

وزارة التربية الوطنية  
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Etude d'une machine  
Synchrone autopilotée  
à aimants permanents

Proposé par :

R. IBTIOUENE  
H. MAAZI

Etudié par :

M. ABID  
K. BOUGHRARA

Dirigé par

R. IBTIOUENE  
H. MAAZI

PROMOTION

JUIN 1994

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية  
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

## Etude d'une machine Synchrone autopilotée à aimants permanents

Proposé par :

R. IBTIOUENE  
H. MAAZI

Etudié par :

M. ABID  
K. BOUGHRARA

Dirigé par

R. IBTIOUENE  
H. MAAZI

PROMOTION

JUIN 1994

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

*A ma famille;*

*A mes ami(s).*

Mustapha

Kamel

REMERCIEMENTS

Nous exprimons notre profonde gratitude à Messieurs Abdelhamid MAAZI et Rachid IBTIOURNE pour les efforts qu'ils ont fournis pendant la durée de ce travail, et nous les remercions pour toutes les connaissances que nous avons acquises.

Nous remercions également tous ceux qui ont apporté leur contribution à notre formation.

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAP.I: FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE.	3
I.1.Introduction.	3
I.2.Type d'alimentation.	3
I.3.Machine synchrone autopilotée alimentée en courant.	4
I.4.Machine synchrone autopilotée alimentée en tension.	5
I.5.Capteur de position.	6
I.6.Fonctionnement autopilotée.	7
I.7.Conclusion.	10
CHAP.II: MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS.	11
II.1.Introduction.	11
II.2.Aimants utilisés dans les machines électriques.	12
II.3.Structures des inducteurs des machines à aimants.	15
II.4.Prototype étudié.	19
II.5.Conclusion.	20
CHAP.III: MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE A AIMANTS.	21
III.1.Introduction.	21
III.2.Fonctionnement en mode synchrone autopiloté.	21
III.3.Commutateur de courant et onduleur de tension contrôlé en courant.	22
III.4.Moteurs synchrones auto-commutés et moteurs à courants continus sans collecteurs.	24
III.5.Alimentation et fonctionnement synchrone autopiloté du moteur étudié.	26
III.6.Conclusion.	26

CHAP. IV: DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DE LA STRUCTURE ETUDIEE	29
IV.1. Introduction.	29
IV.2. Représentation des aimants.	29
IV.3. Représentation des courants statoriques.	32
IV.4. Modèle d'étude et calcul des champs.	33
IV.5. Détermination des performances et optimisation du couple volumique.	48
IV.6. Conclusion.	59
CHAP. V: COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS PAR DIFFERENTES METHODES.	60
V.1. Introduction.	60
V.2. Champs obtenus par la méthode analytique et le code de calcul de champ DIFIMEDI.	61
V.3. Couples électromagnétique développés.	62
V.4. Influence des pièces polaires.	63
V.5. Conclusion.	65
CONCLUSION GENERALE.	71

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## *INTRODUCTION GENERALE*

## ***INTRODUCTION GENERALE :***

L'apparition d'aimants permanents et le développement des composants électronique de puissance ont provoqué un intérêt grandissant pour leur utilisation dans les machines synchrones autopilotées [1,2].

On peut les utiliser notamment lorsque l'on recherche un couple massique élevé dans des procédés à vitesse variables [3].

Plusieurs structures d'inducteurs pour machines synchrones à aimants sont envisageables. Cette diversité porte beaucoup plus sur la disposition des aimants au niveau du rotor ainsi que sur leur association ou pas avec des pièces polaires [2,4].

Ainsi pour la plupart des applications, on recherche une adaptation réciproque et judicieuse des convertisseurs statiques et des machines, dans le but d'obtenir un couple élevé, avec de faibles ondulations, et facile à contrôler, comme dans le cas des machines à courant continu.

Nous proposons, dans ce travail l'optimisation des paramètres rotoriques d'une structure déterminée de machine à aimants permanents.

Pour ce faire, le calcul de la répartition du champ dans la machine s'avère nécessaire. Un modèle bidimensionnel a été choisi pour répondre à cette exigence.

Au niveau de notre travail, on s'intéresse à la machine à aimants azimutaux à rotor lisse en fonctionnement synchrone autopiloté.

Notre objectif est d'effectuer un dimensionnement géométrique. le critère adopté est celui d'un couple volumique élevé tout en cherchant une meilleure adaptation en fonctionnement synchrone autopiloté.



- Dans le premier chapitre, nous présentons la machine synchrone autopilotée.

- Au deuxième chapitre, nous nous intéresserons aux matériaux à aimants permanents. Nous aborderons aussi les différentes structures d'inducteurs de machines synchrones à aimants.

- Dans le troisième chapitre, nous exposons les différents types de machines synchrones à aimants, ainsi que leurs alimentations les plus appropriées.

- Au quatrième chapitre, nous développons, un modèle d'étude bidimensionnel, utilisant des solutions analytiques, qui permet le dimensionnement préalable de la machine étudiée selon l'objectif fixé. Comme nous suggérons l'utilisation d'autres structures plus performantes que celle que nous avons étudiée en gardant le même sens d'aimantation.

- Le cinquième et dernier chapitre sera consacré à une comparaison entre les résultats obtenus à l'aide de la méthode développée et ceux calculés en utilisant le code numérique [DIFIMEDI]. Nous présentons également la structure à laquelle nous joignons des pièces polaires et nous la comparons avec la structure sans pièces polaires (SPP).

CHAPITRE.I.

*MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE*

### I.1. INTRODUCTION:

La machine synchrone autopilotée est un dispositif à vitesse variable. La fréquence de l'alimentation délivrée par le convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation. Cet asservissement est assuré par un capteur de position.

### I.2. TYPE D'ALIMENTATION:

Les structures des convertisseurs découlent de la nature des générateurs et des récepteurs qui leurs sont associés. Ils sont qualifiés "directs" s'ils ne font pas appel à un étage intermédiaire "indirect" dans le cas contraire.

L'alimentation par convertisseur indirect permet de réaliser dans le cas de la machine synchrone autopilotée, une alimentation en courant ou une alimentation en tension.

L'utilisation du côté de la machine d'un onduleur autonome de tension à transistors s'est avéré particulièrement performante grâce à l'aptitude des transistors à être commandés à la fermeture et à l'ouverture avec des temps de commutation et d'extinction réduites [5,6].

L'onduleur fonctionne en commutation forcée, et fournit des créneaux de tension aux phases de la machine. Ainsi si l'on désire imposer le couple dans une certaine gamme de vitesse, il faut lier la tension appliquée à la fréquence d'alimentation. De plus, comme un dipôle tension ne peut être associé qu'à un dipôle courant, la machine doit présenter de grandes inductances de fuites. Pour les fortes puissances, on préfère utiliser une alimentation en courant. On utilise alors un pont de Graetz triphasé à thyristors. Ces dernières plus aptes à commuter des courants de forte intensités qui sont imposés à la machine sous forme de créneaux.

I.3.MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTEE ALIMENTÉE EN COURANT (fig.I.1):

Le convertisseur de fréquence est composé de deux ponts de Graëtz triphasés à thyristors, reliés par un circuit intermédiaire à courant continu comprenant une inductance de lissage. Le premier pont (côté réseau) fonctionne en redresseur et délivre l'énergie active au circuit intermédiaire à courant continu. Le deuxième pont (côté machine) joue le rôle d'un commutateur de courant et opère en onduleur assisté. Ce pont commute le courant continu d'une phase à l'autre et crée ainsi un système de courants triphasés à fréquence variable, de forme rectangulaire et de largeur égale à 120 degrés électrique.

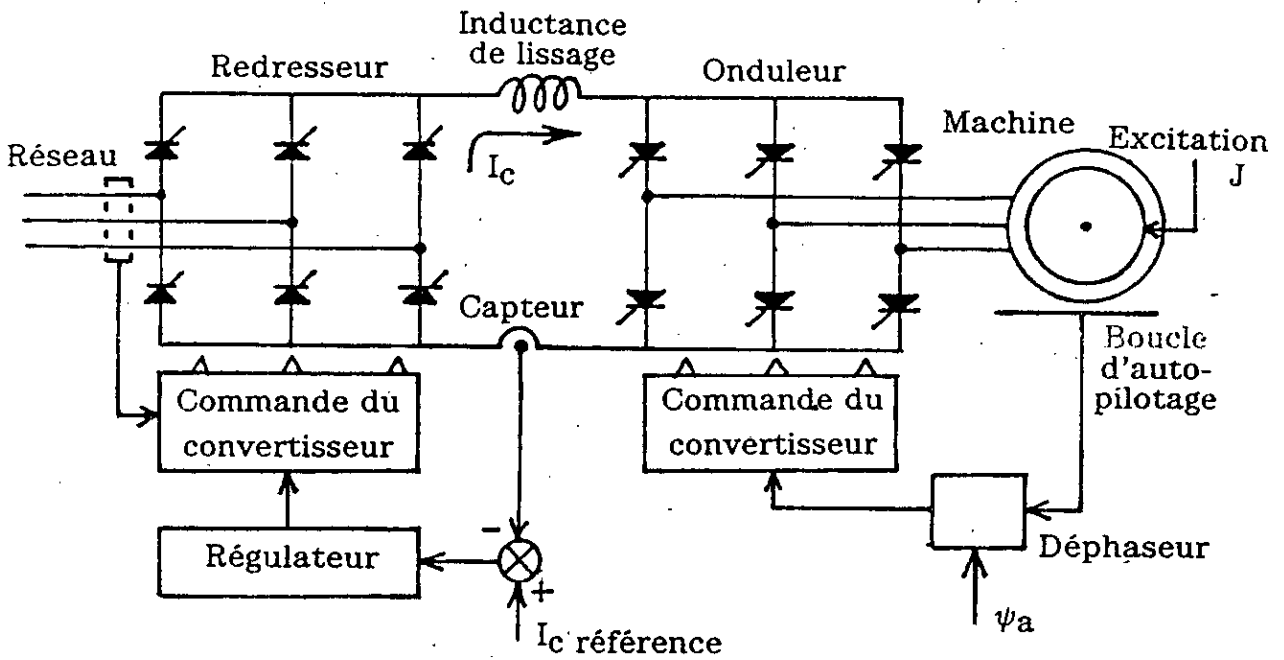


fig.I.1: Machine synchrone alimentée par commutateur de courant [4].

1.4.MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTER EN TENSION  
(fig.1.2):

L'alimentation est assurée par une source de tension. Les interrupteurs bidirectionnels appliquent cette tension aux bornes de la machine de manière séquentielle, en fonction de la commande élaborée à partir de la détection de la position du rotor. Dans le cas d'une machine à f.e.m sinusoïdale, il est possible d'obtenir un couple constant, en imposant des courants sinusoïdaux dans les phases du stator. Pour travailler à courant minimum pour un couple donné, il est nécessaire de fixer le déphasage f.e.m - courant [7].

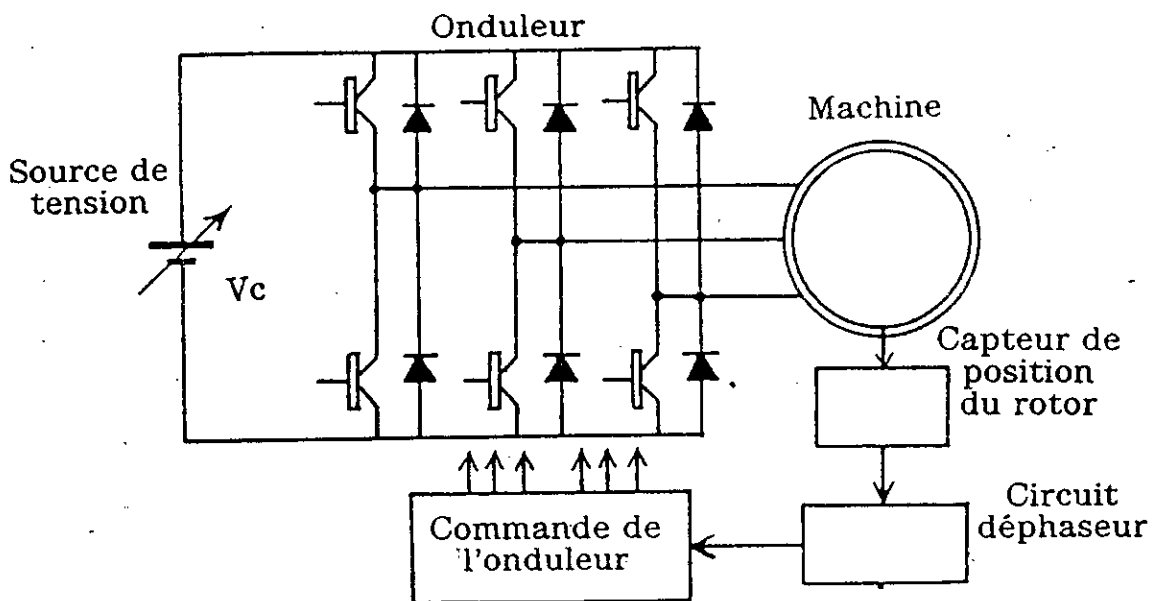


fig.1.2: Machine synchrone alimentée par onduleur de tension [4].

I.5.CAPTEUR DE POSITION:

Il existe deux types de capteur pouvant réaliser l'autopilotage de la machine synchrone:

- Le capteur de tension.
- le capteur de position.

Le capteur de tension permet la synchronisation du champ tournant statorique avec les tensions de la machine pour un déphasage, entre tension et courant fixe, mais il ne réalise pas un contrôle direct en couple puisque, le déphasage entre le courant et la f.e.m n'est plus maîtrisé.

Le capteur de position permet de détecter à tout instant la position du rotor et d'élaborer les ordres de commande de l'onduleur avec un déphasage entre courant et f.e.m réglable. Il peut être réalisé de plusieurs manières:

- Le capteur optique (fig.I.3) constitue l'un des capteurs le plus simple et le plus économique. De plus, il présente l'avantage de pouvoir contrôler l'angle  $\psi$  [8].

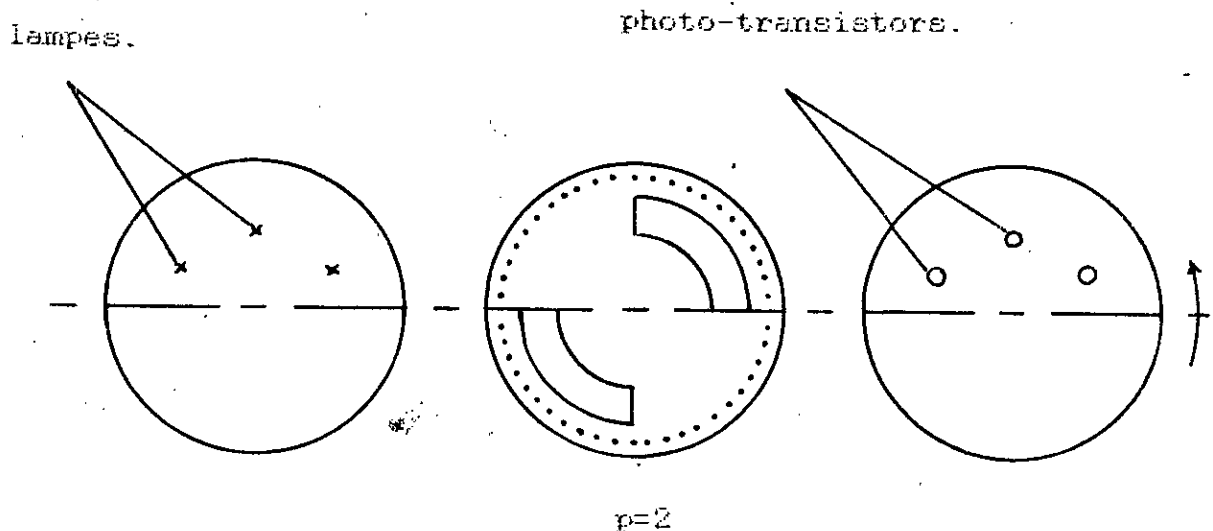


fig.I.3. Le capteur de position optique.

