèmes d'électrotechnique par la méthode des intégrales de frontière". Thèse de doctorat de l'INPLorraine, 14 Mars 1988.
- [21] M. Chabane; "Utilisation d'une méthode intégrale pour l'étude et l'optimisation de machines asynchrones à rotors massifs". Thèse de doctorat d'état de l'INPL 07/1989.
- [22] E. Durand; "Magnétostatique". Masson et Cie Editeurs 1968.
- [23] A. Vander-Vorst; "Electromagnétisme -Force, champ, circuit-". Edition Cabay, 1983.
- [24] J.C. Sabonnadière, J.L. Coulomb; "Méthode des éléments finis en CAO", Edition Hermès, 1989.
- [25] C. Chillet, J.P. Yonnet, J.C. Teixeira; "Machine synchrone à aimants: Calcul par la méthode des éléments finis". RGE N°7 Juillet 1993, pp. 20-23.
- [26] M. Labraga, B. Davat, M. Lajoie-Mazenc; "Un servomoteur à aimants permanents en Ferrite pour entraînement direct". RGE N°7 Juillet 1989.
- [27] N. Wavre; "Evolution de la conception et des applications du moteur synchrone auto-commuté". Journée d'études sur les moteurs pas à pas. IPFLausanne, 1982, pp. 130-138.

- [28] A. Miraoui; "Dimensionnement optimal d'un moteur sans balais à aimants Néodyme-Fer-Cobalt". Thèse de doctorat de l'université de Franche-Comté,09/1992.
- [29] S. Loutzky; "Calcul pratiques des machines électriques à courant continu". Edition. Eyrolles Paris.
- [30] M. Liwschitz, L. Maret; "calcul des machines électriques". Tome (1) et (2). Ed. Bordas.
- [31] Kostenko; "Machines électriques". Edition Mir.
- [32] A. Fouillé; "Electrotechnique à l'usage des ingénieurs" Tome(3). Edition Dunod.
- [33] J.C Sabonnadière; "Conception des machines électriques:La modélisation facilite l'optimisation". R.G.E N3 Mars 1987, pp.11-21.
- [34] B. Nogarade, M. Lajoie-Mazenc, B. Davat; "Modélisation analytique des machines à induit sans encoches". Revue Phy-Appl 25(1990), pp. 1-7.
- [35] L.,Hadjout, R. Ibtouen; "Calcul d'une machine synchrone autopilotée à aimants". 2ème Séminaire Amélioration des Performances des Systèmes Electromagnétiques SNAPE 93,Annaba 25-26 Mai 1993.
- [36] L. Laporte, R. Ibtouen, M. Chabane; "Optimisation géométrique d'une machine synchrone à aimants insérés". RGE N°7 Juillet 1993, pp. 25-31.
- [37] B. Davat, M. Lajoie-Mazenc, J. Hector, J. Faucher; "Procédé d'analyse des systèmes électromagnétiques avec courants de Foucault: programme DIFIMEDI". RGE N° 10 Octobre 1982.
- [38] M.Lajoie-Mazenc, J.Hector, F.Faucher; " Notice d'utilisation de DIFIMEDI". LEEI (INPT), 2rue Charles Camichel31071 Toulouse Cedex.
- [39] T.Lecomte; "Conception assisté par ordinateur (CAO): Machine synchrone". Technique de l'ingénieur D3595.
- [40] S.F.Heuillard; "Machines synchrones: Dimmensionnement électromagnétique". Technique de l'ingénieur D495.