

Doc 1/93

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا  
**BIBLIOTHEQUE** — المكتبة  
**Ecole Nationale Polytechnique**

Thèse présentée à l'Ecole Nationale Polytechnique

pour l'obtention du grade de:

**Docteur d'Etat Es-Sciences**

**Par : Rachid IBTIOUENE**

Ingénieur - Magister

de l'Ecole Nationale polytechnique

**CONTRIBUTION AU DIMENSIONNEMENT  
ELECTROMAGNETIQUE D'UNE MACHINE  
SYNCHRONE AUTOPILOTEE  
A AIMANTS INSERES**

Soutenue publiquement devant la Commission d'Examen le 26 Avril 1993

Membres du Jury:

- Président : M. BENDAOU** (Professeur à l'USTHB)
- Examineurs : A. BEROUAI** (Professeur à l'ENP)
- B. LAPORTE** (Professeur à l'INPLorraine)
- A. REZZOUG** (Professeur à l'Université de Nancy I)
- M.E. ZAIM** (Maître de Conférences à l'ENP)
- L. ZEBROWSKI** (Professeur à I.P. Wraclaw)

Thèse présentée à l'Ecole Nationale Polytechnique

pour l'obtention du grade de:

**Docteur d'Etat Es-Sciences**

**Par : Rachid IBTIOUENE**

Ingénieur - Magister

de l'Ecole Nationale polytechnique

**CONTRIBUTION AU DIMENSIONNEMENT  
ELECTROMAGNETIQUE D'UNE MACHINE  
SYNCHRONE AUTOPILOTEE  
A AIMANTS INSERES**

Soutenue publiquement devant la Commission d'Examen le 26 Avril 1993

Membres du Jury:

**Président** : M. BENDAOU (Professeur à l'USTHB)  
**Examineurs** : A. BEROUAL (Professeur à l'ENP)  
B. LAPORTE (Professeur à l'INPLorraine)  
A. REZZOUG (Professeur à l'Université de Nancy I)  
M.E. ZAIM (Maître de Conférences à l'ENP)  
L. ZEBROWSKI (Professeur à I.P. Wraclaw)

---

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

**TABLE DES MATIERES**

<b>CHAPITRE II</b>	<b>PRESENTATION DE LA STRUCTURE ETUDIEE- ALIMENTATION ET FONCTIONNEMENT</b>	<b>42</b>
II.1	Introduction	43
II.2	Prototype utilisé	44
	1. Rotor du prototype étudié	45
	2. Stator du prototype étudié	45
II.3	Fonctionnement en mode synchrone autopiloté	49
	1. Généralités	49
	2. Moteurs synchrones autocommutés et moteurs à courant continu sans collecteurs	50
	3. Commutateurs de courant et onduleurs de tension contrôlés en courant	52
	4. Alimentation et fonctionnement synchrone autopiloté du moteur étudié	53
	1. Alimentation	55
	2. Fonctionnement autopiloté. Relations positions du rotor- Interrupteurs statiques	56
II.4	Conclusion	58
<b>CHAPITRE III.</b>	<b>DEVELOPPEMENT DE DIFFERENTS MODELES ET METHODES DE CALCUL DU POTENTIEL VECTEUR</b>	<b>59</b>
III.1	Introduction	60
III.2	Modèles et méthodes utilisées	61
	1. Modèle avec stator et rotor lisses	64
	1- Calcul du potentiel vecteur créé par les aimants	64
	2- Calcul du potentiel vecteur créé par les courants	66
	2. Modèle avec stator lisse et aimants insérés	70
	1- Utilisation d'une méthode analytique pour calculer le potentiel vecteur	70
	1. Calcul du potentiel vecteur créé par les aimants	70
	2. Calcul du potentiel vecteur créé par les courants	77
	2- Calcul du potentiel vecteur à l'aide d'une méthode des équations intégrales de frontières mettant en jeu une solution analytique	85
	1. Calcul du potentiel vecteur créé par les aimants	85
	a- Détermination du potentiel vecteur influençant	86
	b- Détermination du potentiel vecteur influencé	86
	2. Calcul du potentiel vecteur créé par les courants	88

3. Modèle avec aimants insérés et stator encoché	90
1. Potentiel vecteur créé par les aimants	90
a- Détermination du potentiel vecteur influençant	91
b- Détermination du potentiel vecteur influencé	91
2. Potentiel vecteur créé par les courants	94
III.3 Conclusion	95
<b>CHAPITRE IV : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DE LA STRUCTURE ETUDIÉE</b>	96
IV.1 Introduction	97
IV.2. Dimensionnement par voie analytique	98
1. Induction radiale due aux courants au niveau de la surface du stator	99
2. Induction radiale due aux aimants au niveau de la surface du stator	99
3. Détermination du couple	100
4. Résultats obtenus à l'aide de la méthode analytique	101
IV.3. Optimisation géométrique de la structure à l'aide de la méthode des équations intégrales de frontières mettant en jeu la solution analytique (Chapitre III).	
1. Cas où le stator est supposé lisse	102
2. Cas d'un stator encoché	103
IV.4. Dimensions optimales du prototype étudié	108
IV.5 Conclusion	116
<b>CHAPITRE V. COMPARAISON DE RESULTATS OBTENUS PAR DIFFERENTES METHODES.</b>	117
V.1 Introduction	118
V.2 Prototype expérimentale	119
V.3 Champs obtenus par différentes méthodes	120
1- Distribution de l'induction radiale à la surface du stator	120
2- Distribution de l'induction radiale à la surface du rotor	122
V.4 Caractéristiques de couple obtenues par différentes méthodes: Comparaison	122
V.5 Conclusion	132

L'apparition d'aimants performants et le développement des composants électronique de puissance sont les raisons qui ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels en génie électrique à se lancer dans des investigations dans le domaine des associations convertisseurs statiques-machines synchrones à aimants permanents.

Actuellement, la majorité des machines synchrones à aimants sont donc perçues comme des moteurs à commutation par des convertisseurs statiques.

Des prototypes de machines synchrones à aimants se développent pour différentes applications [1,2] montrant que ce type de moteurs peut être utilisé entre autres pour les fonctionnements à vitesse variable [3,4] et les servomoteurs [5].

Bien que la miniaturisation soit le domaine privilégié des machines à aimants, des machines synchrones de taille plus importante commencent à se développer [6 à 10].

Des utilisateurs accordent de plus en plus la préférence aux actionnements par des machines synchrones à aimants performants. En effet, ces actionneurs paraissent plus fiables, plus simples et plus homogènes [11 à 13]. D'autre part, la commande par orientation de champ semble convenir en comportement statique et dynamique pour ces actionnements [14 à 17].

Grâce aux avantages qu'ils procurent, les applications des moteurs synchrones à aimants sont nombreuses: ils présentent une rusticité et une compacité meilleures que les moteurs à courant continu.

Par rapport aux moteurs asynchrones, généralement c'est au niveau du rendement, de la puissance massique et d'une électronique de puissance plus simple [18 à 21] que se distinguent les moteurs synchrones à aimants.

Comme inducteurs de machines synchrones, les aimants sont montés de diverses façons, généralement au rotor, produisant ainsi différents types de structures.

Le choix d'une structure de machine synchrone, excitée par des aimants, est influencé par plusieurs facteurs: l'épaisseur, l'induction rémanente, le champ coercitif et la densité d'énergie  $(-BH)_{max}$  des aimants. A ces différents facteurs liés à la nature de l'aimant viennent s'ajouter d'autres paramètres tels que le diamètre d'alésage, les dimensions des encoches et les pièces polaires.

Des impératifs technologiques imposent, suivant le type d'application, les performances que l'on cherche à améliorer. Ils imposent ainsi les valeurs limites pour certaines dimensions incitant à concevoir des structures nouvelles mieux adaptées. Une analyse de structure de machines synchrones à aimants permet de mettre en évidence leurs caractéristiques spécifiques, pour une meilleure adaptation convertisseur-machine par

---

action sur les paramètres concernés tels que l'ouverture et l'épaisseur des aimants, sans perdre de vue les critères de performances et le coût.

Le moteur à aimants en fonctionnement synchrone autopiloté est utilisé notamment lorsque l'on cherche un couple massique élevé dans des dispositifs à vitesse variable et pour les systèmes de positionnement en robotique.

Les aimants performants (Samarium-Cobalt en particulier) sont d'un coût relativement élevé, il faut donc en minimiser la taille, tout en tenant compte du type d'application et du mode de refroidissement.

Au niveau de ce travail, on s'intéresse à la machine à aimants insérés en fonctionnement synchrone autopiloté. Cette structure est à priori intéressante lorsque l'on cherche à obtenir un bon couple maximal avec un meilleur rapport coût/performances.

Pour ce moteur, trois types de couple contribuent au couple résultant: le couple d'interaction, le couple de réductance ainsi que le couple due à la présence simultanée des aimants et des encoches statoiriques (couple de détente).

Notre objectif est de développer des modèles permettant le dimensionnement géométrique de sorte à minimiser le volume des aimants tout en conservant des performances acceptables pour la machine.

Un prototype expérimental nous servira de référence, en particulier pour les dimensions et les grandeurs imposées que ce soit par des considérations mécanique ou thermique.

Nous agissons plus particulièrement sur l'ouverture relative du fer et des aimants tout en cherchant à réduire les ondulations de couple liées à la structure afin d'adapter le moteur à l'alimentation.

Dans le premier chapitre, nous exposons les caractéristiques générales des matériaux pour aimants, rencontrés dans la construction de machines électriques.

Un classement de différentes structures de machines synchrones à aimants est donné.

Au deuxième chapitre, nous présentons la structure de la machine synchrone à aimants insérés étudiée. Nous exposons également le choix de l'alimentation pour un mode de fonctionnement autopiloté.

---

---

Dans le troisième chapitre, nous avons développé trois modèles d'étude et appliqué deux méthodes afin de déterminer la solution du potentiel vecteur créé par les aimants et par les courants.

Dans un premier modèle, en admettant que l'armature statorique est lisse, nous avons développé des solutions analytiques pour déterminer le potentiel vecteur du aux aimants et aux courants dans le cas d'un rotor lisse. Ces solutions analytiques du potentiel vecteur dans un entrefer lisse seront utilisées dans les méthodes liées aux modèles avec aimants insérés que ce soit pour un stator lisse ou pour un stator encoché.

Au niveau du deuxième modèle (cas d'un stator lisse et d'un rotor denté), nous avons développé une méthode analytique comme nous avons envisagé une autre solution pour déterminer le potentiel vecteur. Nous avons ainsi modifié par une méthode des équations intégrales de frontières, la solution analytique correspondant aux aimants et aux courants dans un entrefer lisse (premier modèle).

Dans un dernier modèle, nous avons pris en considération la présence des encoches statoriques dans le cas où les aimants sont insérés. Nous avons également appliqué la méthode semi-numérique ci-dessus.

Le quatrième chapitre est une applications des solutions précédentes. Nous commençons par appliquer une méthode analytique qui permet le dimensionnement géométrique préalable de la machine synchrone autopilotée à aimants insérés et stator lisse. Pour ce même modèle, nous exploitons également la méthode, où la solution analytique correspondant aux aimants et aux courants dans un entrefer lisse (premier modèle), est modifiée par une méthode des équations intégrales de frontières. Toutefois, afin d'évaluer et d'agir sur le couple de détente par action sur les paramètres géométriques de la machine, il est impératif de considérer un stator encoché (troisième modèle). Nous avons donc considéré ce dernier cas.

Dans le dernier chapitre, nous effectuons une comparaison entre quelques résultats issus des calculs effectués à l'aide des méthodes que nous avons mises au point et ceux déterminés à partir de codes classiques de calcul du champ (DIFIMEDI, FLUX 2D).

---

---

**CHAPITRE I**  
**MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS**  
**PERMANENTS**

---

## I.1 INTRODUCTION

Les performances de plus en plus élevées, le prix de revient compétitif et les avantages que présentent les matériaux pour aimants récents sur les systèmes électromagnétiques font d'eux un élément de base dans l'industrie moderne et les techniques de pointe. L'évolution des matériaux pour aimants suit pratiquement une courbe exponentielle comme le montre la Fig. I.1 [22,23,24].

Les matériaux pour aimants sont des substances ferromagnétiques ou ferrimagnétiques; leur aimantation reste rigide même en présence de champs extérieurs défavorables car leur champ coercitif est assez important. Le meilleur des matériaux pour aimants du point de vue magnétique est celui qui possède non seulement une induction rémanente ( $B_r$ ) élevée, mais également un champ coercitif ( $H_c$ ) le plus important (large cycle d'hystérésis). Les points représentatifs de l'état du matériau pour aimants se situe dans le deuxième quadrant du diagramme  $B(H)$  (Fig. I.2). La connaissance de la courbe de désaimantation d'un aimant est fondamentale en vue d'une application.

En ce qui concerne les aimants, les trois paramètres essentiels pour les machines électriques sont:

- L'induction rémanente  $B_r$  qui détermine la section normale au passage du flux nécessaire à maintenir le flux d'entrefer;

- Le champ coercitif  $H_c$  qui donne un premier ordre de grandeur de mesure de la résistance de l'aimant à la démagnétisation durant les démarrages, les courts-circuits etc... Le champ limite admissible est celui pour lequel on peut faire travailler un aimant sous des conditions de fonctionnement variables sans que celui-ci ne perde une part importante de son aimantation de départ [25].

- Le troisième paramètre est le "produit d'énergie"  $(-BH)_{max}$ . Cette énergie est disponible pour une utilisation dans l'espace qui environne l'aimant. Elle définit une sorte "d'énergie spécifique".

Il est par ailleurs fondamentale de connaître pour un aimant son point de Curie, sa température limite de stabilité de structure ainsi que ses propriétés mécaniques.

Au niveau des machines électriques, l'excitation par aimants performants supprime tout paramètre de réglage. Ces derniers permettent en général d'atteindre des températures supérieures à celles tolérées par des bobines (avec une exception toutefois pour les aimants du type Fer-Néodyme-Bore (130°C)).

Pour une application donnée, les aimants qui se différencient par leurs caractéristiques magnétiques liées à leurs structures et à leur composition peuvent résulter d'un choix technico-économique [26,27].

## I.2 REPRESENTATION DES AIMANTS

Les grandeurs caractéristiques d'une machine à aimants permanents peuvent être calculées par différentes méthodes dont les plus utilisées sont le calcul de champ et les schémas équivalents.

Dans le cas où les trajets des flux peuvent être facilement estimés, le calcul par schémas équivalents magnétiques offre, pour une mise en oeuvre peu coûteuse, des résultats préalables pour établir une comparaison [3,28]. Toutefois, ils ne sont pas assez précis pour être utilisés dans tous les cas.

La méthode analytique requiert une simplicité de la structure géométrique de la machine. Cependant, elle ne peut être recommandée pour le choix d'une structure [29 à 31].

Lorsque la structure est difficilement modélisable, ou lorsque l'on désire des calculs plus précis, les méthodes de calcul numérique de champs s'imposent.

En calcul de champs, du fait de la présence de courants, la variable de calcul choisie est généralement le potentiel vecteur  $\vec{A}$ . Afin de réduire le domaine d'étude, il est possible d'utiliser des conditions aux limites supplémentaires [32].

Une topologie présumée du champ pour les machines à aimants est souvent délicate, car pour l'induit ces derniers se comportent comme des entrefers importants [2]. L'utilisation systématique du calcul de champs permet une détermination des principales propriétés de différentes structures de machines à aimants. Différentes méthodes sont utilisées.

La méthode des différences finies [2,33] est peu adaptée aux variations paramétriques car elle nécessite un maillage important. Elle est peu utilisée, elle nécessite la réalisation d'un préprocesseur pour redéfinir le maillage à chaque variation des paramètres géométriques.

La méthode des éléments finis par contre est plus fréquemment utilisée [21,30,31,34,35].

La méthode des équations intégrales de frontières, qui est développée au GREEN (INPL) [36 à 40], sous la Direction du Professeur B.LAPORTE, constitue un outil efficace lorsque l'on s'intéresse à l'optimisation géométrique d'une structure à symétrie cylindrique (on admet en première analyse que les domaines ferromagnétiques sont à caractéristiques linéaires [41 à 43]) et se révèle particulièrement intéressante lorsque le fonctionnement d'une partie du convertisseur peut se traduire par une condition de liaison entre  $A$  et  $\frac{\partial A}{\partial n}$  sur un contour [39].

Les aimants permanents peuvent être représentés soit par un modèle ampérien soit par un modèle coulombien [44 à 46].

Dans le modèle ampérien (modèle utilisé dans notre étude), le calcul du potentiel vecteur dû à la matière aimantée peut se ramener à celui créé par deux distributions de courants, l'une volumique  $\vec{J}$ , l'autre superficielle  $\vec{J}_s$  avec:

$$\text{rot} \vec{M} = \vec{J} \quad (I.1)$$

$$\vec{J}_s = \vec{M} \wedge \vec{n} \quad (I.2)$$

Ce modèle permet le calcul de  $\vec{B}$  en tout point de l'espace à partir de la relation :

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (I.3)$$

y compris à l'intérieur du matériau. Le calcul de  $\vec{H}$  est déduit de l'équation :

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (I.4)$$

Avec l'hypothèse d'une aimantation  $\vec{M}$  uniforme, la densité volumique de courant  $\vec{J}$  est nulle dans le modèle ampèrien ( $\text{rot}\vec{M} = 0$ ); il en est de même si  $\vec{M}$ , radiale, ne dépend que de  $r$ .

Dans le modèle ampèrien, chaque aimant est assimilé à un solénoïde portant une densité de courant:

$$\vec{J}_s = \vec{M} \wedge \vec{n}$$

Avec  $\text{rot}\vec{M} = 0$ , le potentiel vecteur de la distribution de  $\vec{M}$  sera le même que celui de la distribution de  $\vec{J}_s$ . Il n'apparaît que des courants superficiels sur les faces latérales, des barreaux aimantés utilisés pour notre étude, orthogonaux à la direction de  $\vec{M}$  et d'intensité  $\vec{J}_s$  uniforme.

## I.3 AIMANTS UTILISES DANS LES MACHINES ELECTRIQUES

Suivant la littérature, on constate de légères variations au niveau des caractéristiques données pour un même matériau; ces légères différences doivent être dues aux divers procédés de fabrication. Ainsi les références [33, et de 47 à 50] ne donnent pas exactement les mêmes valeurs pour toutes les caractéristiques du même matériau pour aimants.

Les matériaux pour aimants sont généralement classés en trois familles: les aimants métalliques, les ferrites et les Terre-rares.

### I.3.1 Aimants du type métallique

Il existe de nombreux aimants du type métallique [49], mais seuls les ALNICO (alliage Fer-Aluminium-Nickel-Cobalt, dits TICONAL en France) présentent un intérêt pour leur utilisation au niveau de certaines applications dans les machines électriques. Les ALNICO sont durs et fragiles. Leur induction rémanente  $B_r$  est relativement élevée, cependant la faible valeur de leur champ coercitif rend difficile leur utilisation au niveau des machines électriques. En effet, un incident sérieux en cours de fonctionnement nécessite généralement une réaimantation [7]. Ces aimants ne sont donc pas vraiment "permanents".

La faible variation de l'aimantation des ALNICO avec la température est avantageuse en donnant un volume d'aimants plus réduit par rapport aux ferrites. Toutefois, bien que moins performants les ferrites concurrencent les ALNICO par leur rapport prix/performances plus attractif [51,52].

Enfin il est utile de signaler que les ALNICO sont coulés sous des formes simples. L'orientation totale ou partielle des cristaux en cours de la solidification de l'alliage, limite leur utilisation à des formes prismatiques ou cylindriques. Une fois coulés, ils sont rectifiés à la meule aux dimensions désirées. Le type le plus courant et le moins coûteux, car le moins élaboré, est l'ALNICO5.

### 1.3.2 Ferrites

Ce sont des matériaux frittés. Leur production en grande série a permis une baisse importante de leur prix. Les ferrites possèdent une induction rémanente ( $B_r$ ) faible. Toutefois leur champ coercitif assez élevé leur confère une certaine résistance à la démagnétisation ce qui permet de les utiliser comme inducteurs de machines tournantes. Néanmoins, pour ce type d'application, l'épaisseur de l'aimant devra être calculée en fonction de la réaction d'induit pour prévenir, en cas de surcharge, les éventuelles démagnétisations.

La valeur assez élevée du champ coercitif des ferrites donne également la possibilité de les aimanter avant leur livraison sans pertes de flux, ce qui facilite leur montage. On peut même extraire l'inducteur d'une machine à ferrites sans craintes sérieuses de désaimantation [53].

Les ferrites sont fragiles à la traction ce qui pose des problèmes mécaniques pour construire les rotors. Cette fragilité impose un travail à la meule diamantée sous des formes aussi simples que possible (généralement, cette forme est en "tuile").

L'utilisation des ferrites dans les machines électriques conduit généralement à des couples faibles. Les ferrites sont généralement utilisées là où le critère de la puissance volumique n'est pas prépondérant [7].

Pour le dimensionnement d'une machine à aimants, la connaissance de la plage de variation de l'aimantation en fonction de la température est très utile. Les ferrites ont un

point de Curie plus faible que celui des ALNICO, leur induction diminue assez vite avec la température.

Les ferrites dures de Strontium et de Baryum, dites hexagonales, occupent une place importante parmi les matériaux pour aimants. Leur principal terrain d'application est actuellement l'équipement automobile. Les ferrites sont d'excellents isolants électriques, les courants de Foucault y sont négligeables (transformateurs pour l'électronique).

### I.3.3 Terre-rares

Les terres-rares sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Ils sont durs et leur cycle d'hystérésis est relativement large (Fig. I.2). Leur champ coercitif est supérieur à celui des ferrites. Ils ont également une aimantation suffisamment rigide pour considérer que leur perméabilité magnétique est très voisine de celle de l'air. Leur induction rémanente est très proche de celle des ALNICO. Toutes ces caractéristiques, ajoutées à leur densité d'énergie très importante, font que les terres-rares sont recommandés pour les structures de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances [9,18].

Parmi les matériaux terres-rares utilisés pour exciter les machines électriques tournantes, on rencontre ceux du type Samarium-Cobalt et ceux du type Fer-Néodyme-Bore.

#### I.3.3.a: Samarium-Cobalt (SmCo)

Les aimants du type SmCo ont une induction rémanente assez élevée et un champ coercitif intense. En raison de leur produit d'énergie important et de leur insensibilité aux variations de température (Tableau I.1), ils permettent la construction de moteurs de grande puissance. A l'inverse des ferrites, leur application est adéquate là où le critère de puissance volumique est prépondérant.

Pour les machines de faible puissance, le SmCo peut donc s'imposer (pour ce type de machine, le circuit inducteur est constitué de la même façon que celui des moteurs à aimants du type ferrites, c'est à dire par des "tuiles" fixées dans une carcasse en acier doux). Les moteurs à aimants du type ferrites sont moins coûteux que les moteurs à

aimants du type SmCo mais les performances de ces derniers sont meilleures.

S'il n'y avait pas l'inconvénient d'un prix élevé, un plus grand nombre d'applications des aimants au niveau des machines électriques feraient appel au SmCo. C'est apparemment ce dernier inconvénient d'être purement économique qui limite l'utilisation du SmCo à certains domaines spécialisés et aux secteurs de la technologie de pointe [53,56].

### I.3.3.b: Fer-Neodyme-Bore

Le Fer-Néodyme-Bore est le type d'aimants le plus récent (1983). Sa première utilisation remonte à 1985. Dans un court intervalle de temps, il prit plus d'ampleur au niveau de sa production [57]. Le NdFeB est presque le matériau idéal pour les excitations des machines électriques. L'induction qu'il permet dans leur entrefer est importante, son champ coercitif est élevé (Tableau I.1).

Les aimants du type NdFeB détiennent le record actuel du produit d'énergie  $(-BH)_{\max}$  à température ambiante [25]. Cette dernière précision est importante car l'inconvénient principal de ce type d'aimant est qu'il n'admet qu'un faible niveau de température (de l'ordre de  $140^{\circ}\text{C}$ ), de plus ils sont facilement oxydables. Néanmoins, des travaux de recherche sont menés pour élever leur point de Curie, et pallier les autres inconvénients.

Une importance particulière est accordée au NdFeB par la littérature [12,51, et de 58 à 60]. Ce matériau permet d'obtenir un couple massique élevé, donc une fabrication plus simple qui ne demande pas nécessairement une concentration de flux. Le NdFeB permet d'atteindre des rendements relativement élevés et peu variables avec la charge [48].

Les aimants du type NdFeB ouvrent la voie au développement de machines synchrones plus puissantes au vu des résultats obtenus dans les laboratoires [6,58]. Le NdFeB trouve également des applications au niveau des excitations des machines synchrones sans encoches statoriques [61] et dans les moteurs du type asynchrones synchronisés (Fig. I.3).

En général, les matériaux pour aimants sont utilisés dans différentes machines électriques indépendamment de leur nature, de leur alimentation et de leur taille (machines à courant continu, machines à réluctance variables, machines synchrones, machines asynchrones synchronisées...). Ces machines électriques peuvent être cylindriques, discoïdales [18] ou linéaires [19].

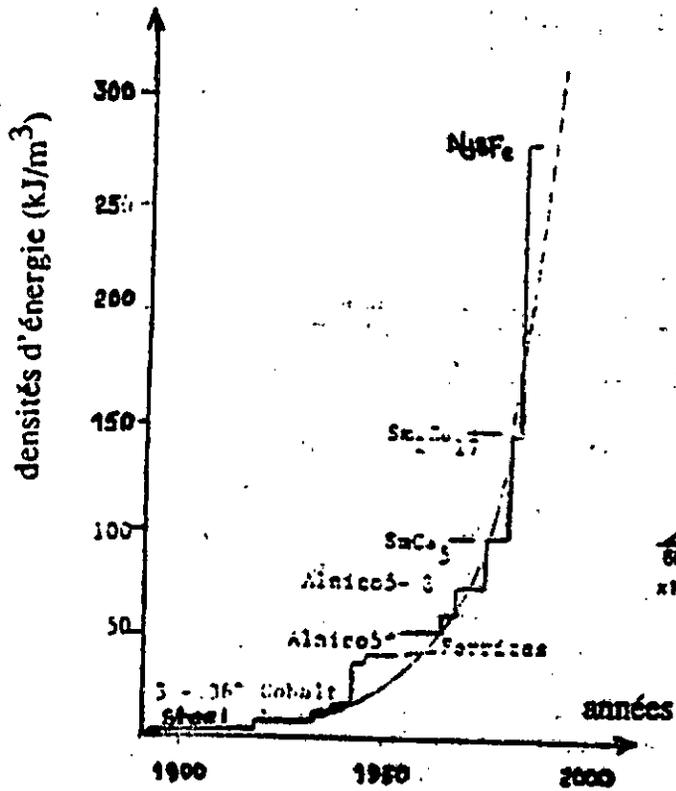


Fig. I.1: Evolution de la densité d'énergie ( $-BH_{max}$ ) pour les matériaux à aimants [22].

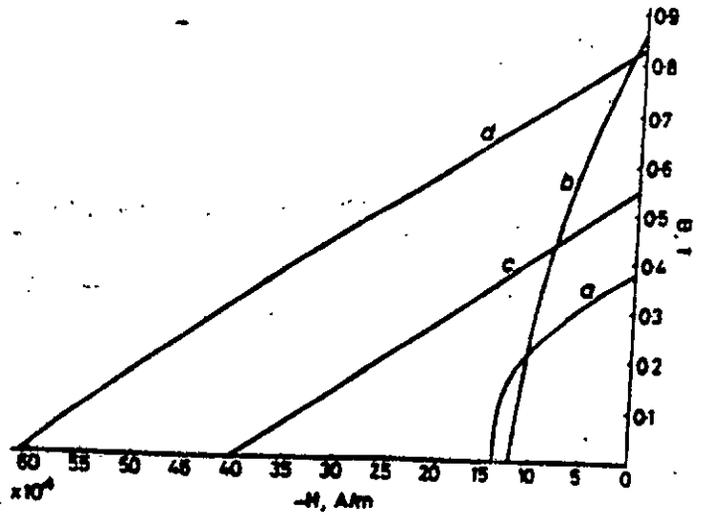


Fig. I.2: Caractéristiques magnétiques [54]  
 (a) Ferrites de Baryum anisotropique  
 (b) ALNICO anisotropique  
 (c) Terre-rares  
 (d) SmCo

	RECOMA20	RECLMA28	R <sup>+</sup> EMASS	UGISTAB300	UGISTAB210M	UGISTAB250IM
compression	A	A+	A	T	A	T
B <sub>r</sub> (T)	.9	1.07	1.22	1.28	1.08	1.13
H <sub>c2</sub> (kA/m)	2000	1300	1200	1888	1990	1990
(BH) <sub>max</sub> (kJ/m³)	160	228	280	288	218	250
Density (g/cm³)	8.2	8.3	7.5	7.5	7.5	7.5
α(B <sub>r</sub> ) (%/C)	-0.450	-.03	-.11	-.108	-.1	-.1
Max.op.temp.(°C)	250	350	80	100	180	180
Min.mag.field(kA/m)	1600	4000	2300	2390	2290	2390
Electr. resist.(μΩcm)	84	90	180	180	150	180
chem.compos.	Sm <sub>2</sub> Co <sub>7</sub>	Sm <sub>2</sub> Co <sub>7</sub>	Nd <sub>2</sub> Fe <sub>14</sub> B	Nd <sub>2</sub> Fe <sub>14</sub> CoVBAI	Nd <sub>2</sub> Dy <sub>2</sub> Fe <sub>14</sub> Co <sub>2</sub> VBAI	Nd <sub>2</sub> Dy <sub>2</sub> Fe <sub>14</sub> Co <sub>2</sub> VBAI

Tableau I.1: Propriétés physiques et magnétiques pour quelques aimants terre-rares [55]

## I.4 STRUCTURES DES INDUCTEURS DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS

En général, les stators des machines synchrones à aimants sont de conception analogue à ceux des machines synchrones ou asynchrones classiques. La diversité porte plus sur la structure de leurs inducteurs. Les aimants peuvent être montés en surface, insérés ou enfouis dans le fer rotorique.

Comme pour les machines synchrones classiques, on peut distinguer les moteurs à aimants dits "à pôles lisses" et ceux dits "à pôles saillants". Pour ces deux grandes catégories d'inducteurs, nous avons, et plus particulièrement pour les machines à pôles saillants, un grand nombre de structures envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leur disposition au rotor. Elles sont fonction également de la taille de la machine et de son type d'alimentation.

La littérature donne différents classements pour les structures du rotor: P. Brissonneau, par exemple dans [8], classe ces structures suivant deux critères dont le premier est d'ordre magnétique (présence ou absence de pièces polaires) et le second d'ordre mécanique (emplacement des frettes des aimants par rapport à l'entrefer). La littérature anglo-saxonne [11,14,50] classe, généralement ces structures rotoriques en trois catégories:

- Une structure où les aimants sont disposés directement sur la surface rotorique. Ce type de structure est dit SPM (Surface Permanent Magnets) ou Projecting Magnets;

- Une autre où les aimants sont encastrés dans le rotor et qui est dite IPM (Interne Permanent Magnets) ou Buried Magnets;

- La troisième structure est dite Inset Permanent Magnets. Les aimants dans cette structure sont insérés dans le rotor, mais débouchent à leur surface..

En général, c'est l'absence ou la présence des pièces polaires qui tient lieu de distinction entre les deux modes de classement des structures du rotor donc de la machine.

### I.4.1 Inducteurs à pôles lisses

La majorité des machines sont à aimants montés directement à la surface du rotor [3]. Les aimants sont plaqués directement sur un noyau magnétique et fixés grâce à des frettes au niveau de l'entrefer. Ces aimants peuvent avoir une aimantation radiale (Fig. 4.a), tangentielle (Fig. I.4b) ou mixte (Fig. I.4c); parfois, on rencontre une aimantation inclinée.

Les paramètres importants sont le sens de l'aimantation, l'épaisseur de l'aimant (dans le sens de l'aimantation), sa largeur, son ouverture sur un pas polaire et l'épaisseur de l'entrefer.

Dans l'équivalence aimants-courants (cf. §. I.2), ces dispositions des aimants correspondent à des inducteurs sans noyaux polaires permettant d'atteindre et de conserver une force magnétomotrice importante pour des dimensions géométriques relativement faibles tout en diminuant la réaction d'induit. Ainsi, les aimants performants, qui ont une aimantation pratiquement indépendante des champs externes, se comportent vis à vis de ces derniers comme du vide. D'autre part, l'inductance statorique est plus réduite que celle d'une machine synchrone classique à pôles lisses car l'entrefer magnétique est accentué par l'épaisseur des aimants et de celle de la frette de maintien. Cette dernière caractéristique est favorable à une commande plus simple.

Les aimants, pour ces machines à pôles lisses, sont généralement en "tuiles". La réalisation est simple, ce qui se répercute favorablement sur le prix de revient; l'effet de la saturation est relativement faible (niveau de l'induction dans l'entrefer inférieure à celui des aimants). Il en est de même pour l'effet de réaction d'induit, ce qui autorise des pics de courant relativement élevés en régime transitoire.

Néanmoins ce type de structure, où l'induction d'entrefer ne peut atteindre celle des aimants et où la largeur de l'entrefer est importante, nécessiterait une augmentation de la densité de courant d'induit pour une amélioration des performances de la machine. De ce fait, l'emploi des aimants du type ferrites donnerait lieu à une machine moins performante qu'avec des aimants du type terre-rares. Toutefois le SmCo, de par ses mauvaises propriétés mécaniques nécessite un fretage important ce qui occasionne une augmentation de leur volume pour obtenir de meilleures performances.

Actuellement c'est le NdFeB qui paraît le plus recommandé pour les moteurs synchrones à aimants à pôles lisses.

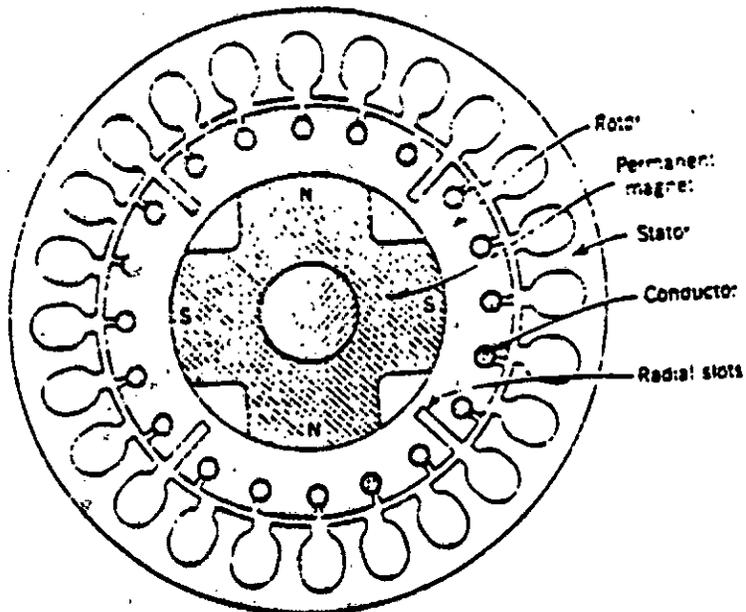
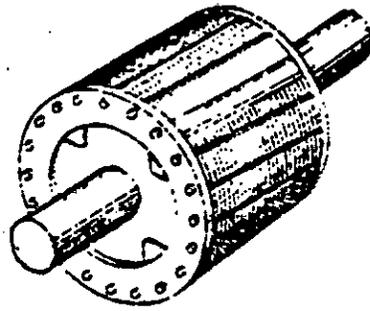


Fig. 1.3. Moteur asynchrone synchronisé [62]

Fig.1.3: Moteur asynchrone synchronisé [62] -

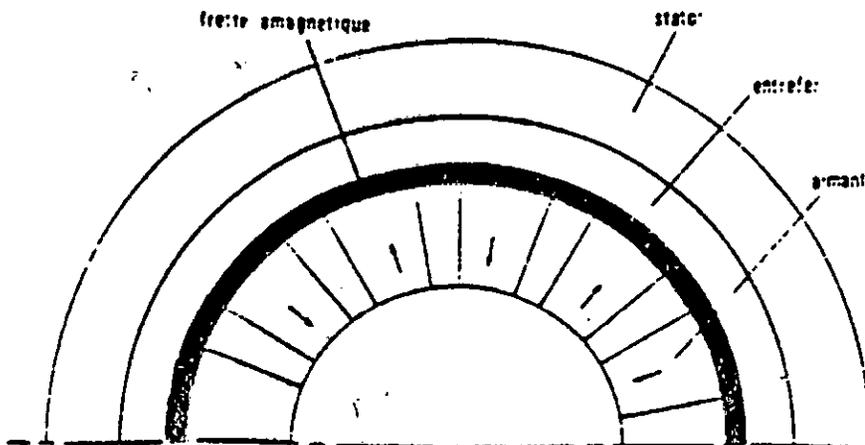


Fig.1.4a : Inducteur à pôles lisses avec une aimantation radiale [8]

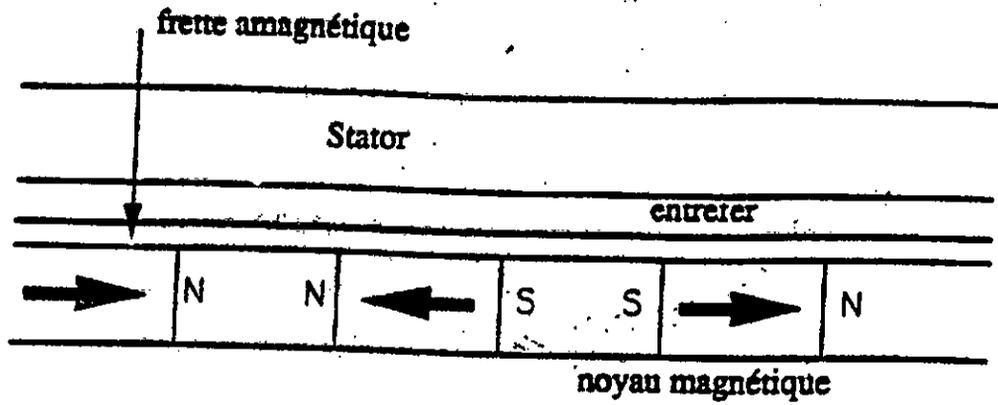


Fig.I.4b: Inducteur sans pièces polaires à aimantation tangentielle

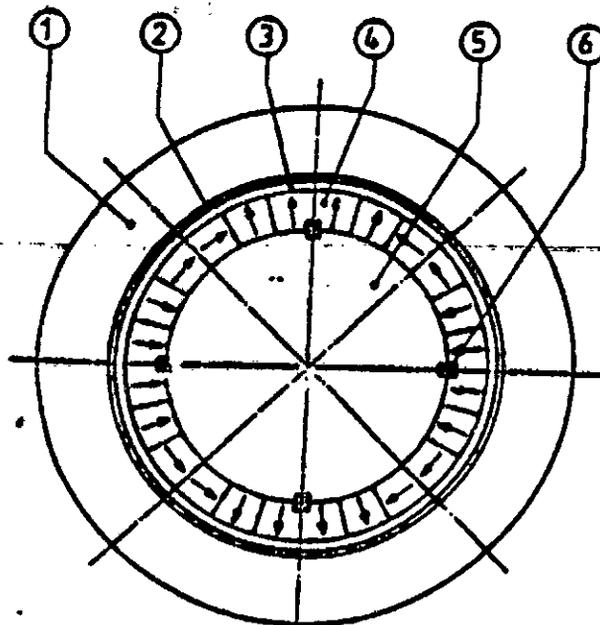


Fig.I.4c: Inducteur à pôles lisses avec une aimantation mixte

[63]

- 1 : Stator
- 2 : Entrefer
- 3 : Frette amagnétique
- 4 : Aïmant
- 5 : Noyau magnétique
- 6 : Cote magnétique

## 1.4.2 Inducteurs à pôles saillants

Le couple maximal peut être augmenté par la saillance. Suivant la disposition des aimants par rapport aux pièces polaires, les machines à aimants à pôles saillants peuvent donner lieu à une concentration de flux dans l'entrefer afin d'améliorer les performances.