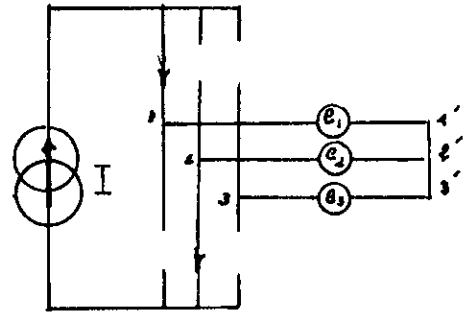
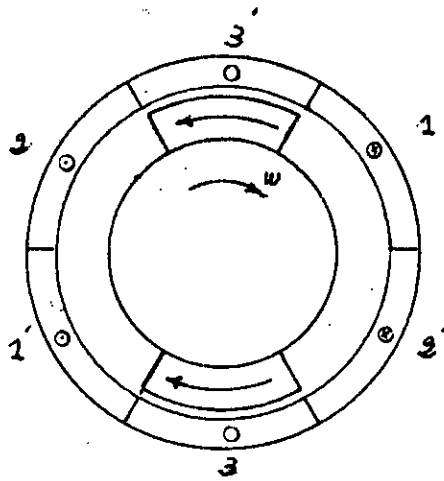
### I.6. FONCTIONNEMENT AUTOPILOTEE:

pour mieux expliquer ce fonctionnement, nous considérons le cas simple d'une machine bipolaire (fig.I.4), nous supposons un fonctionnement en régime permanent, avec une alimentation à courant continu parfaitement lissé.

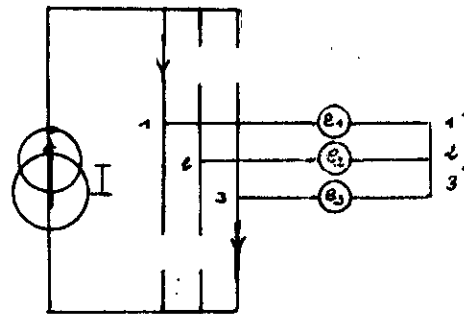
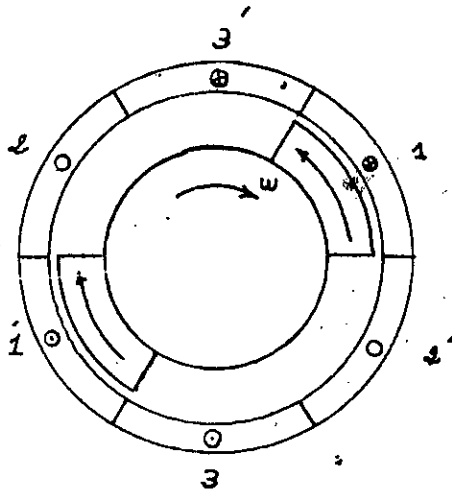
Le capteur de position assure l'aiguillage convenable du courant dans les phases de la machine. Ce qui permet d'avoir le système de courants triphases déjà cité qui crée à son tour un champ tournant dans l'entrefer et, par conséquent, un couple moteur. Un tour complet du flux tournant nécessite six étapes.

La (fig.I.4) montre les états des interrupteurs (thyristors), en indiquant à la fois les phases alimentées, et la position du rotor. Chaque séquence dure  $\pi/3$ . la description faite, jusqu'ici, correspond au mode de commutation naturelle et la commutation entre deux semi-conducteurs est supposée instantanée.

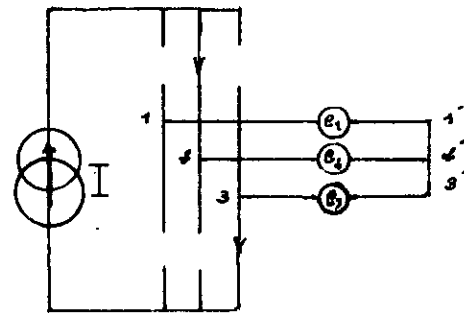
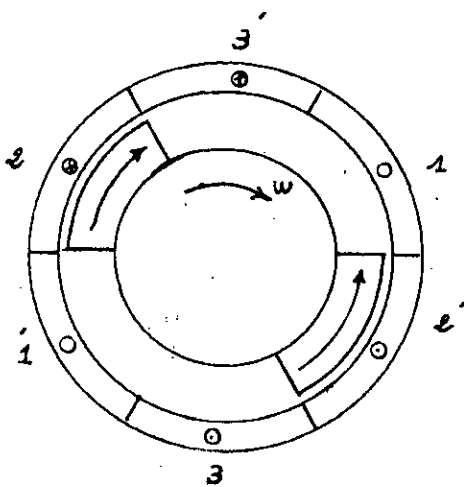
Ce fonctionnement n'est possible qu'à partir d'un niveau de vitesse suffisant ( $>10\% \Omega_n$ ).



Etape .1.

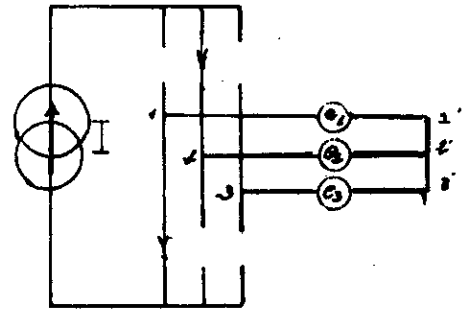
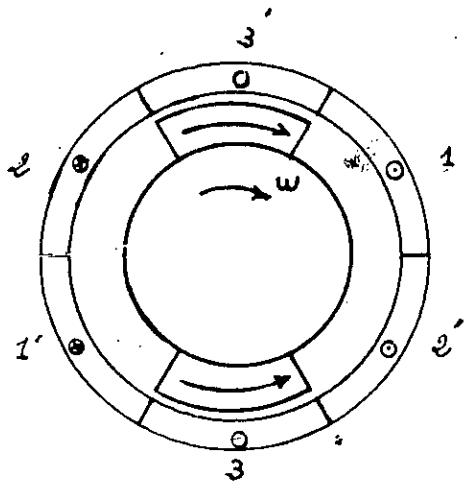


Etape.2.

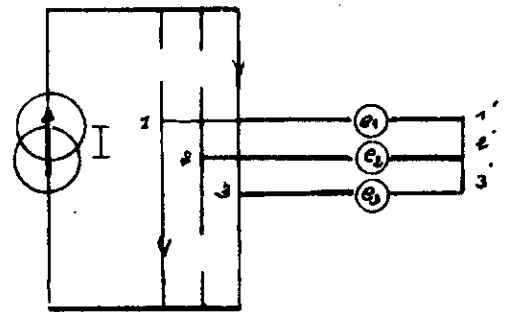
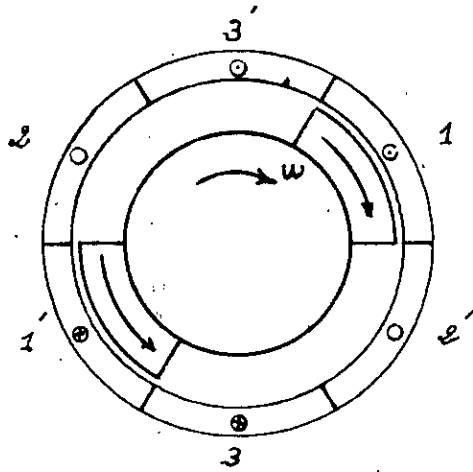


Etape.3.

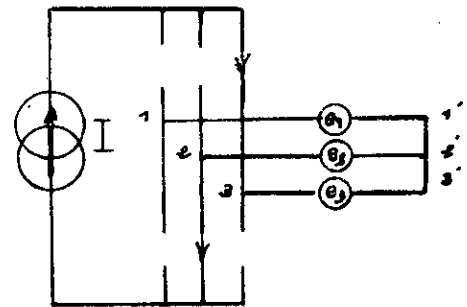
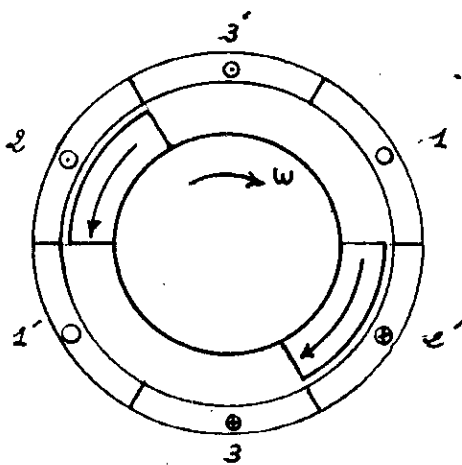




Etape.4.



Etape.5.



Etape.6.

fig.I.4: Fonctionnement d'un moteur synchrone autopiloté.

### I.7. CONCLUSION:

L'ensemble convertisseur machine synchrone dans le cas d'une alimentation en courant se comporte à de nombreux points vue, comme un moteur à courant continu. Elle perd toute tendance à l'oscillation et au décrochage.

En plus de leur avantages sur les machine à courant continu, les machines autopilotées à aimants présentent :

Un couple volumique élevé, une maintenance réduite et une absence de pertes Joules inducteur. C'est à ce type d'association, machine synchrone à aimants alimentée par des créneaux de courant et en fonctionnement autopiloté, qui sera traiter au second chapitre, où nous présentons les généralités sur les machines synchrones à aimants.

CHAPITRE.II.

*MACHINES SYNCHRONES  
A AIMANTS PERMANENTS*

## II.1. INTRODUCTION:

L'aimant permanent conserve son état d'aimantation même en présence d'un environnement défavorable, dans lequel se manifestent de nombreux champs antagonistes qu'on qualifie de démagnétisants [2,10,11,12].

En ce qui concerne les aimants, quelques remarques doivent être formulées:

- plus le produit  $(-BH)_{max}$  est élevé, plus la puissance de sortie pour un volume donné sera importante [13].

- plus l'induction rémanente est élevée, plus le couple développé par la machine synchrone autopilotée à aimants permanents sera important.

- plus le champ coercitif ( $H_c$ ) est élevé, meilleur est le comportement des aimants vis à vis du champ de réaction d'induit.

- plus faible est la conductivité électrique de l'aimant, plus faibles seront les pertes par courants de Foucault.

De plus, les aimants permanents permettent en générale d'atteindre des températures supérieures à celles tolérées par les bobines (avec une exception toutefois pour les aimants du type Fer-Neodyme-Bore(140 degre C) [2,10]).

Dans ce chapitre, nous présentons quelques structures de machines excitées par des aimants. Nous présentons particulièrement celles où l'aimantation est azimutale qu'elles soient associées ou non avec des pièces polaires.

## II.2. AIMANTS UTILISES DANS LES MACHINES ELECTRIQUES:

Les points représentatifs de l'état d'un matériau pour aimants se situe dans le deuxième quadrant du diagramme B(H) (fig.II.1).

Les matériaux pour aimants sont généralement classés en trois familles:

- Les ferrites.
- Les alliages à base de fer.
- Les alliages à base de terre rares.

### II.2.1.Ferrites:

Ces matériaux sont actuellement les plus utilisés dans le monde. Les raisons de ce succès sont:

- Le matériau est bon marché.
- Les matières premières ne sont ni rares ni stratégiques.

Les ferrites possèdent une induction rémanente faible, toutefois leur champ coercitif élevé leur confère une certaine stabilité à la démagnétisation.

Les ferrites sont généralement utilisées là où le critère de la puissance volumique n'est pas prépondérant [14].

### II.2.2.Terres-rares:

Les aimants à base de terres-rares (Samarium-Cobalt, Fer-Néodyme-Bore) présentent des caractéristiques d'aimantation meilleurs et des champs coercitifs beaucoup plus importants que les ferrites (fig.II.2).

Toutefois, le Samarium-Cobalt est quelque peu handicapé par un prix supérieur à 2000 F/kg [1993], tandis que le Fer-Neodyme-Bore, que l'on annonce peu onéreux, voit sa température limitée à 140 degré C (alors qu'on a 350 degré C pour le RECOMA 28,  $S_{82}CO_{17}$ ). A l'inverse des ferrites, leur application se retrouve là où le critère de puissance volumique est prépondérant [11].

Les aimants du type Fer Neodyme Bore détiennent le record actuel du produit d'énergie  $(-BH)_{MAX}$  à température ambiante [10].

### II.2.3. LES AIMANTS METALLIQUES:

Il existe de nombreux aimants du type métalliques (Aluminium, Nickel, Cobalt), mais seuls les ALNICO sont retenus pour des applications dans les machines électriques [2,10].

Ces alliages sont caractérisés par une induction rémanente élevée (fig.II.2), mais toutefois présentent un champ coercitif relativement faible comparé à celui des ferrites et des alliages à base de terre-rare ce qui les empêche d'être utilisés dans les machines ayant de grand entrefer.

Les faibles variations de l'aimantation des ALNICO avec la température est avantageuse et donne un volume d'aimant plus réduit par rapport aux ferrites [10].

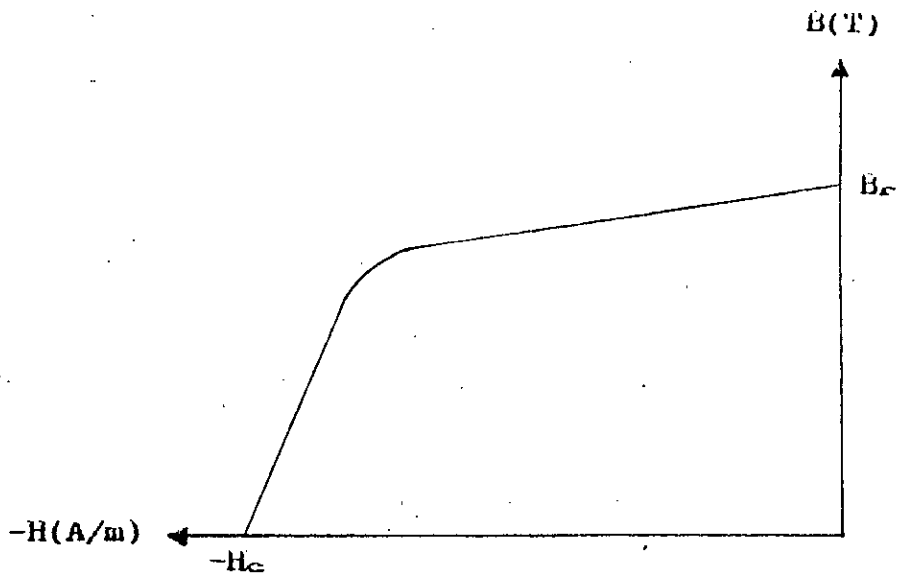


fig.II.1: Courbe de désaimantation d'un aimant.

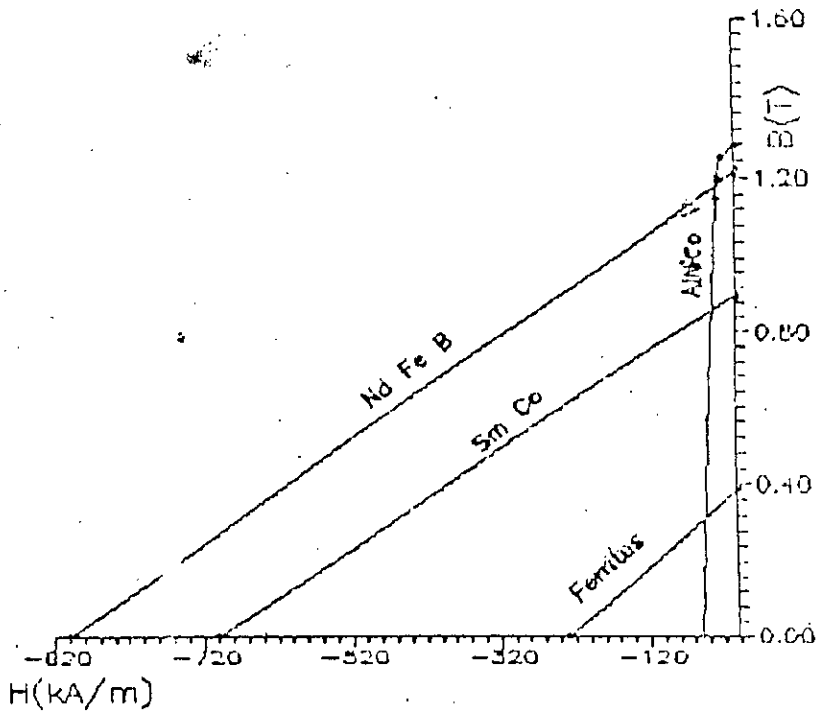


fig.II.2: Courbe de désaimantation des différentes nuances d'aimants [20].

### II.3. Structure des inducteurs des machines à aimants:

Comme les inducteurs bobinés, les inducteurs à aimants sont à pôles lisses ou à pôles saillants. Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables [2,16].

#### II.3.1. Inducteurs à pôles lisses:

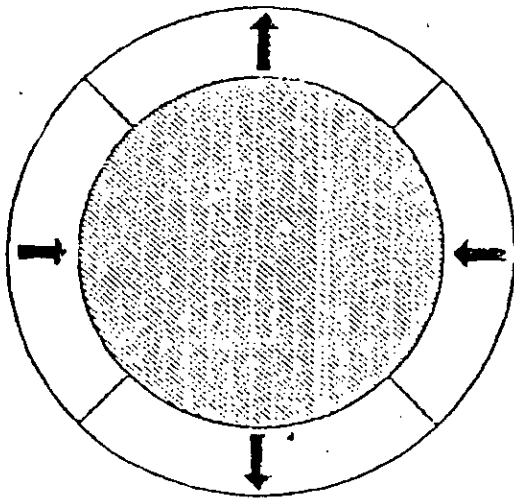
Une couronne d'aimants en forme de "tuile", dont les sens d'aimantations sont orientés en vue de constituer les pôles, est généralement plaquée contre un noyau magnétique par un dispositif de fixation amagnétique fretté.

Pour tirer le meilleur parti des aimants, on a intérêt à les doter d'une aimantation radiale au niveau des pôles (fig.II.3,a) et azimutale entre deux pôles (fig.II.3,b).

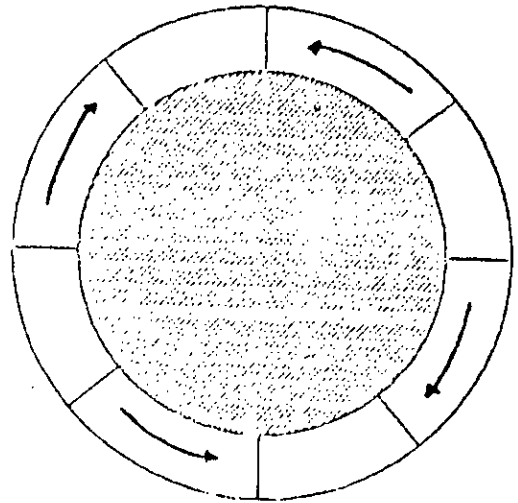
On rencontre aussi des aimantations mixtes (fig.II.3,c) et parfois inclinées [17].

Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants et souvent par celle de la frette de maintien. Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement autopiloté car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui avantage une commande plus simple [13].

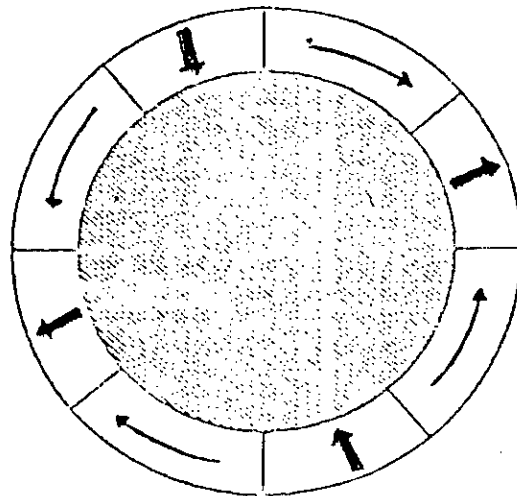




a-aimantation radiale.



b-aimantation azimutale



c-aimantation mixte.

fig.II.3:structure à pôles lisses.

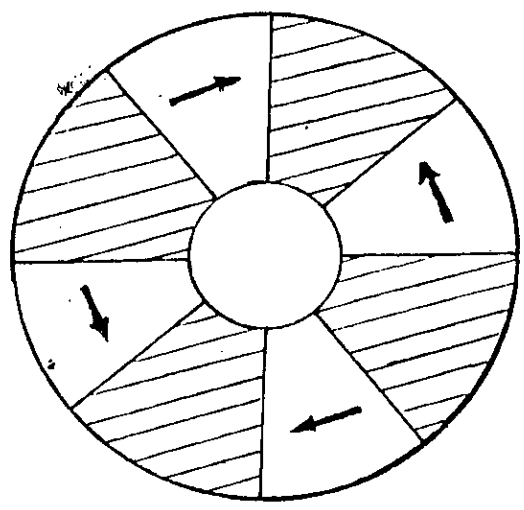
### II.3.2. Inducteurs à pôles saillants:

Dans ce type de machines l'inductance directe  $L_d$  est inférieure à l'inductance transversale  $L_q$  (à l'inverse des machines classiques).

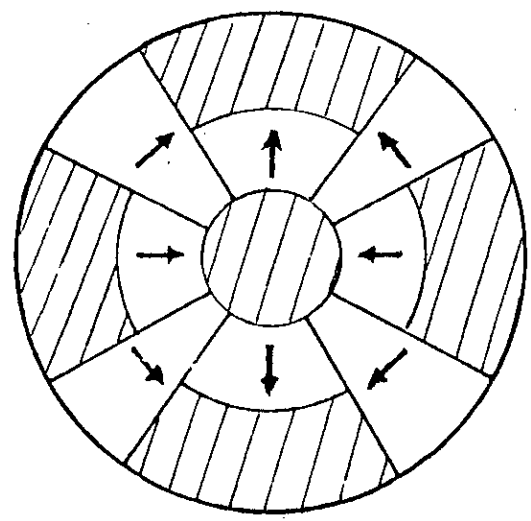
Les inducteurs à pôles saillants se prêtent au montage à concentration de flux. L'arbre est amagnétique, des pôles magnétiques y sont fixés, des aimants d'aimantations azimutales alternées sont logés entre les pôles.

L'induction dans l'entrefer dépend de l'épaisseur radiale des aimants [14]. On peut réaliser, selon le sens de l'aimantation (fig.II.4,a) ou de la disposition des pièces polaires (fig.II.4,b), plusieurs variétés de structures [2].

Les machines sans concentration de flux, sont celles dans lesquelles la section de passage du flux au niveau de l'entrefer  $S_2$  est égale à la section utile des aimants  $S_3$ . Les machines avec concentration de flux sont celles, pour lesquelles  $S_2$  est inférieur à  $S_3$ .



a-aimantation azimuthale avec pièces polaires [19].



b-combinaison d'aimantation radiale et azimuthale [11].  
fig.II.4:structures avec pièces polaires et concentration de flux..

#### II.4. Prototype étudié:

Les caractéristiques imposées pour le moteur sont:

- nombre d'encoches statoriques :36
- diamètre externe :106.5mm
- diamètre d'alésage :62mm
- longueur utile :140mm
- épaisseur de l'entrefer :0.8mm
- nombre de pôles :6
- courant nominal :9A
- les aimants sont à base de  $N_dF_eB$ :  $\mu_0 M=1T$ .

Ce moteur doit en principe entraîner une charge selon des cycles d'accélération et de freinage pour atteindre des paliers de fonctionnement à vitesse constante.

On a aussi, les contraintes thermiques ( $I_a$ ), et mécaniques (diamètre d'alésage et épaisseur d'entrefer) qui sont imposées.

##### II.4.1. Rotor du prototype étudié:

La structure étudiée a un inducteur sans noyau polaire, ce qui nécessiterait pour avoir un niveau d'induction acceptable un nombre important d'Ampères-tours équivalents. Cette condition est vérifiée en utilisant des aimants qui ont une F.M.M importante pour des petites dimensions.

L'induction dans l'entrefer  $B_g$  dans le cas où il n'ya pas concentration de flux, est toujours inférieure à l'induction rémanente de l'aimant, ce qui correspond à des inductions de travail relativement faibles.

Il est à remarquer que  $B_g$  dépendra moins de l'entrefer que les aimants seront épais, c'est à dire que la réluctance des aimants sera prépondérante par rapport à celle de l'entrefer [18].

Les aimants utilisés sont constitués de barreaux élémentaires, à aimantation azimutale à base de Néodyme-Fer-Bore.

#### II.4.2. Stator du prototype étudié:

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

Le choix du bobinage est fait en fonction des deux critères suivants [19]:

- Loger le maximum de cuivre pour l'augmentation de la puissance du moteur.
- Obtenir une forme de tension induite conforme avec la source électronique et les performances recherchées.

Le constructeur peut agir sur le nombre d'encoches par pôle et par phase (coefficient  $q$ ) dont le courant limite admissible est fixé par des contraintes thermiques et par le mode de refroidissement.

#### II.5. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les différents types d'aimants utilisés au niveau des machines électriques telles que les machines synchrones à aimants permanents.

Il a été montré que la classification des machines à aimants permanents basée sur la façon de disposer les aimants et de les associer avec les matériaux magnétiques, est celle qui permet au mieux de mettre en évidence les propriétés spécifiques de ces machines [11,12,18].

Le choix entre ces différentes structures d'inducteur est le plus souvent imposé par des contraintes technologiques et par la possibilité d'améliorer le couple massique [2,16]. Tout en recherchant des commandes mieux appropriées à chaque structure.

Au niveau du chapitre suivant, nous allons classer les fonctionnements synchrones autopilotés des machines à aimants. En effet, sachant que le prototype étudié présentera en principe une induction due aux aimants de forme d'onde trapézoïdale, nous allons alimenter la machine par des créneaux de courants.

CHAPITRE.III.

*MACHINES SYNCHRONES  
AUTOPILOTEES A AIMANTS*

### III.1. INTRODUCTION:

Une étude bibliographique des machines synchrones à aimants permanents, a montré l'existence de nombreux travaux concernant aussi bien des études purement électromagnétiques de différentes structures, que des études sur l'aimantation et la commande de ces derniers [9,19,20,21,22].

Dans ce chapitre, on fera ressortir une classification des machines synchrones à aimants qui peut être basée sur la forme de la force électromotrice (f.e.m) induite par les aimants au stator. La distribution des bobinages ou des Ampère-tours statoriques peut également conduire à deux distributions. En effet, on peut combiner les deux caractéristiques, champ inducteur et champ induit, pour obtenir la F.E.M. Deux allures de F.E.M particuliers en dérivent, les F.E.M sinusoïdales et les F.E.M trapézoïdales [1,12].

### III.2. FONCTIONNEMENT EN MODE SYNCHROME AUTOPILOTE:

La machine autopilotée fonctionne selon un principe assimilable à celui du moteur à courant continu: la fréquence d'alimentation du convertisseur statique est associée à la vitesse de rotation de sorte que le synchronisme soit toujours assuré comme nous l'avons annoncé au chapitre I.

L'alimentation pour un mode de fonctionnement synchrone autopiloté, englobe plusieurs variantes qui dépendent des caractéristiques de la machine, de celles des convertisseurs statiques utilisées ainsi que de la façon dont la commande est effectuée [22]. Ainsi le déplacement du champ statorique (champ de réaction d'induit) peut être discret ou continu.

Dans le premier cas, le commutateur électronique joue un rôle analogue au commutateur mécanique avec un nombre restreint de détecteur de positions du rotor et un aimant créant un champ quasi-trapézoïdale. Nous avons ainsi une machine à courant continu sans collecteur (Brushless Dc Motor).

Dans le deuxième cas, la commutation est pratiquement identique à celle du réseau polyphasé et nécessite théoriquement une détection continue de la position de rotor (résolveur, codeur optique à résolution numérique), le champ d'excitation est quasi-sinusoidal et la machine obtenue est dite autocommutée (permanent magnet synchronous motor)[24].

Deux types de structures de convertisseurs permettent de réaliser ces modes d'alimentation pour les machines de faibles et de moyennes puissances. Ce sont les commutateurs de courants et les onduleurs de tensions contrôlés en courants.

### III.3.COMMUTATEUR DE COURANT ET ONDULEUR DE TENSION CONTROLE EN COURANT:

#### III.3.1. Commutateur de courant:

Alimenté par une source de courant, le commutateur de courant ne peut que distribuer convenablement aux trois phases le courant qu'il reçoit. Ce dernier délivre au moteur des créneaux de courants de largeur  $T/3$  séparées par des intervalles de  $T/6$  à courant nul (chapitre I).

Ce type de convertisseur, relativement simple est utilisé dans le domaine des puissances élevées[5]. Cependant cette simplicité entraîne des inconvénient. Il faut assurer le démarrage et le fonctionnement à faible vitesse[8].

#### III.3.2.Onduleur de tension contrôle en courant (fig.III.1):

Le principe retenu pour contrôler les courants dans la machine, consiste à commander les interrupteurs de l'onduleur, de façon à imposer à ces courants de suivre des courants de références, générés à partir d'un capteur de position du rotor, et dont on contrôle l'amplitude et le déphasage par rapport aux f.e.m de la machine [1,22].

La machine ne comportant pas de possibilités de circulation de courants induits au rotor.



Le contrôle des courants de l'induit permet un contrôle du couple aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent, limité uniquement par la constante de temps électrique de l'induit et par la technique employée [22,25].

Il est donc nécessaire de choisir la forme des courants la plus adéquate en fonction de la machine ou de l'application.

Dans ce qui suit nous examinerons successivement deux cas:

- Alimentation par courants sinusoïdaux.
- Alimentation par des courants de formes d'ondes rectangulaires.

#### a- Alimentation par courants sinusoïdaux:

On reconstitue au travers du capteur qui est un résolveur un réseau triphasé. Le système de contrôle des courants permet de générer des ordres de commande de l'onduleur à partir des courants de références et des courants réels aux moyens de capteurs. Pour mettre en évidence le système de contrôle des courants qui élabore la commande des interrupteurs, plusieurs solutions sont envisageables:

- contrôle par hystérésis.
- contrôle par MLI.

Le contrôle par hystérésis, consiste à maintenir au moyen de trois comparateurs à hystérésis les courants réels à l'intérieur d'une bande de largeur donnée centrée sur les courants de références. L'ondulation des courants est alors imposée mais la fréquence de commutation est libre et variable [12,25,24]. De plus les contraintes de commutations au niveau de l'onduleur sont importantes et la variation de la commutation peut être la source de bruits acoustiques gênants [22].

Avec le contrôle par MLI l'ondulation des courants est variable mais la fréquence de commutation est fixe et le régime de commutation de l'onduleur est mieux contrôlée que dans le cas précédent.

En contre partie ce système de contrôle nécessite des régulateurs performants susceptibles d'assurer un suivi correct des références dont l'amplitude et la fréquence sont variables [1,12].

**b- Alimentation par courants de forme d'ondes rectangulaires:**

Les courants ont la forme de créneaux de 120 degrés de largeur. Il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant (chapitre I). Tous les 60 degrés électriques, le courant est commuté d'une phase à l'autre.

Le couple résultant apparaît donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développé par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement (fig.III.2). Donc si l'on cherche à minimiser les ondulations du couple résultant, les courbes de couple de deux phases alimentées à courant constant doivent avoir une variation trapézoïdale en fonction de la position du rotor, avec un palier de largeur suffisant (>60 degrés électrique).

Sur le plan de la commande, la différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple.

En effet, pour générer des courants rectangulaires, on a besoin de connaître la position du rotor qu'au moment des commutations, c'est à dire six fois par période électrique [26].

### III.4. MOTEURS SYNCHRONES AUTOCOMMUTES ET MOTEURS A COURANT CONTENU SANS COLLECTEURS:

#### III.4.1 Moteurs synchrones autocommutes:

On appelle moteur synchrone autocommuté (PMSM) un moteur polyphasés à bobinage sinusoïdale reparti, dont le flux, créé par des aimants permanents, est à distribution sinusoïdale dans l'entrefer.

En conséquence, les courants sont contrôlés par une source délivrant une consigne sinusoïdale, référée à l'axe magnétique du rotor, donc à sa position instantanée [17,19].

Le dispositif qui apparait actuellement comme le mieux adapté pour réaliser une alimentation sinusoïdale de qualité avec de bonnes performances dynamiques est l'onduleur de tension contrôlé en courant par modulation d'impulsion [22,23,24].

On peut donc prévoir le développement de ce type de moteur dans des applications à grandes vitesses ou à très grande dynamique de vitesse, en concurrence avec le moteur asynchrone.

#### III.4.2. Moteur à courant continu sans collecteur:

On appelle moteur à courant continu sans collecteur (BDCM), un moteur à bobinage polyphasée, dont le flux créé par des aimants est à distribution carrée, trapézoïdale ou pseudo-sinusoïdale.