### 1.4.2.1 Structures avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants sont à aimantation radiale et placés sous des pièces polaires généralement feuilletées afin de minimiser les pertes fer (Fig. I.5). L'addition de pièces polaires permet de réduire de façon significative l'épaisseur de l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires ainsi que l'épaisseur des aimants.

Cette structure de l'inducteur à aimants avec pièces polaires fait apparaître une saillance. L'inductance présentée par l'enroulement statorique varie suivant la position du rotor. Ainsi on peut distinguer deux valeurs particulières pour les inductances d'induit correspondant respectivement aux inductances suivant les axes longitudinaux ( $L_d$ ) et transversaux ( $L_q$ ).

La réalisation de ce type de structure est simple. L'épaisseur des aimants peut être un bon compromis entre les performances et le prix de revient. Les rotors avec pièces polaires sans concentration de flux nécessiteront moins d'aimants que ceux sans pièces polaires à cause de la réduction de l'entrefer due à l'absence de frettes. Cependant, cette réduction de l'entrefer favorisera éventuellement l'effet de réaction d'induit [1].

### 1.4.2.2 Structures avec pièces polaires et concentration de flux

Dans le but d'augmenter l'induction, dans le cas des matériaux pour aimants dont le niveau d'induction est faible tel les ferrites [5], on peut imaginer des structures à concentration de flux.

Le principe de la concentration de flux réside dans le fait que la surface moyenne qui reçoit le flux au niveau de l'entrefer est inférieure à celle de l'aimant qui engendre ce flux. Ainsi l'induction dans l'entrefer (zone de travail) devient supérieure à celle de l'aimant (en vertu de  $\text{div } \vec{B} = 0$ ). Pour ces structures on cherche donc à accentuer l'effet de concentration de flux.

Dans le but d'augmenter l'induction, dans le cas des matériaux pour aimants dont le niveau d'induction est faible tel les ferrites [5], on peut imaginer des structures à concentration de flux.

Le principe de la concentration de flux réside dans le fait que la surface moyenne qui reçoit le flux au niveau de l'entrefer est inférieure à celle de l'aimant qui engendre ce flux. Ainsi l'induction dans l'entrefer (zone de travail) devient supérieure à celle de l'aimant (en vertu de  $\text{div } \mathbf{B} = 0$ ). Pour ces structures on cherche donc à accentuer l'effet de concentration de flux.

Les aimants les plus performants permettraient grâce à leur niveau d'induction élevé de produire une concentration de flux plus importante; cependant on serait conduit à des effets de saturation d'autant plus importants que l'aimant est plus performant.

Pour les structures à concentration de flux, l'équilibre du matériau composant les pièces polaires est déterminé à la fois par le champ magnétique du aux aimants et par celui produit par l'induit.

L'existence de pièces polaires qui guident le flux au rotor implique une anisotropie dans le référentiel statorique. Cette anisotropie inversée au rotor provoque un effet de réluctance qui permet d'obtenir un fonctionnement magnétisant. Elle permet d'améliorer le facteur de puissance et d'étendre la plage de stabilité statique de la machine (action sur le rapport  $L_q/L_d$  [1]).

Différentes structures de machines synchrones à aimants à concentration de flux peuvent être obtenues. Elles diffèrent suivant l'existence ou non des pièces polaires et de la disposition des aimants à l'intérieur du rotor. Nous allons les classer de la façon suivante:

#### **I.4.2.2.1 Structures à concentration de flux sans combinaison d'aimants polaires et interpaires**

##### **a)- Structures à aimantation radiale**

Cette structure présente une protection contre les désaimantations car le flux d'induit est directement court-circuité par les pièces polaires au niveau de l'entrefer.

L'inductance transversale ( $L_q$ ) est variable avec l'entrefer tandis que l'inductance longitudinale ( $L_d$ ) est peu influencée par cette variation. La différence ( $L_q - L_d$ ) passe par un maximum pour une épaisseur d'aimant voisine de celle de la pièce polaire [64].

### b)- Structure à concentration de flux avec aimantation tangentielle.

Les aimants pour ce type de structure sont disposés entre les pièces polaires qui sont souvent feuilletées. La forme des aimants est généralement parallépipédique. Ils sont maintenus entre les pièces polaires par une cale en queue d'aronde, amagnétique et de faible épaisseur.

Pour cette structure, le flux inducteur est sensible aux variations d'entrefer. La saillance devient faible pour une large épaisseur de l'entrefer [1].

Cette structure permet, pour un diamètre et un nombre de pôles choisis, une concentration efficace du flux dans l'entrefer. On obtient ainsi un couple volumique élevé. La construction est par contre compliquée et de nombreux brevets existent à ce sujet. Les problèmes d'équilibrage d'un moteur ayant ce type de structure rotorique sont délicats à résoudre et limitent les vitesses d'utilisation. Ce type de structure convient pour les moteurs à fort couple et à faibles vitesses de rotation [65].

#### 1.4.2.2 Structures à concentration de flux avec combinaison d'aimants polaires et interpolaires

Cette structure permet d'obtenir un flux inducteur important et elle a la particularité d'offrir la possibilité de varier l'épaisseur de l'aimant polaire, c'est à dire de diminuer l'inductance longitudinale  $L_d$  sans perte de source de champ. Ceci a pour effet d'accentuer l'écartement entre les inductances, donc de rendre la saillance plus importante ( $L_q/L_d$  peut atteindre 4 selon M.Lajoie-Mazenc et S. Leichter [2]). Les performances de la machine sont de ce fait améliorées.

Il est à noter que ce type de structure ne convient pas pour des machines de dimensions très réduites car mis à part la difficulté du montage, les pièces polaires seraient très réduites. Même pour 4 pôles, l'effet de concentration de flux de cette structure est appréciable.

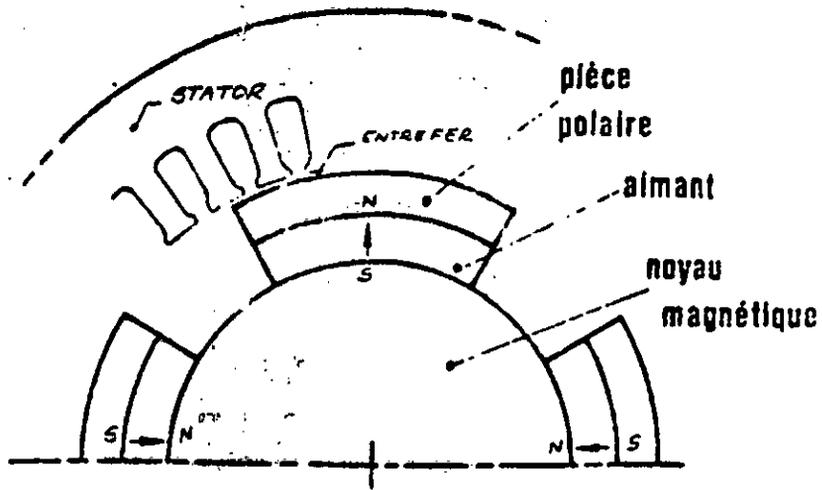


Fig.I.5: Inducteur avec pièces polaires sans concentration de flux: aimantation radiale [4]

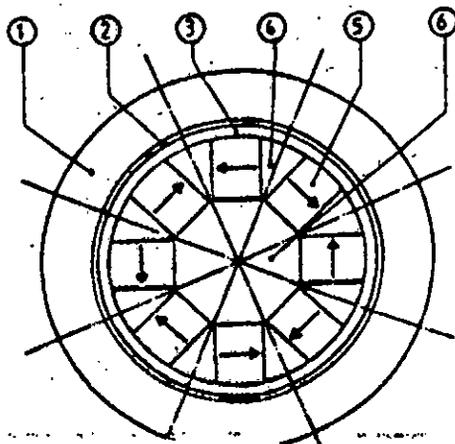


Fig.I.6 : Inducteur avec pièces polaires et aimantation tangentielle [63]

- 1: Stator
- 2: Entrefer
- 3: Ferme électromagnétique
- 4: Pôle magnétique
- 5: Aimant
- 6: Arbre magnétique

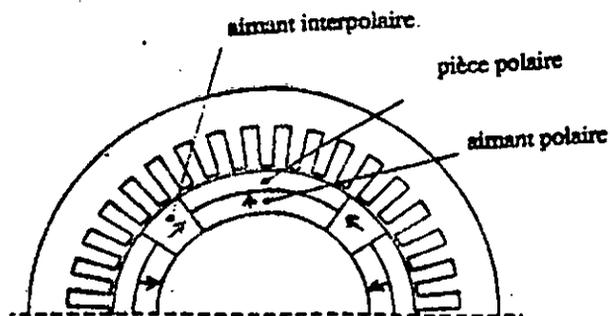


Fig.I.7 : Inducteur avec pièces polaires; existence d'aimants polaires et interpolaire

### **I.4.3 Structures d'inducteurs de machines synchrones à aimants internes**

Jusqu'à présent, toutes les configurations que nous avons examinées pour les inducteurs de machines synchrones à aimants peuvent paraître plus ou moins "classiques" [27]. Parmi ces structures "classiques", celles avec pièces polaires sont du type à aimants internes mais avec des configurations assez "simples". C'est justement l'extension avec l'augmentation du nombre de pôles et des dimensions géométriques de ces configurations "simples" qui donnent lieu à des rotors "plus complexes" que nous appelons structures d'inducteurs à aimants internes.

Les structures à aimants internes peuvent donner lieu à la concentration de flux. La saillance inversée est retrouvée avec un effet plus ou moins accentué selon la configuration.

Une cage, type moteur asynchrone, peut être adoptée pour ce type de structure [22,50 et 66 à 68].

Nous reproduisons Fig.I.8 quelques configurations à aimants internes. Ces structures offrent un certain nombre d'avantages parmi lesquels:

- des rotors robustes qui permettent de plus grandes vitesses de rotation;
- une adaptation à des puissances plus importantes;
- de bonnes performances selon la littérature [6,11,14] surtout avec les aimants du type NdFeB;
- Une place plus importante au niveau du rotor est dégagée pour la cage.

Toutefois, ces structures où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique en dessous de la cage, posent des difficultés pour déterminer les réactances transversales et longitudinales. En effet ces réactances sont non linéaires et dépendent des conditions de charge.

### **I.4.4 Machines synchrones à enroulement dans l'entrefer**

Un enroulement compact, directement fixé sur les parois internes d'un stator non denté permet une augmentation de la densité de courant équivalent (Fig.I.9a et b) [6,29,34,48,59,61,64,70]. Toutefois ce mode de réalisation du stator a l'inconvénient de nécessiter des conducteurs de diamètre réduit pour éviter l'action néfaste des courants de Foucault; en effet, ces conducteurs sont balayés par le champ inducteur.

A puissance égale, une pareille structure nécessite un volume de cuivre et d'aimant plus important. Cependant le volume total est réduit [29,48] (Fig.I.9c) et l'on peut s'attendre à un meilleur rendement sans augmentation du prix de revient [48] ainsi qu'à une puissance massique plus importante.

Comme matériau pour aimants, c'est généralement le Fer-Néodyme-Bore qui est adopté pour les machines à enroulement dans l'entrefer car il permet l'obtention d'une induction d'entrefer relativement élevée. Ce type d'aimant est souvent disposé à la surface du rotor de la machine ce qui augmente l'entrefer et réduit l'inductance.

Une structure d'inducteur à pôles lisses ne permet pas d'atteindre des niveaux d'induction d'entrefer susceptibles de provoquer un effet de saturation important (même avec le NdFeB). De plus si on alimente une telle structure de machine par l'intermédiaire d'un convertisseur statique (du type M.L.I. à transistors de puissance) délivrant des formes d'onde de courant quasi-sinusoidale, nous obtenons une machine très discrète sur le plan acoustique [6]. Les structures de machines sans dentures statoriques ont l'avantage de diminuer les bruits et les vibrations d'ordre magnétique. En effet, ces bruits sont provoqués par les forces pulsées en rotation générées par les variations des réluctances de denture.

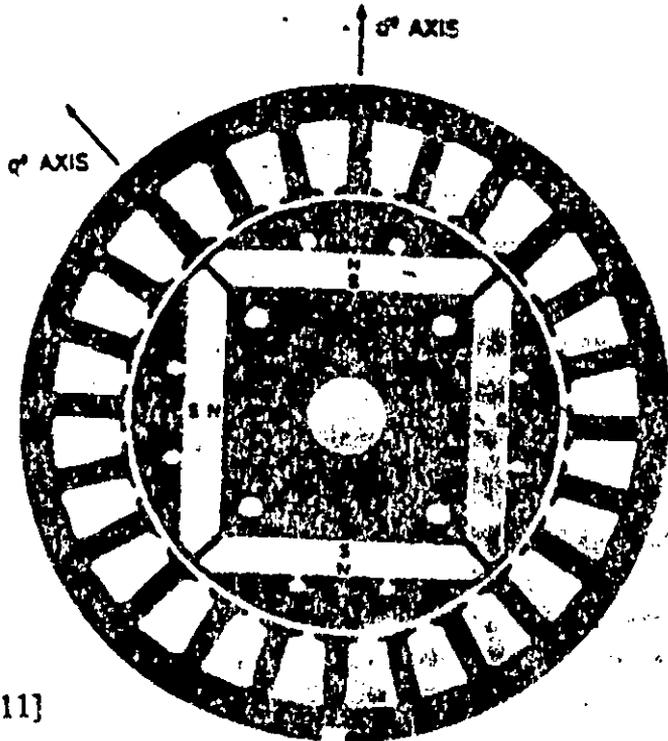
Les machines à aimants sans dentures statoriques trouvent des applications comme actionneurs pour servomécanisme [1,48,69,70].

#### 1.4.5 Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

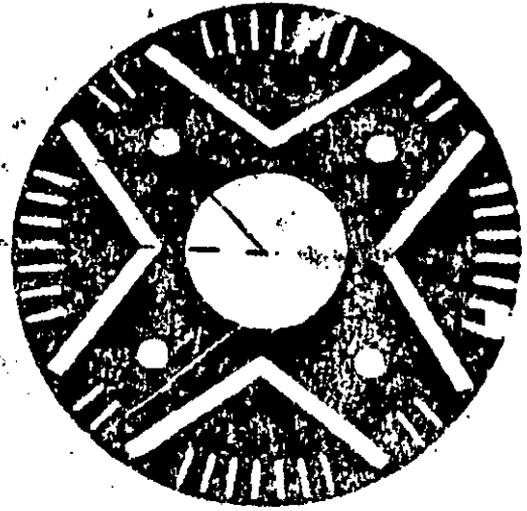
Cette structure est similaire à celle sans pièces polaires (Fig. I. 4a). Les aimants (avec une aimantation radiale) sont insérés dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer (Fig. I.10). Une saillance inverse apparaît pour ce type de structure.

Par rapport à un inducteur à pôles lisses (Fig. I.4a), la structure avec aimants permanents insérés dans le fer rotorique permet en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elle permet de réduire le volume d'aimant utilisé donc le coût et ce sont les points que l'on abordera dans la suite de notre travail.

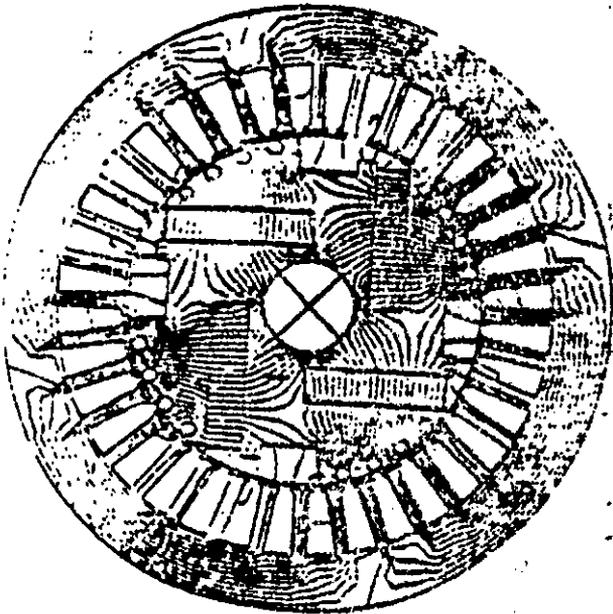
Selon T.Sebastian et G.R. Slemon [10], le couple maximal serait indépendant de l'épaisseur de l'aimant; on peut donc envisager de les diminuer.



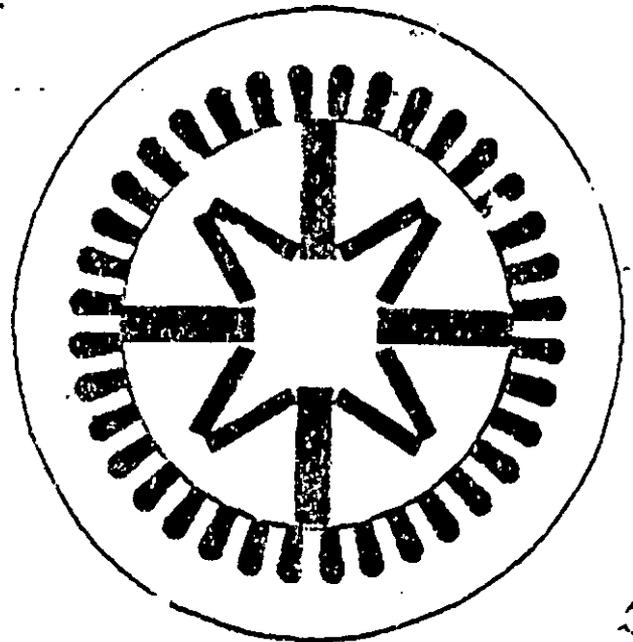
[11]



[51]

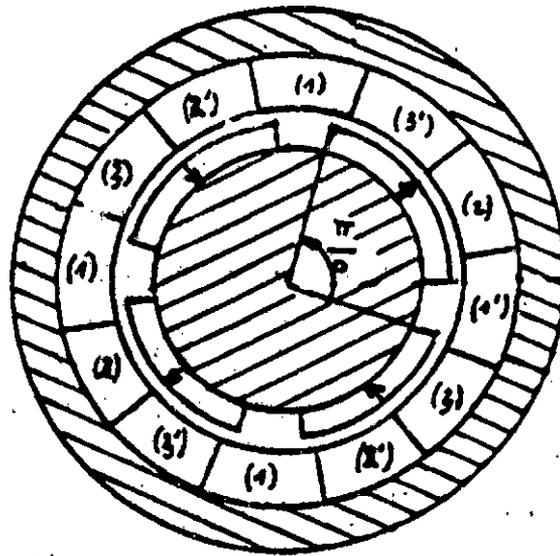


[68]



[71]

Fig.1.8: Exemples d'inducteurs à aimants internes.



[61]

Fig.I.9a: Structure d'une machine synchrone à aimants et à enroulements dans l'entrefer  
- Cas d'une machine quadripolaire [76]

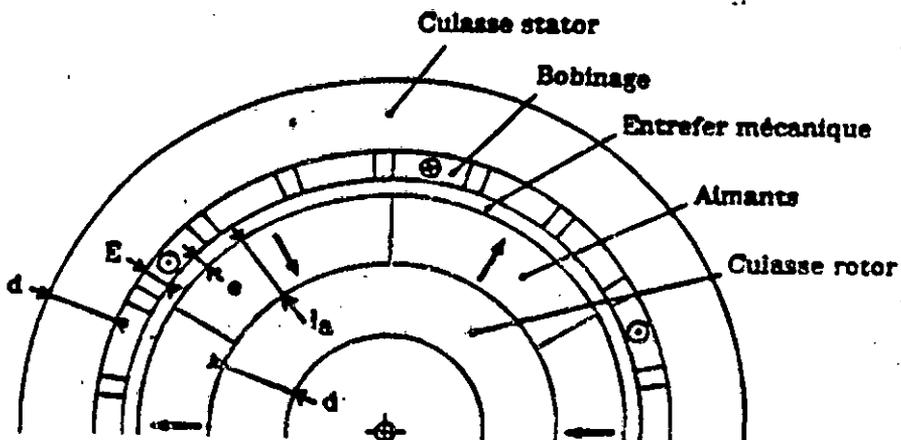


Fig.I.9b: Structure schématisée d'une machine à aimants à induit sans encoches [72]

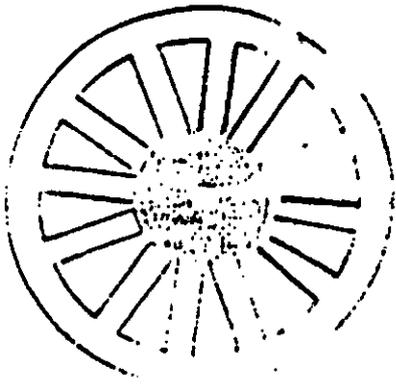
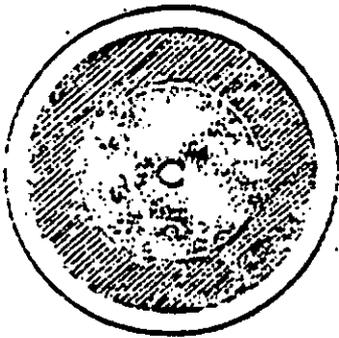


Fig.I.9c: (1) - Moteur synchrone bipolaire avec dentures statoriques; dimensions optimales (12 dents).



(2) - Moteur synchrone à enroulement dans l'entrefer, bipolaire avec géométrie optimisée. Il présente la même puissance que le moteur (1) avec cependant un volume global plus réduit

[48]

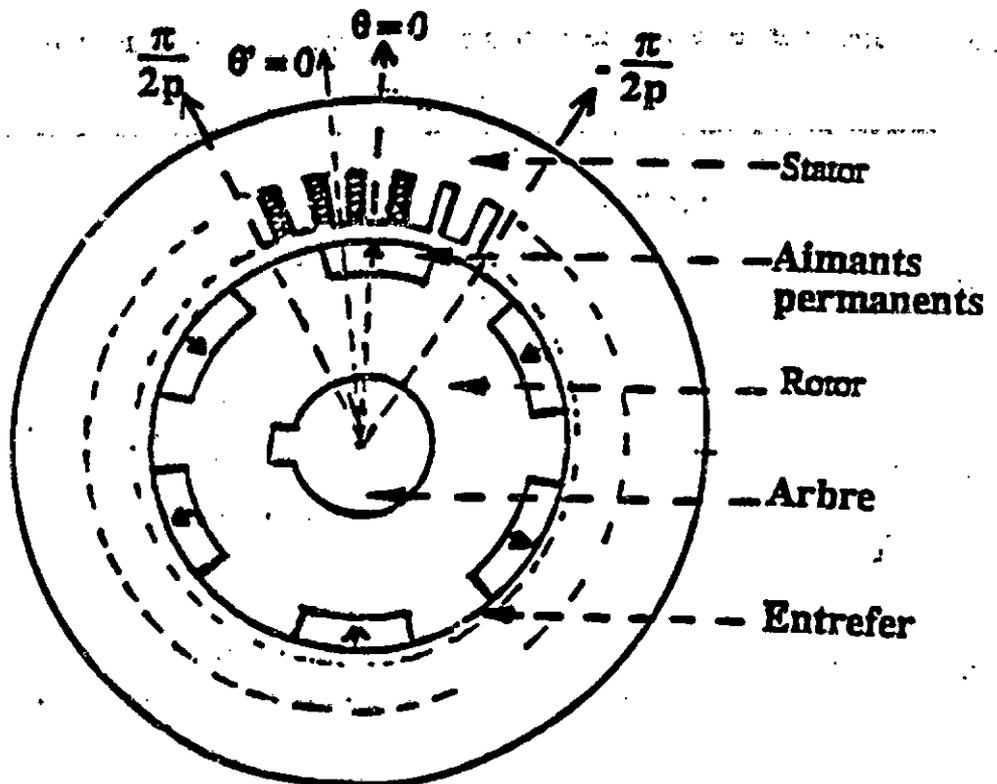


Fig.L.10: Structure d'un moteur synchrone à aimants insérés dans le fer rotorique [41]

---

## **I.5 INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS**

Pour une structure donnée, une nuance d'aimants choisie et, un critère fixé, on détermine les dimensions optimales permettant les meilleures performances.

C'est le couple qui détermine les dimensions de la machine; ce sont les dispositions technologiques qui autorisent une vitesse de rotation plus ou moins importante [73].

Les deux paramètres principaux sont l'induction moyenne d'entrefer et la densité linéique de courant répartie sur la périphérie de l'entrefer. Ces deux paramètres dépendent de plusieurs autres qui sont liés aux différentes grandeurs géométriques et aux différentes propriétés des divers matériaux constituant la machine.

C'est le choix de la nuance d'aimant qui conditionne principalement l'optimisation de la structure. Souvent un compromis entre le prix de revient et les performances est adopté.

Nous allons étudier l'influence de quelques paramètres dans les machines synchrones à aimants [28].

### **I.5.1 Diamètres de l'alésage**

Le couple est une fonction quadratique du diamètre d'alésage qui reste le principal paramètre car il conditionne d'une part l'échauffement pour un couple donné et dans le cas d'une structure à concentration de flux, il intervient directement sur cette concentration.

### **I.5.2 Epaisseur de l'aimant**

Par suite de leur prix relativement élevé, les aimants performants doivent être réduits au mieux. L'épaisseur de l'aimant semble être un bon compromis entre les performances et le prix de revient pour certaines structures. On note une valeur optimale pour cette épaisseur mais comme la courbe d'induction est assez plate sur une large bande, on réalise facilement une importante économie d'aimant sans trop défavoriser les performances [36,61]. Cependant cette épaisseur d'aimant doit être suffisante [12,32].

---

Pour les ferrites, l'épaisseur d'aimant doit être calculée en fonction de la réaction d'induit pour prévenir la désaimantation en cas de surcharge [1].

### 1.5.3 Nombre de pôles

L'augmentation du nombre de pôles réduit l'influence des têtes de bobines car elle diminue leur largeur et le nombre de conducteurs par bobine. Mais il ne faut pas perdre de vue qu'une polarité élevée augmente également la fréquence aux vitesses élevées. Cette augmentation de la fréquence de fonctionnement rend délicat le démarrage classique au moyen de la tension du réseau à 50 Hz [74]; de plus elle entraîne des pertes fer importantes.

D'autre part, une augmentation du nombre de pôles entraîne une diminution de la saillance inversée. Cette diminution est plus accentuée pour les structures sans combinaison d'aimants polaires [1].

Pour les structures à concentration de flux un nombre de pôles élevé a tendance à favoriser cette concentration. Pour une structure à une paire de pôles, la concentration de flux est évidemment difficile à obtenir.

### 1.5.4 Epaisseur de l'entrefer

Comme pour toute machine électrique, l'épaisseur de l'entrefer est un paramètre très important tant du point de vue électromagnétique que mécanique. Pour les structures avec pièces polaires, un entrefer important diminue l'effet de saillance inversée.

L'épaisseur de l'entrefer a un effet direct sur le volume des aimants ainsi que sur le fonctionnement en commutation naturelle.

La valeur de l'ouverture des aimants qui minimise le couple de détente dépend de l'épaisseur de l'entrefer. Le couple de détente est inversement proportionnel à l'épaisseur de l'entrefer et directement proportionnel à l'ouverture des encoches [75].

Un compromis est souvent adopté pour l'épaisseur de l'entrefer quand elle n'est pas imposée par d'autres considérations.

### **I.5.5 Têtes de bobines et encoches statoriques**

L'influence des têtes de bobines n'est pas négligeable suivant l'axe direct. L'inductance des têtes de bobines influence l'aptitude de la machine à un fonctionnement en commutation naturelle.

Une optimisation de la géométrie des encoches par rapport aux pertes est nécessaire [76].

Une inclinaison des encoches (facteur d'inclinaison) [77] est favorable pour les structures de machines synchrones à aimants. Celle-ci permet entre autres une réduction du couple de détente.

### **I.5.6 Saturation**

La saturation cause une réduction des inductances de fuites. L'effet de la saturation sur le couple total est plus important pour les structures de machines à aimants internes cf. I.3.3 [3].

L'effet de la saturation est variable suivant la nuance d'aimant et la structure de la machine.

Les machines à aimants du type ferrites sont dites de "saturation moyenne" [32]; en effet, leur niveau d'induction est relativement faible cf. I.2.2.

Pour les structures avec des aimants du type terre-rares, l'excitation peut suffire pour atteindre la saturation dont l'effet est encore plus accentué s'il y a concentration de flux. Pour les structures à aimants internes cf. I.3.3, comme c'est précisé, les inductances directe et transversale sont non linéaires et fonction du courant.

### **I.5.7 Réaction d'induit - Démagnétisation**

Pour une structure à aimants internes, le flux d'entrefer est fonction du courant statorique à cause de la réaction d'induit.

La désaimantation pour les structures à concentration de flux n'est pas importante dans les conditions normales de fonctionnement [1]. Le démarrage qui est l'instant où la réaction

d'induit est la plus importante ne provoque pas d'effet irréversible de désaimantation pour des aimants performants.

### **I.5.8 Echauffement**

Une augmentation de la température provoque une diminution partielle de l'aimantation et un accroissement de la résistance statorique.

Les moteurs à rotor bobiné sont limités par des problèmes de refroidissement à cause des difficultés liées à l'apport de fluide dans un système tournant. Par contre les inducteurs à aimants sont plus intéressants sur ce plan à cause de l'absence des pertes d'excitation alors que le stator peut être refroidi facilement par un fluide.

L'échauffement de la structure est réduit par le choix du flux à vide dans le cas d'une optimisation de la puissance massique.

La connaissance de la plage de variation de l'aimantation en fonction de la température est nécessaire pour le dimensionnement d'une machine donnée. Le courant admissible en régime permanent est également une donnée nécessaire.

Une augmentation de 100°C peut provoquer environ 2% des pertes de flux magnétique pour le SmCo et environ 20% des pertes pour les ferrites [3]; elle est catastrophique pour le NdFeB.

Le transfert de chaleur dans les servomoteurs est difficile. Une réduction des pertes est nécessaire. Les pertes totales comportent des pertes supplémentaires dues aux harmoniques de champ et de courant, qui peuvent être considérées constantes tandis que les pertes fer et les pertes Joule dépendent de la longueur et de l'épaisseur des encoches.

### **I.5.9 Ondulations de couple**

Le problème des ondulations de couple pour les machines à aimants est amplement abordé dans la littérature [3,5,27,74,75 et de 78 à 86].

Les ondulations de couple existent pratiquement toujours. Elles sont dues à la machine elle-même ainsi qu'à son système d'alimentation. Les ondulations de couple qui proviennent de la machine se traduisent par le couple de détente ainsi que par les imperfections des formes d'ondées de la f.é.m.. Les ondulations qui sont dues à

l'alimentation proviennent des ondulations de courant et de la commutation de ces derniers.

La commande par l'intermédiaire de convertisseurs statiques affecte les ondulations de couple résultant à partir des commutations de phase par le convertisseur statique [74,75]. Plusieurs solutions sont proposées pour une réduction du couple de détente au niveau des références citées plus haut.

Aux grandes vitesses, l'ondulation du couple due aux formes d'onde du courant d'alimentation est habituellement filtrée par l'inertie du système. Pour les basses vitesses une ondulation sensible du couple est produite et celle-ci peut ne pas être tolérée dans certaines applications comme le positionnement ou en robotique [83] (du fait des irrégularités de vitesses). Pour les asservissements, un couple régulier est requis [75].

---

---

## I.6 COMPARAISON DES MOTEURS SYNCHRONES A AIMANTS ENTRE EUX ET AVEC LES AUTRES TYPES DE MOTEURS

Les moteurs synchrones à aimants commencent à être utilisés de plus en plus pour les machines outils et pour des applications en robotique qui requièrent des moteurs avec un faible moment d'inertie, une puissance massique élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable.

Dans certaines applications pour hautes performances tels que les actionneurs dans l'espace, il est préférable d'avoir un poids aussi réduit que possible pour une puissance donnée. La puissance massique est limitée par la capacité de dissipation de chaleur de la machine. Pour une taille donnée, le moteur qui développera les plus faibles pertes pourra donner une forte puissance massique.

Le coût enfin joue un rôle crucial pour une application donnée [3]. Chaque type de moteur a ses avantages et ses inconvénients selon des difficultés de construction, d'encombrement, de robustesse etc...

### I.6.1 Comparaison des différentes structures de machines synchrones à aimants

Il est assez difficile de dégager une comparaison quantitative ou qualitative entre les caractéristiques de différentes structures de machines synchrones à aimants. Cette tâche est d'autant plus délicate qu'aucun critère de comparaison (domaine d'application, taille, type de fonctionnement, type d'alimentation) n'est fixé. Même dans le cas où quelques uns de ces paramètres sont fixés, il n'est pas aisé de privilégier une structure par rapport à une autre car la notion du compromis prix-performances intervient.

Nous nous limiterons à un bref résumé sur la comparaison des caractéristiques magnétiques des différentes structures exposées au §. I.3.

Les références consultées ne donnent pratiquement pas d'étude comparative entre les différentes structures à quelques exceptions près, pour des comparaisons partielles [1,3,8,87,88] et dans des cas précis.

---

N.A. Demerdash et autres [87], ont effectué une comparaison des caractéristiques générales de deux moteurs synchrones à aimants respectivement du type ferrites et SmCo et fonctionnant sous les mêmes conditions d'alimentation. Les inducteurs sont sans pièces polaires pour les deux moteurs.

Les différences obtenues se situent au niveau du volume et du poids des aimants qui sont favorables au moteur à aimants du type SmCo<sub>5</sub> comme est favorable également pour celui-ci la rapidité du temps de réponse. Toutefois, le moteur à aimants du type ferrites s'est mieux adapté à la commutation électronique. D'autre part le prix des ferrites est, comme précisé au §. 1.2.2, beaucoup plus faible.

Les structures sans pièces polaires ne présentent pas d'anisotropie du rotor. Elles ne peuvent donner lieu à une concentration de flux. Cependant, les effets de la saturation et de la réaction d'induit sont moins importants pour les structures sans pièces polaires. Elles présentent d'autre part des entrefers plus épais et donc des inductances plus réduites; ainsi elles sont mieux adaptées à la commutation naturelle.

Le phénomène de la saturation peut influencer la comparaison des différents types de structures avec pièces polaires surtout lorsque les aimants sont internes.

La structure où sont combinés les aimants polaires et les aimants interpaires est également avantageuse pour la commutation naturelle. D'autre part, pour un échauffement donné, ce type de structure permet d'obtenir des puissances massiques élevées.

La tenue mécanique du rotor est meilleure aux grandes vitesses pour les structures avec pièces polaires et surtout pour celles à aimants internes.

### **1.6.2 Comparaison des performances du moteur synchrone à aimants avec les autres types de moteurs**

Cette comparaison succincte est effectuée en dehors des tailles, domaines et applications particulières où chaque catégorie de machine s'impose. Elle est d'ordre générale avec toutefois un penchant vers les puissances moyennes à vitesses élevées.

Certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue de la puissance massique, du rendement et du facteur de puissance pour des gammes accessibles à leurs utilisations (coût et faisabilité).

---

Des structures de servomoteurs pour entraînement direct et produisant des couples importants (couples massiques élevés, fiabilité et comportement dynamique et statique amélioré) sont obtenus en utilisant des aimants modernes.

Jusqu'ici les actionneurs ont fait appel le plus souvent aux machines à courant continu pour des puissances inférieures à quelques dizaines de kilowatts et aux moteurs hydrauliques pour des puissances supérieures. Mais les aptitudes des actionneurs électriques en temps de réponse et leur relative facilité de commande font que la tendance vers le tout électrique dans le domaine de la robotique se confirme au moins jusqu'à des masses manipulées de l'ordre d'une quarantaine de kilogrammes selon [5].

Les raisons qui peuvent pousser au choix d'un moteur à aimants par rapport au moteur à courant continu pour les applications dans les servomécanismes sont connues et incluent la robustesse, un couple élevé et une maintenance réduite. Le système balais-collecteur des machines à courant continu imposent également des limitations pour la vitesse maximale ainsi que pour le courant d'induit.

Les moteurs synchrones à aimants sont alimentés par l'intermédiaire de convertisseurs statiques. Actuellement, la tendance est plutôt à l'association convertisseur statique à M.L.I. à transistors de puissance/machines synchrones à aimants du type NdFeB [11,12,13,89]. Cette association permet d'avoir une bonne puissance massique, un bon rendement [7,90], un bon facteur de puissance ainsi qu'un rapport (couple/carré du courant efficace) élevé, terme qui est favorable à une réponse dynamique rapide. Pour ce

type d'association, la commande la plus fréquente est celle par orientation de champ. Cette commande est simplifiée par le caractère d'orthogonalité du flux des aimants et du courant statorique pour ces structures de machines.

#### **1.6.2.a Moteurs synchrones à aimants-Moteurs synchrones classiques**

La perméabilité des aimants performants, voisine de celle de l'air, conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cette différence provoque une stabilité statique en faveur de la machine synchrone à aimants. D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par la structure de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants.

---

### I.6.2.b Moteurs synchrones à aimants-Moteurs à réluctance

Les moteurs synchrones à réluctance dont le rotor est massif sont intéressants de par leur robustesse, leur puissance massique et leur aptitude aux vitesses élevées. Ils ont cependant l'inconvénient d'un facteur de puissance plus réduit ce qui se répercute défavorablement sur le dimensionnement du convertisseur statique associé.

Sur ce dernier plan, la machine synchrone à aimants est plus performante (facteur de puissance et rendement plus élevés). Toutefois pour les vitesses périphériques admissibles celles des moteurs à réluctance à rotors massifs sont plus importantes. En tenant compte de l'ensemble des caractéristiques des deux types de moteurs, le moteur synchrone à aimants ne sera pas pour autant désavantagé comme moteur rapide; au contraire il peut même s'imposer de par sa commande plus simple [6].

### I.6.2.c Moteurs synchrones à aimants-Moteurs asynchrones

L'avantage essentiel du moteur asynchrone demeure son coût, surtout pour les moteurs asynchrones à rotor à cages. Cependant, il présente des inconvénients liés aux pertes; ainsi le moteur à aimants peut être une bonne solution pour les servomécanismes [76] au vu de son rendement plus élevé.

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones:

- Les machines à aimants performants ont un moment d'inertie plus faible que celui des moteurs asynchrones classiques; ce qui a pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple électrique donné. En d'autres termes, comme nous l'avons noté plus haut, le rapport (couple/moment d'inertie) des machines à aimants est plus important;

- Les machines à aimants ont un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones. Les pertes fer rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement. Cette discussion est applicable dans le cas d'un flux constant.

Le transfert des pertes rotoriques sous forme de chaleur à la machine outil et aux pièces de travail est l'un des problèmes rencontrés dans l'industrie au niveau des moteurs asynchrones; ceci affecte l'opération d'usinage. Ce problème est évité avec des machines à aimants [3];

- Le moteur asynchrone requiert une source de courant magnétisant tandis que le moteur à aimants est avantage par sa rusticité;

- Le besoin d'un courant de magnétisation et le fait que la machine asynchrone a un rendement plus faible font que pour une même performance, les composants d'électronique de puissance sont nettement surdimensionnés par rapport au cas d'un moteur à aimants;

- Pour les mêmes performances, le moteur à aimants est de taille plus réduite. Cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. D'autre part, la puissance massique des machines à aimants est plus élevée.

Il est important de signaler que la machine asynchrone présente également des avantages par rapport à la machine à aimants. Parmi ces avantages, il y a le coût et l'absence de couples de détente.

Pour un fonctionnement à vitesse élevée, le moteur synchrone à aimants reste performant mais il reste à déterminer jusqu'à quelles tailles limites (que ce soit pour les faibles ou moyennes puissances), l'ensemble convertisseur statique-moteur synchrone à aimants est toujours plus performant que l'ensemble convertisseur statique-moteur asynchrone (en tenant compte du prix de revient).

Actuellement c'est surtout le domaine des vitesses élevées pour des puissances moyennes qui semble satisfaire le côté performances-prix pour les ensembles convertisseurs statiques-moteurs synchrones à aimants par rapport aux autres ensembles convertisseurs statiques-machines.

---

## I.7 CONCLUSION

Pour une application donnée, c'est souvent la notion prix-performances d'une structure de machine à aimants qui prédomine.

L'excitation des machines synchrones par aimants mè

ne à des performances intéressantes. Les travaux sur ce type de machines orientés au départ sur des applications particulières permettent aujourd'hui grâce au développement des matériaux pour aimants performants ainsi que celui des convertisseurs statiques un élargissement du domaine d'application.

Les machines synchrones à aimants sont caractérisées par l'anisotropie inversée du rotor pour les structures à pôles saillants. En fonctionnement synchrone autopiloté, elles sont également caractérisées par l'orthogonalité moyenne du flux inducteur et du flux d'induit. Le premier caractère peut être exploité en étudiant ses effets sur une structure et pour une application donnée en vue d'une optimisation du couple tandis que le second donne une orientation pour une commande adaptée (la commande par orientation de champ est souvent utilisée).

En ce qui concerne la comparaison des différentes structures, on constate qu'il n'est pas aisé d'affirmer laquelle est la meilleure. Certes, les critères de comparaison ne sont pas faciles à définir. L'aspect dimension n'est pratiquement pas évoqué par les travaux antérieurs que ce soit pour les différentes structures de machines synchrones à aimants elles-mêmes ou par rapport aux autres types de machines.

Pour l'aspect taille, le domaine privilégié des machines excitées par aimants est celui des machines de faibles puissances avec l'avantage d'une réduction de l'encombrement. Cependant, la littérature présente des machines synchrones à aimants, en fonctionnement autopiloté, jusqu'à quelques dizaines de kW. Les caractéristiques de ces machines s'avèrent avantageuses que ce soit sur le plan de la puissance massique que sur celui de leur alimentation par des dispositifs d'électronique de puissance.

Pour les entraînements à vitesse variable élevée, certaines structures de machines synchrones à aimants ont été étudiées (souvent du type rotor à aimants internes). Les études des machines à couple massique élevé à faible vitesse de rotation ne sont pratiquement pas abordées.

Plusieurs points ne sont pas soulevés par les travaux accessibles. Parmi ces points, il y a les effets d'extrémités et la durée de vie des machines à aimants par rapport aux machines du type classique.

## CHAPITRE II

### PRESENTATION DE LA STRUCTURE ETUDIEE - ALIMENTATION ET FONCTIONNEMENT

---

---

---

## II.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons la machine étudiée, l'application à laquelle elle est destinée, ainsi que le choix de son type d'alimentation.

La machine synchrone étudiée est du type à aimants insérés; les aimants débouchent sur l'entrefer (Fig. II.1). Le fer qui occupe l'espace interpolaire, introduit une anisotropie du rotor. Il y a donc création d'un couple de réductance, par rapport à la machine sans fer interpolaire, qui peut être mis à profit pour augmenter le couple par Ampère. Cette dernière caractéristique peut être intéressante pour des applications en productique.

En effet, dans ce type d'applications on rencontre différentes phases de fonctionnement. Parmi ces phases, il y a celle où le moteur doit fournir des surcouples donc faire appel à des surintensités.

Dans le choix d'un moteur pour une application en productique, on évite d'utiliser une machine mal adaptée et surdimensionnée. Il faut, pour un cycle de fonctionnement donné, que le moteur ait un couple suffisant et une constante de temps thermique suffisante.

Le moteur synchrone autopiloté à aimants insérés (Fig. II.1) peut s'adapter à un type de fonctionnement demandant des surcouples. En effet, comme nous l'avons signalé ci-dessus, la présence de la denture rotorique contribue à l'augmentation du couple résultant pour une même ouverture des aimants par rapport au cas d'un rotor lisse. D'autre part, la structure simple du moteur synchrone à aimants insérés facilite sa fabrication et réduit ainsi son coût par rapport au moteur à aimants encastrés.

C'est pour ce type de structure que nous allons effectuer un dimensionnement électromagnétique dans le but de minimiser le volume des aimants à couple maximal tout en cherchant à réduire les fluctuations de couple.

Avant d'entamer cette étude aux prochains chapitres, nous allons présenter la machine à aimants insérés, son mode d'alimentation et son mode de fonctionnement qui est synchrone autopiloté.

---

## II.2 PROTOTYPE UTILISE

Le pas polaire comporte donc des aimants, du vide et du fer dans des proportions à définir.

Le prototype étudié ne présente pas de circuits amortisseurs. Le stator est encoché. La structure présente à la fois un couple d'interaction aimants-courants, un couple de réductance et un couple de détente. Le cas d'un moteur à rotor lisse, c'est à dire sans pièces interpolaires, sera étudié au Chapitre IV comme un cas limite du moteur à aimants insérés.

Un moteur adapté à une application donnée, est défini par sa vitesse de rotation  $\omega_c$ , son couple en régime permanent, l'inertie de la charge entraînée ainsi que par le couple maximal atteint pendant les phases d'accélération et de freinage.

Pour un type de construction et un diamètre d'alésage donné, il existe une vitesse de rotation limite, suivant l'application, qu'il faut utiliser pour obtenir de bonnes puissances massiques et volumiques.

Le moteur étudié, entrant dans une série bien déterminée, les grandeurs suivantes sont imposées: diamètre d'alésage (62 mm), diamètre externe (106,5 mm), l'épaisseur de l'entrefer (0,80 mm) ainsi que la longueur utile de la machine (140 mm).

Le nombre de pôles choisi, égal à 6, constitue un bon compromis: réduction de la culasse et têtes de bobines acceptables, fréquence pas trop élevée.

La structure étudiée est en principe destinée à une application en productique dans la gamme des petites puissances [28]. Ce moteur doit entraîner une charge selon des cycles d'accélération et de freinage pour atteindre des paliers de fonctionnement à vitesse  $\omega_c$  constante (cycle Fig. II.2). Sa fréquence d'alimentation se situe autour de 100 Hz.

Pendant les durées ( $T_a$ ) de variations de vitesse au cours du cycle, on applique un couple maximal d'environ  $3,10 \Gamma_n$  auquel correspondant à un appel de courant d'environ  $3,10 I_n$ .

---

### II.2.1 Rotor du prototype étudié

Les aimants sont conditionnés par leur nature, leur forme et leur possibilités de fixation. A ces caractéristiques, il faut ajouter celles de leurs performances et leur coût (chapitre I.).

La structure étudiée est sans concentration de flux avec des aimants en surface. Les aimants à base de terres-rares sont les plus indiqués. Leur aimantation est voisine de 1 T. D'autre part, les aimants à base de Samarium-Cobalt ont une meilleure tenue thermique que ceux à base de Neodyme-Fer-Bore, bien que leur coût soit plus élevé (Chapitre I.).

Pour le prototype étudié, des aimants  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  dits RECOMA28, sont adoptés. Les caractéristiques magnétiques de ces aimants, pour deux températures différentes, sont données Fig. II. 3b [91].

Le choix du  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  est effectué dans le but de minimiser le volume des aimants tout en gardant des performances acceptables pour la machine.

Ces aimants sont constitués de 24 barreaux élémentaires, à aimantation radiale, par pôle (Fig. II.3a et 3b). Ces barreaux aimantés seront fixés sur trois méplats, pour chaque pôle, sur la surface interne du rotor. Cette disposition semble être bonne tant sur le plan technique que sur le plan économique.

### II. 2. 2 Sator

Le courant limité admissible dans les encoches statoriques est fixé par des contraintes thermiques et par le mode de refroidissement. Dans le cas étudié, le refroidissement se fait par convection naturelle [91].

---

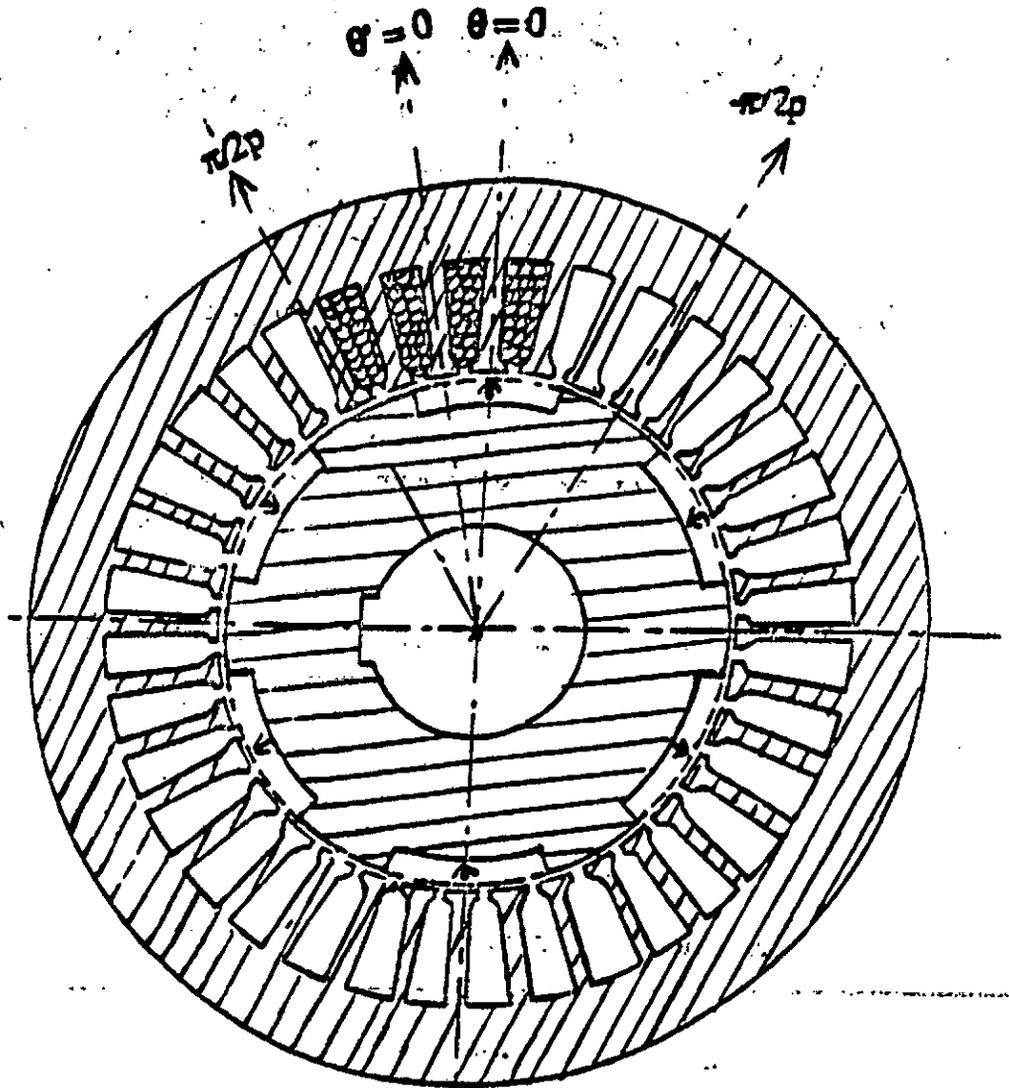


Fig. II. 1: Structure d'une machine synchrone à air inserts insérés

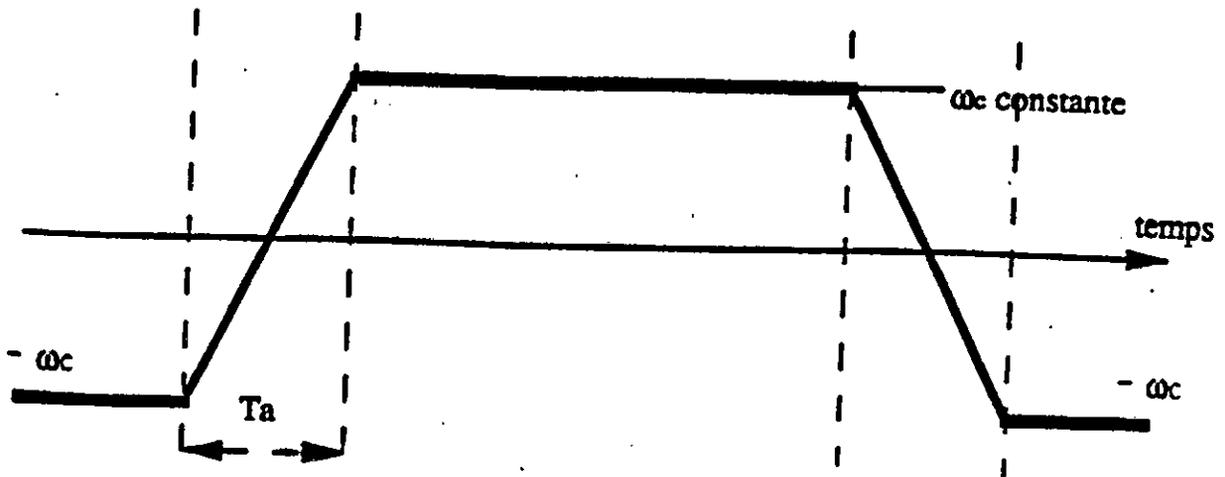


Fig. II. 2 Exemple de cycle de fonctionnement

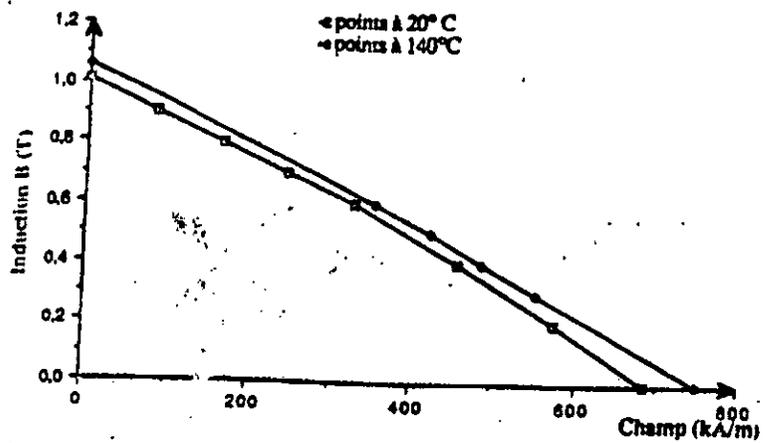


Fig. II. 3a: Caractéristiques magnétiques de l'aimant (RECOMA 28) [91]

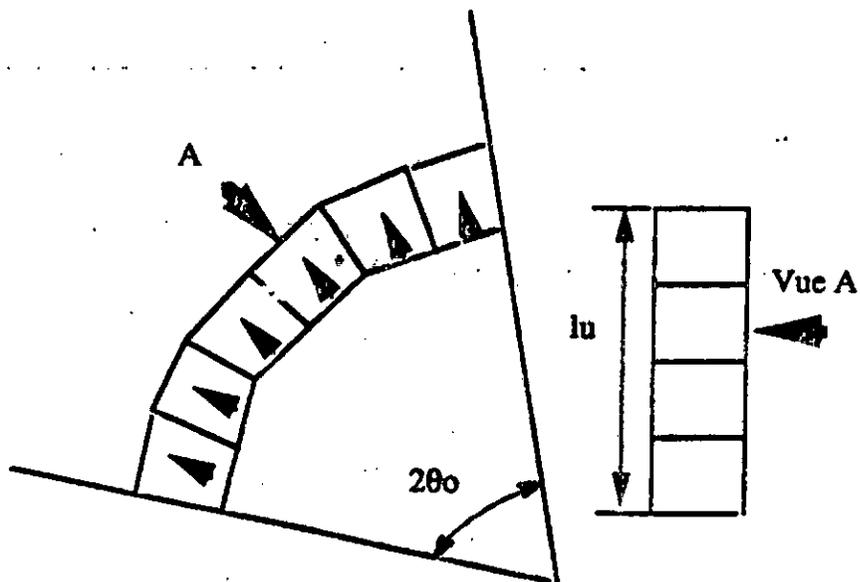


Fig.II.3b: Disposition des barreaux élémentaires constituant un pôle.

---

Le choix du bobinage est effectué suivant que l'on cherche à loger le maximum de cuivre pour augmenter la puissance du moteur ou à obtenir une forme d'onde donnée de la force électromotrice induite conforme avec la source électronique et les performances recherchées.

On peut agir sur le nombre d'encoches par pôle et par phase ( $q$ ) ainsi que sur le raccourcissement du pas polaire.

Le stator du prototype étudié est triphasé. Un nombre d'encoches par pôle et par phase plus important conduirait à une fém induite pratiquement sinusoïdale même dans le cas d'une distribution rectangulaire de l'induction dans l'entrefer.

L'enroulement statorique de la machine étudiée est à simple couche à pas diamétral; Il est connecté en étoile.

La présence simultanée des encoches statoriques et des aimants rotoriques introduit, comme nous le verrons au Chapitre III, un couple de détente.

En résumé, les caractéristiques imposées pour le moteur sont:

- nombre d'encoches statoriques: 36
  - rayon extérieur du stator: 106,5 mm;
  - nombre de pôles:  $2p = 6$ ;
  - épaisseur de l'entrefer: 0,8 mm;
  - longueur utile:  $l_u = 140$  mm;
  - courant nominal:  $I_n = 9$  A;
  - aimants à base de Samarium-Cobalt (RECOMA 28) avec  $\mu_0 M = 1$  T.
-

---

## II. 3 FONCTIONNEMENT EN MODE SYNCHRONE AUTOPILOTE

### II. 3. 1 Généralités

L'autopilotage de la machine synchrone et sa commande de couple à vitesse variable conduisent à un fonctionnement analogue à celui des machines à courant continu classiques. Pour la machine synchrone autopilotée, le système statique, qu'on appelle "collecteur électronique", permet de réaliser les mêmes fonctions que le collecteur mécanique d'une machine à courant continu.

En effet, le capteur de position permet de réaliser la fonction de détection du collecteur mécanique de la machine à courant continu.

Le "collecteur électronique", par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, assure également la commutation des grandeurs électriques aux bornes du stator. Les interrupteurs, électronique de puissance, du convertisseur statique assurent la même fonction que celle effectuée par les contacts des lames du collecteur mécanique et des balais d'une machine à courant continu.

La "commutation électronique" peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant, qui assure la commutation des courants ou par un onduleur de tension, qui assure celle des tensions. La commutation dans les machines à courant continu est naturellement une commutation de courant.

L'alimentation pour un mode de fonctionnement synchrone autopiloté, englobe plusieurs variantes [92] qui dépendent des caractéristiques de la machine, de celles des convertisseurs statiques utilisés ainsi que de la façon dont la commande est effectuée.

En plus de l'autopilotage, dans certains cas, un réglage du couple est nécessaire. Ce dernier réglage permet un meilleur fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse ainsi qu'au voisinage de l'arrêt.

Parmi les caractéristiques fondamentales de la machine, nous avons, mis à part son inductance, les formes d'ondes de l'induction dans l'entrefer et celles de la fém induite.

---

---

### II. 3. 2 Moteurs synchrones autocommutés et moteurs à courant continu sans collecteurs

Suivant le type d'application, il existe deux sortes de moteurs synchrones autopilotés à aimants:

- les machines avec fém sinusoïdales, alimentées par des courants sinusoïdaux qui sont commutées électroniquement (PMSM, Permanent magnets synchronous motors);
- Les machines à courant continu sans collecteurs (Brushless DC Motors) avec des fém de formes d'ondes rectangulaires ou trapézoïdales, alimentées par des créneaux de courant rectangulaires.

Ces deux types de moteurs sont construits selon le même principe. L'aménagement du bobinage statorique et la configuration des aimants peuvent les différencier. Ils diffèrent aussi par le capteur de position associé et par l'électronique de commande [3,65,79,93].

Les critères de choix entre ces deux machines pour une application donnée peuvent résulter d'un compromis coût-performances [65]. Il n'existe pratiquement pas de guide de comparaison entre les deux types de moteurs pour une application fixée [3,72].

La machine synchrone autocommutée est généralement utilisée afin d'assurer une position à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique (resolver). L'oscillation de vitesse est en principe faible.

Les machines autocommutées à fém induite et à courants sinusoïdaux, sont utilisées dans le domaine des grandes vitesses tels le polissage et la rectification et également là où on cherche à minimiser les bruits.

Le domaine des hautes résolutions peut mener à des coûts plus importants pour le capteur de position que pour le moteur [94]. Le contrôle des courants pour les machines à fém sinusoïdale est complexe car, à part le capteur de position à haute résolution, trois capteurs de courants sont souvent nécessaires [93].

Le contrôle est plus simple pour les machines à courant continu sans collecteur. La distribution des créneaux de courants rectangulaires dans les phases, effectuée par les 6 interrupteurs du pont onduleur, utilise un capteur de position de 60 °électriques de résolution. Pour le contrôle de l'amplitude du courant, un seul capteur de courant peut suffire au lieu de trois.

---

---

Pour une machine à courant continu sans collecteur, il n'y a pas de chute de tension inductive. Toutefois, les pulsations de couple sont plus importantes que dans le cas d'une machine à fém induite et courants sinusoïdaux.

Une machine à courant continu sans collecteur est généralement de fabrication plus économique. Elle est destinée à une application industrielle où on cherche à supprimer les contraintes et les frais liés à l'entretien du collecteur.

Selon P. Pillay et R. Krishnan [3], la machine à courant continu sans collecteur peut présenter jusqu'à 14% de plus en puissance massique par rapport à une machine synchrone autocommutée identique.

Une machine à courant continu sans collecteur est donc préférable à une machine autocommutée quand une légère fluctuations du couple est tolérée.

Pour la machine synchrone à aimants insérés, le couple maximal est en principe atteint pour un décalage des courants statoriques en avance par rapport à la fém. Le moteur présente une réaction d'induit magnétisante sur une large plage de courant ce qui est favorable à un meilleur facteur de puissance en fonctionnement synchrone autopiloté [28].

Dans la mesure où l'induction produite par les aimants au niveau de l'induit a une allure trapézoïdale, la fém induite aux bornes de chaque phase est en principe de forme trapézoïdale.

En pratique cette fém n'est pas rigoureusement trapézoïdale d'où le couple qui présente une composante oscillatoire dont la fréquence de base est 6 fois celle de l'alimentation [61]. Pour le prototype étudié, de légères ondulations de couple peuvent être tolérées pour l'application visée. Il existe aussi d'autres couples fluctuants que nous allons étudier.

Le moteur synchrone à aimants insérés de cette étude est alimenté par des créneaux de courants de formes d'ondes rectangulaires.

---

---

### II. 3. 3 Commutateurs de courant et onduleurs de tension contrôlés en courant

Il y a deux structures de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser un mode d'alimentation par des courants de formes d'ondes rectangulaires. Ce sont les commutateurs de courants et les onduleurs de tension contrôlés en courant.

Les commutateurs de courants sont des convertisseurs statiques relativement simples. Ils peuvent être commutés par la machine, mais il faut assurer le démarrage. D'autre part, pour que cette commutation naturelle ait lieu, il faut qu'au moment où elle se produit le courant soit déphasé en avant par rapport à la fém.

Les redresseurs-commutateurs de courant sont, en général, caractérisés par une grande fiabilité de fonctionnement. La présence de l'inductance de lissage de valeur importante empêche toute évolution brusque d'un éventuel courant de défaut. Elle laisse, dans ce cas, le temps, aux protections électroniques incluses dans la commande, de réagir.

La récupération pour un commutateur de courant n'est possible que si la source de courant est réalisée au moyen d'un convertisseur statique réversible en tension.

Les commutateurs de courant sont généralement utilisés pour des puissances importantes.

L'association d'un onduleur de tension contrôlé en courant et d'une machine à aimants sans amortisseurs permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques limitées uniquement par la constante de temps électrique de l'induit et par les techniques de contrôle. Ce type d'association permet un contrôle direct et instantané du couple. Cette solution est très utilisée pour les servomoteurs à commutation électronique [10,61,83,87,92,95] en particulier pour la robotique et ce, pour les petites et moyennes puissances.

Par l'intermédiaire de sa boucle d'asservissement, l'alimentation par onduleur de tension contrôlé en courant offre le moyen de contrôler les courants en phase et en amplitude. Elle permet également d'imposer la forme d'onde de ces courants et de l'adapter à la machine et à son application.

---

---

Pour la réalisation d'une alimentation en courants de formes d'ondes rectangulaires, le choix d'un onduleur de tension contrôlé en courant (Fig. II. 4) constitue une solution avantageuse pour des applications de petites et moyennes puissances [92,96].

Le choix d'un onduleur type  $120^\circ$ , pour alimenter le moteur étudié, permet une simplification des circuits de commande à cause de la présence des temps morts qui séparent la commande des interrupteurs de puissance placés sur un même bras du convertisseur.

Dans le cas d'un onduleur de tension et quand la source de tension n'est pas réversible, une résistance associée à un hacheur permet la dissipation de l'énergie de freinage, en limitant la tension du condensateur par le courant renvoyé par la source. Ce dispositif est obligatoire dans les applications où le servomoteur doit fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse [96].

Le réglage du courant continu est assuré par un hacheur.

Le moteur étudié, de faible puissance et destiné à une application en productique, une alimentation par des courants rectangulaires délivrés par un onduleur de tension contrôlé en courant peut être adoptée.

### **II. 3. 4 Alimentation et fonctionnement synchrone autopiloté du moteur étudié**

Le prototype étudié présente en principe une distribution de l'induction dans l'entrefer de forme d'onde rectangulaire, ce qui conduit à une fém induite de forme d'onde trapézoïdale.

Une alimentation séquentielle, de la machine à fém trapézoïdale par des courants rectangulaires, développe théoriquement un couple résultant, en fonction de la position du rotor, sous formes de créneaux plats jointifs, relatifs aux différents enroulements alimentés.

---

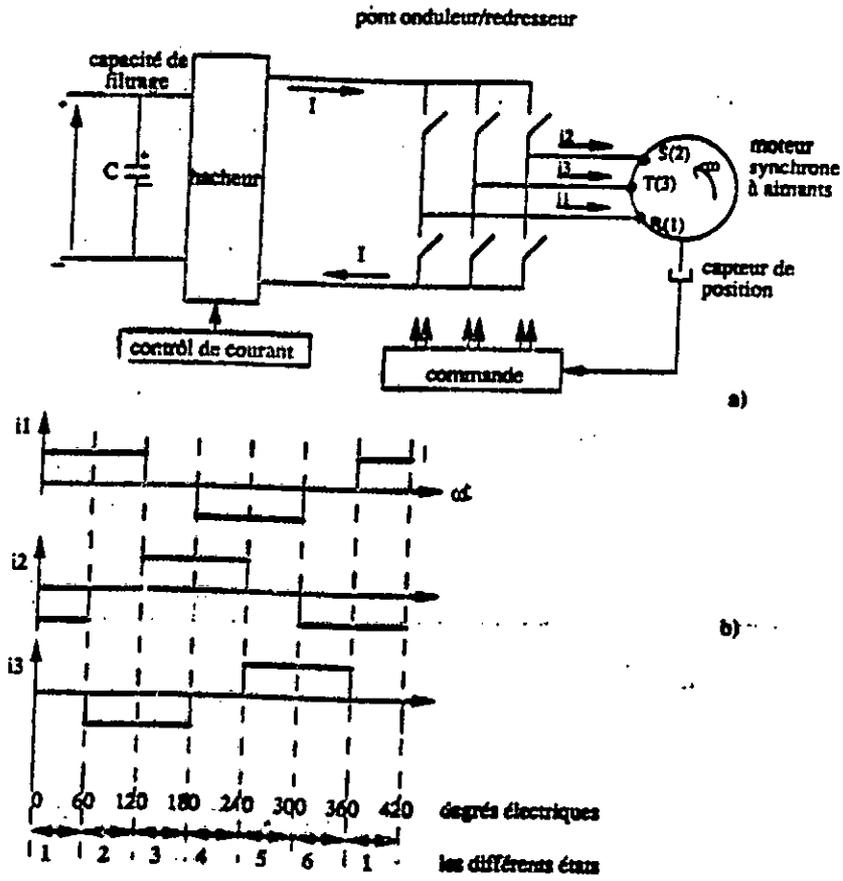


Fig. II.4: Schéma de principe d'une alimentation par des formes d'ondes de courants rectangulaires de type 120°

---

### II. 3. 4. 1. Alimentation

Au cours de notre étude, nous considérons par hypothèse que la commutation est instantanée. On rappelle que le rotor du moteur étudié n'est pas muni d'amortisseurs et que les pièces interpolaires sont feuilletées.

La Fig. II. 4 représente le schéma de principe d'une alimentation par onduleur de tension contrôlé en courant. L'onduleur produit des courants triphasés à fréquence variable de formes d'ondes rectangulaires d'une durée égale à  $120^\circ$  électriques (Fig. II. 4b) pour fournir le couple au moteur.

Ces durées de  $120^\circ$  électriques, sont séparées par des interruptions de  $60^\circ$  électriques à courant nul. A chaque commutation, effectuée 6 fois par paires de pôles, deux seulement des interrupteurs statiques relient les conducteurs.

Les séquences de phase et l'instant de commutation sont déterminés à partir du capteur de position monté sur l'arbre du rotor. L'amplitude du courant de la machine est déterminée à partir du capteur de courant.

Le contrôle direct du couple est effectué par le couplage du contrôle de l'amplitude des courants de référence et de leur décalage par rapport à la fém. Une boucle de régulation de vitesse complète la commande en couple et ainsi le moteur peut changer de sens via une phase intermédiaire de freinage (Fig. II. 2).

Le système de commande a également un rôle de protection, il limite l'intensité du courant à une valeur tolérée par la machine et par les semi-conducteurs.

---

---

### II.3.4.2 Fonctionnement autopiloté: Positions du rotor et gestion des interrupteurs statiques

La commutation des courants, à des intervalles de 60 degrés électrique, est synchrone avec la position du rotor de façon, qu'en moyenne, pour un observateur rotorique le champ magnétique agisse sur les mêmes courants pour fournir le couple.

Comme les courants et la fém ne sont pas réellement constants durant les  $2p$  intervalles considérés, il se produit des fluctuations de couple.

On alimente les enroulements statoriques par des courants rectangulaires en phase avec la fém (Fig. II. 6) de sorte à avoir théoriquement une puissance constante telle que:

$$P = 2EI$$

donc théoriquement un couple constant pour une vitesse donnée (analogie avec la machine à courant continu).

---

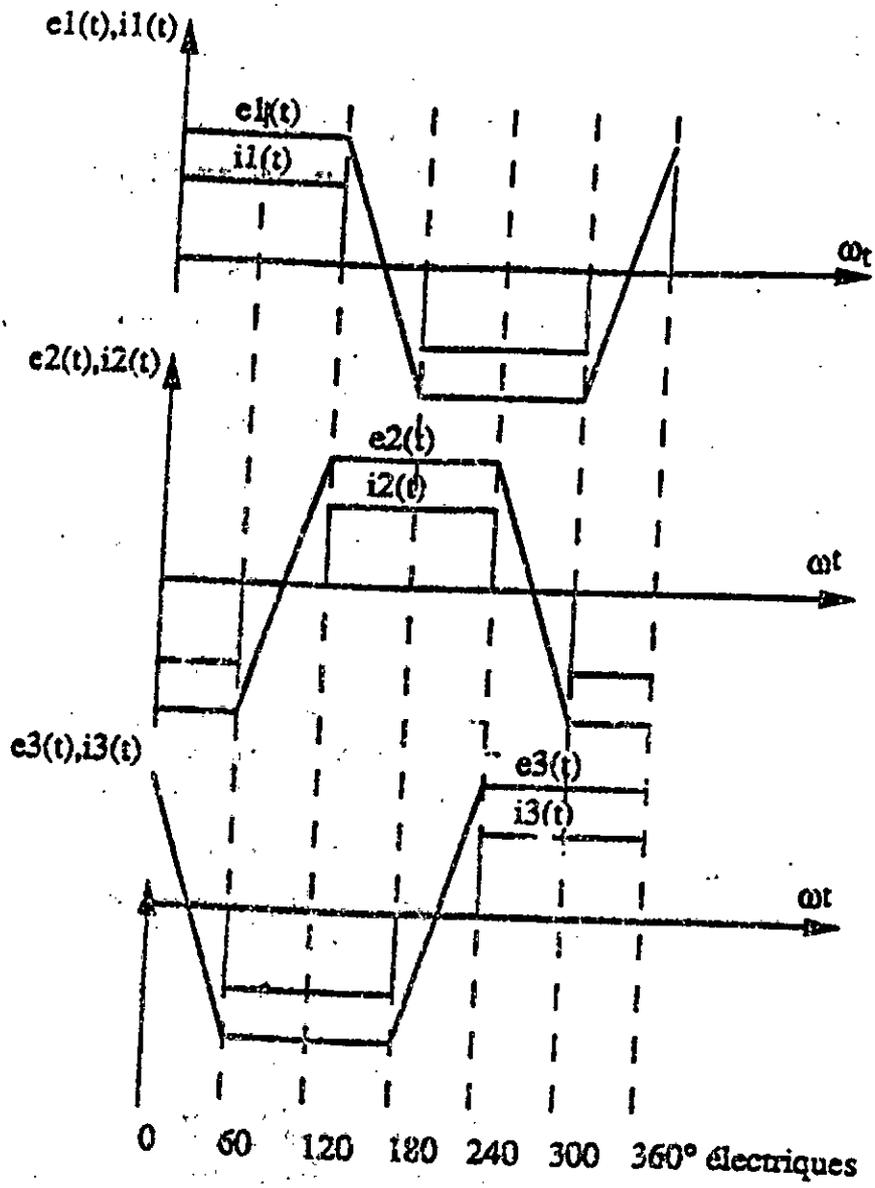


Fig. II.5: Courants et fém induites dans les trois phases correspondantes à l'état  $t = 0$  de la Fig. II. 4b.

---

## II. 4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le type de machine à étudier, son alimentation et son mode de fonctionnement.

En fonction des indications données sur le prototype et sur son application, nous avons essayé de fixer les raisons du choix du type d'alimentation à adopter.

La machine qui doit trouver une application comme servomoteur en productique suivant un cycle de fonctionnement donné, présente une fém induite trapézoïdale. Elle est alimentée par des courants rectangulaires qui peuvent être délivrés par un onduleur de tension contrôlé en courant de type  $120^\circ$ .