En conséquent, les courants ne sont plus contrôlés par une source fixant leur forme. C'est les tensions de phases qui sont commutées (les ordres de commutations étant fournis par le capteur rotorique calé avec plus au moins d'avance par rapport à l'axe magnétique du rotor).

Un tel moteur peut être donc directement alimenté par une tension continue variable, à laquelle la vitesse sera proportionnelle [5,19,24,26].

### III.4.3. COMPARAISON DES DEUX TYPES DE MOTEUR:

Il existe de nombreuses variantes de conception dépendant de l'objectif visé. On peut rechercher un moteur sans oscillations de couple ou un moteur devant seulement fournir une puissance mécanique. On peut également chercher l'exécution la plus économique ou la moins encombrante [2,12,19].

La machine à champ trapézoïdal se caractérise par un système de détection de la position du rotor très simple et, portant, par une électronique de puissance moins onéreuses.

En revanche la pulsation du couple est beaucoup plus faible dans une machine à champ sinusoïdal et son mouvement est plus régulier, de même, cette machine se positionne avec plus de précision pour le même dispositif de pilotage [27].

La machine à courant continu sans collecteur peut présenter jusqu'à 15% de plus de puissance massique par rapport à une machine synchrone autocommutée identique [28].

Au delà de quelque milliers de tours par minute, il est nécessaire d'avoir une distribution de l'induction sinusoïdale dans l'entrefer afin de réduire les pertes dans les tôles.

Pour les moteurs ultra-rapides, jusqu'à 100000tr/mn, cette condition est impérative. De ce fait, le moteur synchrone autocommuté s'applique pour des machines de rectification intérieure et de polissage [19].

### III.5. ALIMENTATION ET FONCTIONNEMENT SYNCHRONE AUTOPILOTE DU MOTEUR ETUDIE:

Au cours de notre étude, nous considérons par hypothèse que la commutation est instantanée. On rappelle que le moteur étudié n'est pas muni d'amortisseurs et est alimenté par des courants rectangulaires délivrés par un onduleur de tension contrôlé en courant de type 120 degré (fig.III.2).

La position du rotor de façon, qu'en moyenne, pour un observateur rotorique le champ magnétique agit sur les mêmes courants pour fournir le couple. Le choix d'un onduleur type 120 degré, pour alimenter le moteur étudié, permet une simplification des circuits de commande [22]. Le réglage du courant continu peut être assuré par un hacheur.

**III.6.CONCLUSION:**

Dans ce chapitre, nous avons fait ressortir l'intérêt d'adapter à chaque structure des machines synchrone à aimants permanents une alimentation particulière qui dépendra du but recherché: commande en couple, en vitesse; ou recherche d'une dynamique élevée.

En ce qui concerne les structures à aimants déposés en surface sans pièces polaires, une observation intuitive permet de penser que la forme du champ 'rotorique' dépendra de la surface de l'aimant sur un pas polaires; une étude quantitative devrait permettre de confirmer cette assertion [12].

La question qui se pose alors, à propos des machines à pôles lisses (fig.II.3) en ce qui concerne le profit que l'on peut tirer d'une aimantation radiale ou azimutale entre les pôles, est traitée au chapitre suivant.

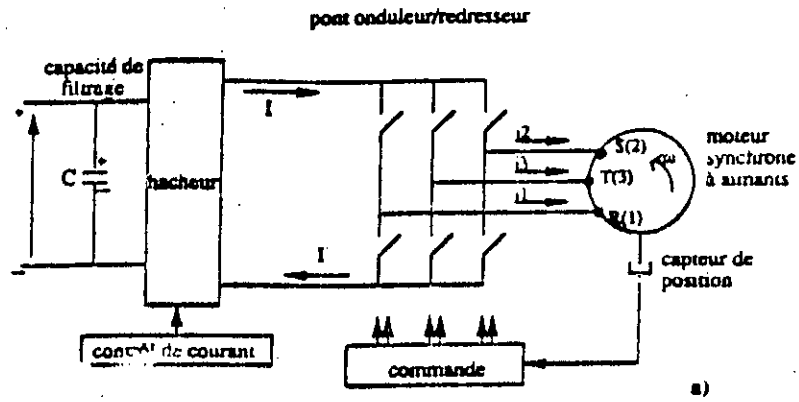


Fig.III.1: Onduleur de tension contrôlé en courant.

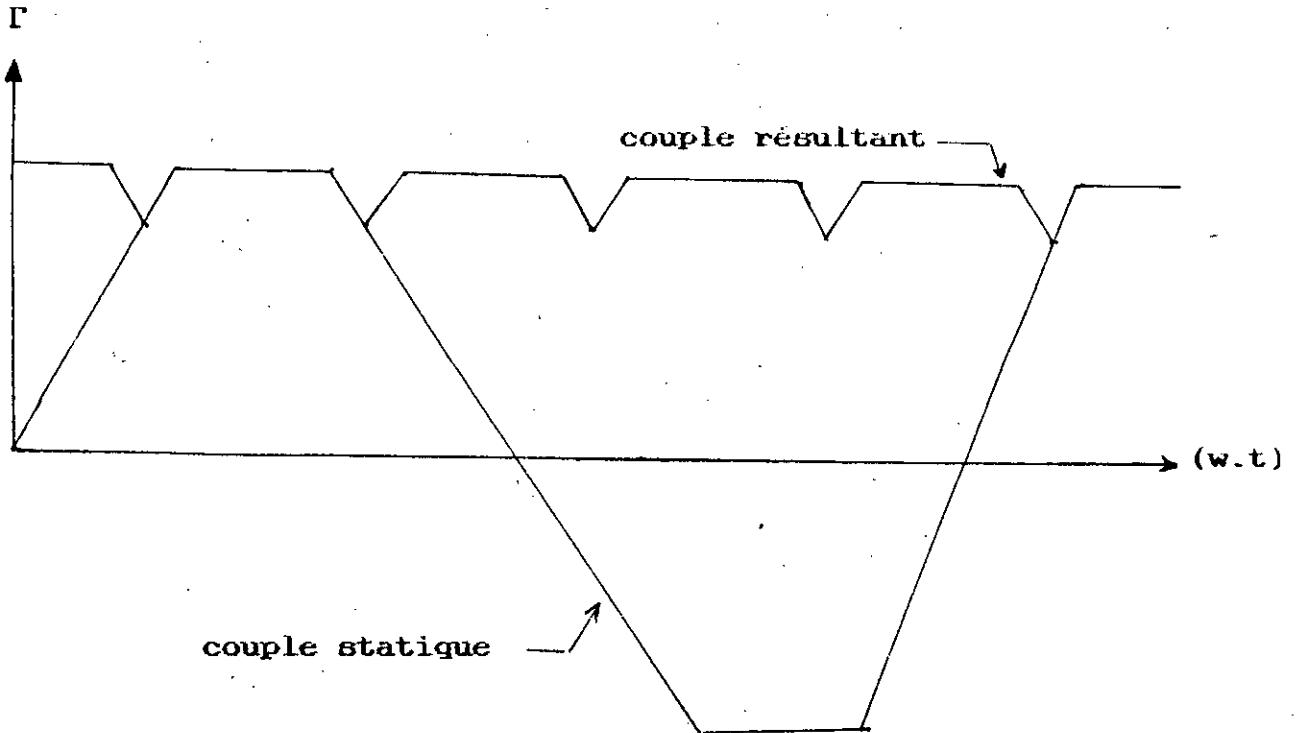


Fig.III.2: Couple résultant de la juxtaposition des couples statiques.

CHAPITRE.IV.

*DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE*  
DE LA STRUCTURE ETUDIEE

## IV.1.INTRODUCTION:

Dans ce chapitre, nous développons un modèle d'étude bidimensionnel avec une résolution analytique du potentiel vecteur dû aux aimants et aux courants dans le cas d'une machine synchrone autopilotée à pôles lisses à aimants azimutaux. Une fois les potentiels vecteurs déterminés, l'intégration du tenseur de Maxwell nous permettra de calculer l'expression du couple électromagnétique développé par ce type de machine.

## IV.2.REPRESENTATION DES AIMANTS:

Les aimants permanents peuvent être représentés, soit par un modèle ampèrien soit par un modèle coulombien [2,11,12]. Avec l'hypothèse d'une aimantation rigide et uniforme ainsi qu'une perméabilité proche de celle de l'air [29] on a:

$$\nabla(\vec{M}) = 0 \quad (IV-1)$$

et donc

$$M(r) = M \cdot \frac{r_m}{r} \quad (IV-2)$$

M: est la valeur de l'aimantation au niveau du rayon moyen  $r_m$   
en A/m



## a- Représentation ampérienne:

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, l'autre superficielle.

Avec

$$\text{Rot}(\vec{M}) = 0 \quad (\text{IV-3})$$

chaque aimant est assimilé à un solénoïde fictif portant une densité superficielle de courant

$$\vec{J}_s = \vec{M} \wedge \vec{n} \quad (\text{IV-4})$$

située sur les flancs latéraux (en  $r=r_i$  et  $r=r_o$ ) des aimants (fig.IV.1).

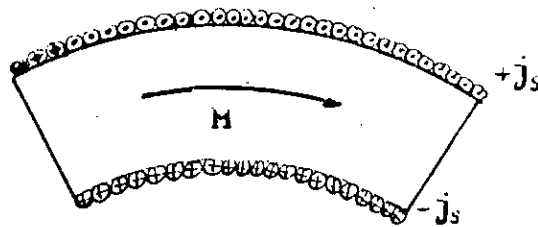


fig.IV.1: Modèle Ampérien des aimants.

**b-Représentation coulombienne:**

Le champ produit par les aimants est équivalent à celui que produirait des masses magnétiques distribuées sur les surfaces latérales [29], avec une densité de charge

$$\sigma_B = \vec{M} \cdot \vec{n} \quad (\text{IV-5})$$

sur la fig.IV.2 les aimants apparaissent comme des distributions linéaires de charges, réparties sur les flancs latéraux des aimants.

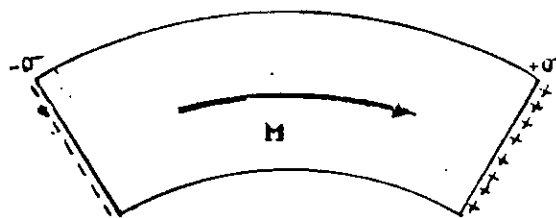


fig.IV.2: Modèle coulombien des aimants.

## IV.3.Representation des courants statoriques:

Considérons un stator constitué par un matériau possédant une conductivité nulle suivant l'axe de rotation, par suite de son feuilletage.

En ce qui concerne la création du champ à l'intérieur de la machine, chaque encoche peut être remplacée par une densité superficielle de courant équivalente, placée au droit de l'isthme d'encoche (fig.IV.3). Cette dernière est supposée être remplacée par un matériau de perméabilité infinie.

On obtient ainsi, ce que l'on appelle un mur ferromagnétique de perméabilité infinie, le long duquel sont distribuées des couches de courants de densité  $J_s$  de largeur  $\epsilon$  [30].

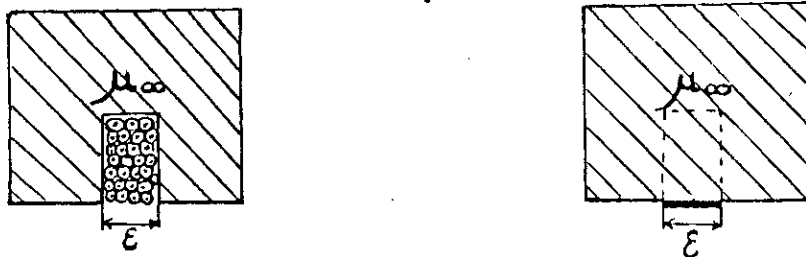


fig.IV.3: Modèle des courants statoriques.

## IV.4.Modèle d'étude et calcul des champs:

On considère que le problème est invariant dans des translations suivant l'axe Oz.

L'induction magnétique est située dans le plan d'étude et peut dériver d'un potentiel vecteur présentant une seule composante suivant l'axe Oz.

$$\vec{B} = r \vec{\theta} \dot{A} \quad (\text{IV-6})$$

En utilisant les coordonnées polaires  $(r, \theta)$ , les inductions s'en déduisent facilement par:

$$B_r = -\frac{\partial A}{r \partial \theta} \quad ; \quad B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r} \quad (\text{IV-7})$$

Y compris à l'intérieur du matériau, le calcul de H est déduit de l'équation: [2,4]

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (\text{IV-8})$$

Dans le domaine du rotor, on choisit comme axe origine  $\theta=0$ , l'axe de symétrie d'un aimant particulier; dans le domaine du stator, on choisit comme axe origine  $\theta'=0$ , l'axe de symétrie des encoches alimentées par des courants positifs (dirigé suivant l'axe Oz) (fig.IV.4).

Les coordonnées  $\theta$  et  $\theta'$  sont liées par :

$$\theta' = \theta + \delta \quad (\text{IV-9})$$

où, dans le mode de fonctionnement autopiloté utilisé et hors commutation, l'angle  $\delta$  varie sur un intervalle de 60 degrés électriques.

Les notations adoptées, pour les différentes grandeurs de la structure définie sur la fig.IV.5 sont:

$\theta_0$ : demi-ouverture d'un aimant.

$r_i$ : rayon interne du rotor.

$r_o$ : rayon externe du rotor.

$r_a$ : rayon d'alésage du stator.

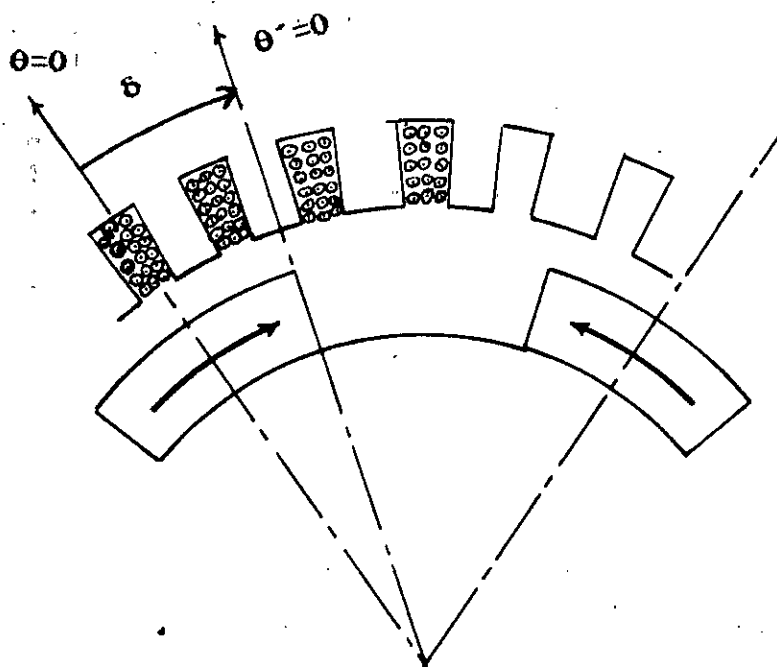


fig.IV.4:Choix des repères rotoriques et statoriques.

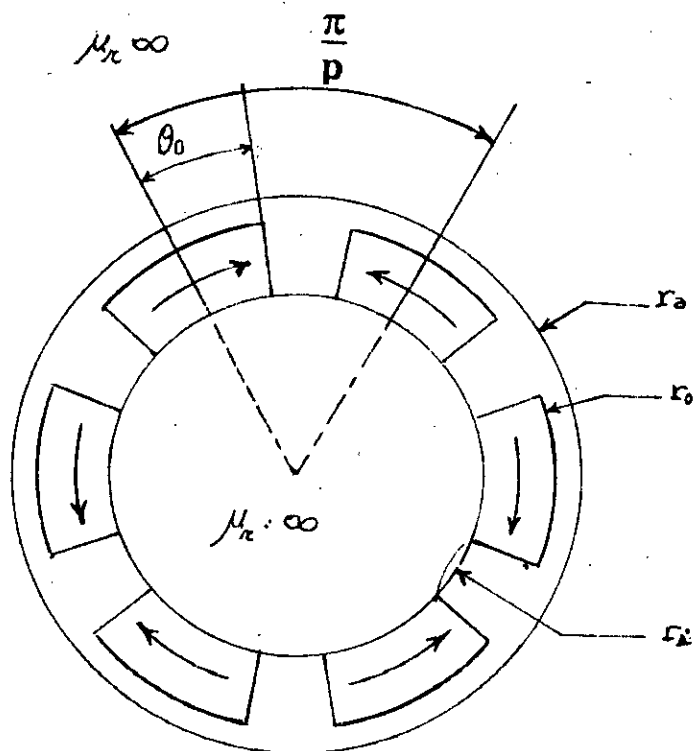


fig.IV.5:Structure d'une machine synchrone à aimants azimutaux à rotor lisse.