Le dimensionnement concerne les paramètres géométriques rotoriques. Nous allons donc agir plus particulièrement sur ces paramètres sachant que certaines contraintes fixent certaines dimensions. En effet, le moteur optimisé géométriquement doit rentrer dans une série bien déterminée en vue d'une application donnée.

Comme c'est le couple qui détermine les dimensions de la machine, c'est à lui que nous nous intéresserons.

Le couple statique est en principe celui développé par la machine à l'arrêt en fonction de la position du rotor lorsque deux phases sont alimentées par un courant constant. Cette caractéristique statique peut être utilisée pour calculer, en fonction des paramètres géométriques, le couple électromagnétique délivré par le moteur étudié alimenté par des courants constants de largeur angulaire égale à  $120^\circ$  électriques.

---

**CHAPITRE III**

**DEVELOPPEMENT DE  
DIFFERENTS MODELES ET METHODES DE  
CALCUL**

---

---

### III. 1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous développons des solutions permettant de calculer le potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants dans une machine synchrone autopilotée à aimants insérés.

Dans une première étape, en admettant un stator lisse, nous développons des solutions analytiques permettant de déterminer le potentiel vecteur dû aux aimants en présence et en absence de fer interpolaire.

Des solutions analytiques, permettant de calculer le potentiel vecteur dû aux courants, dans le cas où les aimants sont insérés et dans le cas d'un entrefer lisse, sont également développées.

Dans une seconde étape, nous développons une méthode semi-numérique afin de déterminer la distribution du potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants pour la structure étudiée.

Lorsque les aimants sont jointifs au fer, nous utilisons directement une méthode intégrale de frontières [97] basée sur la formule de Green en deux dimensions.

Dans le cas où les aimants ne sont pas jointifs au fer et, dans le cas limite où le rotor est lisse, les expressions analytiques des potentiels vecteurs, développées dans la première étape et qui sont liées aux aimants et aux courants dans un entrefer lisse, sont modifiées par la méthode précédente.

L'intérêt de la méthode de calcul utilisée est que le potentiel vecteur influençant (en absence des dentures rotoriques et statoriques, et qui peut être dû aux aimants ou aux courants), qui présente les mêmes sources que le potentiel vecteur recherché et dont le laplacien présente les mêmes singularités, admet un développement en série de Fourier facile à exprimer.

---

### III. 2 MODELES ET METHODES UTILISEES

La formulation en potentiel vecteur est choisie. Pour l'objectif recherché, ne concernant que l'optimisation des paramètres géométriques principaux, on peut utiliser des hypothèses simplificatrices:

- 1) La perméabilité du fer est supposée très grande devant l'unité ( $\mu_r \rightarrow \infty$ ).
- 2) Le modèle d'étude étant bidimensionnel; la machine étudiée est donc supposée suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés, et que l'étude puisse être effectuée dans un plan radial.
- 3) Les aimants "résultants", composés de barreaux élémentaires juxtaposés, sont supposés caractérisés par une aimantation parfaitement rigide. D'autre part l'utilisation d'aimants performants à base de Samarium-Cobalt ( $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ) justifie l'hypothèse d'une perméabilité égale à celle du vide.

Dans le domaine du rotor, on choisit comme axe origine  $\theta = 0$ , l'axe Sud-Nord d'un aimant particulier. Dans le domaine du stator, on choisit comme origine  $\theta' = 0$ , l'axe de symétrie présenté par les conducteurs alimentés par des courants positifs suivant l'axe Oz (Fig. III. 4).

Un point est repéré par  $\theta$  dans le domaine du rotor et par  $\theta'$  dans le domaine du stator; on a:

$$\theta' = \theta + \delta \quad (\text{III.1})$$

Entre deux commutations, dans le mode de fonctionnement autopiloté, l'angle  $\delta$  varie sur un intervalle de 60 degrés électriques.

Dans le cadre de l'hypothèse 2), il est commode de traiter le problème en potentiel vecteur. Celui-ci présente une seule composante  $A(r, \theta)$  suivant l'axe Oz. L'induction s'en déduit par:

$$B_r = \frac{\partial A}{r \partial \theta}(r, \theta) \quad \text{et} \quad B_\theta = - \frac{\partial A}{\partial r}(r, \theta) \quad (\text{III.2})$$

Le volume aimanté est considéré en forme de tuile. Il est réalisé par des barreaux élémentaires présentant une aimantation uniforme.

L'aimantation  $\vec{M}$  des aimants est définie par la relation  $\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M})$ . Au total, "l'aimant résultant" au niveau de chaque pôle, présente une aimantation sensiblement radiale de sorte que  $\text{rot} \vec{M} = 0$ .

Dans ces conditions, les aimants conduisent à l'induction  $\vec{B}$  créée par des courants superficiels.

Ces courants superficiels sont situés dans le vide au niveau des flancs des aimants et dirigés suivant Oz. La densité de ces courants superficiels s'écrit :

$$\vec{J}_s = \vec{M} \wedge \vec{n}$$

où  $\vec{n}$  est la normale sortante au flanc considéré.

On obtient ainsi la distribution périodique des courants équivalents aux aimants de la Fig. III. 1 [20,28]:

$$J_s = \pm M(r) \quad \text{pour } \theta = \pm \theta_0 \quad (\text{III.3})$$

Le mode de réalisation de "l'aimant résultant" (Fig. III. 1), suggère qu'on a sensiblement  $\text{div } \vec{M} = 0$ . Cette dernière relation admise,  $M(r)$  varie en  $\frac{1}{r}$ ; on écrira:

$$J_s = \pm M \frac{r_m}{r} \quad (\text{III.4})$$

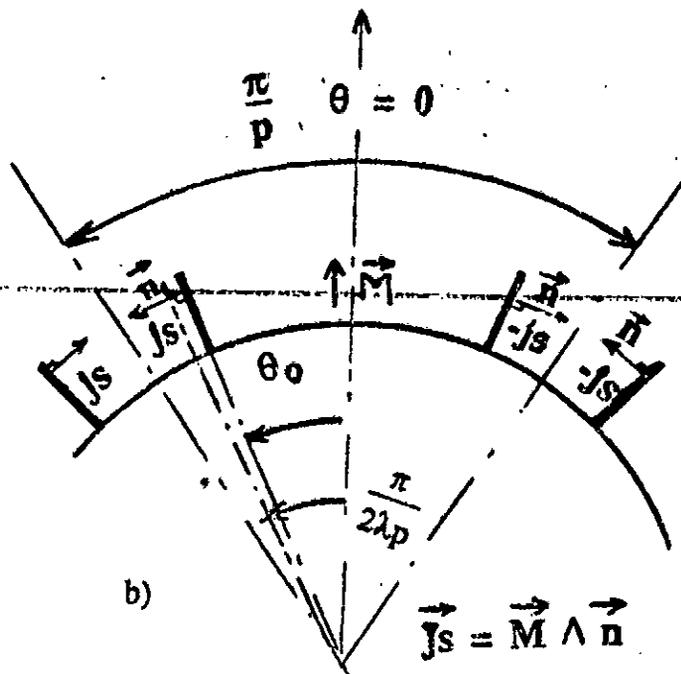
En prenant  $M$ , l'aimantation au niveau du rayon moyen  $r_m = \frac{r_o + r_i}{2}$ ;  $r_o$  et  $r_i$  sont respectivement les rayons externes et internes du rotor (Fig. III. 4)..

Nous allons déterminer les potentiels vecteurs créés par les aimants ainsi que ceux créés par les courants à l'aide des modèles et des méthodes suivants:

- Un modèle où l'entrefer est supposé lisse (Fig. III.2). La méthode que nous employons dans ce cas est analytique;
- Un modèle où les aimants sont insérés et où l'armature statorique est considérée lisse (Fig. III.4). Pour ce modèle, deux méthodes sont utilisées; la première est analytique tandis que la seconde est une méthode intégrale mettant en jeu une solution analytique.
- Un modèle où les aimants sont insérés et où le stator est encoché. Nous utilisons pour ce dernier modèle une méthode des équations intégrales de frontières mettant en jeu une solution analytique.



a)



b)

Fig. III. 1 : a) mode de réalisation de l'aimant  
b) modèle ampérien.

### III.2.1 MODELE AVEC STATOR ET ROTOR LISSES

#### III.2.1.1 Calcul du potentiel vecteur $A_{a_0}$ créé par les aimants

Dans ce cas, les aimants sont disposés entre deux armatures lisses. On considère deux zones: La zone (1) qui contient les aimants ( $r_i < r < r_o$ ) et la zone (2) au dessus des aimants ( $r_o < r < r_a$ ) (Fig.III.2.).

Dans la zone (1), les densités superficielles de courant introduites précédemment par le modèle ampérien sont équivalentes, au sens mathématiques des distributions, à une densité volumique de courant [20]. Cette densité, périodique, est développable en série de Fourier:

$$j(r, \theta) = \sum_k j_{sk}(r) \cdot \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{III.5})$$

Cette égalité est vraie "presque partout" [65], et

$$j_{sk}(r) = \frac{4p}{\pi} \cdot \frac{M \cdot r_m}{r^2} \cdot \sin((2k+1)p\theta_0)$$

Que ce soit dans la zone (1) ou dans la zone (2), le potentiel vecteur, que nous écrivons  $A_{a_0}(r, \theta)$ , est de la forme:

$$A_{a_0}(r, \theta) = \sum_k \psi_k(r) \cdot \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{III.6})$$

Dans la zone (1),

$$\Delta A_{a_0} + \mu_0 j = 0 \quad (\text{III.7})$$

de sorte que:

$$\psi_k''(r) + \frac{\psi_k'(r)}{r} \left[ \frac{(2k+1)p}{r} \right]^2 \cdot \psi_k(r) + \mu_0 j = 0, \quad (\text{III.8})$$

où le point désigne la dérivation par rapport à la variable  $r$ .

La solution particulière constante dans ce cas est:

$$\psi_k(r) = d'_k = \frac{4M \cdot \mu_0}{\pi \cdot p} \cdot \frac{r_m}{(2k+1)^2} \cdot \sin((2k+1)p\theta_0) \quad (\text{III.9})$$

d'où, puisque  $\psi_k(r_i) = 0$  :

$$\psi_k(r) = d'_k + b'_k \left[ \left(\frac{r}{r_i}\right)(2k+1)p + \left(\frac{r_i}{r}\right)(2k+1)p \right] \quad (\text{III.10})$$

Dans la zone (2),  $\Delta A_{a_0} = 0$  ; tel que que  $\psi_k(r) = 0$  il vient:

$$\psi_k(r) = a'_k \left[ \left(\frac{r}{r_a}\right)(2k+1)p + \left(\frac{r_a}{r}\right)(2k+1)p \right] \quad (\text{III.11})$$

La continuité du potentiel vecteur et de sa dérivée normale en  $r = r_0$  permet de déterminer les coefficients  $a'_k$  et de  $b'_k$  en fonction de  $d'_k$ .

On posant, par commodité de calcul:

$$\left(\frac{r_0}{r_i}\right)^p = e^{\beta'} \quad \text{et} \quad \left(\frac{r_a}{r_0}\right)^p = e^{\alpha} \quad (\text{III.12})$$

et en utilisant les expressions (III.6), (III.10), et (III.11), on obtient les expressions suivantes pour  $A_{a_0}$  respectivement dans les zones (1) et (2) [38]:

$$A_{a_01} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} d'_k \cdot \frac{\text{sh}((2k+1)\beta')}{\text{sh}((2k+1)(\alpha+\beta'))} \left[ \left(\frac{r}{r_a}\right)(2k+1)p + \left(\frac{r_a}{r}\right)(2k+1)p \right] \cdot \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{III.13})$$

$$A_{a_02} = - \sum_{k=0}^{\infty} d'_k \cdot \frac{\text{sh}((2k+1)\alpha)}{\text{sh}((2k+1)(\alpha+\beta'))} \left[ \left(\frac{r}{r_i}\right)(2k+1)p + \left(\frac{r_i}{r}\right)(2k+1)p \right] \cdot \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{III.14})$$

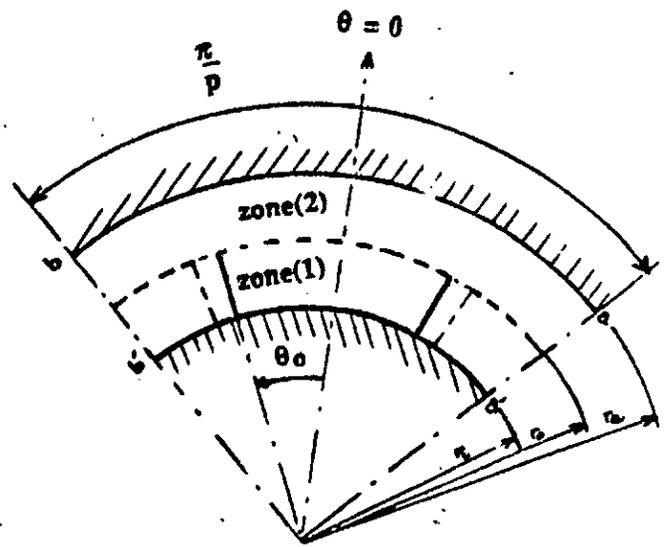
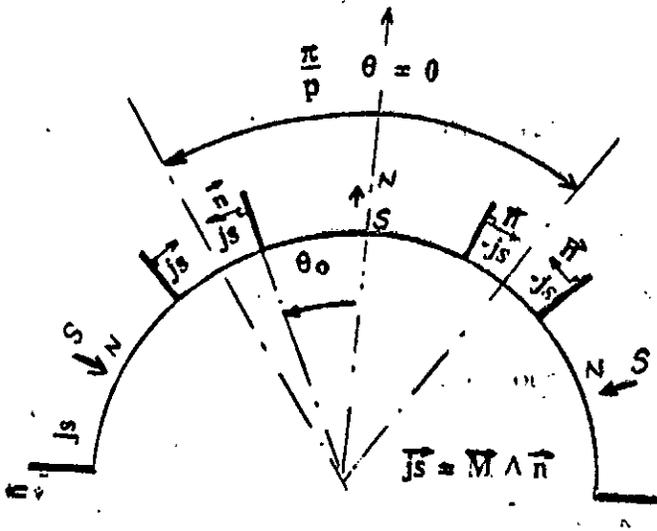


Fig. III.2a: Densité équivalente de courant superficiel pour le calcul de  $A_{a0}$

Fig. III.2b: Modèle d'étude pour  $A_{a0}$

### III.2.1.2 Calcul du potentiel vecteur $A_{c'0}$ créé par les courants

Hors commutation,  $2q$  encoches par pôle sont alimentées. On note  $NI$  les Ampère-tours, qui sont supposés régulièrement répartis sur la section de chaque encoche ( $q$  étant le nombre d'encoches par pôle et par phase).

Le développement en série de Fourier de la densité de courant conduit à [41]:

$$j(p\theta') = \sum_k j'_k \cdot \cos[(2k+1)p\theta'] \quad (\text{III.15})$$

où :

$$j'_k = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{NI}{S} \cdot 2q \cdot \frac{\sin((2k+1)pe/2)}{(2k+1)} \cdot \left[ \cos((2k+1) \cdot \frac{p \cdot \tau_D}{2}) + \cos(3(2k+1) \cdot \frac{p \cdot \tau_D}{2}) \right] \quad (\text{III.16})$$

où:

$S$  : section d'une encoche;

$e$  : ouverture de l'encoche (rd);

$\tau_D$  : pas dentaire (rd)

$A_c'_{0}$  représente en fait le potentiel vecteur influençant créé par les courants dans la couronne  $r_1 < r < r'_a$  ( $r'_a$  est le rayon de fond d'encoche) en absence des dentures statoriques et rotoriques (Fig.III.3) avec les conditions aux limites:

$$\frac{\partial A_c'_{0}}{\partial n} = 0 \text{ pour } r = r'_a \quad (\text{III.17})$$

On considère également deux zones: la zone (1') où existe le bobinage logé dans les encoches statoriques c'est à dire la couronne  $r_a < r < r'_a$  et la zone (2') définie par la couronne  $r_1 < r < r_a$  (Fig.III.3).

Que ce soit dans la zone(1') ou dans la zone (2'), le potentiel vecteur  $A_c'_{0}$  est de la forme:

$$A_c'_{0}(r, \theta') = \sum_k \beta'_k(r) \cdot \cos((2k+1)p\theta') \quad (\text{III.18})$$

Dans la zone (1'),

$$\Delta A_c'_{0} + \mu_{0j}' = 0 \quad (\text{III.19})$$

de sorte que:

$$\beta'_k(r) + \frac{\beta'_k(r)}{r} - \left[ \frac{(2k+1)p}{r} \right]^2 \cdot \beta'_k(r) + \mu_{0j}' = 0, \quad (\text{III.20})$$

où le point désigne également la dérivation par rapport à la variable  $r$ .

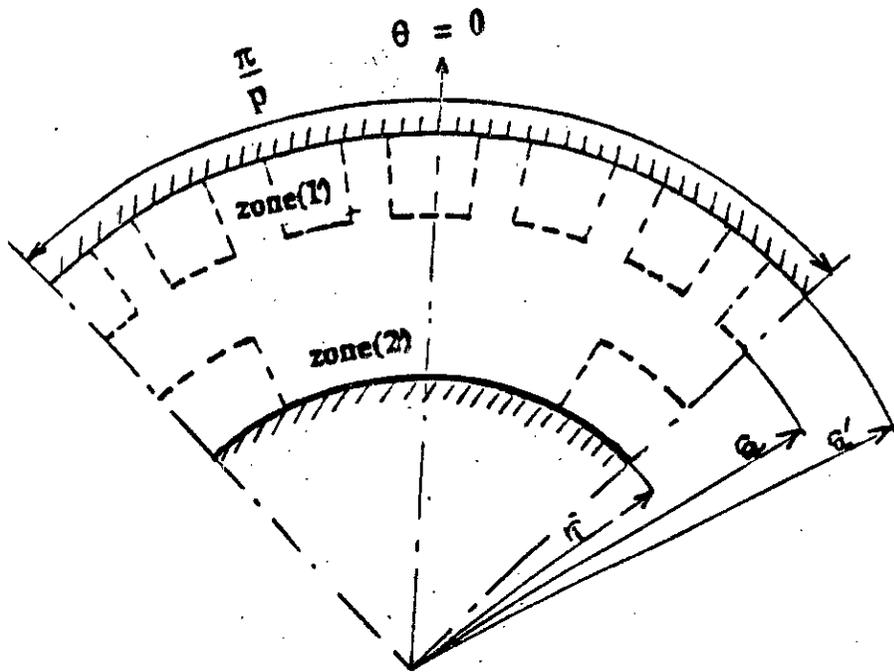


Fig.III.3: Modèle pour déterminer  $Ac'_0$

Si  $(2k + 1)p \neq 2$ , il existe une solution particulière:

$$f_k(r) = \mu_0 \cdot j'_k \cdot \frac{r^2}{((2k+1)p)^2 - 4} \quad (\text{III.21})$$

par contre si  $p = 2$  et  $k = 0$ , on obtient une autre solution particulière:

$$f_k(r) = -\mu_0 \cdot j'_k \cdot \frac{r^2 \cdot \ln(r)}{4} \quad (\text{III.22})$$

La solution dans la zone (1') est donc:

$$\beta'_{1k}(r) = b'_k \cdot \left[ \frac{r}{r'_a} \right]^{(2k+1)p} + C'_k \cdot \left[ \frac{r'_a}{r} \right]^{(2k+1)p} + f_k(r) \quad (\text{III.23})$$

Dans la zone (2'),  $\Delta Ac'_0 = 0$  :

$$\beta'_{2k}(r) = a'_k \cdot \left( \left[ \frac{r}{r_i} \right]^{(2k+1)p} + \left[ \frac{r_i}{r} \right]^{(2k+1)p} \right) \quad (\text{III.24})$$

de sorte que  $\frac{\partial A c'_0}{\partial r} = 0$  pour  $r = r_i$

Les expressions de  $a'_k$ , de  $b'_k$  et de  $c'_k$  sont déterminées en écrivant d'une part la continuité des  $\beta'_k(r)$  et de leurs dérivées pour  $r = r_a$  et d'autre part l'annulation de la dérivée de  $\beta'_{1k}(r)$  pour  $r = r'_a$ .

$$a'_k = \frac{g b^2 [n p \cdot \text{sh}(n\gamma) + 2 \text{ch}(n\gamma)]}{2R [\text{ch}(n\lambda) \text{sh}(n\gamma) + \text{sh}(n\lambda) \text{ch}(n\gamma)]}$$

$$b'_k = \frac{g [2a^2 e^{n\lambda + n\gamma} + \frac{b^2}{R} (g b \cdot n p (b - 2a^2 e^{n\gamma}) - 2 \text{ch}(n\lambda))] }{2R [\text{ch}(n\lambda) \text{sh}(n\gamma) + \text{sh}(n\lambda) \text{ch}(n\gamma)]}$$

$$c'_k = \frac{g [\text{ch}(n\lambda) (a^2 e^{n\gamma} - b^2) + \text{sh}(n\lambda) (a^2 e^{-n\gamma} + b^2 n p)]}{R [\text{ch}(n\lambda) \text{sh}(n\gamma) + \text{sh}(n\lambda) \text{ch}(n\gamma)]}$$

où:

$$\left(\frac{a}{b}\right)^p = e^\gamma; \quad \left(\frac{b}{c}\right)^p = e^\lambda; \quad n = (2k + 1); \quad g = \mu_0 j'_k \quad \text{et} \quad R = n p (p^2 n^2 - 4)$$

avec:  $b = r_a$ ;  $a = r_i$  et  $c = r'_a$

### III.2.2 MODELE AVEC STATOR LISSE ET AIMANTS INSERES

Le prototype Fig. II. 1, dans le cas des aimants insérés, est à saillance inversée. Il présente une antipériodicité sur un demi pas polaire. Pour cela, nous adoptons la procédure de calcul suivante (qui reste la même dans le cas d'un rotor lisse):

- le modèle physique est morcelé en deux zones où les sources dans chacune d'elles (aimants et courants statoriques) sont exprimées en séries de Fourier;
- dans chaque zone, l'équation vérifiant le potentiel vecteur est résolue. Les conditions aux limites entre les différentes zones permettent de déterminer les constantes, et d'exploiter les résultats pour le calcul du potentiel vecteur et par la suite le couple électromagnétique.

En admettant l'hypothèse d'un stator lisse, comme dans le modèle précédent, deux actions seulement contribuent au couple. Il existe d'une part un couple d'interaction entre les aimants et les courants; ce couple est maximal pour  $\delta = 0$  (Fig. II.1). D'autre part, il existe un couple de réluctance qui est nul pour  $\delta = 0$ .

Le potentiel vecteur dû aux aimants et celui dû aux courants seront déterminés séparément, ce qui permettra de distinguer les deux couples cités ci-dessus dans le chapitre suivant.

#### III.2.2.1: Utilisation d'une méthode analytique pour calculer le potentiel vecteur

##### III.2.2.1.1 Calcul du potentiel vecteur $A_a$ créé par les aimants

Le potentiel vecteur créé par les aimants admet les densités superficielles de courant définies au §. III.2, comme sources. Son laplacien est donc singulier au niveau de ces densités. Par ailleurs, il vérifie  $\frac{\partial A_a}{\partial n}(r, \theta) = 0$  sur les différentes armatures.

On considère également deux zones (Fig. III. 4): la zone (1) qui contient les aimants ( $r_i < r < r_o$ ) et la zone (2) au dessus des aimants ( $r_o < r < r_a$ ).

Au niveau de la zone (1), les courants sont constitués par deux densités superficielles par pôle distantes de  $2\theta_0$ . Il y a une antisymétrie pour ces densités autour de  $\theta = 0$  et une symétrie autour de  $\pm \frac{\pi}{2p}$ .

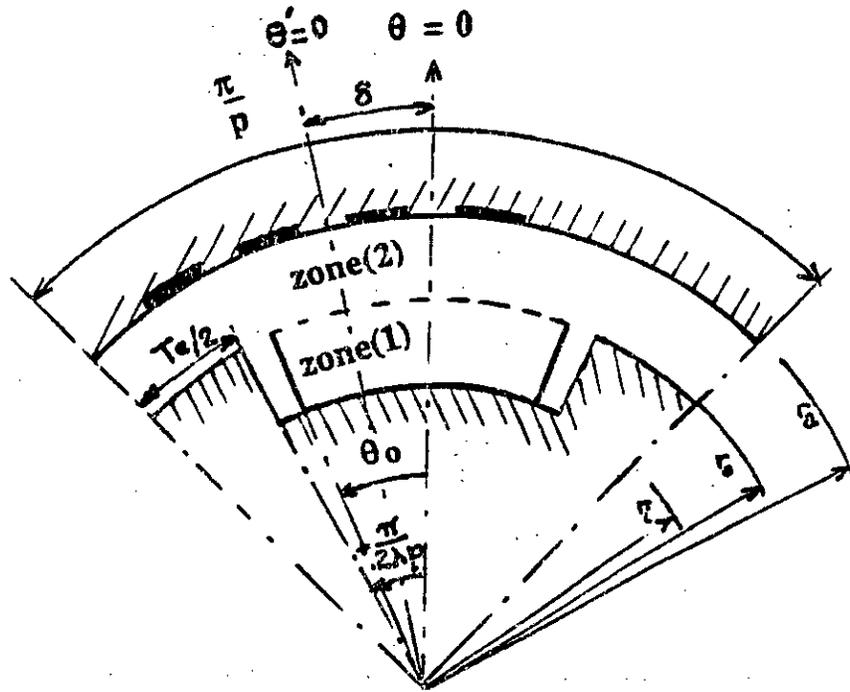


Fig. III. 4 : Modèle d'étude

où:

$\lambda^{-1}$  : représente la proportion du pas polaire qui n'est pas remplie par le fer ( $\lambda > 1$ ). Pour  $\lambda = 1$  nous serons dans le cas d'absence de fer interpolaire (rotor lisse).

$T_e$  : représente l'ouverture angulaire d'une dent rotorique;  $T_e = \frac{\pi}{p\lambda}(\lambda - 1)$ .

La distribution des courants, périodique pour l'ensemble des aimants, à décomposer en séries de Fourier sur l'ensemble de la machine, est constituée par deux groupes de deux pics de Dirac espacés de  $\frac{\pi}{p}$  alternativement positifs et négatifs. Leur décomposition [28] en séries est:

$$J(r, \theta) = \sum_k J_{sk}(r) \cdot \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.25})$$

où:

$$J_{sk}(r) = \frac{4\lambda p}{\pi} \cdot \frac{M \cdot r_m}{r^2} \cdot \sin((2k+1)p\theta_0) \quad (\text{III.26})$$

On cherche le potentiel vecteur  $A_a(r, \theta)$  du aux aimants, que se soit dans la zone (1) ou dans la zone (2) (Fig.III.4), sous la forme:

$$A_a(r, \theta) = \sum_k \alpha_k(r) \cdot \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.27})$$

$\lambda > 1$  dans la zone (1)

$\lambda = 1$  dans la zone (2)

Dans la zone (1):

$$A_{a1}(r, \theta) = \sum_k \alpha_{1k}(r) \cdot \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.28})$$

$$\Delta A_{a1}(r, \theta) + \mu_0 J = 0 \quad (\text{III.29})$$

de sorte que:

$$\alpha_{1k}(r) + \frac{\alpha_{1k}(r)}{r} - \left[ \frac{(2k+1)\lambda p}{r} \right]^2 \alpha_{1k}(r) + \mu_0 J = 0 \quad (\text{III.30})$$

où le point désigne la dérivation par rapport à la variable  $r$ .

Il existe une solution particulière constante:

$$\alpha_{1k}(r) = d_k = \frac{4M \cdot \mu_0}{\lambda \pi \cdot p} \frac{r_m}{(2k+1)^2} \sin((2k+1)p\theta_0) \quad (\text{III.31})$$

d'où, puisque  $\alpha_{1k}(r_i) = 0$ :

$$\alpha_{1k}(r) = d_k + b_k \left[ \left( \frac{r}{r_i} \right)^{(2k+1)\lambda p} + \left( \frac{r_i}{r} \right)^{(2k+1)\lambda p} \right] \quad (\text{III.32})$$

et:

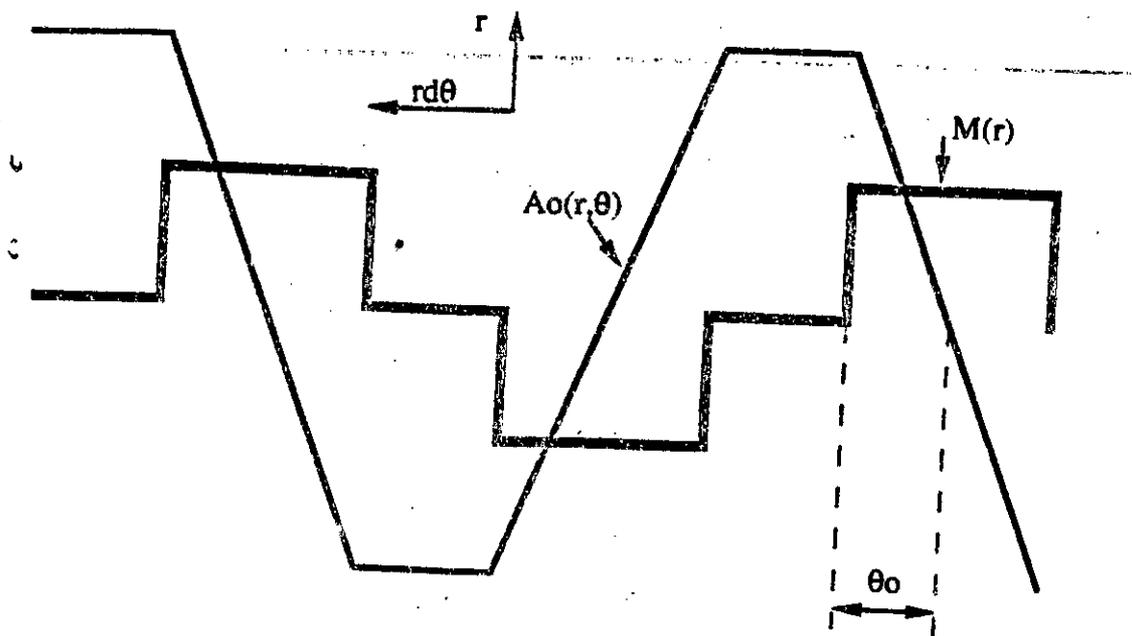
$$A_{a1}(r, \theta) = \sum_k d_k \cdot \sin((2k+1)\lambda p \theta) + \sum_k b_k \left[ \left( \frac{r}{r_i} \right)^{(2k+1)\lambda p} + \left( \frac{r_i}{r} \right)^{(2k+1)\lambda p} \right] \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.33})$$

La première partie de l'expression (III.33) du potentiel vecteur, dû aux aimants au niveau de la zone (1), représente le développement en série du potentiel vecteur créant  $\vec{M}$ . Soit  $A_0(r, \theta)$  ce potentiel:

$$A_0(r, \theta) = \sum_k d_k \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.34})$$

$$\frac{\partial A_0}{r \partial \theta}(r, \theta) = \mu_0 M \frac{r_m}{r} \quad (\text{III.35})$$

$$A_0(r, \theta) = \begin{cases} \mu_0 M r_m & \text{pour } -\theta_0 < \theta < \theta_0 \\ \pm \mu_0 M r_m \theta_0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$



Dans la zone (2), il n'y a pas de courants dus aux aimants. D'autre part, le développement en série de Fourier se fera cette fois sur un pas polaire sans le coefficient  $\lambda$ , tenant compte de la proportion de fer, et qui est lié à la denture rotorique (Fig. III. 4). L'ordre des harmoniques au stator (d'indice  $k'$ ) peut être différent de l'ordre des harmoniques au rotor (d'indice  $k$ ).

Dans la zone (2):

$$A_{a2}(r, \theta) = \sum_{k'} \alpha_{2k'}(r) \cdot \sin((2k'+1)p\theta) \quad (\text{III.37})$$

$$\Delta A_{a2}(r, \theta) = 0 \quad (\text{III.38})$$

de sorte que:

$$\alpha_{2k'}(r) = a_{k'} \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k'+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k'+1)p} \right] \quad (\text{III.39})$$

cette solution vérifie:

$$\alpha_{2k'}(r_a) = 0 \quad (\text{III.40})$$

ainsi:

$$A_{a2}(r, \theta) = \sum_{k'} a_{k'} \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k'+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k'+1)p} \right] \sin((2k'+1)p\theta) \quad (\text{III.41})$$

Les expressions de  $a_{k'}$  et de  $b_k$  sont déterminées en fonction de  $d_k$  (équation III.31) en faisant coïncider, en  $r_0$ , les valeurs des potentiels vecteurs  $A_{a1}(r, \theta)$  et  $A_{a2}(r, \theta)$  ainsi que celles de leurs dérivées normales.

Pour la commodité des calculs, posons:

pour la zone (2):

$$\left( \frac{r_a}{r_0} \right)^p = e^\alpha \quad (\text{III.42})$$

et pour la zone (1):

$$\left( \frac{r_0}{r_i} \right)^{\lambda p} = e^\beta \quad (\text{III.43})$$

Au niveau de  $r_0$ , à partir des expressions III.33, III.34, III.41, III.42 et III.43 on aboutit aux relations suivantes:

$$A_{a1}(r_0, \theta) = A_0(\theta) + \sum_{k=0}^{\infty} 2b_k \operatorname{ch}((2k+1)\beta) \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.44})$$

$$A_{a2}(r_0, \theta) = \sum_{k'=0}^{\infty} 2a_{k'} \operatorname{ch}((2k'+1)\alpha) \sin((2k'+1)p\theta) \quad (\text{III.45})$$

$$\frac{\partial A_{a1}}{\partial r}(r_0, \theta) = \frac{2p\lambda}{r_0} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (2k+1)b_k \operatorname{sh}((2k+1)\beta) \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.46})$$

$$\frac{\partial A_{a2}}{\partial r}(r_0, \theta) = -\frac{2p}{r_0} \cdot \sum_{k'=0}^{\infty} (2k'+1)a_{k'} \operatorname{sh}((2k'+1)\alpha) \sin((2k'+1)p\theta) \quad (\text{III.47})$$

On fait coïncider  $A_{a1}(r_0, \theta)$  et  $A_{a2}(r_0, \theta)$  sur la frontière  $\mathcal{L}$  séparant la zone (1) de la zone (2) (Fig. III.5). On adopte une fonction de poids  $\omega_i$  tel que:

$$\omega_i = \sin((2k+1)\lambda p \theta) \quad (\text{III.48})$$

et:

$$\int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{p}} \omega_i \cdot A_{a2}(r_0, \theta) d\theta = \int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{p}} \omega_i \cdot A_{a1}(r_0, \theta) d\theta$$

on obtient:

$$b_k = \sum_{k'} \mathcal{A}_{k,k'} \cdot a_{k'} - \frac{d_k}{2\operatorname{ch}((2k+1)\beta)} \quad (\text{III.49})$$

avec:

$$\mathcal{A}_{k,k'} = \frac{\operatorname{ch}((2k'+1)\alpha)}{\operatorname{ch}((2k+1)\beta)} \cdot I_{k',2k+1} \quad (\text{III.50})$$

et,

$$I_{k',2k+1} = \frac{2\lambda p}{\pi} \cdot \frac{\frac{\pi}{2\lambda p}}{\frac{\pi}{2\lambda p}} \int \sin((2k'+1)p\theta) \cdot \sin((2k+1)\lambda p \theta) d\theta \quad (\text{III.51})$$

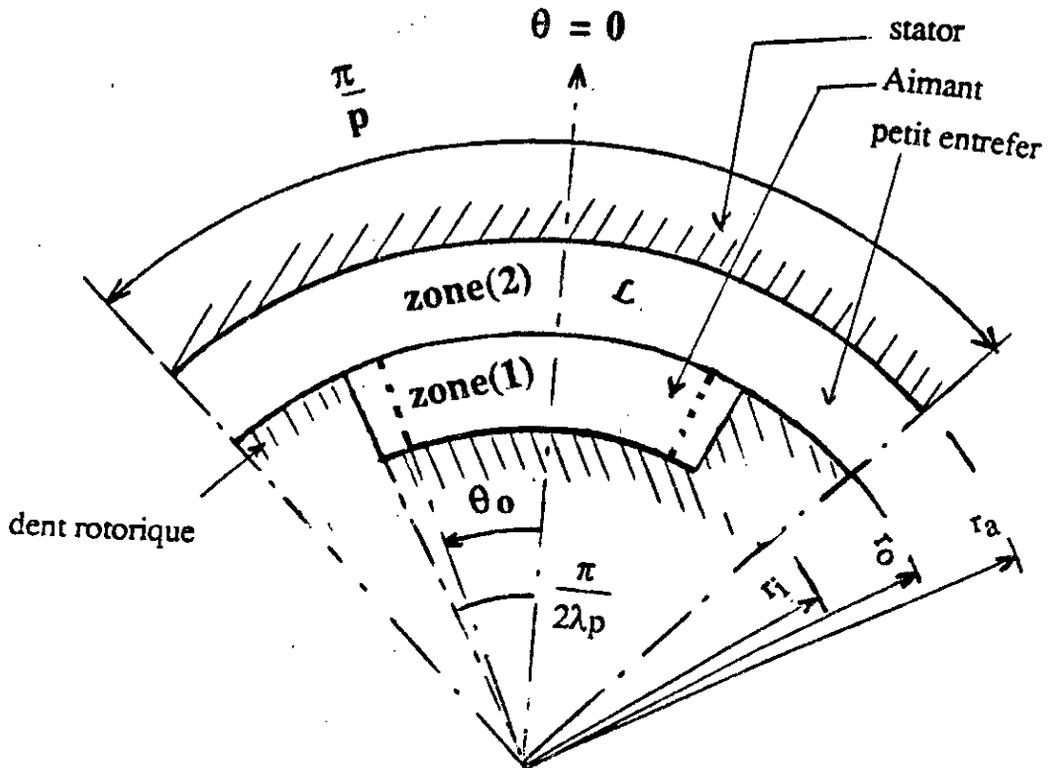


Fig. III.5:  $L$  frontière séparant les zones (1) et (2)

D'autre part, à partir du développement de  $\frac{\partial A_{a1}}{\partial r}(r, \theta)$  dans la première zone, sachant que  $\frac{\partial A_{a2}}{\partial r}(r, \theta)$  est nulle sur la surface au niveau des dents rotoriques (Fig. III. 5) et en adoptant une fonction de poids  $w^i$  tel que:

$$w^i = \sin((2i+1)p\theta) \quad (\text{III.52})$$

et,

$$\int_{-\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{p}} w^i \cdot \frac{\partial A_{a2}}{\partial r}(r_o, \theta) d\theta = \int_{-\frac{\pi}{2\lambda p}}^{\frac{\pi}{2\lambda p}} w^i \cdot \frac{\partial A_{a1}}{\partial r}(r_o, \theta) d\theta \quad (\text{III.53})$$

on obtient:

$$a_{k'} = \sum_k B_{k',k} \cdot b_k \quad (\text{III.54})$$

avec, en utilisant l'expression (III.51):

$$B_{k',k} = - \frac{(2k+1).sh((2k+1)\beta)}{(2k'+1).sh((2k'+1)\alpha)} . I_{k',2k+1} \quad (III.55)$$

La résolution des équations (III.49) et (III.54) permet de déterminer les coefficients  $b_k$  et  $a_{k'}$  et ainsi les potentiels vecteurs et les inductions dus aux aimants en tout point  $(r,\theta)$  de l'entrefer et principalement au niveau de la surface du stator où nous cherchons à calculer les efforts dans le chapitre suivant dans le but d'un dimensionnement électromagnétique de la machine synchrone autopilotée à aimants insérés.

### III.2.2.1.2 Potentiel vecteur $A_c$ créé par les courants

En fonctionnement autopiloté, dans le cas d'une commutation idéalisée, deux tiers des encoches sont alimentées; on note  $NI$  les Ampère-tours répartis dans ces encoches.

On considère que, pour le calcul du champ créé par ces courants, on peut les ramener au droit des isthmes d'encoches. Le champ tangentiel  $h_t$  est en effet conservé dans cette opération, au moins en ce qui concerne la valeur moyenne sur l'isthme d'encoche [98]. Cette densité superficielle de courant, en A/rd électriques, repérée par rapport aux courants positifs suivant l'axe  $Oz$ , est développable en séries de Fourier au niveau de la zone (2) [28]:

$$j_c(p,\theta) = \sum_k j_{ck} . \cos((2k+1)p(\theta+\delta)) \quad (III.56)$$

où:

$$j_{ck} = \frac{2}{\pi} . K_b(k) . NI \quad (III.57)$$

Les  $K_b(k)$  [41] sont les coefficients de bobinage d'une bobine monophasée à pas diamétral.

$$K_b(k) = \frac{1}{2} \left[ \cos\left(\frac{\gamma}{2}\right) + \cos\left(\frac{3\gamma}{2}\right) \right] \cdot \frac{\sin\left(\frac{\epsilon}{2}\right)}{(2k+1)\frac{\epsilon}{2}} \quad (III.58)$$

$\epsilon$ : représente la largeur de l'isthme d'encoche en radians;

$\gamma$ : représente l'angle électrique entre deux encoches voisines.  $\gamma = \frac{2\pi p}{Z}$ ;  $Z$  étant le nombre total d'encoches.

Toujours dans la zone (2), afin de singulariser le potentiel vecteur dû aux courants dans le petit entrefer (Fig. III. 4), on exprime  $A_{C2}(r, \theta')$  sous la forme:

$$A_{C2}(r, \theta) = \sum_k v_k \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} - \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \cos((2k+1)p(\theta + \delta)) \\ + \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] (\gamma_k \sin((2k+1)p\theta) + \beta_k \cos((2k+1)p\theta)) \quad (III.59)$$

En  $r = r_a$ ,

$$\frac{\partial A_{C2}}{\partial r}(r, \theta) = p \frac{\mu_0}{r_a} j_c(p\theta) \quad (III.60)$$

on obtient l'expression de  $v_k$ , en utilisant les relations (III.42), (III.43), (III.56), et (III.59):

$$v_k = \frac{\mu_0 j_c k}{2(2k+1) \text{sh}((2k+1)\alpha)} \quad (III.61)$$

La zone (1) (Fig. III.4) est périodique. Le potentiel vecteur  $A_{C1}(r, \theta)$ , dû aux courants, dans cette zone (1), présente deux axes de symétrie pour  $\theta = \pm \frac{\pi}{2\lambda p}$  (il n'y a pas de

conditions d'antisymétrie).  $\frac{\partial A_{C1}}{\partial r}(r, \theta)$  est nul pour  $\theta = \pm \frac{\pi}{2\lambda p}$ , de sorte que  $\frac{\partial A_{C1}}{\partial r}(r, \theta)$

admet un développement en  $\sin(m(\lambda p\theta + \frac{\pi}{2}))$  d'où:

$$A_{C1}(r, \theta) = \sum_{m=0}^{\infty} \phi_m \left[ \left( \frac{r}{r_i} \right)^{m\lambda p} + \left( \frac{r_i}{r} \right)^{m\lambda p} \right] \cos(m(\lambda p\theta + \frac{\pi}{2})) \quad (III.62)$$

Les coefficients  $\phi_m$ ,  $\gamma_k$  et  $\beta_k$  seront obtenus en écrivant la continuité pour  $r = r_0$  des potentiels vecteurs  $A_{C1}(r, \theta)$  et  $A_{C2}(r, \theta)$  et celle de leurs dérivées par rapport à  $r$ .

Pour  $r = r_0$ , en utilisant les relations (III.42) et (III.43), nous obtenons les expressions suivantes des potentiels vecteurs et de celles de leurs dérivées par rapport à  $r$ :

$$A_{c1}(r_0, \theta) = 2 \sum_{m=0}^{\infty} \phi_m \cdot \text{sh}(m\beta) \cos(m(\lambda p \theta + \frac{\pi}{2})) \quad (\text{III.63})$$

$$A_{c2}(r_0, \theta) = 2 \cdot \sum_k v_k \cdot \cos((2k+1)p(\theta+\delta)) \\ + 2 \cdot \sum_k \text{ch}((2k+1)\alpha) [(\gamma_k \sin((2k+1)p\theta) + \beta_k \cos((2k+1)p\theta))] \quad (\text{III.64})$$

$$\frac{\partial A_{c1}}{\partial r}(r_0, \theta) = \frac{2p\lambda}{r_0} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} (m\phi_m) \text{sh}(m\beta) \cos(m(\lambda p \theta + \frac{\pi}{2})) \quad (\text{III.65})$$

$$\frac{\partial A_{c2}}{\partial r}(r_0, \theta) = -\frac{2p}{r_0} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (2k+1) \text{sh}((2k+1)\alpha) [(\gamma_k \sin((2k+1)p\theta) + \beta_k \cos((2k+1)p\theta))] \quad (\text{III.66})$$

a— Ecrivons la continuité des potentiels vecteurs en  $r_0$  sur  $L$  entre  $-\frac{\pi}{2\lambda p}$  et  $\frac{\pi}{2\lambda p}$

(Fig.III.5):

$$\int_{-\frac{\pi}{2\lambda p}}^{\frac{\pi}{2\lambda p}} \omega_{ci} \cdot (A_{c1}(r_0, \theta) - A_{c2}(r_0, \theta)) d\theta = 0 \quad (\text{III.67})$$

où  $\omega_{ci}$  représente la fonction de poids suivante:

$$\omega_{ci} = \cos(m(\lambda p \theta + \frac{\pi}{2})) \quad (\text{III.68})$$

$$\int_{\frac{-\pi}{2\lambda p}}^{\frac{\pi}{2\lambda p}} \cos^2(m(\lambda p\theta + \frac{\pi}{2})) d\theta = \begin{cases} \frac{\pi}{2\lambda p} & \text{si } m \neq 0 \\ \frac{\pi}{\lambda p} & \text{si } m = 0 \end{cases} \quad (\text{III.69})$$

et,

$$\frac{2\lambda p}{\pi} \int_{\frac{-\pi}{2\lambda p}}^{\frac{\pi}{2\lambda p}} \cos((2k+1)p\theta) \cos(m(\lambda p\theta + \frac{\pi}{2})) d\theta = \cos(\frac{m\pi}{2}) \cdot \mathcal{I}_{k,m} \quad (\text{III.70})$$

$$\frac{2\lambda p}{\pi} \int_{\frac{-\pi}{2\lambda p}}^{\frac{\pi}{2\lambda p}} \sin((2k+1)p\theta) \cos(m(\lambda p\theta + \frac{\pi}{2})) d\theta = -\sin(\frac{m\pi}{2}) \cdot \mathcal{I}_{k,m} \quad (\text{III.71})$$

$\mathcal{I}_{k,m}$  est donné par l'expression (III.51) et  $\mathcal{I}_{k,m}$  par l'expression suivante:

$$\mathcal{I}_{k,m} = \frac{2\lambda p}{\pi} \int_{\frac{-\pi}{2\lambda p}}^{\frac{\pi}{2\lambda p}} \cos((2k+1)p\theta) \cos(m\lambda p\theta) d\theta \quad (\text{III.72})$$

A la fin, cette continuité des potentiels vecteurs en  $r_0$ , en utilisant les expressions (III.63) à (III.71) ainsi que l'expression (III.51), permet d'obtenir l'expression suivante:

$$\Phi_{mch(m\beta)} = \sum_{k=0}^{\infty} v_k \left[ \cos((2k+1)p\delta) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} - \sin((2k+1)p\delta) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} \right] +$$

$$\sum_{k=0}^{\infty} \left[ \beta_k \text{ch}((2k+1)\alpha) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} - \gamma_k \text{sh}((2k+1)\alpha) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} \right] \quad (\text{III.73})$$

Ecrivons:

$$\Phi_m = \Phi_{om} + \sum_{k=0}^{\infty} \mathcal{D}_{m,k} \beta_k + \sum_{k=0}^{\infty} \mathcal{E}_{m,k} \gamma_k \quad (\text{III.74})$$

avec:

$$\Phi_{om} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{v_k}{\text{ch}(m\beta)} \left[ \cos((2k+1)p\delta) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} - \sin((2k+1)p\delta) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} \right] \quad (\text{III.75})$$

$$\mathcal{D}_{m,k} = \frac{\text{ch}((2k+1)\alpha)}{\text{ch}(m\beta)} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} \quad (\text{III.76})$$

$$\mathcal{E}_{m,k} = - \frac{\text{sh}((2k+1)\alpha)}{\text{ch}(m\beta)} \cdot \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \mathcal{I}_{k,m} \quad (\text{III.77})$$

b- Faisons coïncider les dérivées par rapport à  $r$  des potentiels vecteurs créés par les courants,  $A_{c1}(r,\theta)$  et  $A_{c2}(r,\theta)$  sur  $L$ :

$$\int_{\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \frac{\partial A_{c2}}{\partial r}(r,\theta) \cdot \omega_{2ci} \cdot d\theta = \int_{\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \frac{\partial A_{c1}}{\partial r}(r,\theta) \cdot \omega_{1ci} \cdot d\theta \quad (\text{III.78})$$

avec:

$$\omega_{1ci} = \cos((2k+1)p\theta) \quad (\text{III.79})$$

$$\omega_{2ci} = \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{III.80})$$

En utilisant les expressions (III.70) et (III.71), on obtient:

$$-(2k+1)\text{sh}((2k+1)\alpha)\beta_k = \sum_{m=1}^{\infty} m\phi_m \text{sh}(m\beta) \mathcal{I}_{k,m} \quad (\text{III.81})$$

$$-(2k+1)\text{sh}((2k+1)\alpha)\gamma_k = \sum_{m=1}^{\infty} m\phi_m \text{sh}(m\beta) \mathcal{I}_{k,m} \quad (\text{III.82})$$

à partir de ces deux dernières relations, il vient:

$$\beta_k = \sum_{m=1}^{\infty} \mathcal{F}_{k,m} \cdot \phi_m \quad (\text{III.83})$$

$$\gamma_k = \sum_{m=1}^{\infty} \mathcal{G}_{k,m} \cdot \phi_m \quad (\text{III.84})$$

avec:

$$\mathcal{F}_{k,m} = \mathcal{I}_{k,m} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \frac{\text{msh}(m\beta)}{(2k+1)\text{sh}((2k+1)\alpha)} \quad (\text{III.85})$$

$$\mathcal{G}_{k,m} = \mathcal{I}_{k,m} \cdot \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cdot \frac{\text{msh}(m\beta)}{(2k+1)\text{sh}((2k+1)\alpha)} \quad (\text{III.86})$$

Utilisant l'expression (III.74) avec  $k'$  (stator) au lieu de  $k$  (rotor), on obtient l'expression suivante pour  $\beta_k$  et  $\gamma_k$ :

$$\beta_k = \sum_m^{\infty} \mathcal{F}_{k,m} \cdot \phi_{0m} + \sum_{k',m}^{\infty} \mathcal{F}_{k,m} \cdot D_{k',m} \cdot \beta_{k'} + \sum_{k',m}^{\infty} \mathcal{F}_{k,m} \cdot E_{k',m} \cdot \gamma_{k'} \quad (\text{III.87})$$

posons:

$$\beta_k = \beta_{0k} + \sum_{k'} \mathbb{B}_{k,k'} \beta_{k'} + \sum_{k'} \epsilon_{k,k'} \gamma_{k'} \quad (\text{III.88})$$

avec:

$$\beta_{0k} = \sum_m \mathbb{F}_{k,m} \phi_{0m} \quad (\text{III.89})$$

$$\mathbb{B}_{k,k'} = \sum_{k',m} \mathbb{F}_{k,m} \mathbb{D}_{m,k'} \quad (\text{III.90})$$

par contre quelque soit  $k, k'$ , nous avons:

$$\epsilon_{k,k'} = \sum_m \mathbb{G}_{k,m} \mathbb{E}_{m,k'} = 0 \quad (\text{III.91})$$

d'autre part:

$$\gamma_k = \sum_m \mathbb{G}_{k,m} \phi_{0m} + \sum_{k',m} \mathbb{G}_{k,m} \mathbb{D}_{k',m} \beta_{k'} + \sum_{k',m} \mathbb{G}_{k,m} \mathbb{E}_{k',m} \gamma_{k'} \quad (\text{III.92})$$

$$\gamma_k = \gamma_{0k} + \sum_{k'} \mathbb{D}_{k,k'} \beta_{k'} + \sum_{k'} \mathbb{E}_{k,k'} \gamma_{k'} \quad (\text{III.93})$$

avec:

$$\gamma_{0k} = \sum_m \mathbb{G}_{k,m} \phi_{0m} \quad (\text{III.94})$$

$$\mathbb{E}_{k,k'} = \sum_m \mathbb{G}_{k,m} \mathbb{E}_{m,k'} \quad (\text{III.95})$$

par contre, quelque soit  $k, k'$ , nous avons également:

$$\mathbb{D}_{k,k'} = \sum_m \mathbb{G}_{k,m} \mathbb{D}_{m,k'} = 0 \quad (\text{III.96})$$

---

(pour les équations III.91 et III.96, nous retrouvons:  $\cos(\frac{m\pi}{2}) \cdot \sin(\frac{m\pi}{2}) = \frac{1}{2} \cdot \sin(m\pi) = 0$ ).

On résoud donc à la fin deux équations séparées en  $\beta_k$  et en  $\gamma_k$ , qui permettent de déterminer également  $\phi_k$  et par la suite le potentiel vecteur recherché. Ces deux équations sont les suivantes:

$$\beta_k = \beta_{0k} + \sum_{k'}^{\infty} \mathcal{B}_{k,k'} \beta_{k'} \quad (\text{III.97})$$

$$\gamma_k = \gamma_{0k} + \sum_{k'}^{\infty} \mathcal{E}_{k,k'} \gamma_{k'} \quad (\text{III.98})$$

---

### III.2.2.2 Calcul du potentiel vecteur à l'aide d'une méthode des équations intégrales de frontières mettant en jeu une solution analytique

#### III.2.2.2.1 Potentiel vecteur $A_a$ créé par les aimants

Le potentiel vecteur  $A_a$ , créé par les aimants, admet les densités superficielles ( $J_s$ ) comme sources (cf. III.2), son laplacien est donc singulier au niveau de ces densités. Par ailleurs, il vérifie  $\frac{\partial A_a}{\partial n} = 0$  sur les différentes armatures.

On recherche ce potentiel vecteur sous la forme :

$$A_a = A_{a0} + A_{aj} \quad (\text{III.99})$$

$A_{a0}$  est le potentiel vecteur influençant créé par les aimants, entre deux armatures lisses (cf. III.2.1.1), dans la couronne  $r_i < r < r_a$ , avec les conditions aux limites (Fig. III. 2b):

$$\frac{\partial A_{a0}}{\partial n} = 0 \quad \text{pour } r = r_i \text{ et } r = r_a \quad (\text{III.100})$$

où  $r_a$  est le rayon d'alésage.

-  $A_{a0}$  qui présente les mêmes sources que  $A_a$  et dont le laplacien présente donc les mêmes singularités, admet un développement en série de Fourier facile à exprimer (cf. III.2.1.1). On évite ainsi l'intégration sur le flanc des aimants qu'entraînerait l'utilisation directe d'une méthode intégrale pour le calcul du potentiel vecteur  $A_a$ .

-  $A_{aj}$  est le potentiel vecteur influencé. Il est déterminé en présence de la denture rotorique (Fig.III.6).

$A_{aj}$  vérifie  $\Delta A_{aj} = 0$  dans le domaine  $[a,b,c,d,e,f,g,h,a]$  Fig.III.6 et les conditions aux limites sur les armatures:

$$\frac{\partial A_{aj}}{\partial n} = - \frac{\partial A_{a0}}{\partial n} \quad (\text{III.101})$$

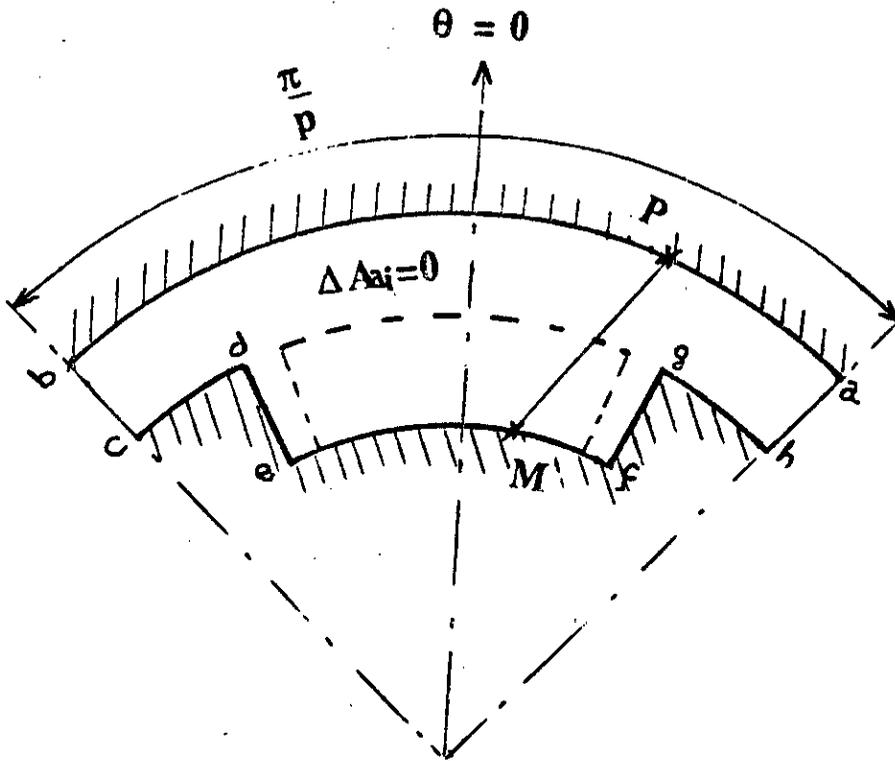


Fig. III.6: - Modèle d'étude pour  $A_{a_i}$ .

#### III.2.2.2.1a: Détermination du potentiel vecteur influençant $A_{a_0}$

La solution analytique permettant de déterminer le potentiel vecteur  $A_{a_0}$ , dû aux aimants dans un entrefer lisse, est développée au paragraphe III.2.1.1. Ce potentiel est donné par les expressions (III.13) et (III.14).

#### III.2.2.2.1b: Détermination du potentiel vecteur influencé $A_{a_i}$

Le potentiel vecteur influencé  $A_{a_i}$  vérifie  $\Delta A_{a_i} = 0$  dans le domaine de contour  $L$  [a,b,c,d,e,f,g,h,a] (Fig.III.6). Sa dérivée normale sur la limite de ce domaine est déterminée après résolution du problème précédent (détermination de  $A_{a_0}$ ):

$$\frac{\partial A_{a_i}}{\partial n} = - \frac{\partial A_{a_0}}{\partial n}$$

L'utilisation de la formule de Green et de l'équation de Laplace en deux dimensions dans le domaine de contour  $\mathcal{L}$  conduit à l'équation intégrale suivante [41]:

$$C(P)Aa_i(P) = \int_{\mathcal{L}} \left[ G(PM) \cdot \frac{\partial Aa_i}{\partial n}(M) - Aa_i(M) \frac{\partial G}{\partial n}(PM) \right] dl_M \quad (\text{III.102})$$

Cette équation intégrale est vérifiée en tout point  $P$  du contour  $\mathcal{L}$  où:

$$G(PM) = -\frac{1}{2\pi} \ln|PM| \quad (\text{III.103})$$

est la fonction de Green associée à l'équation de Laplace en deux dimensions; elle vérifie:

$$\Delta_M G(PM) + \delta_p = 0 \quad (\text{III.104})$$

où:

$\delta_p$  : mesure de Dirac (Distribution de Dirac) au point  $P$ .

$P$ : point sur le contour  $\mathcal{L}$

$M$ : point courant du contour  $\mathcal{L}$ , auquel est attaché l'élément différentiel  $dl_M$ .

$C(P) = \frac{1}{2}$ , si le point  $P$  est régulier sur  $\mathcal{L}$ ; seul ce type de point est utilisé dans la résolution numérique effectuée. •

$\frac{\partial}{\partial n}$  : désigne la dérivée suivant la direction normale au contour  $\mathcal{L}$ .

Le contour  $\mathcal{L}$  est subdivisé en segments élémentaires sur lesquels on considère que le potentiel et sa dérivée normale sont constants; sauf en ce qui concerne l'élément  $[a,b]$  (Fig.III.6) du contour où on veut calculer les efforts pour le dimensionnement de la machine, ce qui exige une dérivation par rapport à  $\theta$  du potentiel vecteur; nous avons alors adopté des éléments quadratiques [40,41,99].

- Cas où les flancs des aimants sont jointifs à ceux du fer rotorique

Ce cas peut être obtenu par un passage à la limite de la procédure examinée jusqu'ici. Toutefois on peut également procéder au calcul direct du potentiel vecteur qui vérifie  $\Delta A_a = 0$  dans le domaine délimité par le contour  $\mathcal{L}$  de la Fig. III.6 ;  $\frac{\partial A_a}{\partial n}$  est nulle partout sauf sur les flancs (des aimants ou du fer) où il est égal à :

$$\frac{\partial A_a}{\partial n} = \pm \mu_0 M(r) \quad (\text{III.105})$$

respectivement sur [d,e] et sur [f,g].

Le problème est résolu par la méthode des intégrales de frontières présentée ci-dessus.

### III.2.2.2.2 Potentiel vecteur $A_c$ créé par les courants

De façon identique au paragraphe III.2.2.1.2, hors commutation, deux tiers des encoches sont alimentées; on note  $NI$  les Ampère-tours répartis dans ces encoches. La densité superficielle de courant, en Ampère par radian, est développable en série de Fourier [38,41] (expression III.56):

Le potentiel vecteur  $A_c(r,\theta')$  vérifie:

$\Delta A_c = 0$  dans le domaine de contour  $\mathcal{L}$  (Fig. III.7) et  $\frac{\partial A_c}{\partial n} = 0$  sur le contour, excepté sur l'arc [a,b], où il vérifie:

$$\frac{\partial A_c}{\partial n} = \mu_0 j_c(\rho\theta') \quad (\text{III.106})$$

### III.2.3 MODELE AVEC AIMANTS INSERES ET STATOR ENCOCHE

Il est nécessaire de tenir compte de la présence des encoches statoriques pour déterminer, par la suite, l'importance du couple de détente en fonction des paramètres géométriques de structure.

Les solutions que nous avons développées jusqu'à présent, pour calculer le potentiel vecteur, supposent une armature statorique lisse. De ce fait les fluctuations de couple, liées à la structure et plus particulièrement celles provoquées par le couple de détente, ne seront pas prises en considération.

Au niveau de ce paragraphe, nous tiendrons compte de la présence de la denture statorique; les courants ne sont plus ramenés au niveau de l'isthme d'encoches, mais régulièrement répartis sur la section des encoches. Afin de déterminer le potentiel vecteur, nous utilisons une méthode intégrale mettant en jeu une solution analytique.

Dans les domaines du rotor et du stator, on choisit les mêmes axes origines ( $\theta$  et  $\theta'$ ) que précédemment avec l'angle  $\delta$  qui varie sur le même intervalle.

Nous allons, comme dans les paragraphes précédents, déterminer séparément le potentiel vecteur du aux aimants et celui du aux courants.

#### III.2.3.1 Potentiel vecteur $Aa'$ créé par les aimants

Les mêmes considérations et les mêmes définitions qu'au paragraphe III.2.2.2 sont reprises. Le potentiel vecteur créé par les aimants est recherché sous la forme :

$$Aa' = Aa'_0 + Aa'_i.$$

L'intérêt de la méthode est le même que pour le paragraphe III.2.2.2;  $Aa'_0$  qui présente les mêmes sources que  $Aa'$  et dont le laplacien présente les mêmes singularités, admet un développement en série de Fourier facilement exprimable. On évite ainsi l'intégration sur le flanc des aimants qu'entraînerait l'utilisation directe d'une méthode intégrale pour le calcul du potentiel vecteur  $Aa'$ .

### III.2.3.1 a: Détermination du potentiel vecteur influençant $Aa'_0$

La même procédure que celle développée au paragraphe III.2.1 permet de déterminer le potentiel vecteur influençant  $Aa'_0$  dû aux aimants. Celui-ci admet des conditions aux limites identiques. Les mêmes expressions (III.13) et (III.14) sont utilisées avec toutefois  $r'_0$  qui est le rayon de fond d'encoche statorique pour la seconde zone au lieu de  $r_a$ , le rayon d'alésage (Fig.III.8).

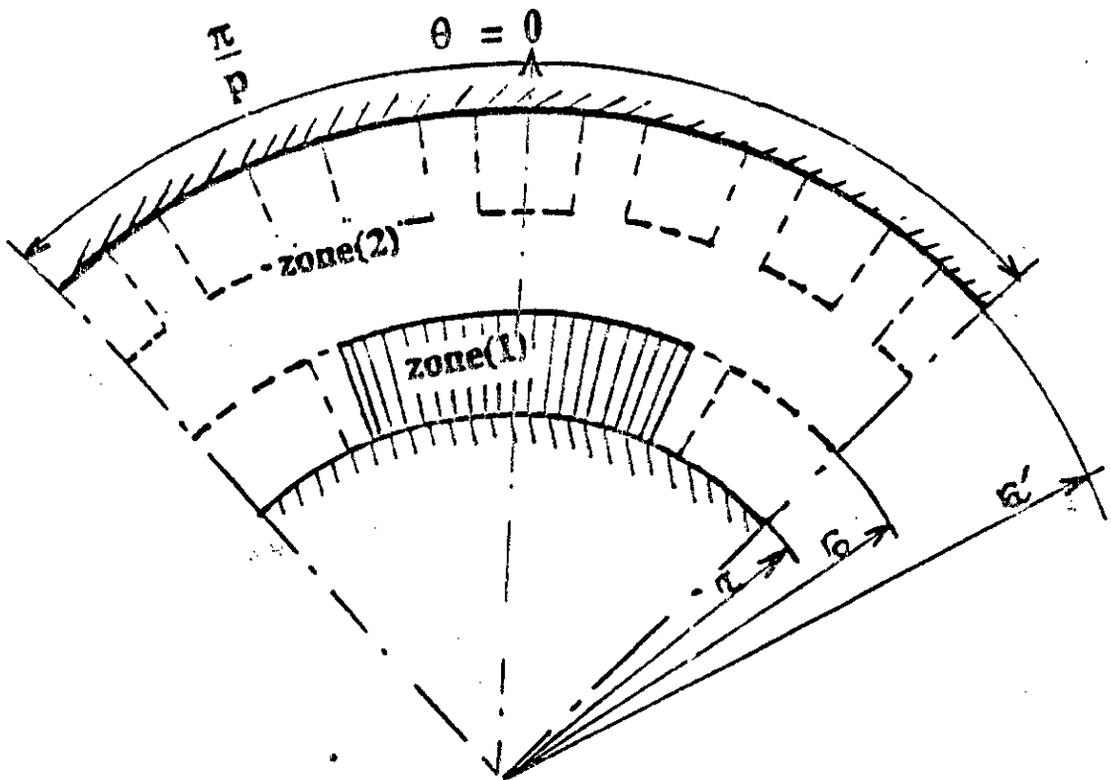


Fig.III.8: Modèle d'étude pour  $Aa'_0$

### III.2.3.1.b: Détermination du potentiel vecteur influencé $Aa'_i$

Bien que la procédure de détermination du potentiel vecteur influencé  $Aa'_i$  soit identique à celle du paragraphe III.2.2.1.b deux domaines sont toutefois considérés à cause de la présence des encoches statoriques.

Le domaine de résolution pour  $Aa'_i$  est donc subdivisé en deux domaines  $D_1$  et  $D_2$  de contours respectifs  $L_1$  [a,b,c,d,e,f,a] et  $L_2$  [e,g,h,d,e] Fig.III.9. Le potentiel vecteur influencé  $Aa'_i$  vérifie  $\Delta Aa'_i = 0$  dans ces deux derniers domaines. La dérivée normale de  $Aa'_i$  sur la limite de ces deux domaines est déterminée après résolution du problème précédent en  $Aa'_0$ . Les conditions aux limites sur les armatures sont:

$$\frac{\partial Aa'_i}{\partial n} = - \frac{\partial Aa'_0}{\partial n}$$

L'utilisation de la formule de Green et de la fonction de Green associée à l'équation  $\Delta Aa'_i = 0$  dans les deux domaines  $D_1$  et  $D_2$  conduit aux deux équations intégrales suivantes:

$$C(P_1)Aa'_i(P_1) = \int_{L_1} \left[ G(P_1M_1) \cdot \frac{\partial Aa'_i}{\partial n}(M_1) - Aa'_i(M_1) \cdot \frac{\partial G}{\partial n}(P_1M_1) \right] dlm_1 \quad (\text{III.107})$$

$$C(P_2)Aa'_i(P_2) = \int_{L_2} \left[ G(P_2M_2) \cdot \frac{\partial Aa'_i}{\partial n}(M_2) - Aa'_i(M_2) \cdot \frac{\partial G}{\partial n}(P_2M_2) \right] dlm_2 \quad (\text{III.108})$$

vérifiée en tous points  $P_1$  et  $P_2$  des contours  $L_1$  et  $L_2$  (Fig.III.9) où:

$G(PM) = - \frac{1}{2\pi} \ln|PM|$  est, comme au paragraphe III.2.2.2.1.b, la fonction de Green

associée à l'équation de Laplace en deux dimensions; elle vérifie également:

$$\Delta_M G(PM) + \delta_p = 0$$

avec:

$\delta_p$ : mesure de Dirac aux points  $P_1$  et  $P_2$ .

P: points sur les contours  $L_1$  et  $L_2$

M: points courants des deux contours  $L_1$  et  $L_2$  auxquels sont attachés les éléments différentiels  $dlm_1$  et  $dlm_2$ .

$C(P) = \frac{1}{2}$ , si les points  $P_1$  et  $P_2$  sont réguliers sur les contours  $L_1$  et  $L_2$ ; comme au cf.III.4.1.1.b seuls ces types de points sont utilisés dans la résolution numérique.

$\frac{\partial}{\partial n}$ : désigne la dérivée suivant les directions normales aux contours  $L_1$  et  $L_2$ .



### III.2.3.1.b.2: Cas où les aimants sont jointifs au fer interpolaire

Ce cas peut être obtenu par un passage à la limite de la procédure examinée au paragraphe III.2.3.1.b. Cependant on peut aussi procéder au calcul direct du potentiel vecteur qui vérifie  $\Delta A'a = 0$  dans les domaines délimités par les contours [a,b,c,d,e,f,a] et [e,g,h,d,e] de la Fig.III.9 ;  $\frac{\partial A'a}{\partial n}$  est nul partout sauf sur les flancs (des aimants ou du fer) où :  $\frac{\partial A'a}{\partial n} = \pm \mu_0 M(r)$  respectivement sur [d,h] et sur [e,g].

Le problème est résolu par la méthode des intégrales de frontières présentée au paragraphe III.2.3.1.b.

### III.2.3.2 Potentiel vecteur $Ac'$ créé par les courants

Comme pour le cas des aimants, on recherche le potentiel vecteur  $Ac'$ , créé par les courants, sous la forme :

$$Ac' = Ac'_o + Ac'_i \quad (III.109)$$

-  $Ac'_o$  est le potentiel vecteur influençant créé par les courants dans la couronne  $r_i < r < r'_a$  ( $r'_a$  est le rayon de fond d'encoche) en absence des dentures statoriques et rotoriques (Fig.III.3). Il a été déterminé par une méthode analytique au paragraphe III.2.2.1.2.

-  $Ac'_i$  est le potentiel vecteur influencé qui vérifie  $\Delta Ac'_i = 0$  dans les deux domaines  $D_1$  et  $D_2$  de contours  $L_1$  et  $L_2$  identiques à ceux du paragraphe III.2.3.1.b (Fig.III.9) et les mêmes conditions aux limites sur les armatures :

$$\frac{\partial Ac'_i}{\partial n} = - \frac{\partial Ac'_o}{\partial n} \quad (III.110)$$

#### III.2.3.2.1 Détermination du potentiel vecteur $Ac'_i$

Le potentiel vecteur influencé  $Ac'_i$  est déterminé suivant la procédure établie au paragraphe III.2.3.1.b pour les mêmes domaines et les mêmes frontières.

---

### III.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons commencé par développer des solutions analytiques afin de déterminer la distribution du potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants dans le cas d'aimants insérés et dans le cas d'un entrefer lisse.

La solution analytique de la distribution du potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants dans le cas d'un rotor denté permettra le dimensionnement géométrique préalable d'une machine synchrone autopiloté à aimants insérés. Les équations utilisées, pour déterminer le potentiel vecteur, sont facilement programmables. Toutefois, le fait d'avoir admis une armature statorique lisse ne permettra pas d'étudier l'influence du couple de détente. D'autre part, des hypothèses assez fortes sont toutefois admises pour le calcul des potentiels vecteurs magnétiques, en particulier à la surface du rotor dans le cas des aimants insérés.

La méthode que nous avons développée par la suite, permet de surmonter ces inconvénients.

En effet, la solution analytique, qui permet de déterminer le potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants dans le cas d'un entrefer lisse, est exploitée. Son association à une résolution numérique, basée sur la formule de Green en deux dimensions, nous a permis de pouvoir également tenir compte de l'influence des encoches statoriques dans le cas des aimants insérés comme dans le cas d'un rotor lisse.

Les solutions, que nous avons développées pour calculer la distribution du potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants vont être exploitées au chapitre suivant pour effectuer le dimensionnement électromagnétique de la machine synchrone autopilotée à aimants insérés dont les caractéristiques ont été données au chapitre II.

---

## CHAPITRE IV

# DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DE LA STRUCTURE ETUDIEE

---

## IV . 1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, les solutions analytiques et numériques, du potentiel vecteur dû aux courants et aux aimants, développées au chapitre précédent, seront exploitées.

Nous commençons par effectuer un dimensionnement géométrique préalable par voie analytique de la machine synchrone autopilotée à aimants insérés en admettant que l'armature statorique est lisse. Cette méthode analytique est valable quand on ne s'intéresse pas aux fluctuations de couple liées à la structure. En effet, sous l'hypothèse d'un stator lisse le couple de détente ne peut être mis évidence.

La méthode semi-numérique, développée au chapitre précédent pour le calcul du potentiel vecteur, est également appliquée pour dimensionner la structure étudiée. Dans une première étape, la méthode de calcul utilisée est appliquée à un modèle où l'armature statorique est supposée lisse, ce qui permet d'effectuer une comparaison avec la méthode précédente.

Dans une deuxième étape, la méthode de calcul semi-numérique utilisée est appliquée à un modèle qui tient compte de la présence de la denture statorique. En effet, afin de déterminer l'influence du couple de détente, il est nécessaire de tenir compte de la présence des encoches statoriques.

Le couple de détente est indépendant du courant d'alimentation. Plusieurs solutions sont généralement proposées pour atténuer le couple de détente, soit par une inclinaison des encoches statoriques sur un pas dentaire, soit par un changement de position des aimants ou par un décalage des blocs d'aimants [74,75,84,85,100]. Ces solutions compliquent la construction de la machine, donc augmentent son coût. Pour le type de structure étudiée, nous allons agir sur l'ouverture relative du fer et des aimants afin de minimiser le couple de détente.

C'est le couple qui détermine les dimensions de la machine. La caractéristique statique de couple est utilisée pour calculer en fonction des paramètres géométriques le couple électromagnétique produit par le moteur étudié dont les caractéristiques sont données au chapitre II.

Que ce soit par la méthode analytique ou par la méthode semi-numérique, la procédure de calcul du couple utilisée est la même. Une fois les potentiels vecteurs déterminés (ce qui a été effectué au chapitre précédent), l'intégration du tenseur de Maxwell permet le calcul des différents couples contribuant au couple résultant.