## IV.4.1.Potentiel vecteur créé par les aimants:

Nous considérons deux zones:

La zone (1) contenant les aimants:  $r_1 < r < r_0$

La zone (2) située au dessus des aimants :  $r_2 < r < r_a$

Les aimants contenus dans la zone (1) sont remplacés par des courants superficiels équivalents, situés au niveau des surfaces interne et externe du rotor (fig.IV.6).

Celles-ci portent alternativement les densités

$$J_s = \mp M \cdot \frac{I_m}{r} \quad \text{en } r=r_0 \quad \text{ou} \quad r=r_1 \quad (\text{IV-10})$$

exprimées en A/rad.

On obtient ainsi la distribution périodique des courants équivalents aux aimants, et donc développables en série de Fourier [3].

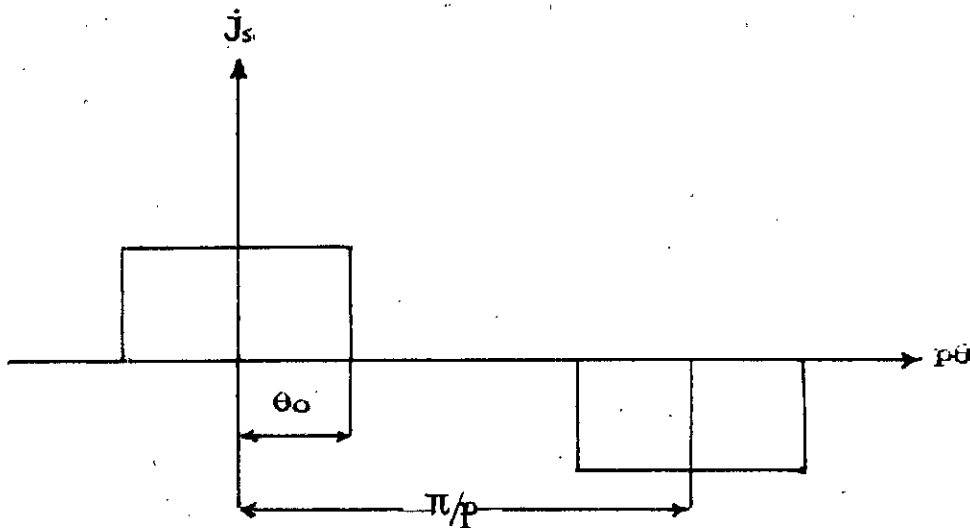


fig.IV.7: Répartition de la densité superficielle  $J_s$  au niveau  $r=r_1$  ou  $r=r_0$ .

$$J_s(\theta) = \sum J_{sk} \cos((2k+1)p\theta) \quad (\text{IV-11})$$

$J_{sk}$  est le coefficient de Fourier calculé sur un pas polaire (fig.IV.7). son expression est:

$$J_{sk} = \mp \frac{4p}{\pi} M \frac{I_m}{r} \frac{\sin((2k+1)p\theta)}{(2k+1)p} \quad (\text{IV-12})$$

Que ce soit dans la zone (1) ou dans la zone (2), l'équation décrivant le potentiel vecteur est:

$$\Delta A = 0 \quad (\text{IV-13})$$

qui en coordonnées polaires, s'écrit:

$$r^2 \frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + r \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{IV-14})$$

Nous cherchons des solutions pour  $A(r, \theta)$  de la forme

$$A(r, \theta) = R(r) \cdot \Theta(\theta) \quad (\text{IV-15})$$



où l'équation (IV-14) devient:

$$\frac{1}{R} \left( R^2 \frac{\partial^2 R}{\partial R^2} + R \frac{\partial R}{\partial R} \right) + \frac{1}{\Theta} \frac{\partial^2 \Theta}{\partial \Theta^2} = 0 \quad (\text{IV-16})$$

avec

$$\frac{1}{\Theta} \frac{\partial^2 \Theta}{\partial \Theta^2} = -n^2 \quad \text{et} \quad \frac{1}{R} \left( R^2 \frac{\partial^2 R}{\partial R^2} + R \frac{\partial R}{\partial R} \right) = n^2 \quad (\text{IV-17})$$

par ailleurs, les composantes tangentielles du champ magnétique en  $r=r_i$  et en  $r=r_o$  sont imposées par la densité de courant  $J_s$ .

Le potentiel vecteur  $A(r, \theta)$  est donné par:

$$A(r, \theta) = \sum \alpha_k(r) \cos((2k+1)p\theta) \quad (\text{IV-18})$$

où les  $\alpha_k(r)$  vérifient l'équation

$$r^2 \ddot{\alpha}_k(r) + r \dot{\alpha}_k(r) - ((2k+1)p)^2 \alpha_k(r) = 0 \quad (\text{IV-19})$$

Le point (.) représente la dérivée par rapport à la variable  $r$

#### IV.4.2. Potentiel vecteur créé par la distribution située à la surface interne du rotor:

Sachant que la composante tangentielle du potentiel vecteur est nulle sur l'armature statorique, la solution de l'équation (IV-19) est de la forme

$$\alpha_k(r) = a_k \left( \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) \quad (\text{IV-20})$$

le coefficient  $a_k$  est obtenu, en considérant la condition

$$\frac{\partial A}{\partial r} = \mu_0 J_s \quad \text{en} \quad r = r_i$$

$$a_k = -4 \frac{p}{\pi} \mu_0 M r_m \frac{\sin((2k+1)p\theta_0)}{(2k+1)p} \frac{1}{2 \sinh((2k+1)p\gamma)} \quad (\text{IV-21})$$

où

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

IV.4.3. Potentiel vecteur créé par la distribution située au niveau de la surface externe du rotor:

La dérivée normale du potentiel vecteur étant nulle au niveau des armatures statorique et rotorique, la solution de l'équation (IV-19) dans les zones (1) et (2) donne la forme des fonctions  $\alpha_k(r)$

Zone (1)

$$\alpha_k(r) = b_k \left( \left( \frac{r}{r_i} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_i}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) \quad (\text{IV-22})$$

Zone (2)

$$\alpha_k(r) = c_k \left( \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) \quad (\text{IV-23})$$

En exploitant la continuité du potentiel vecteur et de sa dérivée normale à la surface de séparation en  $r=r_0$  (fig.IV.8).

$$\frac{\partial A_1}{\partial r} - \frac{\partial A_2}{\partial r} = \mu_0 J_s \quad (\text{IV-24})$$

$$A_1 = A_2$$

On obtient les coefficients  $b_k$  et  $c_k$  en posant :

$$e^\alpha = \left( \frac{r_a}{r_0} \right), \quad e^\beta = \left( \frac{r_0}{r_i} \right) \quad (\text{IV-25})$$

On a :

$$b_k = 4 \frac{p}{\pi} \mu_0 M r_m \frac{\sin((2k+1)p\theta_0)}{((2k+1)p)^2} \frac{\cosh((2k+1)p\alpha)}{2\sinh((2k+1)p(\alpha+\beta))} \quad (\text{IV-26})$$

$$c_k = 4 \frac{p}{\pi} \mu_0 M r_m \frac{\sin((2k+1)p\theta_0)}{((2k+1)p)^2} \frac{\cosh((2k+1)p\beta)}{2\sinh((2k+1)p(\alpha+\beta))} \quad (\text{IV-27})$$

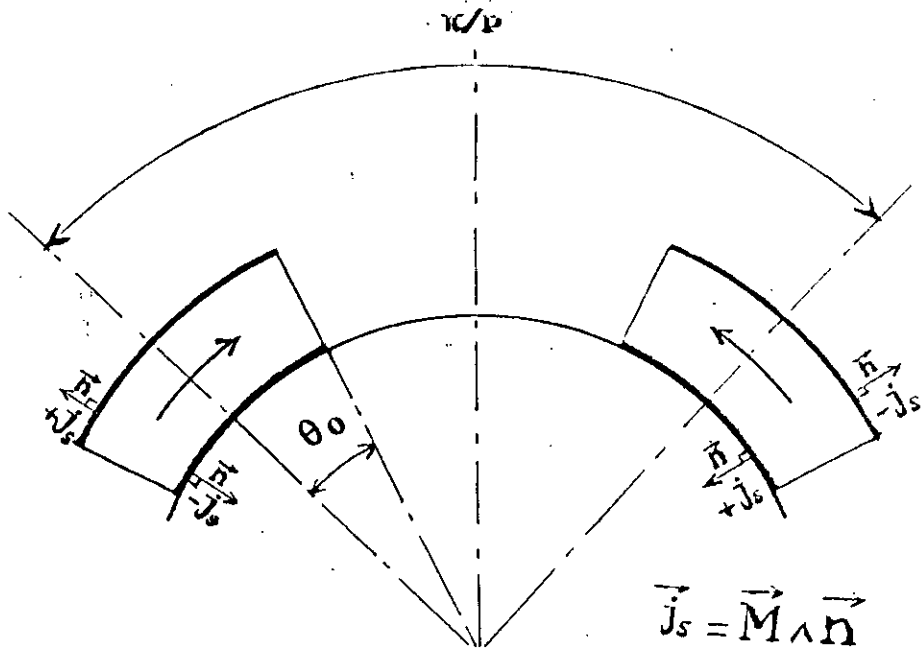


fig.IV.6:Densités superficielles équivalentes aux aimants.

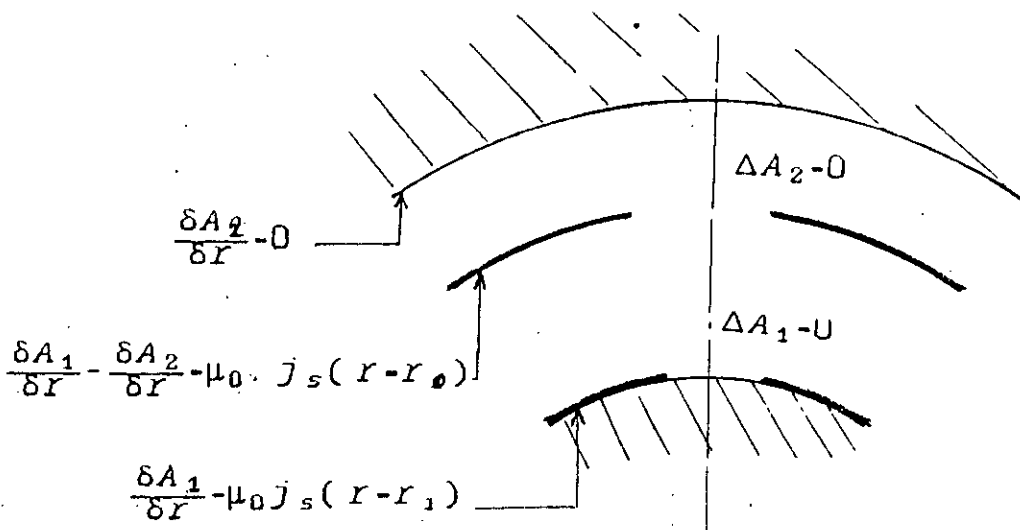


fig.IV.8:Domaine de calcul de champ d'une machine synchrone à aimants azimutaux.

## IV.4.4.potentiel vecteur résultant:

Dans la zone (1)

$$A(r, \theta) = \sum (a_k \left( \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) + b_k \left( \left( \frac{r}{r_i} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_i}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) \cos((2k+1)p\theta) \quad (\text{IV-28})$$

Dans la zone (2)

$$A(r, \theta) = \sum (a_k \left( \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) + c_k \left( \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) \cos((2k+1)p\theta) \quad (\text{IV-29})$$

## IV.4.5.Potentiel vecteur crée par les courants statoriques:

En fonctionnement autopiloté hors commutation, quatre encoches sur six sont alimentées, on note NI les ampéretours répartis dans chaque encoche. La densité superficielle due aux courants, en Ampère par radian, est périodique (fig.IV.9), donc développable en série de Fourier

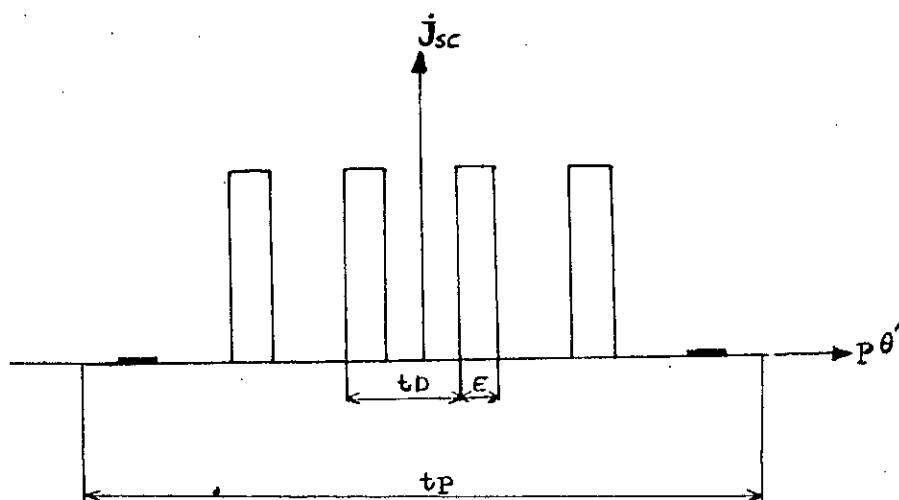


fig.IV.9: Répartition de la densité superficielle équivalente aux courants statoriques.

$$J_{sc}(p \theta') = \pm \sum J_{sck} \cos( (2k+1) p \theta' ) \quad (\text{IV-30})$$

Le coefficient  $J_{sc}(k)$  calculé sur un pas polaire est:

$$J_{sc}(k) = \frac{2p}{\pi} NI K_b(k) 2q \quad (\text{IV-31})$$

q: Nombre d'encoche par pole et par phase

avec

$$K_b(k) = K_d(k) \cdot K_f(k) \quad (\text{IV-32})$$

où les  $K_b(k)$  seraient les coefficients de bobinage d'une bobine monophasée à pas diamétral distribuée sur quatre encoches [29,32].

Les coefficients  $K_d(k)$  et  $K_f(k)$  sont respectivement les coefficients de distribution et de filtrage dont les expressions sont:

$$K_d(k) = \frac{1}{2} \left( \cos \left( (2k+1) p \frac{t_d}{2} \right) + \cos \left( 3 (2k+1) p \frac{t_d}{2} \right) \right) \quad (\text{IV-33})$$

$$K_f(k) = \frac{\sin \left( (2k+1) p \frac{e}{2} \right)}{\left( (2k+1) p \frac{e}{2} \right)} \quad (\text{IV-34})$$

Le potentiel vecteur créé par les courants statoriques dans le domaine de l'entrefer magnétique, vérifie l'équation (IV-19) et sa variation suivant  $\theta'$  est imposée par la source  $J_{sc}$ .

Le potentiel vecteur est de la forme

$$A(r, \theta') = \sum \alpha_k(r) \cos \left( (2k+1) p \theta' \right) \quad (\text{IV-35})$$

avec

$$\alpha_k(r) = d_k \left( \left( \frac{r}{r_i} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_i}{r} \right)^{(2k+1)p} \right) \quad (\text{IV-36})$$

et cela en considérant que la dérivée normale de ce potentiel est nulle au niveau de l'armature rotorique.

Le coefficient  $d_k$  est déterminé en écrivant que en

$$I = I_a \quad ; \quad \frac{\partial A}{\partial I} = \mu_0 J_{sc}$$

d'où

$$d_k = \frac{I_a \mu_0 J_{sc} k}{2(2k+1)p \sinh((2k+1)p \gamma)} \quad (IV-37)$$

#### IV.4.5. Distribution du champ créé par les aimants et par les courants statoriques:

Les expressions des potentiels étant connues, les inductions magnétiques s'en déduisent facilement en utilisant les relations (Eq. IV-7).