---

## IV.2 DIMENSIONNEMENT PAR VOIE ANALYTIQUE

Le couple électromagnétique développé par la machine est calculé au niveau du stator en utilisant le moment de la force due à la composante  $H_t \cdot B_n$  du tenseur de Maxwell. Pour une machine cylindrique ayant une longueur utile  $lu$ , le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante:

$$\Gamma = 2p \cdot lu \cdot r_a^2 \cdot \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} H_t \cdot B_n d\theta \quad (IV.1)$$

avec:

$$H_t = - \frac{j_c(p\theta)p}{r_a} \quad (IV.2)$$

$j_c(p\theta)$  est exprimé en A/rd électriques (expression (III.56)).

L'induction radiale totale au niveau du rayon  $r_a$  est:

$$B_n = \frac{\partial A_{2a}}{r_a \partial \theta}(r, \theta) + \frac{\partial A_{2c}}{r_a \partial \theta}(r, \theta)$$

où:

$\frac{\partial A_{2a}}{r_a \partial \theta}(r, \theta)$  est l'induction radiale en  $r_a$  due aux aimants;

et  $\frac{\partial A_{2c}}{r_a \partial \theta}(r, \theta)$  est l'induction radiale due aux courants en  $r_a$ ,

ce qui permet de calculer séparément le couple d'interaction et le couple de réluctance.

#### IV.2. 1 Induction radiale due aux courants au niveau de la surface du stator

On obtient à partir de l'expression (III.59):

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Lambda_{2c}}{r_a \partial \theta}(r, \theta) = & -\frac{1}{r_a} \sum_k v_k \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} - \left( \frac{r_a'}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \sin((2k+1)p(\theta+\delta)) \\ & + \left[ \left( \frac{r}{r_a'} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a'}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] (\gamma_k \cos((2k+1)p\theta) - \beta_k \sin((2k+1)p\theta)) \quad (IV.3) \end{aligned}$$

Les Fig.IV.1a et Fig.IV.2 représentent, pour un cas particulier où les dimensions sont fixées, des exemples de la distribution de l'induction radiale due respectivement aux aimants insérés et aux courants au niveau de la surface du stator. La Fig.IV.3 montre l'induction résultante pour  $I = 3,11 I_n$ .

#### IV.2. 2 Induction radiale due aux aimants au niveau de la surface du stator

Le calcul de l'induction radiale, due aux aimants à la surface du stator, peut être également effectué au niveau  $r_a'$ . A partir de l'expression (III.41), on obtient:

$$\frac{\partial \Lambda_{a2}}{r_a \partial \theta}(r, \theta) = \frac{p}{r_a} \sum_{k'} (2k'+1) a_{k'} \left[ \left( \frac{r_a}{r_a'} \right)^{(2k'+1)p} + \left( \frac{r_a'}{r_a} \right)^{(2k'+1)p} \right] \cos((2k'+1)p\theta) \quad (IV.4)$$

### IV.2. 3 Détermination du couple

Ecrivons l'expression (IV.4) sous la forme suivante:

$$\frac{\partial \Lambda_{a2}}{r_a \partial \theta}(r, \theta) = \sum_{k'} \beta_{1k'} \cos((2k'+1)p\theta) \quad (IV.5)$$

avec:

$$\beta_{1k'} = \frac{p}{r_a} (2k'+1) a_{k'} \cdot \left[ \left( \frac{r_a}{r'} \right)^{(2k'+1)p} + \left( \frac{r'}{r_a} \right)^{(2k'+1)p} \right] \quad (IV.6)$$

et écrivons encore l'expression (IV.3) (cf. III.2.2.1.2) sous la forme suivante:

$$\frac{\partial \Lambda_{2c}}{r_a \partial \theta}(r, \theta) = \sum_k [\beta_{2\nu k} \sin((2k+1)p(\theta+\delta)) + \beta_{2\gamma k} \cos((2k+1)p\theta) + \beta_{2\beta k} \sin((2k+1)p\theta)] \quad (IV.7)$$

avec:

$$\beta_{2\nu k} = -\frac{p}{r_a} (2k+1) \nu_k \cdot \left[ \left( \frac{r_a}{r'} \right)^{(2k'+1)p} + \left( \frac{r'}{r_a} \right)^{(2k'+1)p} \right] \quad (IV.8)$$

$$\beta_{2\gamma k} = \frac{p}{r_a} (2k+1) \gamma_k \cdot \left[ \left( \frac{r_a}{r'} \right)^{(2k'+1)p} + \left( \frac{r'}{r_a} \right)^{(2k'+1)p} \right] \quad (IV.9)$$

$$\beta_{2\beta k} = -\frac{p}{r_a} (2k+1) \beta_k \cdot \left[ \left( \frac{r_a}{r'} \right)^{(2k'+1)p} + \left( \frac{r'}{r_a} \right)^{(2k'+1)p} \right] \quad (IV.10)$$

A partir des équations (IV.1, IV.5, IV.6 et III.56), on obtient finalement l'expression du couple:

$$\Gamma = 2\pi p \cdot l_u \cdot r_a \cdot \sum_k [(\beta_{1\nu k} + \beta_{2\gamma k}) j_{c_k} \cos((2k+1)p\delta) + \beta_{2\beta k} \cdot j_{c_k} \cos((2k+1)p\delta)], \quad (IV.11)$$

On distingue, dans cette expression du couple total, le couple d'interaction et le couple de réductance.

Les Fig. IV.4 représentent, pour le prototype étudié, ces trois différents couples dans un cas particulier à  $I = I_n$  et  $I = 3,11 I_n$ .

### IV.3 OPTIMISATION GEOMETRIQUE DE LA STRUCTURE A L'AIDE DE LA METHODE NUMERIQUE (METHODE DES INTEGRALES DE FRONTIERES) METTANT EN JEU LA SOLUTION ANALYTIQUE (CHAPITRE III)

#### IV.3.1: Cas où le stator est supposé lisse

On désigne par  $A$  le potentiel vecteur total tel que  $A = A_a + A_c$ . Le couple électromagnétique développé par la machine est calculé au niveau de l'arc  $[a,b]$ , à la surface du stator (Fig.III.6) en  $r = r_a$ , en utilisant l'intégrale du tenseur de Maxwell.

On peut distinguer le couple d'interaction courants-aimants qui met en jeu  $\frac{\partial A_a}{\partial \theta}$ , et le couple de réductance qui met en jeu  $\frac{\partial A_c}{\partial \theta}$ .

Ces différents couples sont représentés sur les Fig.IV.12 et Fig.IV.13, pour un cas donné des dimensions de la structure.

La Fig. IV. 1b montre des exemples de la distribution des inductions radiales dues aux aimants et aux courants pour des cas donnés.

La méthode présentée au niveau de ce paragraphe est appliquée au prototype étudié. Pour une ouverture et pour une épaisseur des aimants fixées, le couple maximal de la machine à aimants insérés est atteint pour des valeurs de  $\delta$  d'autant plus importantes que la proportion du fer est plus élevée.

La Fig.IV.13 montre, pour une même ouverture des aimants l'effet du phénomène de réaction "positive" d'induit de la machine à aimants insérés comparée au cas de la machine à pôles lisses. L'influence des dimensions des aimants, que ces derniers soient collés ou non au fer, sur le couple maximal est mise en évidence pour un courant donné (exemple sur la Fig.IV.15). L'influence de l'effet de saillance introduite par le fer interpolaire est plus accentuée pour un courant supérieur au courant nominal comme le montre la Fig.IV.13.

Pour une épaisseur et une ouverture des aimants fixées, une diminution du fer rotorique provoque une réduction du couple maximal. La Fig.IV.15 donne un exemple pour un écartement égal à deux degrés mécaniques, pour deux valeurs du courant ( $I = I_n$  et  $I = 3,11 I_n$ ). On a dans ce cas une réduction du couple maximal d'environ 30% par

rapport au cas où l'écartement aimants-fer est nul. On voit par ailleurs que le couple maximal croît régulièrement avec l'ouverture des aimants, notamment au delà du régime nominal ( $I = 3,11 I_n$ ). Toutefois, le gain sur le couple devient négligeable pour une ouverture supérieure à 65%; cette dernière valeur correspond à une ouverture des aimants couvrant environ les deux tiers de la périphérie du rotor. On constate que cette ouverture des aimants sur la périphérie du rotor concorde en fonctionnement synchrone autopiloté, avec l'occupation des courants sur la périphérie du stator.

Les aimants étant collés au fer, la Fig.IV.16 donne pour deux ouvertures relatives des aimants et du fer, la variation du couple en fonction de la position du rotor dans le cas d'un fonctionnement autopiloté hors commutation. On observe sur cette figure le caractère fluctuant du couple qui dépend de l'importance relative de l'ouverture des aimants et du fer. L'ondulation du couple en fonction de la position du rotor est atténuée par une augmentation de l'ouverture des aimants. La Fig.IV.17 montre que l'intervalle durant lequel le couple est pratiquement constant augmente avec l'ouverture relative des aimants.

Pour une ouverture des aimants fixée, la Fig.IV.14 montre l'influence de la présence ou non du fer interpolaire sur les ondulations du couple en fonction de la position rotorique. Comme on l'a précisé, la présence du fer augmente le couple mais introduit également une ondulation plus marquée en fonction de la position. Cet effet est plus apparent pour un courant important.

Pour un rayon d'alésage donné et pour une ouverture des aimants fixée, la Fig.IV.18 représente la variation du couple maximal en fonction de l'épaisseur des aimants. Une valeur suffisante de cette épaisseur (de l'ordre de 3 mm dans le cas étudié) peut être déterminée indépendamment de la valeur du courant.

### IV.3.2 Cas d'un stator encoché

Il est nécessaire de tenir compte de la présence des encoches statoriques pour déterminer l'importance du couple de détente en fonction des paramètres géométriques de structure.

Les méthodes développées ci-dessus supposent une armature statorique lisse et ainsi les fluctuations de couple liées à la structure de la machine ne sont pas prises en considération.

Au niveau de ce paragraphe, la méthode exposée ci-dessus (cf.IV.3.1) est réadaptée de façon à tenir compte de la présence de la denture statorique.

Lorsque les aimants sont jointifs au fer, on a utilisé, au chapitre précédent, directement une méthode des intégrales de frontières afin de déterminer la distribution du potentiel vecteur créé par les aimants et par les courants. Cette méthode est basée sur la même formule de Green en deux dimensions. Dans le cas où les aimants ne sont pas jointifs au fer et dans le cas limite d'un rotor lisse (absence de fer interpolaire), une expression analytique de la solution du potentiel vecteur, dû aux aimants ou aux courants dans un entrefer lisse, est modifiée par la méthode précédente.

Les conditions d'optimisation sont les mêmes que précédemment. On cherche à minimiser le volume des aimants tout en recherchant une réduction du couple de détente et en conservant des performances acceptables pour la machine [43].

Par rapport aux paragraphes précédents, les courants statoriques ne sont plus ramenés au niveau de l'isthme d'encoche, mais régulièrement répartis sur la section de ces encoches.

Dans les domaines du rotor et du stator, on choisit les mêmes axes origines ( $\theta$  et  $\theta'$ ) que précédemment avec l'angle  $\delta$  qui varie sur le même intervalle.

Pour la caractéristique statique du couple ( $\Gamma$ ) en fonction de  $\delta$ , la commande optimale devra assurer la continuité du couple autour d'une valeur  $\delta_0$  de sorte à obtenir:

$$\Gamma\left(-\frac{\pi}{6p} + \delta_0\right) = \Gamma\left(\delta_0 + \frac{\pi}{6p}\right) \quad (\text{IV.12})$$

En tenant compte de la présence des encoches statoriques, trois actions contribuent au couple résultant [87,88]. Le moteur étudié développe un couple d'interaction aimants-courants, un couple de réluctance et un couple de détente.

Le caractère fluctuant du couple en fonctionnement autopiloté dépend fortement de l'importance relative de ces trois couples que nous allons étudier en fonction de différents paramètres géométriques.

Le potentiel vecteur dû aux aimants  $Aa'$  et celui dû aux courants  $Ac'$  sont déterminés séparément au chapitre III.2.3.

Les Fig. IV.1c et IV.1d représentent la distribution de l'induction à la surface du rotor sur la portion du contour où on a calculé le couple.

Le couple électromagnétique développé par la machine est calculé au niveau de l'arc [d,e] à la surface du rotor en  $r_0$ . Soit  $A'$  le potentiel vecteur total tel que:

$$A' = A_c' + A_a' \quad (IV.13)$$

$$\Gamma = 2 \cdot (\mu_0)^{-1} \cdot p \cdot r_0 \cdot l_u \cdot \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \frac{\partial A'(r_0, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial A'(r_0, \theta)}{\partial r} \cdot d\theta \quad (IV.14)$$

On peut distinguer dans cette expression (IV.14) le couple de détente, le couple d'interaction aimants-courants et le couple de réluctance.

le couple de détente met en jeu l'expression suivante:

$$\frac{\partial A_a'(r_0, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial A_a'(r_0, \theta)}{\partial r} \quad (IV.15)$$

Le couple de détente est indépendant du courant d'induit. La seule connaissance de la distribution du potentiel vecteur du aux aimants ( $A_a'$ ), en présence des encoches statoriques, permet sa détermination [36].

Diverses solutions sont proposées pour éliminer ou réduire le couple de détente. Toutefois ces solutions compliquent généralement la construction du moteur et augmentent son coût.

Dans notre étude, une fois l'expression du couple de détente déterminée, nous allons agir sur les dimensions géométriques des aimants et du fer interpolaire ainsi que sur l'épaisseur de séparation vis à vis de leurs flancs, dans le but de l'atténuer.

La méthode décrite ci-dessus est appliquée au prototype hexapolaire dont les caractéristiques sont données dans le second chapitre. Toutefois, il est à préciser que le rayon de profondeur d'encoche est de 44 mm et que l'ouverture d'une encoche statorique est fixée aux deux tiers du pas dentaire ( $\frac{\pi}{27}$ ).

Une augmentation de l'ouverture ou de la profondeur des encoches statoriques a pour effet d'accentuer le couple de détente (Fig.IV.19 et Fig.IV.20, où  $\theta$  représente l'ouverture d'une encoche en degrés mécaniques).

La plus grande variation du couple de détente, en fonction de la position rotorique, est observée au niveau des zones proches des flancs des aimants (Fig.IV.21).

Pour une ouverture des aimants fixée, une augmentation du pourcentage d'ouverture du fer interpolaire est suivie par celle du couple de détente (Fig.IV.22).

Suivant le pourcentage d'ouverture des aimants sur un pas polaire, donc suivant la position de leurs flancs vis à vis des encoches statoriques, la variation du couple de détente en fonction de la position rotorique peut présenter une double période sur un pas dentaire (Fig.IV.23).

La Fig.IV.22 représente, pour un même pourcentage d'ouverture des aimants, le couple de détente en fonction de la position du rotor dans le cas des aimants insérés pour différents pourcentages d'ouverture du fer interpolaire ainsi que dans le cas d'un rotor lisse. Plus le pourcentage d'ouverture du fer rotorique est important, plus le couple de détente est élevé.

La Fig.IV.24 montre l'importance du pic du couple de détente pour différentes valeurs d'ouvertures du fer et des aimants. Pour une meilleure adaptation au fonctionnement synchrone autopiloté, le choix d'une ouverture relative du fer interpolaire et des aimants se fera dans une zone très voisine des points où le pic du couple de détente est le moins élevé tout en tenant compte du critère coût-performance et du type d'application.

Pour le prototype étudié, et des aimants jointifs au fer interpolaire, une ouverture relative des aimants voisine de 73,5% sera un bon compromis coût-performances comme le montrent les Fig.IV.27, Fig.IV.28, Fig.IV.29. et Fig.IV.25.

le couple d'interaction aimants-courants met en jeu l'expression suivante:

$$\frac{\partial Aa'(r_0, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial Ac'(r_0, \theta)}{\partial r} + \frac{\partial Ac'(r_0, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \Lambda a'(r_0, \theta)}{\partial r} \quad (IV.16)$$

quand au couple de réductance, il est donné par l'expression:

$$\frac{\partial Ac'(r_0, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial Ac'(r_0, \theta)}{\partial r} \quad (IV.17)$$

Les Fig.IV.32 et IV.33 représentent des exemples de variation de ces différents couples en fonction de  $\delta$ . Ces deux figures montrent la contribution au couple résultant (1) du couple d'interaction (2), du couple de réluctance (3) et du couple de détente (4). Elles montrent que le nombre d'ondulations du couple statique est lié au nombre d'encoches statoriques. Elles montrent également que le nombre de périodes du couple de détente est égale au nombre d'encoches statoriques.

La machine à aimants insérés produit en plus du couple de détente un couple de réluctance pratiquement proportionnel au carré du courant (Fig.IV.26). Ce couple de réluctance participe également à la création des ondulations de couple. Le choix entre un rotor à aimants insérés et un rotor sans fer interpolaire résulte en principe d'un compromis entre le gain sur le couple moyen et l'atténuation des ondulations tout en tenant compte de l'alimentation et de l'application à laquelle est destinée le moteur.

A courant nominal, la Fig.IV.27 montre, pour une ouverture des aimants allant de 73,33% à 98,33% (sans fer interpolaire), que le gain sur le couple moyen est relativement faible. En ce qui concerne le taux d'ondulation du couple, l'avantage est au rotor qui présente le plus d'aimants. Cependant, on peut noter qu'une économie de près de 25% de la masse des aimants pourrait être effectuée tout en conservant pratiquement le même couple moyen.

La Fig.IV.28 montre, pour 3,11-fois le courant nominal, que le gain sur le couple moyen est effectivement négligeable pour une machine à aimants insérés quand on augmente le pourcentage d'ouverture des aimants d'environ 27% (67% à 94%).

On retrouve, comme pour les méthodes utilisées précédemment, que l'importance du gain sur le couple est réduite dès que l'ouverture des aimants dépasse les deux tiers de la périphérie du rotor. Il est à noter que cette dernière ouverture concorde, en fonctionnement synchrone autopiloté, dans le cas d'une alimentation par des courants de formes d'ondes rectangulaire (Fig. II.4a), avec la proportion des encoches alimentées sur la périphérie du stator.

La présence du fer interpolaire a pour effet d'accentuer les ondulations de couple (Fig.IV.27 et IV.29).

Pour un rayon d'alésage donné et pour une ouverture des aimants fixée, la Fig.IV.31 représente la variation du couple maximal en fonction de l'épaisseur des aimants insérés pour le prototype étudié. Une valeur suffisante de cette épaisseur (de l'ordre de 3 mm

dans le cas étudié, valeur qui concorde avec celle déterminée par les méthodes précédentes) peut être déterminée indépendamment de la valeur du courant.

#### **IV.4 DIMENSIONS OPTIMALES DU PROTOTYPE ETUDIE**

Les différents modèles et méthodes, développés en vue d'un dimensionnement électromagnétique du prototype étudié, aboutissent pratiquement aux mêmes dimensions optimales: l'épaisseur des aimants est voisine de 3 mm tandis que l'ouverture relative du fer et des aimants jointifs est proche de 73,5%.

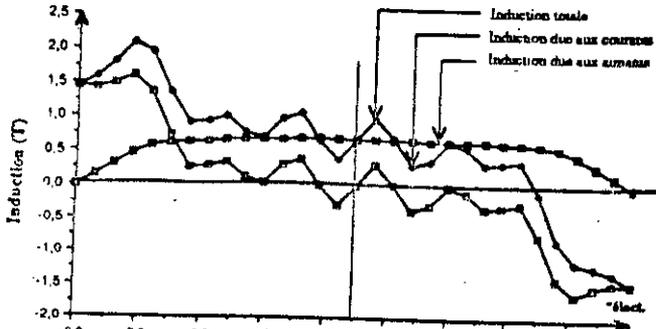


Fig. IV.3: Distribution des inductions radiales dues aux aimants et aux courants (pour  $I = 3,11 I_n$  et  $\delta = 0$ ) à la surface du stator

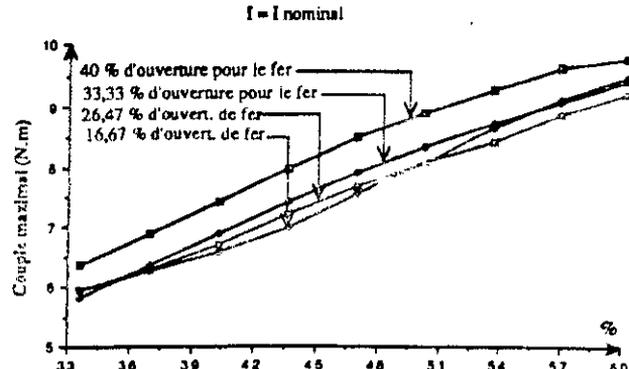


Fig. IV.7: Couple max. en fonction du pourcentage d'ouverture des aimants à divers pourcentage de fer fixés.

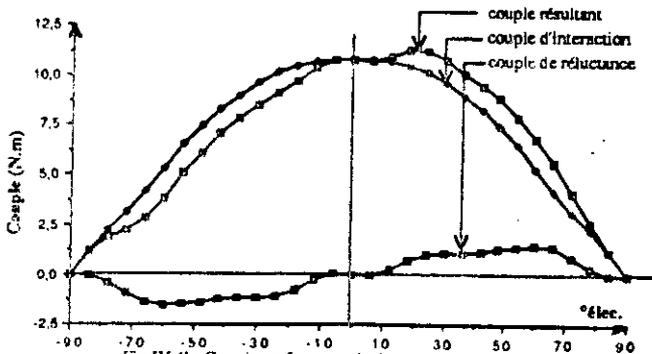


Fig. IV.4b: Couple en fonction de  $\delta$  pour un courant nominal et pour 73,33% d'ouverture pour les aimants.

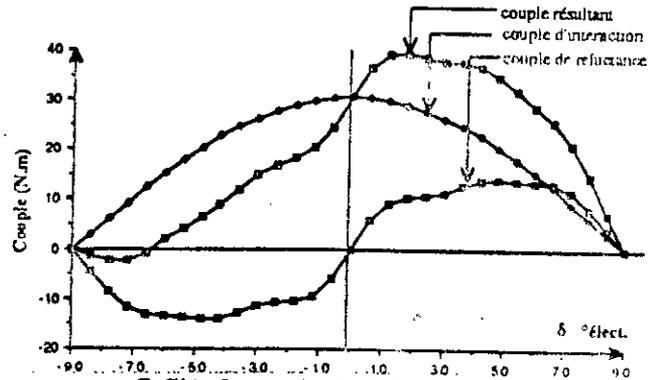


Fig. IV.4a: Couple en fonction de  $\delta$  pour  $I = 3,11 I_n$  nominal avec 60% d'ouverture pour les aimants.

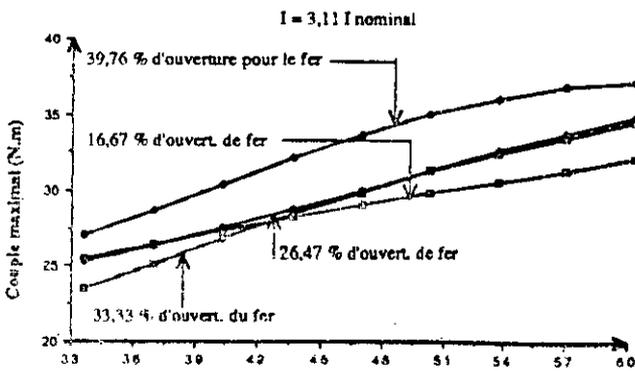


Fig. IV.6: Couple max. en fonction du pourcentage d'ouverture des aimants à divers pourcentage de fer fixés.

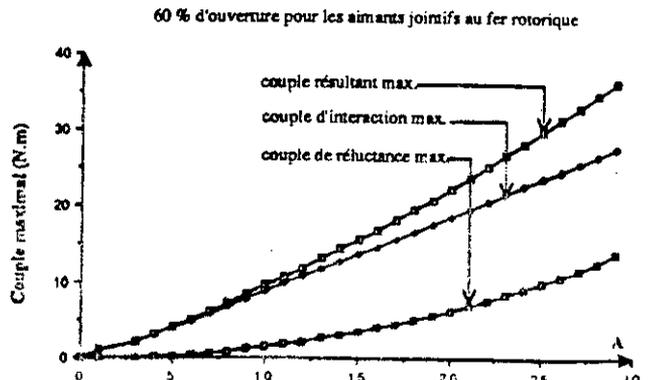


Fig. IV.5: Variation des différents couples Max. en fonction du courant.

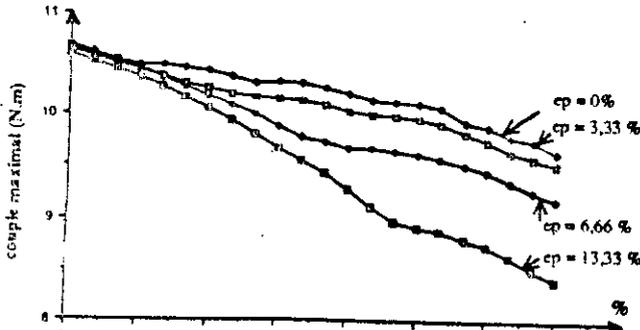


Fig. IV.8: couple max. en fonction de  $\lambda$  (représenté par le % de fer) pour différentes épaisseurs de séparation aimants-fer (ep en %) à  $l = l_{nominal}$ .

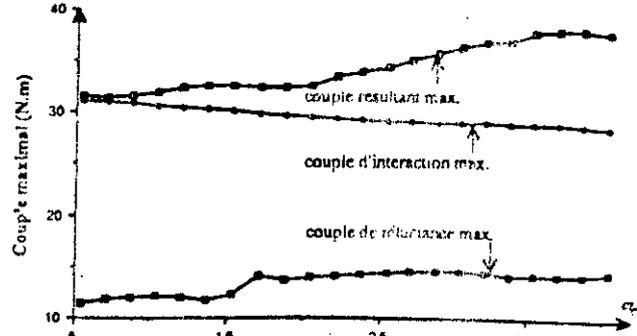


Fig. IV.8b: Couple max. en fonction du pourcentage de fer jointif aux aimants pour  $l = 3,11 l_{nominal}$ .

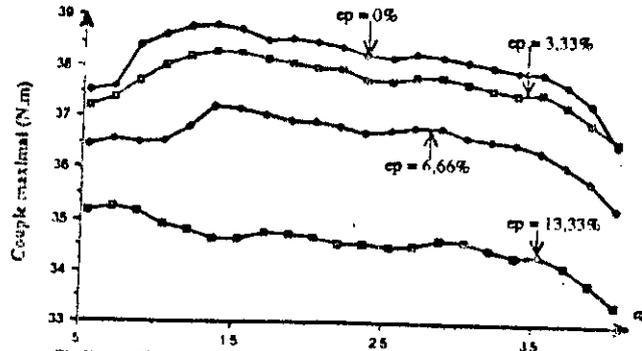


Fig. IV.9 : Couple max. en fonction du pourcentage de fer pour différentes épaisseurs de séparation aimants-fer (ep en %), à  $l = 3,11 l_n$ .

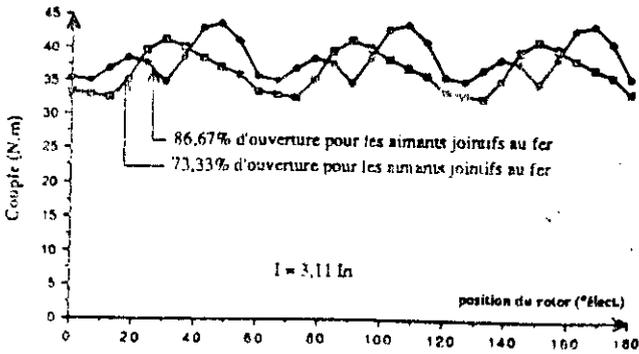


Fig. IV.10: Couple en fonctionnement autopiloté hors commutation

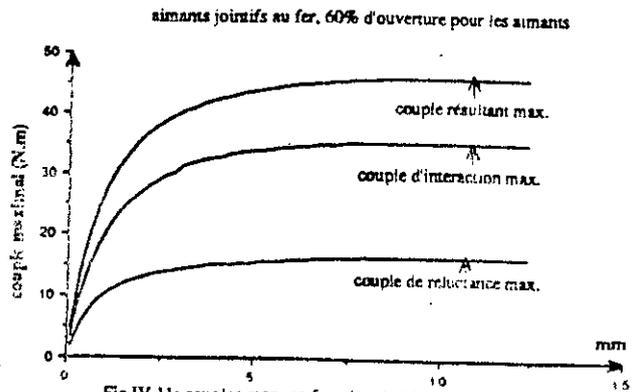
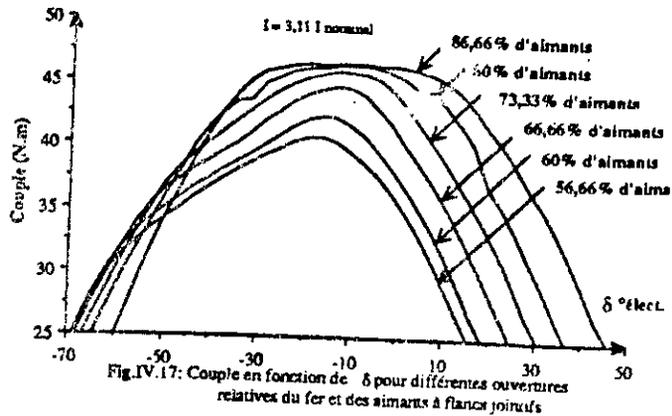
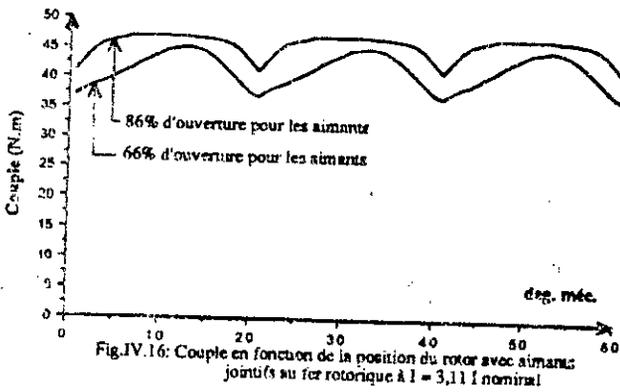
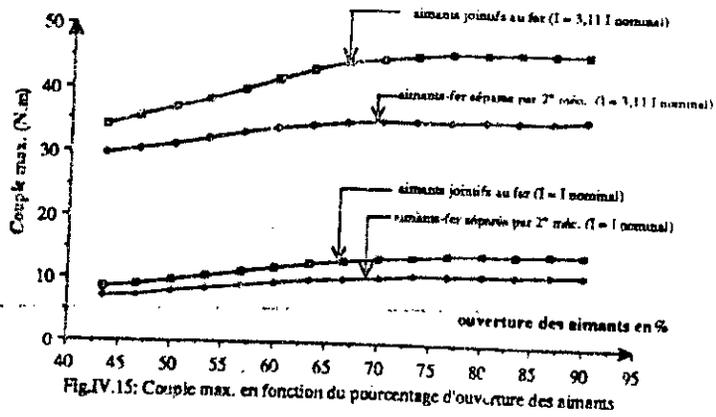
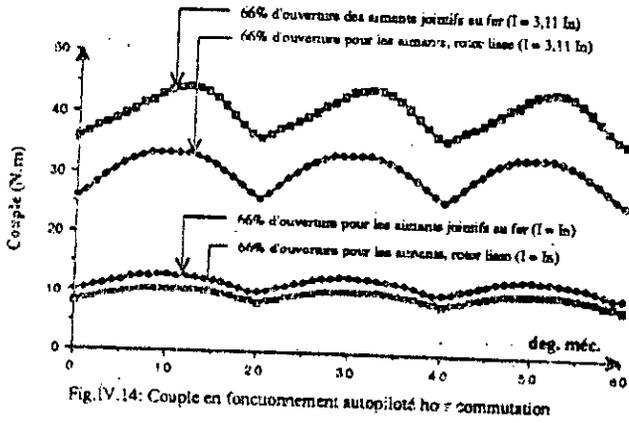
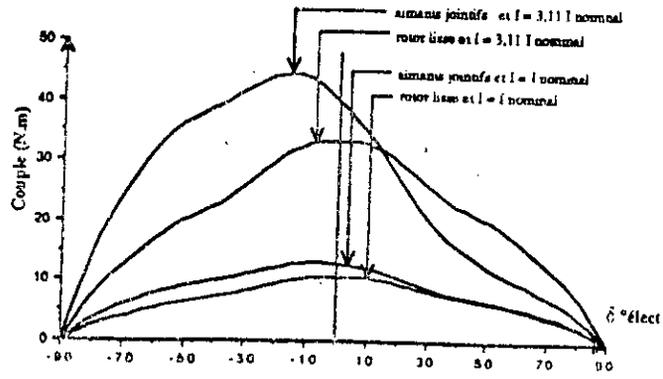
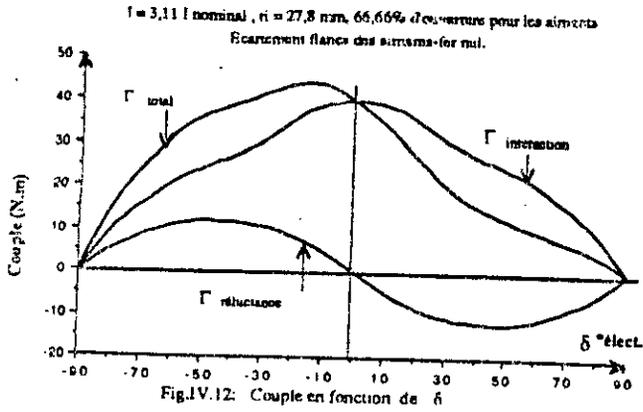
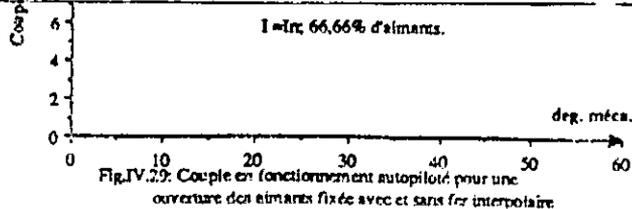
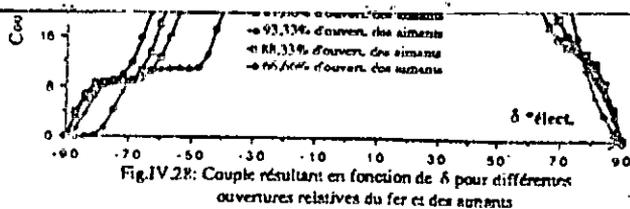
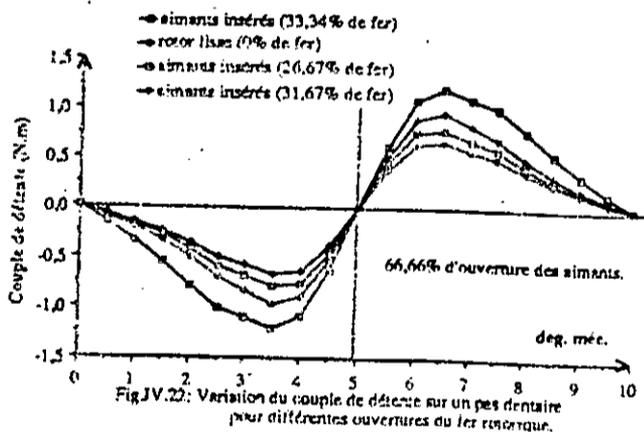
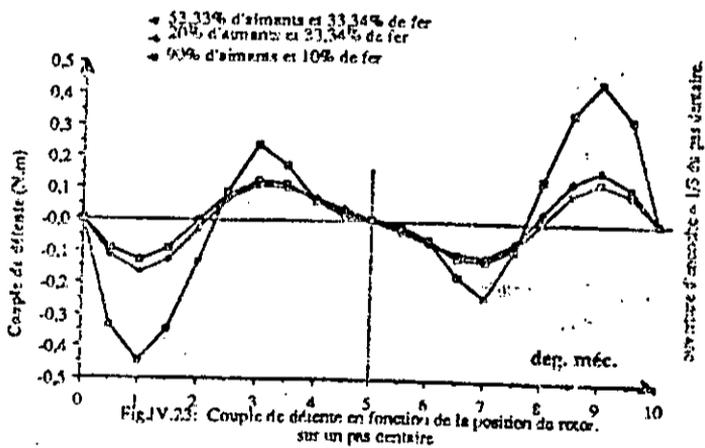
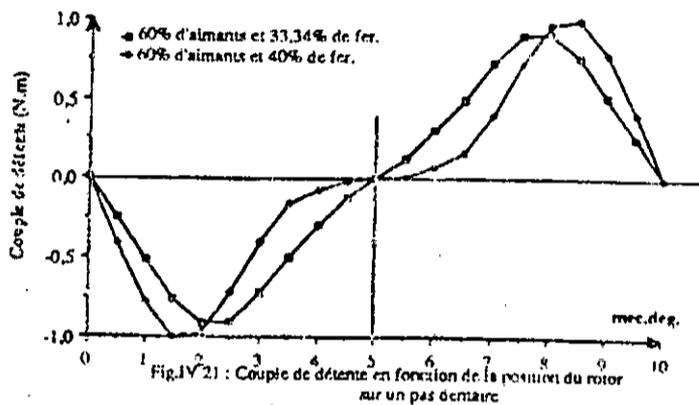
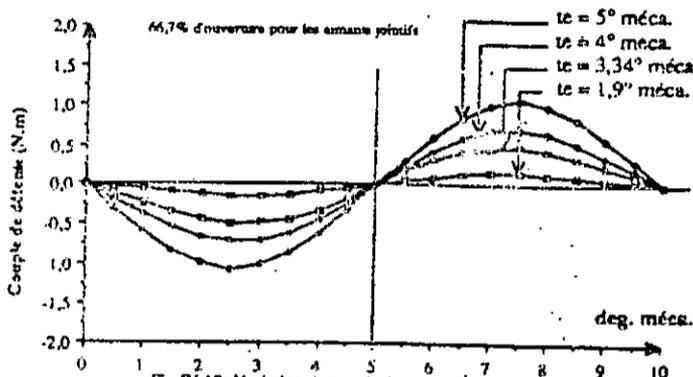
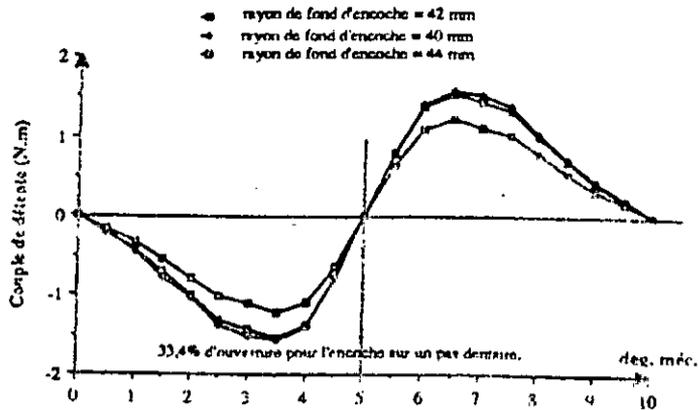
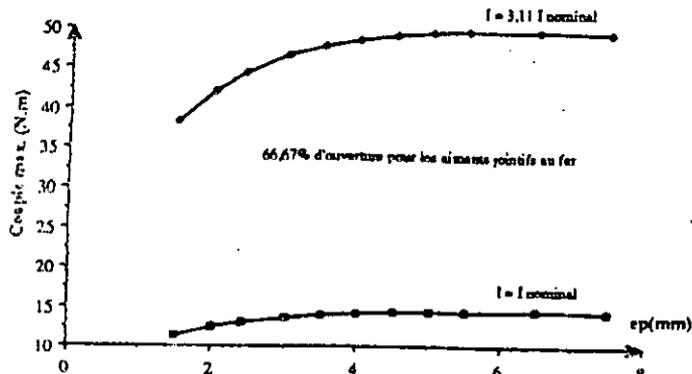


Fig. IV.11: couples max. en fonction de l'épaisseur des aimants à  $l = 3,11 l_{nominal}$ .





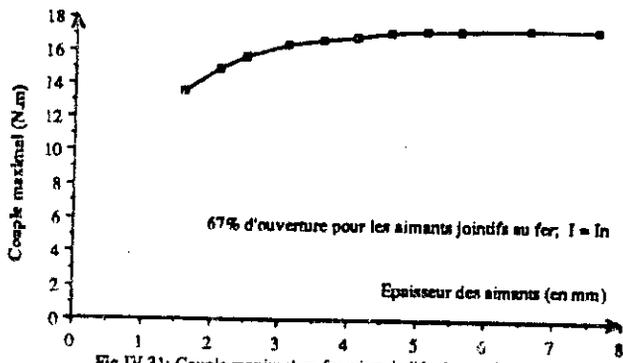


Fig.IV.31: Couple maximal en fonction de l'épaisseur des aimants

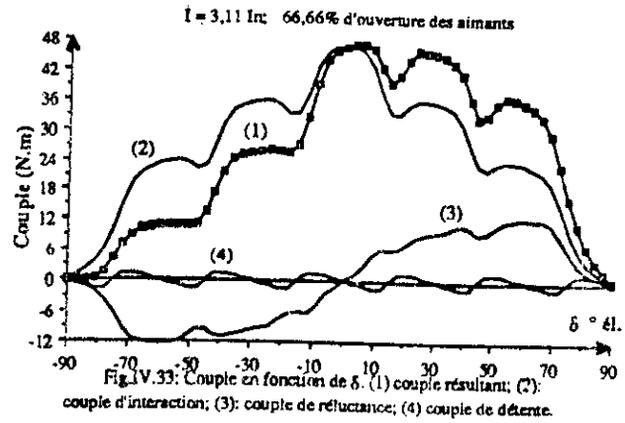


Fig.IV.33: Couple en fonction de  $\delta$ . (1) couple résultant; (2) couple d'interaction; (3) couple de réluctance; (4) couple de détente.

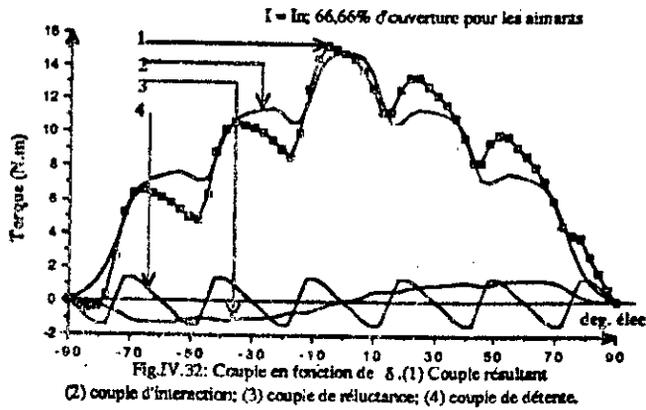


Fig.IV.32: Couple en fonction de  $\delta$ . (1) Couple résultant (2) couple d'interaction; (3) couple de réluctance; (4) couple de détente.

## IV.5 CONCLUSION

Pour déterminer l'influence des paramètres géométriques, en vue du dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés, nous avons utilisé les solutions obtenues précédemment pour la distribution du potentiel vecteur.

La méthode, utilisant la solution analytique du potentiel vecteur, est intéressante quand on recherche un dimensionnement géométrique préalable, rapide et efficace, en négligeant toutefois les fluctuations de couple liées à la structure. Les équations utilisées sont facilement programmables.

L'association de la solution analytique du potentiel vecteur, du aux aimants et aux courants dans un entrefer lisse, à la résolution numérique, basée sur une méthode intégrale de frontière utilisant la formule de Green en deux dimensions, nous a permis de prendre en considération l'effet des encoches du stator.

En adoptant un modèle bidimensionnel et l'hypothèse d'une armature statorique lisse, cette dernière méthode conduit à une détermination rapide de la variation du couple en fonction des paramètres géométriques du type de structure étudié. En effet, l'hypothèse d'un stator lisse simplifie le contour sur lequel est appliquée la méthode des intégrales de frontières. Une seule intégrale est nécessaire dans ce cas, facilitant ainsi la résolution. La méthode utilisée pour ce modèle peut convenir pour un dimensionnement géométrique préalable d'une machine à aimants insérés. Elle peut convenir également pour le cas limite, c'est à dire pour une machine à aimants radiaux, disposés sur la surface d'un rotor sans fer interpolaire.

Chacune des méthodes proposées possède également l'avantage d'étudier séparément le couple d'interaction aimants-courants, le couple de réluctance inhérent à la présence du fer interpolaire ainsi que le couple de détente (pour la méthode semi-numérique tenant compte des encoches statoriques). Les trois méthodes ont conduit pratiquement aux mêmes dimensions optimales pour le prototype étudié.

Nous avons montré que lorsqu'un coût réduit est recherché pour l'ensemble convertisseur statique-machine à aimants insérés, une adaptation peut être obtenue par action sur l'ouverture relative du fer interpolaire et des aimants.

---

CHAPITRE V

COMPARAISON DE RESULTATS OBTENUS PAR  
DIFFERENTES METHODES

---

## V.1 INTRODUCTION

Au niveau des deux chapitres précédents, nous avons développé des modèles et des méthodes de calcul permettant un dimensionnement géométrique préalable de machines synchrones autopilotées à aimants insérés. Notre objectif est entre autres de rechercher un couple élevé à faible coût en minimisant plus particulièrement le volume des aimants rotoriques.

Pour l'induit des machines à aimants permanents, ces derniers se comportent comme des entrefers importants à cause de leur perméabilité voisine de celle du vide.

La méthode des équations intégrales de frontières, dans le cas où l'on s'intéresse à l'optimisation géométrique globale de machines à aimants permanents en régime non saturé, se trouve favorisée par cette augmentation de l'épaisseur magnétique de l'entrefers.

La solution analytique, développée au cours du chapitre III, offre un moyen efficace et rapide pour un dimensionnement géométrique préalable d'une machine synchrone à aimants insérés. Elle constitue une aide à la sélection des dimensions des aimants et de celles de la denture rotorique.

L'utilisation de méthodes basées sur le calcul numérique de champ pour les machines à aimants présente l'avantage de ne faire appel qu'à un minimum d'hypothèses de travail. Il existe actuellement de nombreux programmes où la procédure de résolution numérique a été systématisée comme DIFIMEDI [101] et FLUX2D [102].

Ces deux codes de calcul de champ en deux dimensions, que nous allons partiellement exploiter, sont destinés en principe à des ingénieurs qui cherchent un résultat cohérent avec la précision des mesures et l'utilisation finale de la grandeur étudiée. Ils admettent donc, comme nous l'avons admis au cours des chapitres précédents, que la plupart des machines privilégient une direction particulière d'établissement des champs et des courants.

En effet, en deux dimensions la représentation des lignes d'induction ou des équipotentielles permet de déceler une anomalie dans le résultat et de vérifier que les conditions de calcul ont été compatibles avec les hypothèses du modèle. Par contre, en trois dimensions, les représentations sont difficiles à exploiter [103].

Afin de comparer les résultats obtenus à l'aide des méthodes que nous avons développées avec ceux déterminés en utilisant les codes de calcul de champ cités ci-dessus, une

cohérence des hypothèses de départ est nécessaire. Cette comparaison est donc globalement effectuée pour les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses (modèle bidimensionnel et régime linéaire).

Les codes de calcul de champ, qui donnent en principe une bonne connaissance des valeurs de l'induction dans les diverses parties du circuit magnétique de la machine, demandent un temps de calcul très important pour effectuer une étude paramétrique. Nous nous sommes donc limité à représenter une caractéristique statique du couple ainsi que quelques distributions de l'induction radiale là où nous les avons utilisées pour calculer le couple à l'aide des méthodes traitées dans les deux précédents chapitres.

## V.2 PROTOTYPE EXPERIMENTAL

Les caractéristiques du prototype étudié, en dehors des dimensions des aimants, ont été données au niveau du second chapitre.

Pour la machine synchrone à aimants insérés réalisée, des points issus des mesures (à l'arrêt) de la caractéristique statique du couple ( $\Gamma$ ) en fonction de l'angle  $\delta$ , sont représentés tableau V.1 [91].

Ces mesures ont été déterminées pour un courant de 570 A par encoche (ce qui correspond à un courant par phase de 28 A). L'ouverture des aimants jointifs au fer rotoriques est de  $40^\circ$  mécanique.

$\Gamma$ (N.m)	17.6	21.4	28.2	23.4	16.2
$\delta$ (°électriques)	0	15	30	45	60

Tableau V.1: Points expérimentaux  $\Gamma(\delta)$  relevés à l'arrêt (à  $I = 3,11 I_n$ )

Pour ce moteur, l'angle  $\delta$  pour lequel le couple est optimal est de 30 degrés électriques [91].

La valeur du couple maximal pendant les temps  $T_a$  (Fig.II.2) est de 28,2 N.m pour un courant d'induit de 28 A ( $I = 3,11 I_n$ ). Le mode de refroidissement de la machine est par convection naturelle.

Chacun des 6 pôles de la machine est constitué de barreaux élémentaires disposés sur 3 méplats. Il est évident que ce type de réalisation et de montage ne peut être effectué sans introduire des entrefers entre ces différents barreaux.

### V.3 CHAMPS OBTENUS PAR DIFFERENTES METHODES

Pour des modèles bidimensionnels, en régime linéaire, nous comparons les inductions obtenues à l'aide des méthodes que nous avons proposées avec celles déterminées à partir des deux codes de calcul de champ.

Pour un dimensionnement géométrique d'une machine, comme nous l'avons précisé, c'est le couple qui est déterminant. Notre intérêt s'est donc axé sur la comparaison des inductions aux niveaux où le couple est calculé à partir des modèles et des méthodes que nous avons développées au chapitre III et ensuite exploitées au chapitre IV.

Nous allons nous limiter à la comparaison des inductions radiales créées par les aimants. Pour les méthodes développées aux chapitres précédents, cette comparaison est effectuée aux niveaux de la surface du stator (en  $r = r_a$ ) c'est à dire là où le couple a été calculé.

Pour la méthode semi-numérique du chapitre III où l'on tient compte de la denture statorique, le couple a été déterminé à la surface du rotor au-dessus des aimants (en  $r = r_o$ ). C'est à ce niveau que la distribution de l'induction radiale déterminée par cette méthode sera comparée à celle obtenue à l'aide de FLUX2D.

#### V.3.1 Distribution de l'induction radiale à la surface du stator

##### V.3.1.a: Utilisation du code DIFIMEDI

Le code DIFIMEDI [101] est un outil de calcul de champ en deux dimensions. Il permet l'étude des structures électromagnétiques. La variable d'étude est le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ .

La méthode de discrétisation de ce code est celle des différences finies avec une résolution directe du système d'équations [104]. L'algorithme de résolution est l'algorithme classique de triangularisation de Gauss.

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

Le code permet de tenir compte des différents types de conditions aux frontières. Toutefois les méthodes des différences finies ne s'adaptent pas très bien à la modélisation des systèmes de formes complexes et plus particulièrement quand il y a nécessité de prendre en compte les conditions d'interface [103].

Les Fig.V.1 représentent les lignes de champs issues de DIFIMEDI.

### V.3.1.b: Utilisation de FLUX2D

La méthode des éléments finis convient pour les géométries complexes. FLUX2D [102] est un logiciel de CAO pour l'électrotechnique et la thermique. C'est un outil d'analyse en deux dimensions des phénomènes électriques, magnétiques et thermiques par la méthode des éléments finis.

Comme pour le cas de DIFIMEDI, nous allons utiliser FLUX2D en régime non saturé. La Fig.V.3 représente les lignes de champ, créées par les aimants, obtenues à l'aide de FLUX2D (les encoches sont considérées rectangulaires comme pour la méthode développée aux chapitres III.2 et IV.3 afin d'effectuer une comparaison de certains résultats).

La Fig.V.4 représente pour des conditions données, l'état magnétique des différentes parties composant la structure du prototype étudié. Les zones les plus claires correspondent à des niveaux d'induction magnétique plus importants comme le montre le tableau relatif à cette figure.

### V.3.2 Distribution de l'induction radiale à la surface du rotor

Pour une comparaison cohérente entre les résultats obtenus à l'aide de la méthode développée au chapitre III.2. et ceux obtenus en utilisant FLUX2D, nous avons considéré, dans les deux cas, des encoches de section rectangulaire.

La Fig.V.5 représente, également pour 80% d'ouverture des aimants jointifs au fer, les distributions de l'induction radiale due aux aimants à la surface du rotor (en  $r = r_o$ ) obtenues à l'aide de FLUX2D ( bien que ce type de distribution soit facile à obtenir à l'aide de DIFIMEDI) et de la méthode semi-numérique développée au chapitre précédent (III.2.) en tenant compte de la présence des encoches.

## V.4 CARACTERISTIQUES DE COUPLE OBTENUES PAR LES DIFFERENTES METHODES: COMPARAISON

Les points expérimentaux, liés à la caractéristique du couple en fonction de  $\delta$ , sont déterminés, comme cela a été précisé, pour  $I = 3,11 I_n$  et pour 60 % d'ouverture pour les aimants.

A l'aide des méthodes développées aux chapitres précédents et du code de calcul DIFIMEDI, nous avons déterminé les caractéristiques du couple (statique) en fonction de  $\delta$  correspondant aux données de la machine synchrone à aimants insérés dont sont issus les points expérimentaux.

Afin d'effectuer une comparaison des différentes méthodes sous les mêmes conditions et les mêmes hypothèses, nous avons adopté pour l'utilisation du code DIFIMEDI un stator pratiquement lisse (Fig.V.1b). Il est évident que cette dernière considération avec l'hypothèse relative à la linéarité du modèle ne feraient que creuser l'écart entre les points théoriques et expérimentaux (il est à signaler que nous ne connaissons pas avec précision certaines données liées au prototype expérimental tel que la valeur réelle des Ampère-tours ainsi que celle de l'induction rémanente. Nous ne connaissons également pas les conditions et la précision des mesures).

La méthode classique pour ces codes consiste à calculer les différents couples pour plusieurs positions du rotor par rapport au stator, ce qui nécessite plusieurs solutions successives.

En utilisant DIFIMEDI, nous avons déterminé la caractéristique du couple (statique) en fonction de  $\delta$  du prototype étudié pour  $I = 3,11 I_n$  (Fig.V.6).

La Fig.V.7 représente, pour un courant nominal, les caractéristiques de couple en fonction de  $\delta$  calculées, dans le cas des aimants insérés pour un stator lisse, à l'aide de la méthode analytique et de la méthode semi-numérique exposées au chapitre III.

Les deux codes de calcul de champ, utilisés sous les mêmes conditions, donnent globalement la même répartition de l'induction radiale due aux aimants à la surface du stator.

En comparant les mêmes distributions déterminées à l'aide des deux codes de calcul de champ avec celles obtenues en utilisant les méthodes que nous avons développées au chapitre III en admettant un stator lisse, on constate une différence d'amplitude (Fig.V.8). Les amplitudes moyennes obtenues à l'aide des deux dernières méthodes sont plus importantes. Les formes obtenues pour les distributions des inductions radiales dues aux aimants, à la surface du stator, sont comparables (naturellement en dehors des effets dus à la présence des encoches statoriques qui sont mis en évidence par les deux codes de calcul du champ (Fig. V.8)).

La fig.V.5 montre la concordance des distributions à la surface du rotor (en  $r = r_0$ ) de l'induction radiale due aux aimants déterminée à l'aide de FLUX2D ou à l'aide de la méthode semi-numérique utilisant le modèle tenant compte de la présence des encoches statoriques. On observe toutefois que cette dernière méthode a introduit une surélévation de l'amplitude de près de 16% par rapport aux résultats issus de FLUX2D.

Dans le cas des aimants insérés et en admettant un stator lisse, la Fig.V.7 montre, pour un courant nominal, la concordance entre les caractéristiques du couple statique calculées à l'aide des méthodes analytique et semi-numérique du chapitre III.2.2. L'angle  $\delta$  pour lequel le couple est maximal est le même pour ces deux méthodes.

Pour  $3,11 I_n$ , la caractéristique du couple obtenue par la méthode analytique du Chapitre III. concorde aussi avec celle obtenue à l'aide de DIFIMEDI (Fig. V. 6).

---

L' écart entre les points théoriques (Fig. V.2) et les points expérimentaux peut provenir en particulier de la modélisation des aimants.

Mis à part la surélévation du couple due au fait d'avoir négliger l'effet de saturation ainsi qu'au fait d'avoir adopté des modèles bidimensionnels (effets d'extrémités négligés, flux de fuites des têtes de bobines négligés) et au fait que le coefficient de remplissage des conducteurs dans les encoches n'a pas été considéré, d'autres phénomènes liés à la modélisation des aimants participent à la surélévation du couple:

- le fait de placer les densités superficielles de courant sur les flancs des aimants peut être source d'une erreur significative;
- la non uniformité des blocs d'aimants; les flux de fuites entre les différents barreaux constituant les aimants (24 par pôle) ont pour effet de diminuer le flux utile donc le couple;
- nous avons considéré des aimants à aimantation radiale et à flancs radiaux. Cependant, les aimants performants (comme le Samarium-Cobalt) possèdent une direction d'aimantation privilégiée parallèle à leur axe et non pas radiale. Les flancs des aimants insérés dans le rotor du prototype expérimentale ne sont pas exactement radiaux. Ainsi la modélisation des aimants, utilisée au niveau du chapitre III, introduit des erreurs qu'il faut corriger.

Il serait intéressant de comparer les temps de calcul des différentes méthodes exploitées au niveau de ce chapitre (cas des aimants insérés).

Une comparaison des temps de calcul de la distribution des inductions ( tableau V.2) qui globalement donnent un aperçu sur les temps de calcul des autres caractéristiques, est effectuée:

Méthodes	semi-analytique (stator lisse)	semi-numérique (stator lisse)	semi-numérique (stator encoché)	numérique FLUX2D (stator encoché)	numérique DIFIMEDI (stator lisse)
temps de calcul	quasi-instantané	quelques secondes	36 mn pour pour 60 points	8 mn (*) 25 secondes	5 mn
Type de calculateur	Station SUN	HP 9000 ou Station SUN	HP 9000	Station SUN	PC

Tableau V.2: Comparaison des temps de calcul des différentes méthodes utilisées  
(exemple: Calcul de la distribution de l'induction)

- (\*) Dimension de la matrice 12027 lignes  
longueur moyenne de la ligne égale à 6 termes.

Des quatre méthodes du tableau V.2, la plus lente est la méthode semi-numérique où l'on tient compte de la présence des encoches statoriques ( prise en compte nécessaire pour calculer le couple de détente de la machine synchrone à aimants insérés). Cette dernière méthode a nécessité deux contours donc deux équations intégrales de frontières d'où pour une meilleure précision un nombre de segments élevé ce qui conduit à un temps de calcul appréciable. Toutefois, lors de l'utilisation de cette méthode afin de déterminer uniquement le couple de détente (courant d'induit nul, il n'est pas nécessaire dans ce cas), le temps de calcul se trouve réduit de 2/3 et ce avec un nombre d'éléments permettant d'avoir une bonne précision.

---

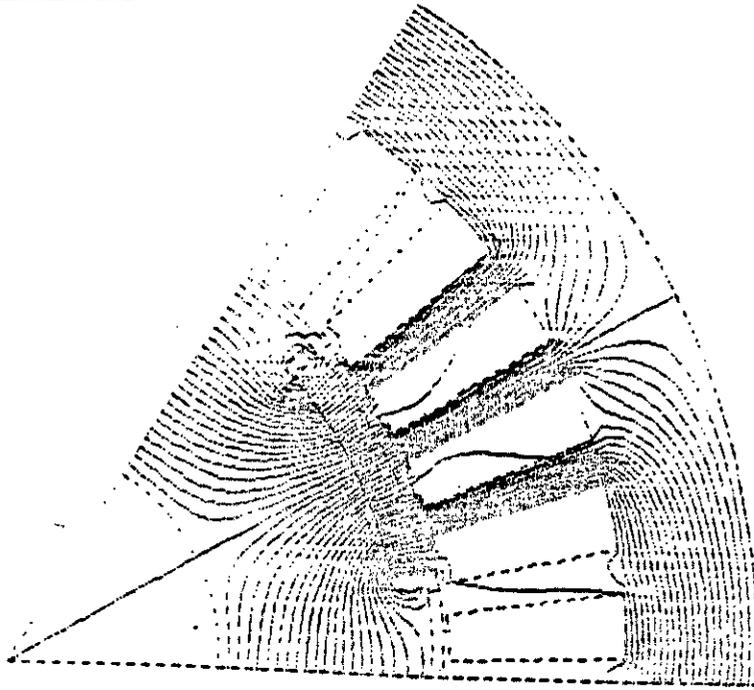


Fig. V.1a: Lignes de champ dues aux aimants [DIFIMEDI]; 60% d'ouverture pour les aimants jointifs au fer (représentation des encoches statoriques)

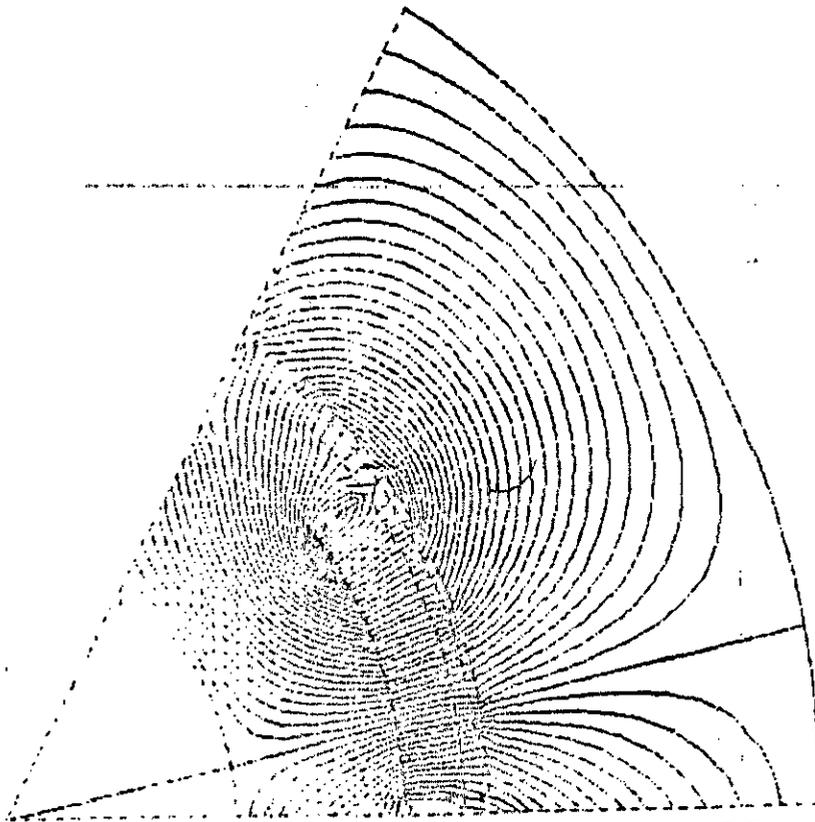


Fig. V.1b: Lignes de champ dues aux aimants et aux courants [DIFIMEDI] ( $\delta = 30^\circ$  élect. et  $I = 3,11 I_n$ ); 60% d'ouverture pour les aimants jointifs au fer (surface du stator pratiquement lisse)

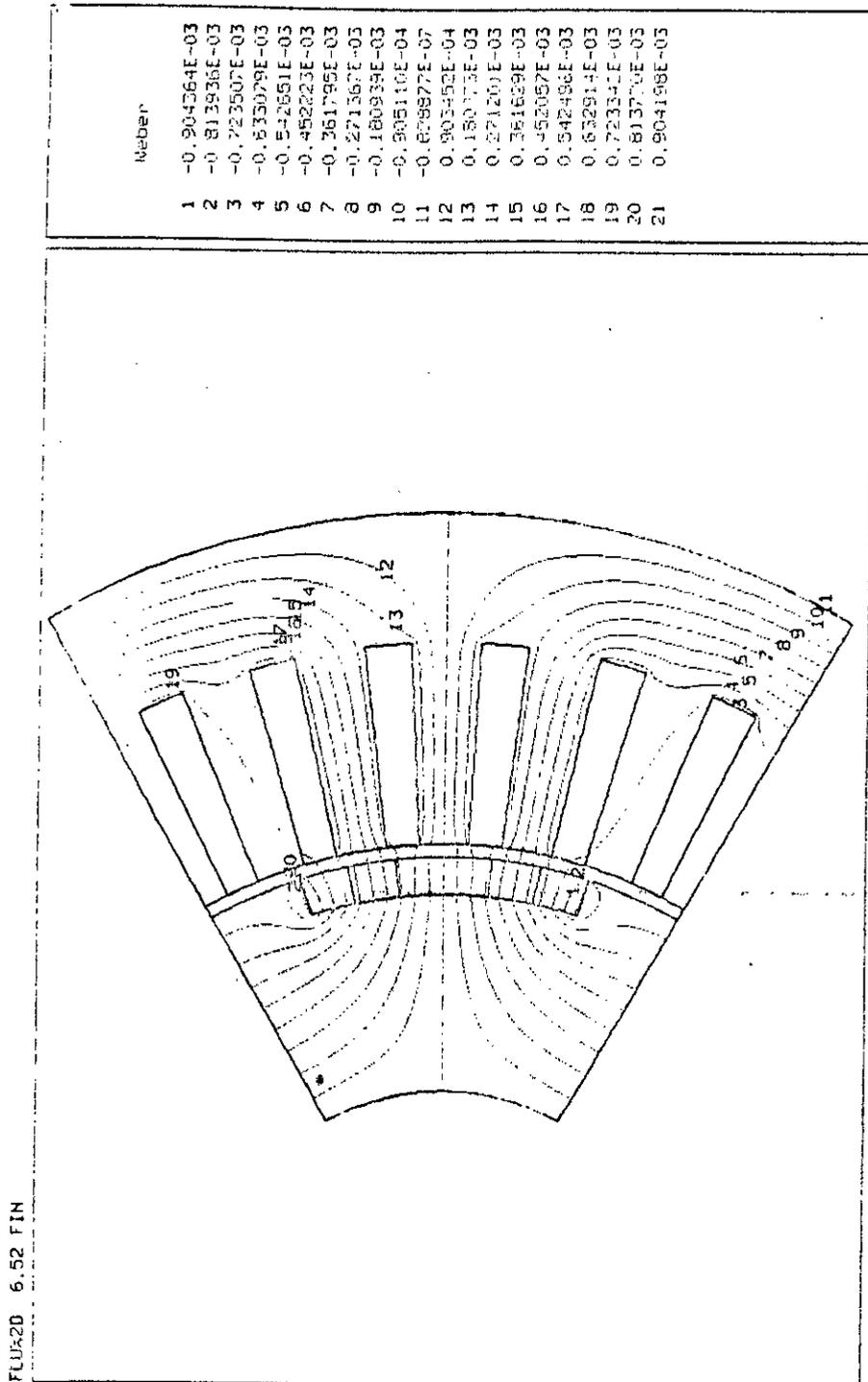
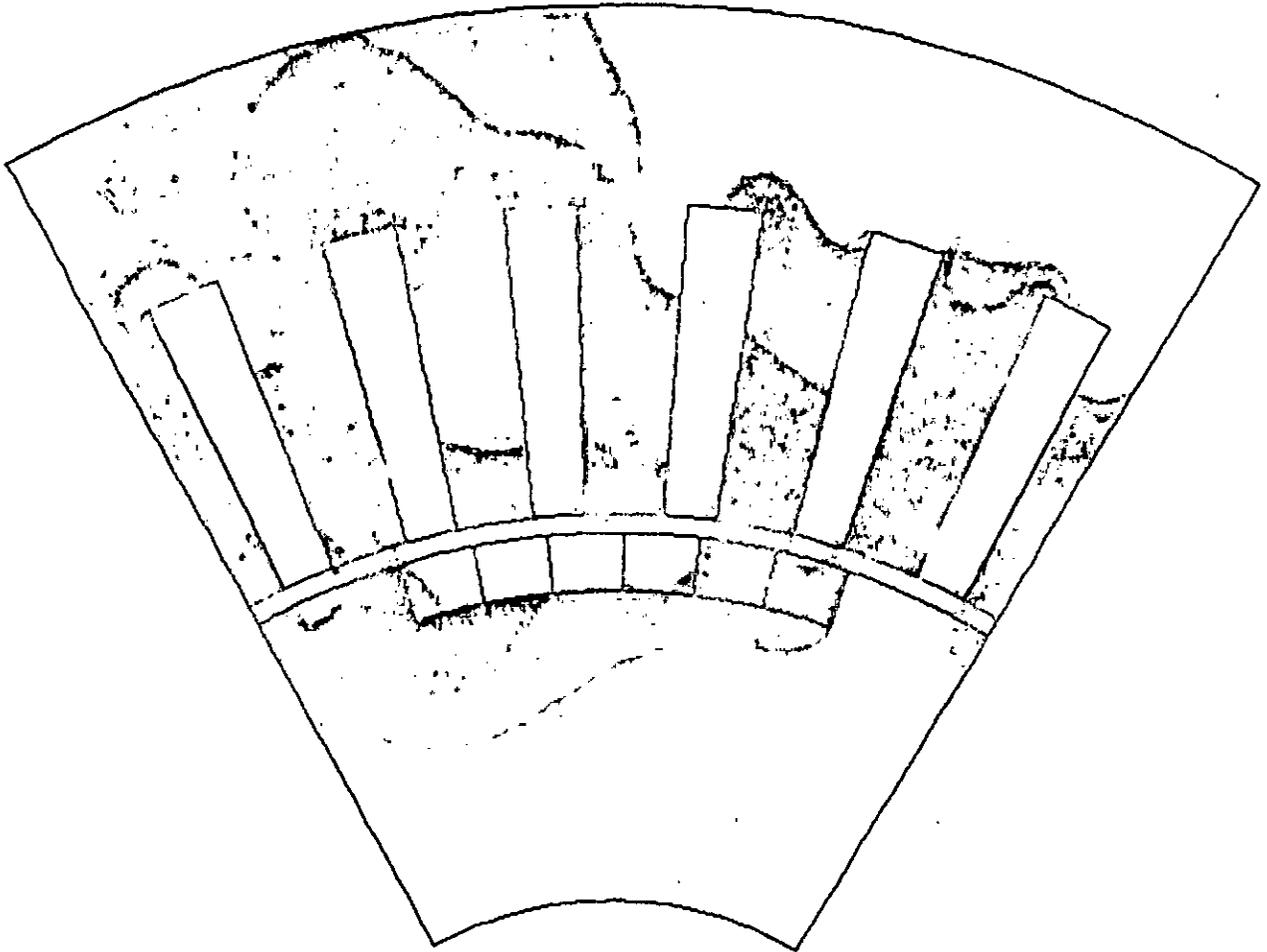


Fig.V.3: Lignes de champ dues aux aimants [FLUX2D]; 60% d'ouverture pour les aimants jointifs au fer (structure géométrique pratiquement réelle)



MENU		M
	Tesla	
	0.1221351	
	0.3658683	
	0.6096016	
	0.8533348	
	1.097068	
	1.340801	
	1.584534	
	1.828268	
	2.072001	

Fig.V.4: Exemple de répartition des niveaux d'induction magnétiques pour la structure étudiée ( $\delta = 0$ ;  $I = 3,11 I_n$ ; 60% d'ouverture des aimants jointifs au fer) [FLUX2D].