##### a-Distribution du champ créé par les aimants:

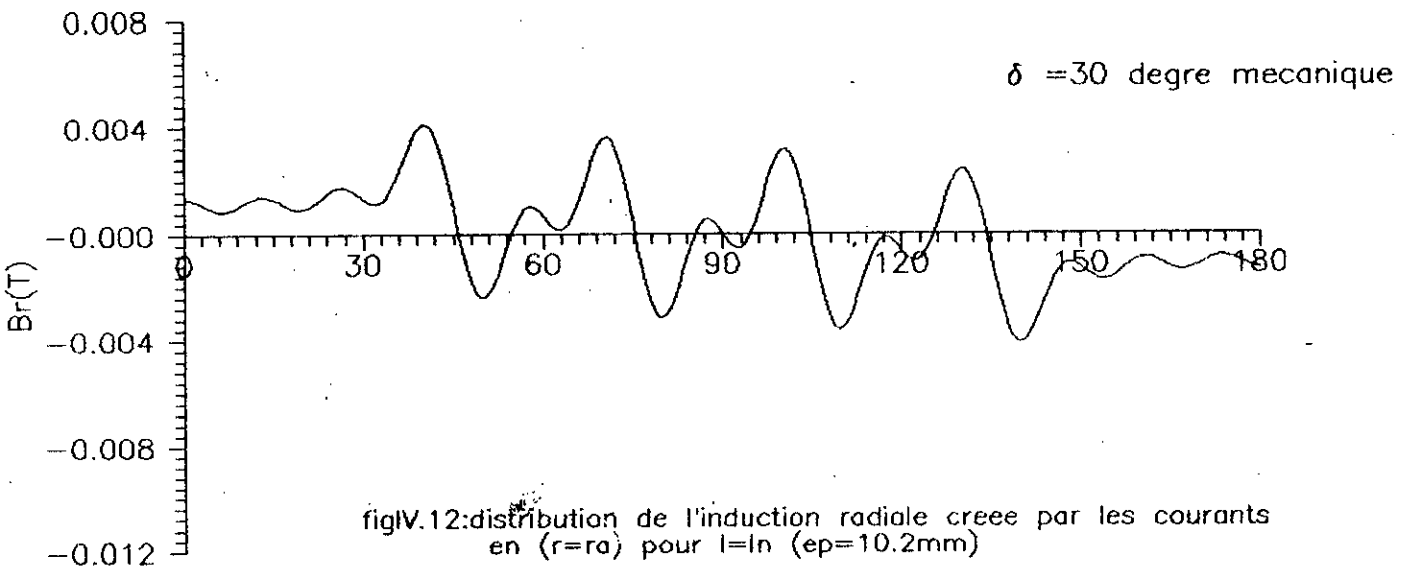
Pour mettre en évidence le modèle étudié, nous avons représenté l'influence de l'ouverture et de l'épaisseur des aimants sur la répartition de l'induction radiale au niveau du stator.

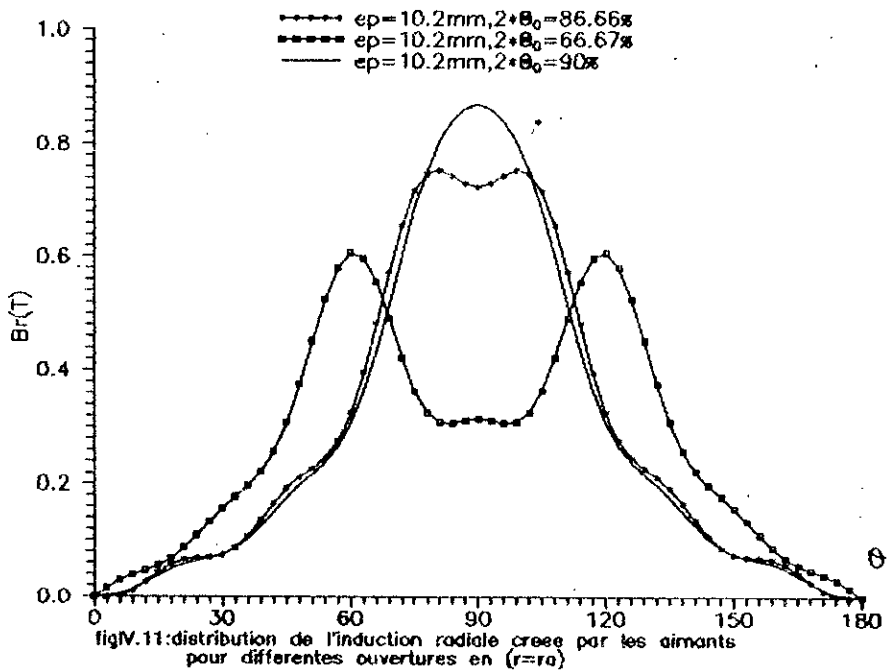
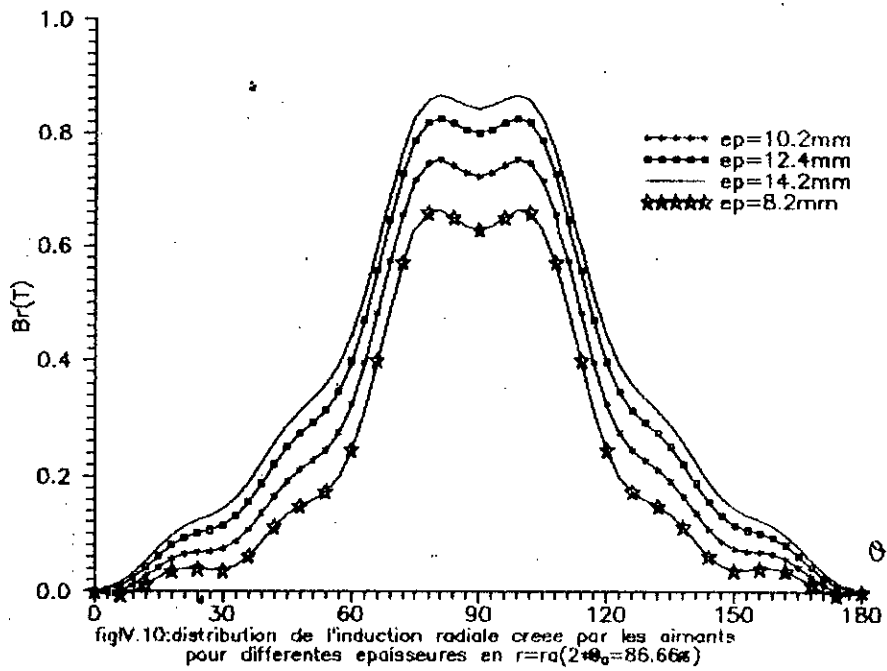
Aussi, un bon choix de ces dernières permet d'améliorer la forme d'onde de l'induction radiale, donc du couple, du moment que c'est l'induction radiale qui participe à la création du couple électromagnétique. Ce type de structure présente pour le même volume d'aimants, des inductions plus réduites que dans le cas d'une aimantation radiale. Ce résultat était prévisible, mais l'induction reste appréciable dans la mesure où on peut augmenter l'épaisseur des aimants (fig. IV.10). Celle-ci prend une forme pseudo-sinusoidale lorsqu'on augmente l'ouverture (fig. IV.11), et devient de plus en plus ondulée en la diminuant.



## b-Distribution du champ créé par les courants statoriques:

La fig.IV.12 montre le caractère ondulé de la répartition de l'induction radiale créée par les courants le long de l'entrefer.





#### IV.5.Determination des performances et optimisation du couple volumique:

##### IV.5.1.Calcul du couple:

Le couple électromagnétique développé par la machine est calculé au niveau du stator, côté entrefer, en utilisant le moment de la force dû à la composante  $H_t \cdot B_n$  du tenseur de Maxwell.

il vient:

$$\Gamma = 2p L_u I_a^2 \int^{\frac{\pi}{p}} H_t' \cdot B_n d\theta \quad (\text{IV-38})$$

avec

$$H_t' = \frac{J_{sc}(p\theta')}{r_a} \quad (\text{IV-39})$$

$J_{sc}(p\theta')$  est exprimée en A/rad électrique (expression (IV-30)).

$$B_n = \frac{\partial A(r_a, \theta)}{r_a \partial \theta} \quad (\text{IV-40})$$

est l'induction radiale en  $r_a$  due aux aimants.

L'expression (IV-38) devient alors:

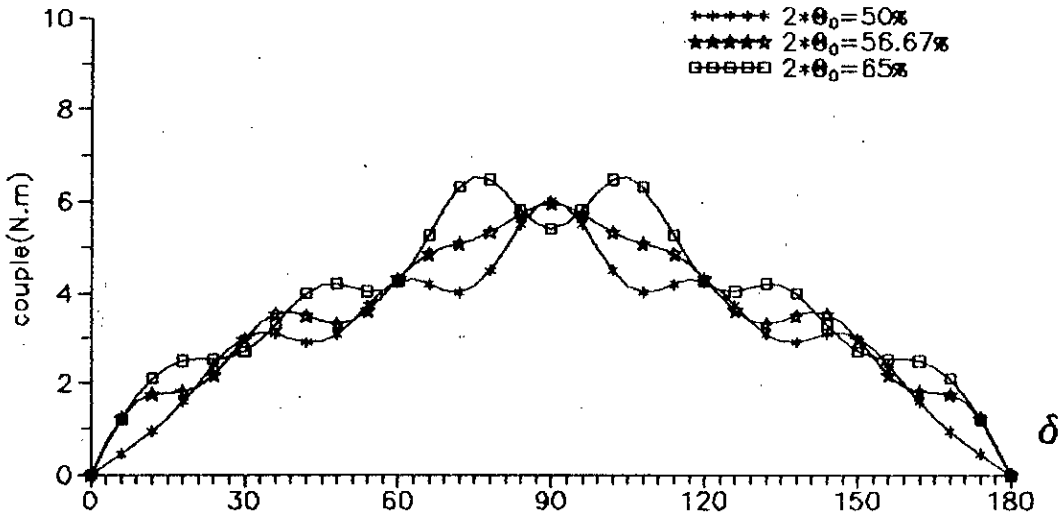
$$\Gamma = 2p L_u \int^{\frac{\pi}{p}} \frac{\partial A}{\partial \theta} \cdot J_{sc}(p\theta') d\theta \quad (\text{IV-41})$$

A partir des expressions (IV-29,IV-30), on obtient finalement l'expression du couple:

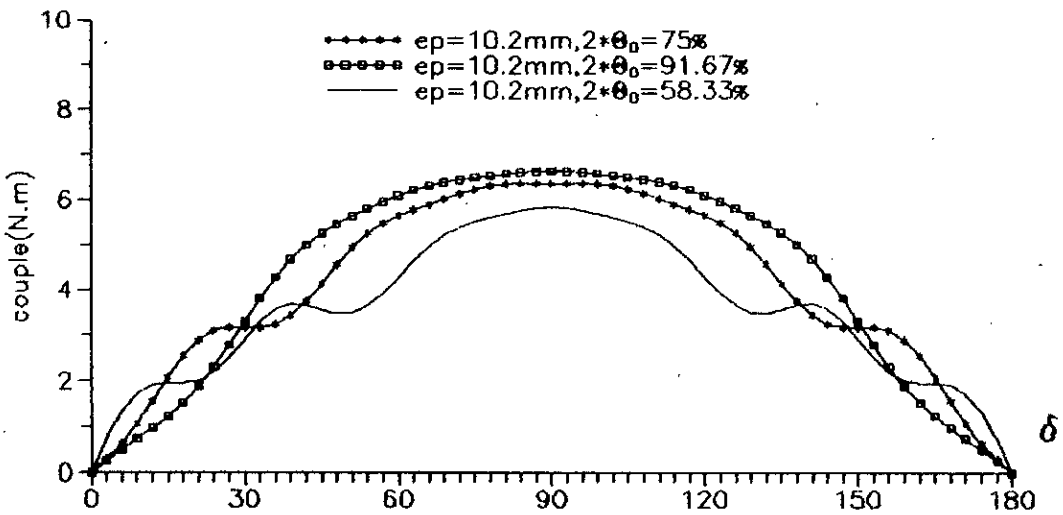
$$\Gamma = 4p L_u \pi \sum (2k+1) (a_k + c_k) J_{sck} \sin((2k+1)p \delta) \quad (\text{IV-42})$$

#### IV.5.2.Effet de l'ouverture des aimants:

L'analyse des résultats montre que le couple est fortement ondulé (fig.IV.13) pour certaines ouvertures d'aimants. On peut déduire que l'alimentation par des courants statoriques rectangulaires est à déconseiller. Cependant, le couple reste constant sur une large bande mais avec une amplitude relativement faible (fig.IV.14). En général, l'élargissement de l'ouverture des aimants permet d'atténuer les ondulations de couple et d'améliorer sa valeur moyenne.



figIV.13:couple en fonction de delta pour différentes ouvertures des aimants en  $r=r_a$  ( $l=l_n, ep=10.2mm$ )



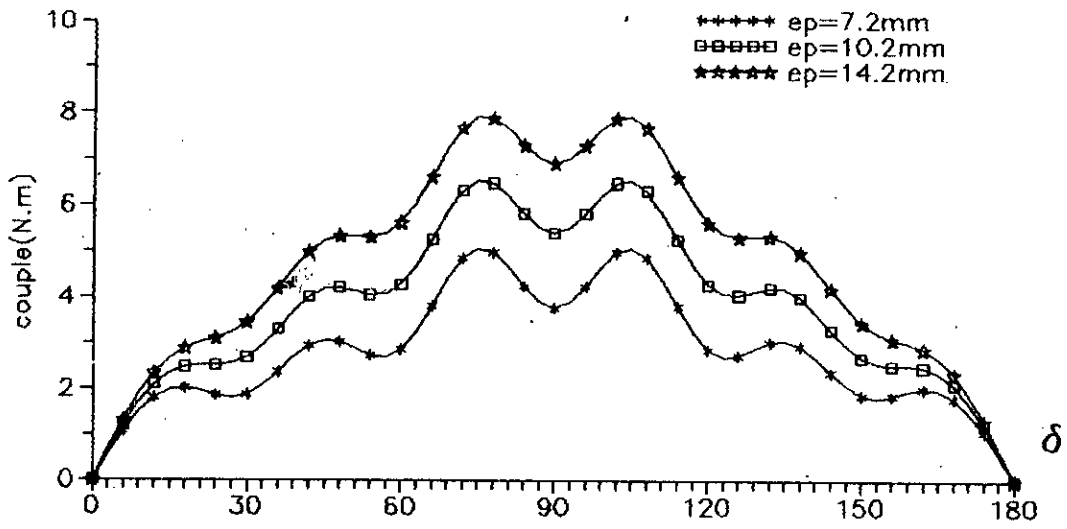
figIV.14:couple en fonction de delta pour un courant nominal et pour différentes ouvertures des aimants

#### IV.5.3. Influence de l'épaisseur des aimants:

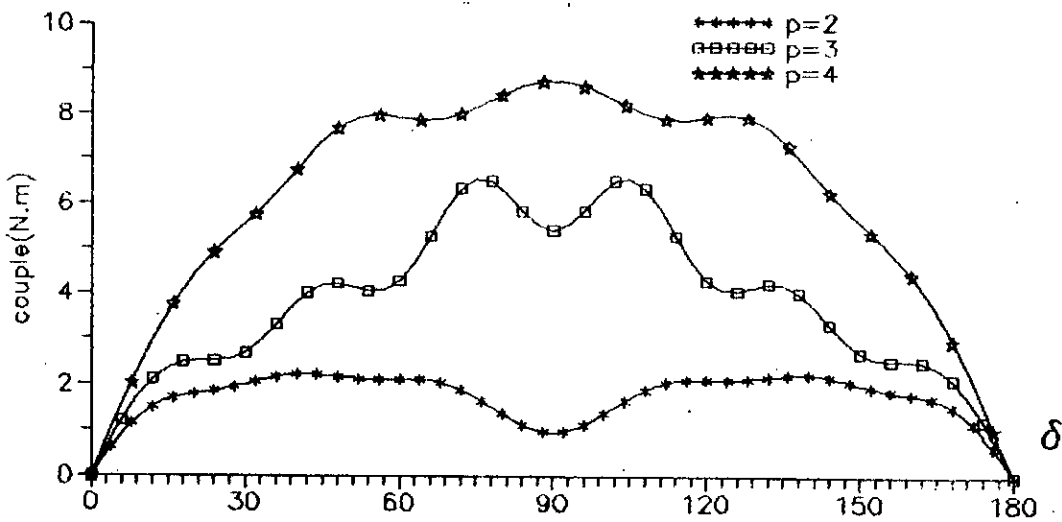
Par suite de leur prix relativement élevé, les aimants performants doivent être réduits au mieux en ce qui concerne leur volume [2]. Toute-fois, leur épaisseur doit être suffisante pour ne pas défavoriser les performances. Une augmentation de cette dernière permet d'améliorer le couple moyen (fig.IV.15).