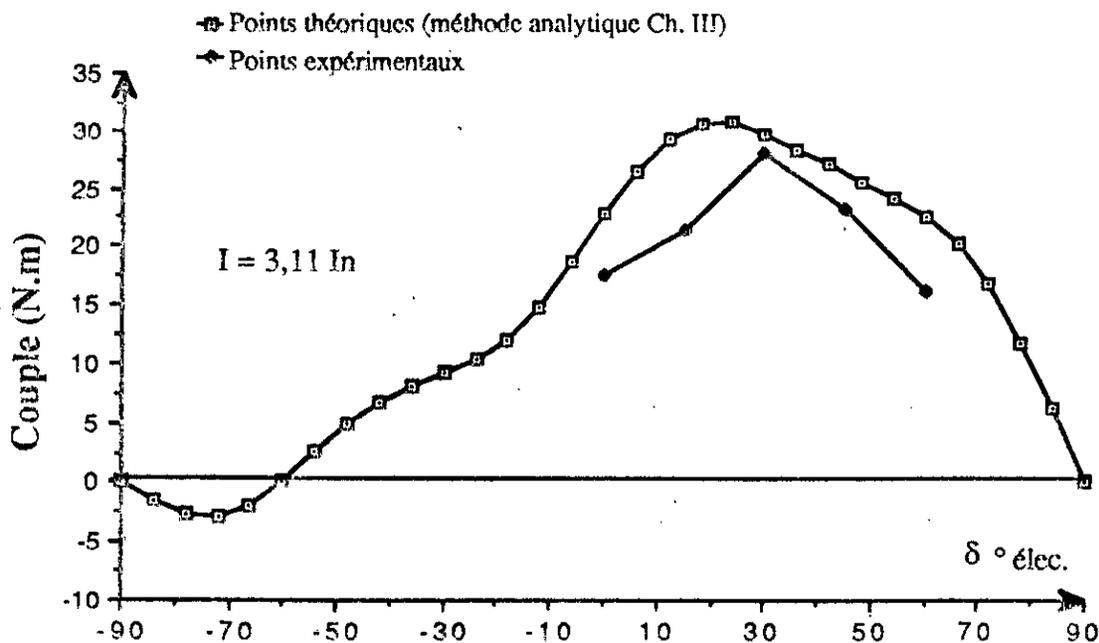


Fig. V.2: Couples déterminés analytiquement et points expérimentaux (60% d'ouverture des aimants jointifs au fer)

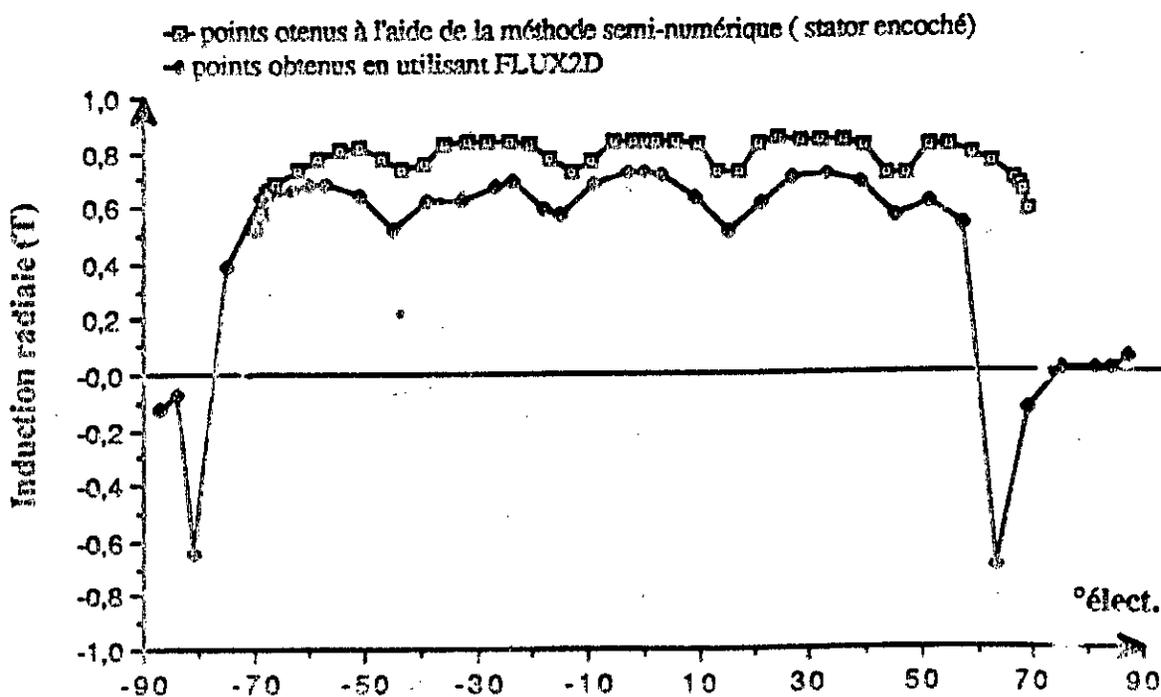


Fig. V.5: Distribution de l'induction radiale due aux aimants à la surface du rotor (en  $r=r_0$ ), pour 80 % d'ouverture des aimants jointifs au fer

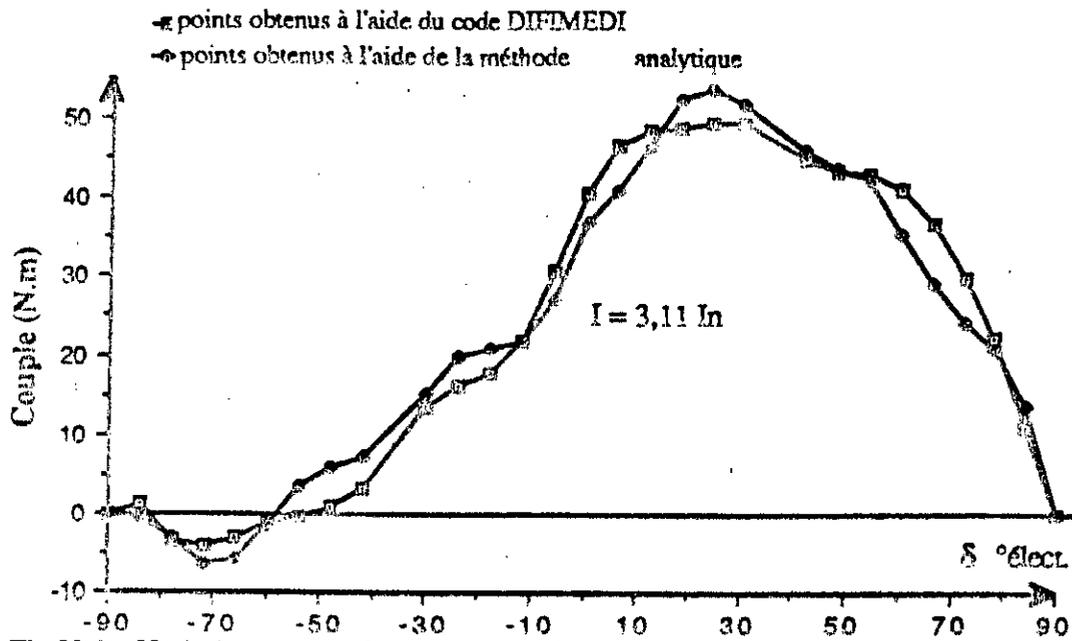


Fig.V.6a: Variation du couple dans le cas d'un stator lisse et des aimants insérés avec (60% d'ouverture pour les aimants jointifs au fer)

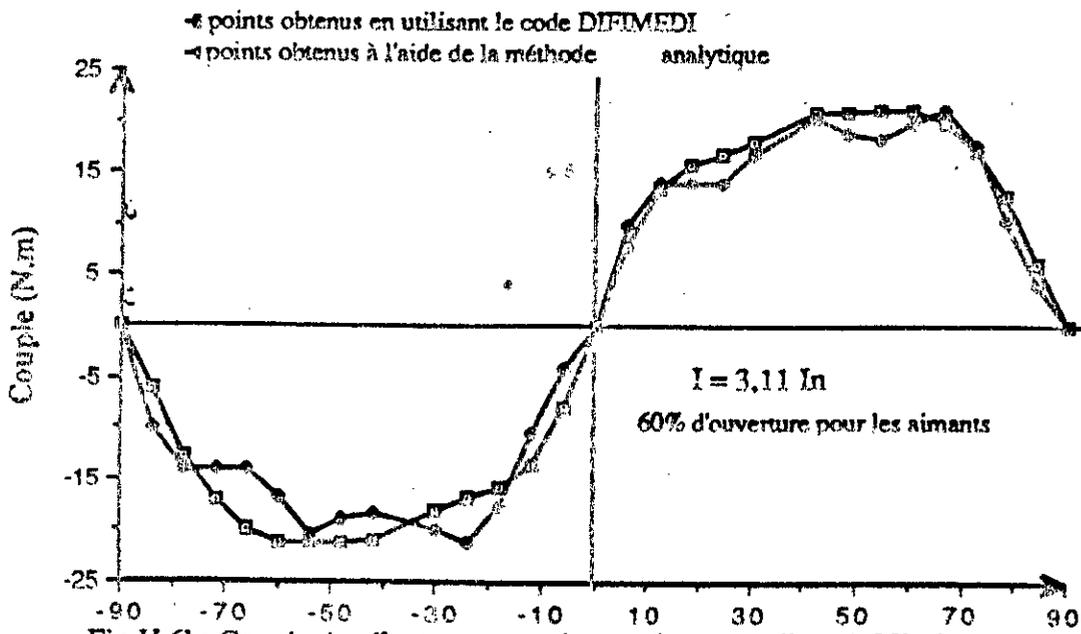


Fig.V.6b: Couple de réluctance pour le cas d'un stator lisse (40% d'ouverture pour le fer rotorique)

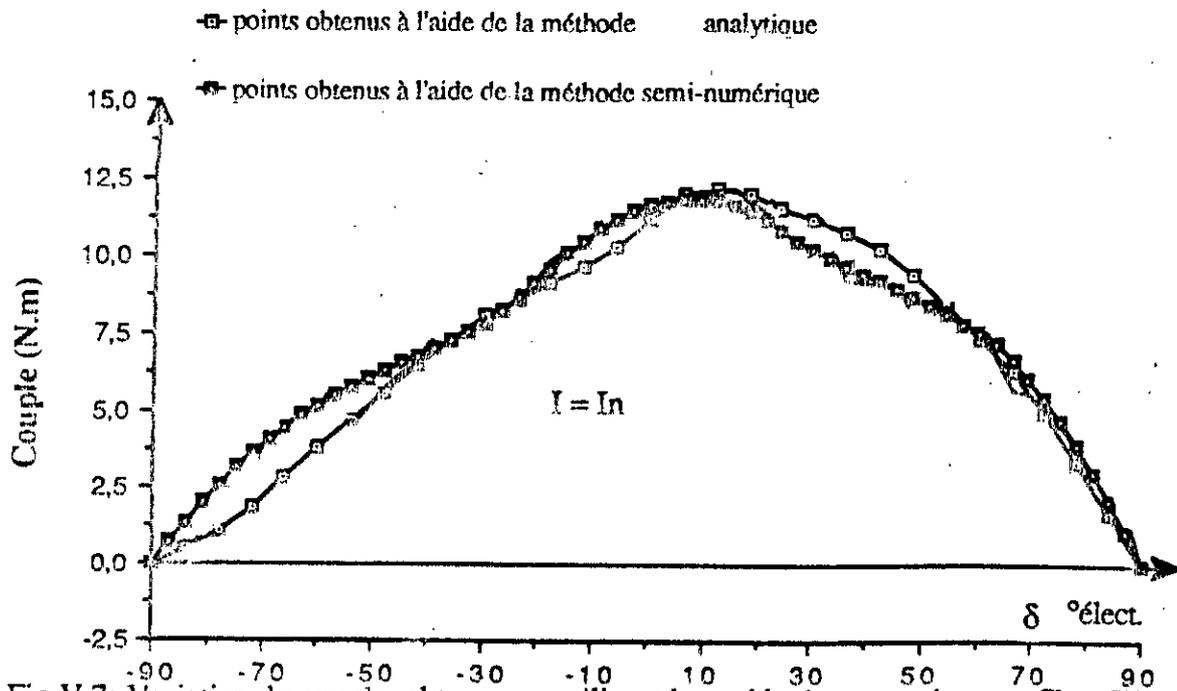


Fig.V.7: Variation du couple, obtenue en utilisant les méthodes exposées aux Chap.III et IV pour 60% d'ouverture des aimants jointifs au fer rotorique, à courant nominal stator lisse

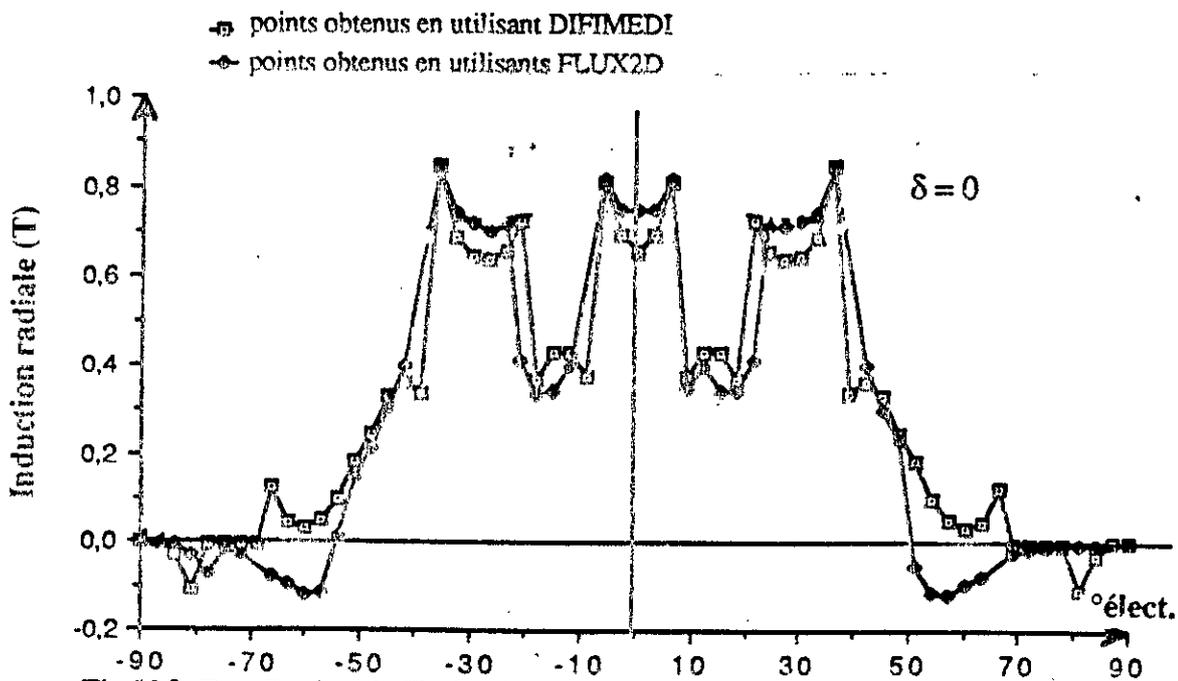


Fig.V.8: Distribution de l'induction radiale due aux aimants à la surface du stator (en  $r = r_a$ ) avec 60% d'ouverture des aimants jointifs au fer rotorique

## V.5 CONCLUSION

La méthode analytique et la méthode semi-numérique développées au chapitre III en admettant un stator lisse constituent des moyens très rapides pour le dimensionnement géométrique préalable de machines synchrones autopilotées à aimants insérés. Les résultats obtenus à l'aide de ces deux méthodes sont naturellement meilleurs en régime linéaire (courant nominal). Par contre dans le cas de surcharge, elles ont tendance à surestimer le couple.

La méthode des éléments finis, tenant compte de la distribution des enroulements et de la géométrie réelle ainsi que de la non-linéarité des différents matériaux constituant les armatures, permet en principe une détermination effective des caractéristiques de la machine. Cependant par rapport aux deux méthodes citées ci-dessus, le temps nécessaire pour effectuer un dimensionnement de la machine à aimants insérés en fonctionnement autopiloté serait plus important. L'avantage de ce type de méthode réside dans l'optimisation finale des dimensions de la machine.

Ainsi, pour le type de structure étudiée, il serait intéressant d'exploiter les avantages des différentes méthodes. On peut utiliser la méthode des éléments finis pour une optimisation finale après un dimensionnement effectué à l'aide de la méthode analytique ou de la méthode semi-numérique (modèles où le stator est supposé lisse).

---

CONCLUSION GENERALE

---

Le moteur synchrone autopiloté à aimants insérés permet un gain sur le couple d'autant plus appréciable que l'appel de courant est élevé et ce par rapport au moteur sans fer interpolaire de mêmes caractéristiques et pour une même ouverture des aimants.

Pour des applications où les phases d'accélération et de freinage font appel à des surcouples relativement importants et où une légère ondulation est tolérée, le moteur synchrone autopiloté à aimants insérés peut parfaitement convenir moyennant les dispositions nécessaires pour un refroidissement efficace.

Afin de dimensionner la structure géométrique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés, nous avons développé deux méthodes qui se complètent à partir de modèles d'étude bidimensionnels.

La première méthode est analytique tandis que la seconde utilise la résolution numérique d'équations intégrales de frontières. L'association d'une résolution analytique à cette résolution numérique convient pour étudier le cas des aimants non jointifs au fer interpolaire et le cas d'un rotor lisse. Une extension de cette deuxième méthode en tenant compte de la présence des encoches statoriques permet l'étude de la fluctuation du couple en fonction des paramètres géométriques.

Les méthodes que nous avons développées présentent également l'avantage d'analyser séparément l'influence des paramètres géométriques sur le couple d'interaction, sur le couple de réluctance ainsi que sur le couple de détente pour le modèle avec stator encoché.

Lorsqu'un coût réduit est recherché pour l'ensemble convertisseur-machine synchrone à aimants permanents insérés, nous avons montré qu'une adaptation peut être obtenue par action sur l'ouverture relative du fer et des aimants. Les méthodes, que nous avons utilisées, ont montré que l'influence de l'épaisseur des aimants, dans le cas d'une optimisation, est moins importante par rapport à l'ouverture relative du fer et des aimants (pour le prototype exploité, cette épaisseur optimale des aimants, obtenue à partir de la première ou de la seconde méthode, est voisine de 3 mm).

La méthode analytique et la méthode semi-numérique sous l'hypothèse d'un stator lisse sont rapides et efficaces pour un dimensionnement préalable de la machine synchrone à aimants insérés. Une introduction de facteurs de correction améliorera la précision des résultats qu'elles donnent par rapport aux mesures.

Certes, l'adoption d'un facteur d'inclinaison (au stator généralement ou au rotor) réduit les ondulations provoquées par le couple de détente, il requiert cependant une précision à l'exécution (coût plus élevé) et complique la fabrication du bobinage.

L'action sur l'ouverture relative du fer et des aimants constitue un moyen simple, économique et efficace pour minimiser le volume des aimants et réduire les ondulations liées à la structure géométrique elle-même.

Une fois les paramètres géométriques principaux choisis, une méthode d'éléments finis peut être utilisée afin de tenir compte du comportement électromagnétique effectif des tôles constituant les armatures.

Pour le prototype étudiée, l'ouverture relative optimale du fer et des aimants (jointifs) est voisine de 73,5%; l'épaisseur optimale des aimants est proche de 3 mm.

La méthode où une solution analytique correspondant aux aimants et aux courants dans un entrefer lisse est modifiée par une méthode numérique basée sur la formule de Green en deux dimensions, peut être étendue à des structures de machines synchrones à aimants de géométries différentes de celle que nous avons étudiée.

Les modèles et les méthodes que nous avons développés dans cette étude peuvent être modifiés de façon à tenir compte du fractionnement du volume aimanté sous forme de barreaux élémentaires.

---

## BIBLIOGRAPHIE

- 
- [1] S.LEICHTER "Étude de machines excitées par aimants ferrites et alimentées par convertisseurs statiques fonctionnant en commutation naturelle: Recherche de structures magnétiques optimales et analyse du comportement". Thèse de Docteur-Ingénieur- I.N.P.Toulouse 1980.
- [2] M.LAJOIE-MAZENC S.LEICHTER "Étude de machines synchrones à aimants alimentées par convertisseurs statiques fonctionnant en commutation naturelle". RGE. Mars 1981 n°3, pp. 201-208.
- [3] PRAGASEN PILLAY RAMU KRISHMAN "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 27, n°5, September/October 1991, pp. 986-996.
- [4] R.F. SCHIFERL and T.A. LIPO "Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 26, n°1, January/February 1990 pp. 115-123.
- [5] M.LABRAGA B.DAVAT M.LAJOIE-MAZENC "Un servomoteur à aimants permanents en ferrite pour entraînement direct". RGE. n°7 Juillet 1989, pp. 38-42.
- [6] C.HAGLON "Recherches de performances massiques et volumiques en vitesse variable". Revue Alstom n°9, 1987 pp. 53-60.
- [7] ABDESSETAR KAZDAGHLI, ADEL RAZEK et ETIENNE FAURE "Utilisation des aimants dans les machines à commutation électronique". RGE. Mai 1983 n°5 pp. 337-341.
- [8] P.BRISSENEAU L.BRUGEL A.KIENER D.LEBOUC J.P. YONNET "Nouvelles structures de moteurs à aimants permanents". RGE. Octobre 1984. n°10 pp. 632-641.
-

- 
- [9] ANDRESEN E-CH J.HEIL S.RUSSENSCHUCK "Influence of magnet configurations and dimensions on the power output of large synchronous machines with rare-earth magnet excitation". ICEM. Pisa Italy 12/14 September 1988, pp. 467-472.
- [10] T.M. JAHNS "Torque production in permanent-magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation". IEEE. Transaction on Industry Applications Vol. IA-20, n°4 July/August 1984 pp.803-813.
- [11] BIMAL. K. BOSE "A high performance inverter-fed drive system of interior permanent magnet synchronous machine". IEEE. Transaction on Industry Applications Vol. 24, n°6 November/December 1988, pp.987-997.
- [12] T. SEBASTAN G.R.SLEMON "Operating limits of inverter-driven permanent motors drives". IEEE. Transaction on Industry Applications Vol. IA-23, n°2, March/April 1987 pp. 327-333.
- [13] BURLEY C.SEMONES "Applications of high energy permanent magnet material to servomotors". Journal Applied Physics 57 (1). 15 April 1985 pp. 3817-3819.
- [14] T.M. JAHNS G.KLIMAN T.NEUMANN "Interior permanent magnet synchronous motor, for adjustable-speed drives". IEEE. Transaction on Industry Applications Vol. IA-22, n°4 July/August 1986 pp.738-747.
- [15] H.R.BOLTON Y.D.LIU N.M.MALLISON "Investigation into a class of brushless DC motor with quasi-square voltages and currents". IEE. Proc. Vol. 133, Pt B, n°2, March 1986 pp.103-111.
- [16] ROY.S COLBY F.W. NOVOTNY "An efficiency-optimizing permanent magnet synchronous motor drive". IEEE. Transactions on Industry Applications Vol.24 n°3, May/June 1988 pp.462-469.
-

- 
- [17] Th.CANON J.Ph.CONARD "*Une méthode de commande numérique d'un actionneur synchrone à aimants terre rare*". RGE. n°7 Juillet 1989 pp. 29-32.
- [18] G.AKOUN "*Etude d'un alternateur à aimants permanents pour automobile*". Thèse de Docteur-Ingénieur I.N.P.Grenoble 1986.
- [19] M.A.RAHMAN "*Permanent magnet synchronous motors. A review of state of design art*". ICEM. 1982 PM/4 pp. 312-319.
- [20] B.LAPORTE C.BRENGER and P.MANFE "*Optimization of a permanent magnets synchronous machine owning windings in the air-gap. Presentation of a prototype*". ICEM 13/15 August 1990 Cambridge U.S.A.. Vol.3, pp. 1095-1099.
- [21] F.PARIOU et ADEL RAZEK "*Modélisation des machines synchrones autopilotées en considérant la saturation magnétique*". RGE. Avril 1985 n°4 pp. 293-299.
- [22] M.A.RAHMAN G.R.SLEMON "*Promizing applications of Nd-Bore-Iron magnets in electrical machines (invited)*". IEEE. Transactions on Magnetics Vol. MAG-21, n°5 September 1985 pp. 1712-1716.
- [23] P.BRISSENEAU "*Matériaux magnétiques pour l'électrotechnique*". Cours I.N.P.Grenoble 1984.
- [24] J.DHERS "*Moteurs électriques: une extension rapide de leur domaine d'utilisation*". RGE. Mars 1987 n°3 pp. 9-10.
- [25] P.BRISSENEAU "*Les aimants à base de terre-rares: Très performants mais coûteux*". RGE. Mars 1987 n°3 pp. 21-27.
- [26] F.M. SARGOS "*Rapport scientifique sur le thème machines synchrones*". ENSEM (I.N.P.Lorraine) Mai 1984.
- γ [27] R.IBTIOUENE "*Introduction aux structures des machines synchrones à aimants permanents*". Rapport bibliographique interne.GREEN (ENSEM), Mai 1989.
-

- 
- [28] B. LAPORTE P. MANFE "*Machines à aimants: de la conception aux prototypes*". Firtech Univerdustrie 91, Nancy 23-24 Mai 1991, pp. 173-187.
- [29] D.E. HESMONDHALGH "*Slotless construction for smal synchronous motors using SmCo magnets*". IEE. Proc. Vol. 129, Pt.B, n°5, Sept. 1982 pp. 251-262.
- [30] S.A. NASAR and C.CHEN "*Single phase tabular permanent magnet linear alternator*". Electric Machines and Power Systems 1988 pp. 83-94.
- [31] NADY ROULES "*Two-dimentional field analysis of cylindrical machines with permanent magnet excitation*". IEEE. Transactions on Industry Applications Vol. IA-20, n°5 September/October 1987 pp. 327-333.
- [32] P. MATHIEU "*Contribution à l'étude et à la conception de machines à aimants permanents destinées à la réalisation de servomoteurs à commutation electronique de puissance massique élevée*". Thèse de Docteur-Ingénieur I.N.P.Toulouse 1983.
- [33] L.PARALIEU "*Conception, réalisation et essais de machines synchrones à aimants utilisables dans des groupes motopompes immergés*". Thèse de Docteur-Ingénieur I.N.P.Toulouse 1983.
- [34] A.SITZIA B.I.CHALMERS "*Brushless DC motors with stotless stator*". Symposium on Electrical Drives. Cagliari, Italy 1987 pp. 81-84.
- [35] J.LUCIDARME C.RIOUX J.POUILLANGE "*Moteurs discoïdes à réluctance variable et à aimants permanents: des couples spécifiques élevés à faibles vitesses*". RGE. n°3 Mars 1987 pp. 48-52.
-

- 
- [36] B. LAPORTE M. CHABANE R. IBTIOUENE "Couple de détente d'une machine synchrone à aimants insérés dans le fer rotorique". Eleventh IASTED International Conference. Modeling, Identification and Control. February 10-12, 1992 Innsbruck Austria. pp. 435-438.
- [37] B. LAPORTE, F. HUANG "Enroulements spécifique pour un moteur linéaire asynchrone" Modelling and Simulation of Electrical Machines. IMACS, 1988 pp.303-313.
- [38] R. IBTIOUENE M. CHABANE B. LAPORTE "Étude d'un moteur synchrone autopiloté à aimants insérés". Firelec Toulouse 7-8 Avril 1992.
- [39] HUANG FANG "Étude des problèmes d'électrotechnique par la méthode des intégrales de frontière". Thèse de Doctorat de l'INPLorraine 14 Mars 1988.
- [40] M. CHABANE "Utilisation d'une méthode intégrale pour l'étude et l'optimisation de machines asynchrones à rotors massifs". Thèse de Doctorat de l'INPLorraine Juillet 1989.
- [41] B. LAPORTE R. IBTIOUENE M. CHABANE "Recherche des performances optimales pour une machine synchrone à aimants insérés". Revue de physique Appliquée. Octobre 1992 pp.1904-1918.
- [42] B. LAPORTE R. IBTIOUENE M. CHABANE "Optimisation géométrique d'une machine synchrone à aimants insérés". Accepté par le comité de rédaction de la RGE après avis favorable de ses experts le 06 Octobre 1992 (article programmé pour un prochain numéro).
- [43] B. LAPORTE R. IBTIOUENE M. CHABANE "Torque analysis of Inset Permanent magnets synchronous Motors" International Workshop on Electric and Magnetic Fields. Liege - Belgium. Sept. 28-29-30 1992. pp. 75.1 - 75.5.
- [44] E. DURAND "Magnétostatique". MASSON et Cie, Editeurs - 1968.
-

- 
- [45] A.REZZOUG "*Machine synchrone à plots ferromagnétiques aimantés à saturation par une bobine supraconductrice. Aspects théoriques et expérimentaux*" Thèse de Doctorat ès-Sciences INPLorraine Sept. 1987.
- [46] G.O'MAHONEY "*ferromagnétisme et diamagnétisme expliqués par les courants moléculaires*". RGE. Mars 1985 n°3 pp. 215-221.
- [47] G.NICOUD " *Matériaux aimants permanents pour l'électrotechnique*". RGE. Mars 1981 n°3 pp.157-158.
- [48] V.S. RAMSDEN H.T. NGUYEN "*Brushless DC motors using NdFeB permanent magnets*". Electric Energy Conference 1987 Adelaïde 6-9 October 1987 pp. 22-27.
- [49] *Manuel Technique des aimants permanents*. Edition SEMAS, Janvier 1967, DOC STO80.
- [50] V.B. HONSINGER "*The field and parameters of interior type AC permanent magnet machine*". IEEE. Transactions on Industry Applications and Systems Vol. PAS-101 n°4, April 1982 pp. 867-876.
- [51] B.J. CHALMERS S.K. DEVGAN "*Assesment of high field permanent magnet rotors by measurement of flux distribution in air*", ICEM. Pise Italy 12-14 September 1988 pp. 77-80.
- [52] R. RUBET "*Les moteurs pas à pas à aimants permanents*". RGE. Avril 1985 n°4 pp. 293-299.
- [53] G.LACROUX "*Evolution des moteurs à courant continu à aimants permanents*". RGE. Mars 1981 n°3 pp. 159-166.
- [54] K.J.BINNS M.A. JABBAR W.R. BARNARD "*Computation of the magnetic field of permanent magnets in iron core*" Proc.IEE. Vol.122 n°12 Dec. 1975. pp. 1277-1281.
- [55] DIETMARB WEINMANN "*Applications of NdFeB-Magnets in motors*". SEE Grenoble Juin 1990 pp. S3-1-10.
-

- 
- [56] M.K.JENKINS D.HOWE "Potential opportunities for new classes of rare-earth permanent magnets in electrical machines". SEE Juin 1990 Grenoble pp. S5. 1-8.
- [57] G.R. SLEMON "Steady-states analysis of permanent magnet synchronous motor drive with current source inverter". IEEE. Transactions on Industry Applications Vol. IA-19 n°2 March/April 1983. pp. 190-197.
- [58] M.MAILFERT "Introduction à une étude globale des convertisseurs électromécaniques". Cours D.E.A. ENSEM-I.N.P.Lorraine 1990.
- [59] WOLFGANG.JAFFE "More 'teeth for toothless motor: Neodymium magnets open new application areas to toothless-stator brushless motors by increasing torque capacity and reducing inertia". Machine Design n°8 August 1986 pp.18-20.
- [60] BENH CARLISLE "Rare-earth motors shed their exotic image". Machine-Design n°1 January . 23 1986 pp. 20-26.
- [61] C.BERENGER "Contribution à l'étude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents et à enroulements dans l'entrefer". Thèse de Doctorat de l'I.N.P.Lorraine Décembre 1989.
- [62] *Permanent magnet and their applications*- Parker and Studders- John Wiley and Sons, Inc- New-york. London- 1962.
- [63] GUERAUD A. POUILLANGE J.P. CREMET G. "Évolution des performances et nouvelles applications des machines à aimants permanents". SEE Grenoble Juin 1990 pp.S3 1-5.
- [64] M.LAJOIE-MAZENC P.MATHIEU B.DAVAT "Utilisation des aimants permanents dans les machines à commande électrique". RGE. Octobre 1984 n°10 pp.605-612.
-

- 
- [65] N WAVRE "Evolution de la conception et des applications du moteur synchrone auto-commuté" 3<sup>ème</sup> journées d'étude sur les moteurs pas à pas ENSEM (INPLorraine) 13/14 Juin 1984 pp. 1-25.
- [66] K.J.BINNS C.P.RILEY M.NONG "The efficient evaluation of torque and field gradient in permanent magnet machines with small air-gap". IEEE. Transactions on Magnetics Vol. MAS-21, n°6 November 1985 pp. 2435-2438.
- [67] B.J.CHALMERS "Performance of high-field permanent magnet synchronous motor for variable frequency operation". IEE. Proc. Vol. 132, Pt.B, n°3 May 1985 pp. 117-124.
- [68] K.J.BINNS CHABAN F.B. "The relative merits of rare-earth permanent magnet materials of use in the excitation of permanent magnet machines". ICEM. Pise Italy 12/14 September 1988 pp. 463-466.
- [69] B.LAPORTE C.BERENGER P.MANFE "Machine synchrone autopilotée à aimants permanents et enroulements dans l'entrefer". SEE Grenoble Juin 1990 pp. S5 1-6.
- [70] R.IBTIOUENE "Étude des principaux paramètres relatifs aux machines synchrones à aimants permanents". 11<sup>èmes</sup> JTEA '91, Février 1991, Tunis -Tunisie.
- [71] G.SOUQUES "New configuration for high-field permanent magnet synchronous machine". ICEM. Pise Italy 12/14 Sept. 1988 pp: 1-15.
- [72] B.NO Garede D.HOTTOIS M.LAJOIE-MAZENC "Aimants permanents et induit sans encoches: la solution pour les puissances élevées à basse vitesse?". SEE Grenoble Juin 1990, pp.S3 1-7.
- [73] M. MAILFERT "ferromagnétisme et aimants permanents". Cours D.E.A. ENSEM (I.N.P.Lorraine) 1990.
-

- 
- [74] R.CARLSON M.LAJOIE-MAZENC J.C.FAGUNDES "Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless dc machines". IEEE. Transactions on Industry Applications Society Annual Meeting October 7-12 1990 Seattle U.S.A. pp. 287-292.
- [75] R.CARLSON M.LAJOIE-MAZENC "A synthesis of torque ripple problem and solutions in electronically commutated permanent magnet synchronous machines". SM 100 International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines Zurich 27/29 August 1991, Part 3, pp. 1077-1082.
- [76] A. WESHTA "Design considerations and performance of brushless permanent magnet servo motors". Conference Record of the 1988. IEEE.-IAS Annual Meeting pp. 469-475.
- [77] J.C. SABONNADIÈRE "Conception des machines électriques: La modélisation facilite l'optimisation". RGE. Mars 1987 n°3, pp. 11-20.
- [78] J. ARTHUR WAGNER "Numerical analysis of cogging torque in brushless dc motor". IEEE. Industry Applications Society Conference Record 1975 pp.669-674.
- [79] M.LERAIL "Ondulations de couple sur les machines auto-synchrones". SEE. Grenoble Juin 1990. pp. S5 1-9.
- [80] E.CHANDRESEN J.XIE "Slot induced torque pulsations in permanent magnet synchronous motors". SM 100 International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines Zurich 27/29 August 1991, Part 3, pp. 1066-1070.
- [81] R.BELMANS R.PATERNOSTER A.VANDENBROUCK W.GEYSEN K.J.BINNS "Influence of the use of NdFe<sub>3</sub> in permanent magnet motors". Symposium on Electrical Drives. Cagliari, Italy 1987 pp. 71-75.
-

- 
- [82] M.SAGAWA, S.FUJIMURA, N.TOGAWA H.YAMAMOTO and Y.MATSUURA "New material for permanent magnets on a base of Nd and Fe (invited)". J.Appl.Phys. 55 (6), 15 March 1984 pp. 2083-2087.
- [83] H.LE HUY R.PERRET R.FEUILLET "Minimization of torque ripple in brushless dc motor drives". Conference Record of the 1985 IEEE.-IAS Annual Meeting pp. 790-797.
- [84] JAIME DE LA REE and N.BOULES "Torque production in permanent magnet synchronous motors". IEEE. Transactions on Industry Applications Society Conference Record October 1987 pp. 15-20.
- [85] R.CARLSON "Une méthode analytique pour le calcul du couple de détente dans les machines à aimants". SEE Grenoble Juin 1990 pp. S5 1-4.
- [86] B. LAPORTE R. IRTIOUENE M. CHABANE "Torque study of an Inset Permanent Magnets Motor with rectangular currents feeding". International Conference on Electrical Drives and Power Electronics. Sept. 14-16, 1992. Kosice Czech and Slovak Federal Republic pp. 472-478.
- [87] N.A. DEMERDASH R.H.MILLER T.W.NEHL B.P.OVERTON C.J.FORD "Comparaison between features and performance characteristics of fifteen HP SmCo and ferrite based brushless DC motors operated by same power conditioner". IEEE. Transactions on Power Apparatus and Systems Vol. PAS-102, n°1, January 1983 pp. 104-112.
- [88] GOSDEN D.F. "Permanent magnet motor performance characteristics". ICEM. Pise Italy 1988 pp. 65-70.
- [89] MARCO. G.B. VENTURINI "Design and realisation of a 60 kW, 12000 R.P.M test brushless servomotor based on neomax 35 NdFeB magnets". ICEM. Pise Italy 12/14 September 1988 pp. 215-220.
-

- 
- [90] H.BUYSE M.COMPERE B.KACZMAREK "Les entraînements à vitesse variable, facteurs d'économie d'énergie". Rapport U.C. Louvain pp. 1-14.
- [91] Documentation technique ref.586.TS/a 4.90. Leroy Somer. 16.015 Angoulême Cedex.
- [92] M.LAJOIE-MAZENC "L'alimentation et la commande des machines synchrones". Journées du Club EEA Electrotechnique Toulouse 14-15 Mars 1991 pp. 1-29.
- [93] M.KANT "Machines autopilotées à aimants permanents - Corrélation entre caractéristiques électromécaniques et formes du champ" Congrès SEE Juin 1990 Grenoble. pp. S5/5 1-7.
- [94] M.JUFER "Évolution des moteurs synchrones: du moteur pas à pas au moteur synchrone auto-commuté". RGE. n°7 Juillet 1989 pp. 13-18.
- [95] C.BERENGER B.LAPORTE "Machine synchrone à aimants permanents et à enroulements dans l'entrefer". Congrès SEE Nancy 17/18 Juin 1987. pp. 41-49.
- [96] P.VIAROUGE M.LAJOIE-MAZENC "Alimentation des moteurs synchrones" Technique de l'Ingénieur. D3630.
- [97] B.LAPORTE R.IBTIOUENE M.CHABANE "Adaptation d'un moteur synchrone à aimants insérés au fonctionnement synchrone autopiloté". 7<sup>ème</sup> Colloque International sur les moteurs pas à pas. Nancy. INPL 3-4 Juillet 1992 pp. 204-211.
- [98] B.LAPORTE "Contribution à l'alimentation optimale des moteurs linéaires à induction". Thèse de Doctorat d'Etat Es-Sciences. 13 Novembre 1978 INPLorraine.
- [99] C.A. BREBBIA "The boundary element method for engineers". - Pentech-Press, Plymouth 1980.
-

- 
- [100] TOUZHU LI and GORDON SLEMON "*Reduction of cogging torque in permanent magnet motors*". IEEE. Transactions on Magnetics, Vol. 24, n°6, November 1988, pp. 2901-2903.
- [101] M.LAJOIE-MAZENC J.HECTOR J.FAUCHER "*Notice d'utilisation de DIFIMEDI*". LEEI (INPT), 2 rue Charles Camichel 31071 Toulouse Cedex.
- [102] *FLUX2D* Magsoft Corporation Cedrat SA. - INPG -LEG Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) Version 6.52 1991.
- [103] J.C SABONNADIÈRE "*Méthodes de calcul numérique en électrotechnique - Application aux machines électriques*". RGE. n°10 Octobre 1982 pp. 645-657.
- [104] B.DAVAT M.LAJOIE-MAZENC J.HECTOR J.FAUCHER "*Procédé d'analyse des systèmes électromagnétiques avec courants de Foucault: programme DIFIMEDI*". R.G.E. Octobre 1982 n°10 pp. 658-661.
-

- [100] TOUZHU LI and GORDON SLEMON "*Reduction of cogging torque in permanent magnet motors*". IEEE. Transactions on Magnetics, Vol. 24, n°6, November 1988, pp. 2901-2903.
- [101] M.LAJOIE-MAZENC J.HECTOR J.FAUCHER "*Notice d'utilisation de DIFIMEDI*". LEEI (INPT), 2 rue Charles Camichel 31071 Toulouse Cedex.
- [102] *FLUX2D* Magsoft Corporation Cedrat SA. - INPG -LEG Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) Version 6.52 1991.
- [103] J.C SABONNADIÈRE "*Méthodes de calcul numérique en électrotechnique - Application aux machines électriques*". R.G.E. n°10 Octobre 1982 pp. 645-657.
- [104] B.DAVAT M.LAJOIE-MAZENC J.HECTOR J.FAUCHER "*Procédé d'analyse des systèmes électromagnétiques avec courants de Foucault: programme DIFIMEDI*". R.G.E. Octobre 1982 n°10 pp. 658-661.
-

---

**Mots-clés:**

Moteur synchrone- Aimants permanents- Aimants insérés-  
Fonctionnement autopiloté- Dimensionnement électromagnétique- Calcul  
de champ.

**Résumé:**

Le coût relativement élevé des aimants modernes incite à en minimiser la taille tout en conservant des performances acceptables pour la machine. D'autre part, la machine doit être adaptée à son alimentation. Dans cette optique, nous avons développé des modèles d'étude permettant de déterminer l'influence des paramètres géométriques d'un moteur synchrone autopiloté à aimants insérés dans l'armature rotorique (le cas limite d'un rotor lisse ainsi que le couple de détente sont également étudiés). Les méthodes proposées constituent une contribution à la définition des paramètres optimaux.

**Key-words:**

Brushless dc Motors- Inset Permanent Magnets- Electromagnetic  
Dimensioning- field Calculations.

**Abstract:**

The high cost of new performing permanent magnets leads to minimize their size while conserving acceptable performances for the machine. In the other hand, the motor must be adapted at the supply. In this perspective, we have developped models of study which permit to determine the influence of the structure parameters of an electronically commutated brushless dc motor with inset permanent magnets (the limite case of the toothless rotor and the cogging torque are also studied). The propose methods contribute to a previous dimensioning of such a structure.