#### IV.5.4. Influence du nombre de pôles:

La fig.IV.16 montre qu'une élévation de la polarité permet une augmentation du couple moyen (expression (IV-42)) et une diminution des couples harmoniques.



figIV.15: couple, en fonction de delta pour differentes epaisseures des aimants en  $r=ra$  ( $l=ln, 2 \cdot \theta_0=65\%$ )



figIV.16: couple en fonction de delta pour differentes paires de poles en  $r=ra$  ( $l=ln, 2 \cdot \theta_0=65\%$ )

IV.5.5.Optimisation<sup>2</sup> du volume des aimants:

Disposant d'une expression du couple, on procède à une optimisation du volume des aimants en fonction des deux paramètres suivant: angle d'ouverture des aimants, et épaisseur des aimants.

Pour le prototype étudié, un critère de couple maximal avec un taux d'ondulation minimal est adopté. Ce dernier est défini par:

$$\tau_{\text{ond}} = \frac{\Gamma_{\text{max}} - \Gamma_{\text{min}}}{\Gamma_{\text{moy}}} \quad (\text{IV-43})$$

$\Gamma_{\text{moy}}, \Gamma_{\text{max}}, \Gamma_{\text{min}}$  sont respectivement les couples moyen, maximal et minimal.

## a-Optimisation de l'ouverture des aimants:

Les fig.IV.17 et fig.IV.18 donnent un optimum pour l'ouverture des aimants voisin de 83.33% (50 deg mec) qui correspond à un taux d'ondulation de 10% et à un couple maximal de 7 N.m .

## b-Optimisation de l'épaisseur des aimants du prototype étudié:

Pour une ouverture des aimants de 83.33%, la fig.IV.19 montre que le couple maximal croit régulièrement avec l'épaisseur des aimants, toutefois, le gain sur le couple devient relativement faible pour une épaisseur supérieur à 10.2 mm (15% pour 14.2 mm).

De plus une diminution de l'épaisseur de 27% ( $e_p = 8$  mm), engendre une perte en couple de 46%.

Ainsi, un compromis à été adopté entre le gain sur le couple moyen et l'atténuation des ondulations (fig.IV.20) pour déterminer une valeur suffisante de l'épaisseur des aimants ( $e_p=10.2\text{mm}$ ) et cela indépendamment de la valeur du courant (fig.IV.21).



#### IV.5.6.Choix des dimensions de la structure étudiée:

Le dimensionnement effectué a aboutit à une épaisseur voisine de 10.2mm, et à une ouverture de 83.33%(50 deg mec). Cette dernière ne correspond pas à l'intervalle occupé par les courants sur la périphérie du stator en fonctionnement synchrone autopiloté.

Dans le cas où cette valeur concorde en fonctionnement autopiloté, avec l'occupation des courants(65%), le caractère fluctuant(fig.IV.22) du couple se trouve le plus dominant(40%). Le plus faible taux d'ondulation est atteint pour une ouverture de 91.66%(fig.IV.23). Pour la structure étudiée, l'ouverture optimale des aimants peut être située entre deux valeurs 76.66% et 93.33% où l'alimentation par des crénaux de courant pour le fonctionnement autopiloté sera la plus adéquate (fig.IV.24).

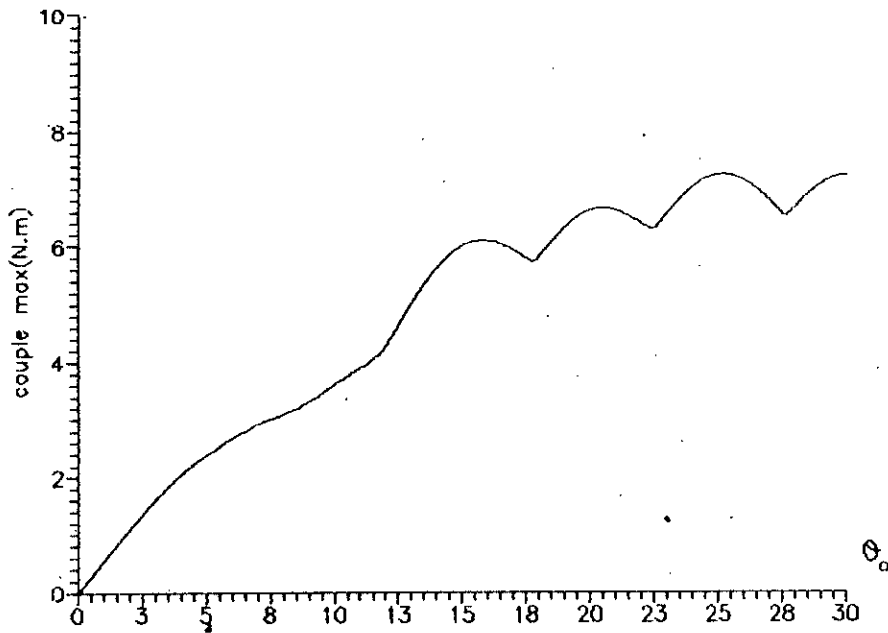


fig.IV.17:couple max en fonction de la demi-ouverture des aimants pour( $l=ln$  et  $ap=10.2mm$ )

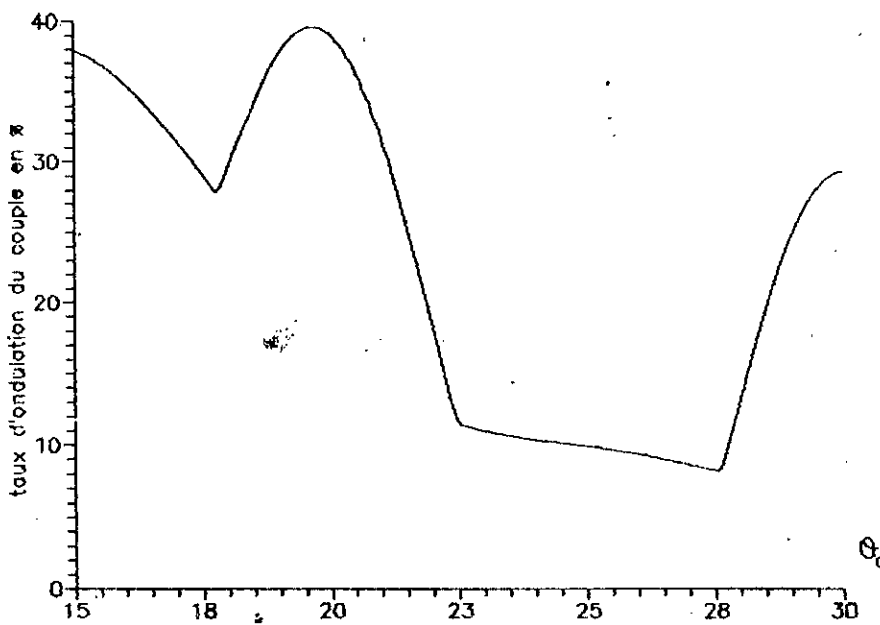
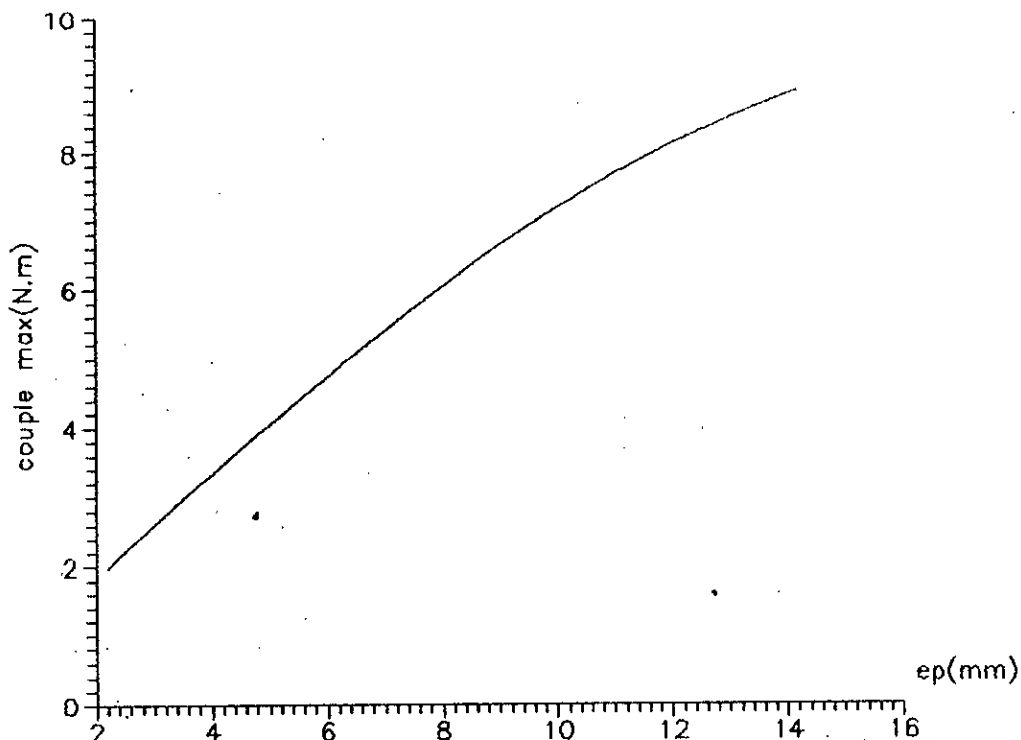
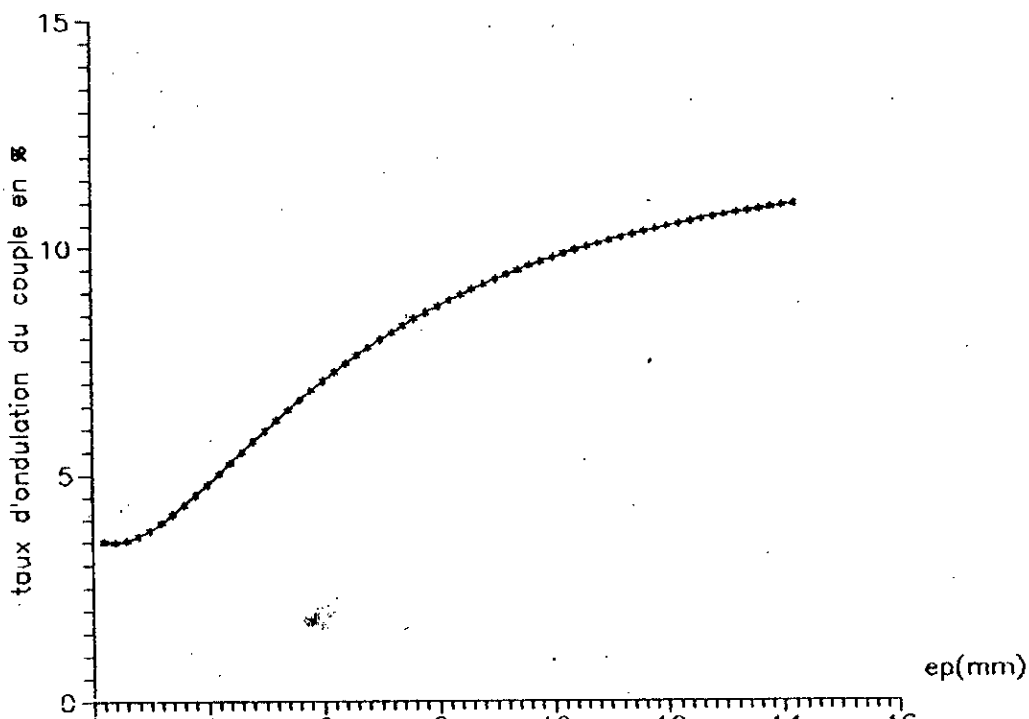


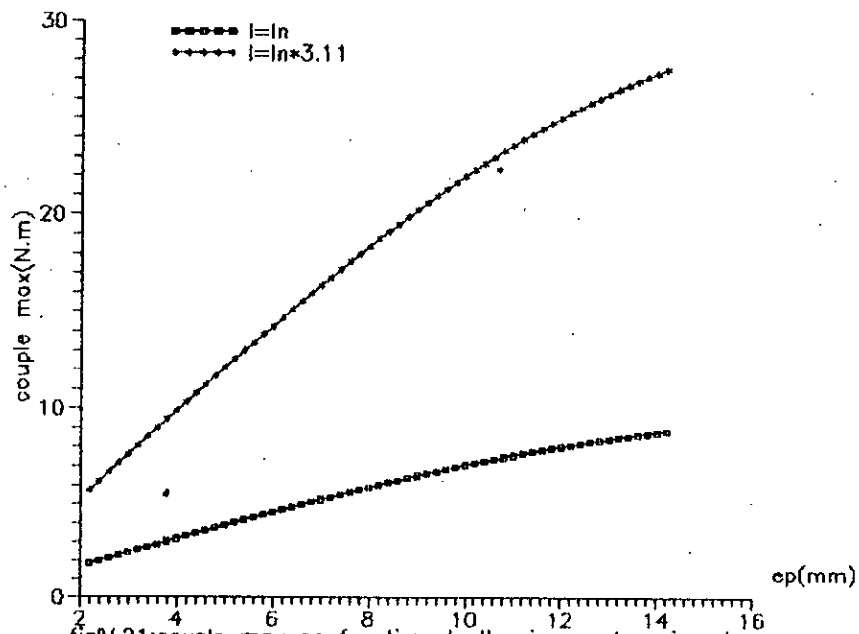
fig.IV.18:taux d'ondulation du couple en fonction de la demi-ouverture des aimants pour( $l=ln$  et  $ap=10.2mm$ )



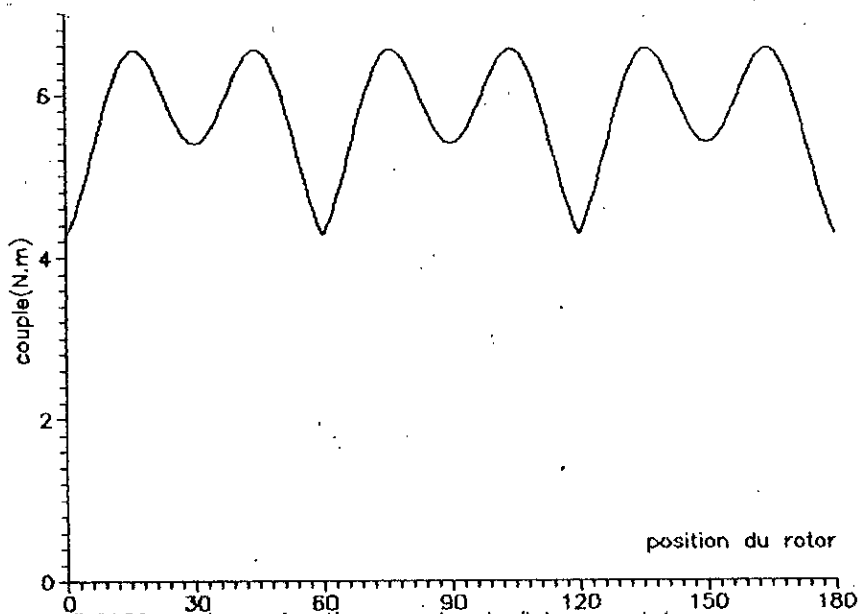
figV.19:couple maximal en fonction de l'epaisseur des aimants pour  $l=ln$  ( $2+\theta_0=83.33\%$ )



figV.20:taux d'ondulation du couple en fonction de l'epaisseur des aimants pour( $l=ln$  et  $2+\theta_0=83.33\%$ )



figIV.21: couple max en fonction de l'épaisseur des aimants ( $2 \cdot \theta_0 = 86.66\%$ )



figIV.22: couple en fonctionnement autopiloté pour  $I=I_n$  et en  $r=r_a$  ( $2 \cdot \theta_0 = 65\%$ ,  $ep = 10.2\text{mm}$ )

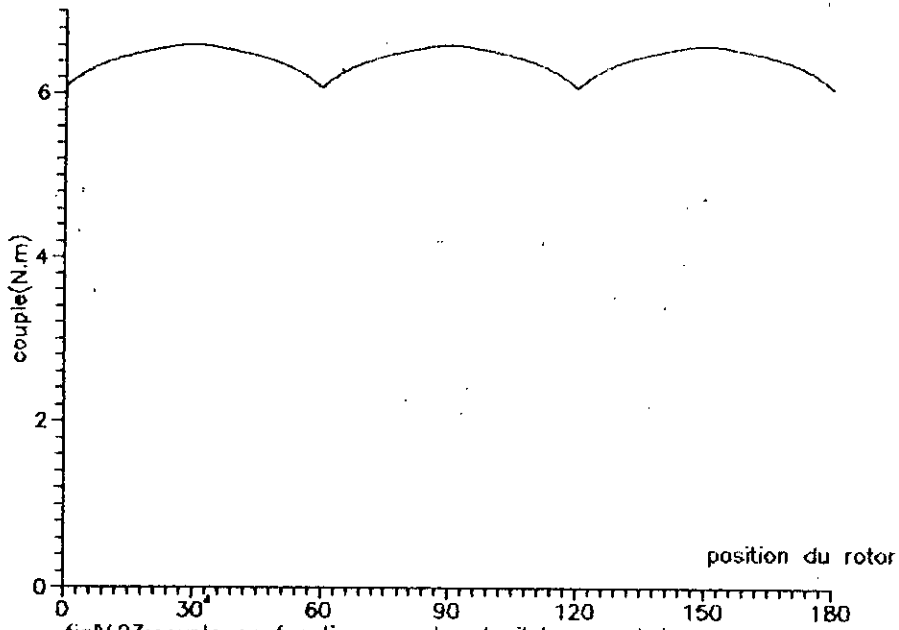


fig.IV.23: couple en fonctionnement autopilote pour  $l=l_n$  et en  $r=r_a$  ( $2\theta_0=91.66\%$ ,  $e_p=10.2\text{mm}$ )

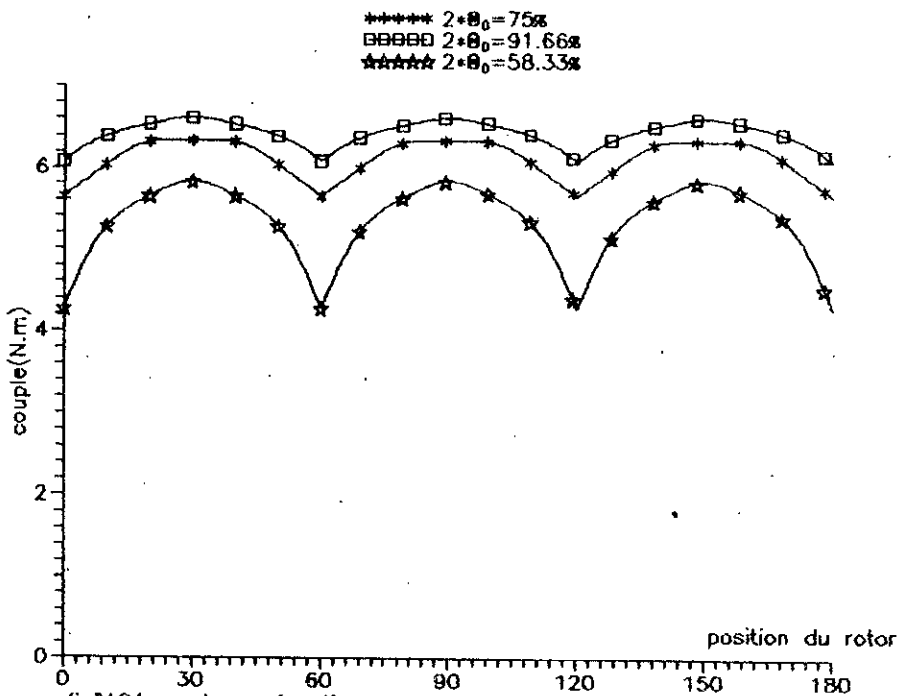


fig.IV.24: couple en fonctionnement autopilote pour  $l=l_n$  et en  $r=r_a$  pour différentes ouvertures des aimants ( $e_p=10.2\text{mm}$ )

#### IV.6.Conclusion:

Nous avons montré dans ce chapitre, la faisabilité de l'étude analytique bidimensionnelle de la machine à aimants permanents à aimantation azimutale. Nous avons analysé les différents comportements de l'induction dans l'entrefer par variation des dimensions des aimants. Cette analyse a montré que la composante radiale augmente en amplitude avec l'épaisseur des aimants et devient moins ondulée quand l'ouverture des aimants augmente. Aussi, nous avons été amenés à donner une valeur optimale de l'ouverture et de l'épaisseur de l'aimant (83.33% et 10.2mm) qui concorde avec le critère adopté (couple maximal et taux d'ondulation minimal). Ce volume optimal des aimants azimutaux ainsi déterminé, correspond à un surdimensionnement des aimants comparé à la structure avec aimants radiaux [16] où pour des valeurs plus faibles du volume des aimants on obtient de bonnes performances avec des ondulations de couple plus réduites. Il ressort de notre étude que la structure avec aimants azimutaux n'est pas apte à une application en productique avec une structure sans pièces polaire mais pourrait donner de bonnes performances avec une structure avec pièces polaires, avec la possibilité d'utiliser les aimants ferrites au lieu du Néodyme-Fer-Bore si on cherche une machine économique.

Afin de confirmer la validité des résultats obtenus en utilisant le modèle développé, nous allons au chapitre suivant, les comparer avec ceux issus d'un code numérique.

CHAPITRE .V.

*COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS  
PAR DIFFERENTES METHODES*

### V.1.INTRODUCTION:

Dans le chapitre précédent, nous avons développé un modèle et une méthode d'étude bidimensionnelle et une méthode de calcul permettant de déterminer l'influence des paramètres géométriques d'une machine synchrone autopilotée à aimants montés en surface sur l'armature rotorique.

Dans le but d'obtenir un couple élevé à faible coût en minimisant plus particulièrement le volume d'aimants, la méthode proposée conduit à une détermination rapide de la variation du couple en fonction des paramètres de structure.

L'utilisation des méthodes basées sur le calcul numérique de champ pour les machines à aimant présentent 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 et FLUX2D [2].

Dans ce qui suit nous exploitons partiellement le code de calcul de champ DIFIMEDI, qui donne une bonne connaissance des valeurs des inductions dans les diverses parties du circuit magnétique de la machine.

En effet, la représentation des lignes d'induction permet de déceler une anomalie dans le résultat ou dans la conception des machines.

Afin de comparer les résultats obtenus à l'aide des deux méthodes, on opte pour les mêmes conditions et les mêmes hypothèses (modèle bidimensionnel, linéaire, les courants statoriques sont ramenés à des densités superficielles).

L'utilisation de ce code pour effectuer une étude paramétrique nécessite un temps de calcul très important.

Nous nous sommes donc limités à représenter une caractéristique statique de couple, ainsi que la distribution de l'induction radiale.



## V.2.CHAMP OBTENU PAR LES METHODES ANALYTIQUE ET NUMÉRIQUE:

Pour des modèles bidimensionnels, en régime linéaire, nous comparons les inductions obtenues par la méthode analytique développée au chapitre précédent et celle obtenue en utilisant le code DIFIMEDI.

Le critère retenu pour un dimensionnement géométrique d'une machine, comme nous l'avons précisé est le couple maximal. De ce fait nous allons nous limiter à la comparaison des inductions radiales créées par les aimants au niveau du rayon d'alésage en  $r=r_a$  c'est à dire là où le couple est calculé.

### V.2.1. PRÉSENTATION DU CODE DIFIMEDI:

Le code DIFIMEDI est un outil de calcul de champ en deux dimensions. Les variables d'étude peuvent être le potentiel vecteur  $A$  ou le potentiel scalaire  $U$ . Il permet d'analyser différents types de systèmes électromagnétiques et de traiter des problèmes propres aux machines électriques

La méthode de discrétisation employée, est celle des différences finies avec une résolution directe du système d'équations par l'algorithme classique de triangularisation de GAUSS [31]. Les sources prises en compte lors de l'utilisation de code sont:

- Les aimants caractérisés par leurs aimantation.
- Les courants caractérisés par leurs densités.

### V.2.2.DISTRIBUTION DE L'INDUCTION RADIALE A LA SURFACE DU STATOR OBTENUS PAR LES DEUX METHODES:

La fig.V.2.représente les distributions des inductions radiales dues aux aimants au niveau du rayon d'alésage. Les deux méthodes donnent globalement la même répartition de l'induction radiale due aux aimants avec une légère différence au niveau des pics de l'ordre de 6%. Cette différence peut être due au maillage considéré et à la précision de la méthode de résolution du système d'équations utilisé dans le code numérique.

### V.3.COUPLES ELECTROMAGNETIQUES DEVELOPPES:

Nous déterminerons à l'aide de notre méthode et à l'aide du code numérique, les caractéristiques du couple en fonction de la position rotorique ( $\delta$ ).

la fig.V.3, représente pour un courant nominal et pour 86,67% d'ouverture des aimants avec une épaisseur de 10,2mm. les caractéristiques de couple en fonction de  $\delta$ .

les résultats ainsi obtenus montrent que les deux méthodes de calcul de champ, utilisées sous les mêmes conditions, donnent des couples concordants.

L'angle  $\delta$  pour lequel le couple est maximal est le même pour les deux méthodes.

La méthode analytique proposée présente deux avantages sur le code numérique, le temps de calcul et la facilite d'effectuer une étude des paramètres de structures de la machine.

#### V.4. INFLUENCE DES PIÈCES POLAIRES:

les structures avec pièces polaires (APP) utilisées avec des aimants pour produire le flux, permettent d'obtenir des inductions dans l'entrefer plus importantes pouvant atteindre même dépasser 1T.

Ces structures donnent ainsi la possibilité de réduire la masse et les dimensions de la machine. C'est la solution adoptée pour les machines à hautes performances, mais la résolution des équations de diffusion du champ est plus complexe [20].

Dans la mesure, où la hauteur radiale de chaque aimant est plus grande que la moitié de l'arc polaire, cela engendre une concentration du flux.

Ce type de structure est constitué d'aimants interpolaires aimantés tangentiuellement et séparés par des pièces polaires fig.V.4. Ce type de structure peut présenter une concentration du flux. Du fait de la conservation du flux, la surface qui reçoit le flux au niveau de l'entrefer  $S_e$  est inférieure à celle qui crée le flux en  $S_a$ , et l'induction dans l'entrefer peut être plus importante que l'induction dans l'aimant.

Cette augmentation est favorable à une augmentation des performances de la machine et sera d'autant plus importante que le nombre de pôles sera élevé. Car on peut estimer que la section utile de l'aimant  $S_a$  reste constante alors que la section de l'entrefer  $S_e$  est inversement proportionnelle au nombre de pôles [13].

#### V.4.1. REPARTITION DES LIGNES DE CHAMP:

L'analyse de la structure avec pièces polaires et concentration du flux, montre qu'il existe pour le flux des aimants un court circuit pour les pièces polaires et le noyau magnétique(fig.V.5.)

Pour éviter cet inconvénient, on introduit un matériau amagnétique (représenté par un entrefer d'épaisseur donnée) autour du noyau magnétique. Comme il est possible de remplacer le noyau magnétique de la structure par un noyau amagnétique.

L'analyse des lignes de champ montre qu'il n'y a pas de différence notable entre une machine à noyau magnétique entouré d'un matériau amagnétique et une machine à noyau amagnétique. La fig.V.6, illustre le schéma de principe de la structure en question.

La fig.V.7 présente les lignes de champ issues [DIFIMEDI] de la structure avec pièces polaires.

Dans la structure proposée, avec le même volume d'aimant que la structure sans pièces polaires, l'induction peut atteindre 1.8T, en raison du caractère conservatif du flux d'induction.

Différentes structures qui permettent de réaliser cette concentration du flux peuvent être proposées dans le but d'atteindre avec les ferrites des inductions dans l'entrefer comparables à celles des machines classiques.

#### V.4.2.COUPLES DEVELOPPES:

Pour comparer les deux structures (APP) et (SPP), l'étude de la variation du couple en fonction de la position du rotor par rapport au stator (fig.V.9), permet de déceler, l'avantage et l'inconvénient des deux structures.

Ainsi pour un courant nominal (structure étudiée  $I_n=9A$ ), le couple de la machine avec pièces polaires est toujours supérieur au couple du prototype sans pièces polaires.

#### V.5. CONCLUSION:

La méthode analytique développée au chapitre précédent ainsi que le code numérique DIFIMEDI utilisé, donnent pratiquement les mêmes résultats, sous les mêmes hypothèses. La méthode analytique offre un moyen très rapide pour un dimensionnement du type de structure de machine à aimant étudiée.

Le code numérique présente l'avantage dans le dimensionnement final des paramètres géométriques de la machine.

La présence des pièces polaires améliore les performances de la machine. Le gain sur le couple peut atteindre 60% par rapport à la structure sans pièces polaires (exemple considéré).

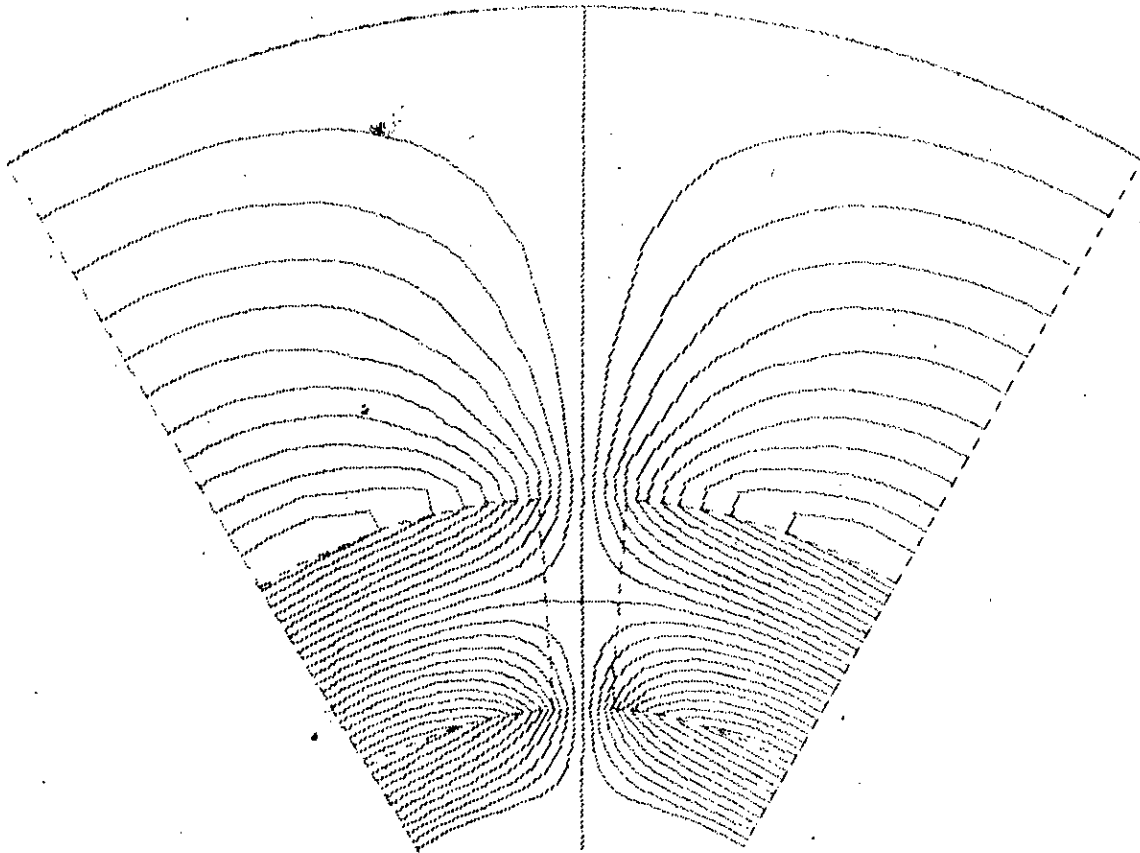


fig.V.1.a. Lignes de champ dues aux aimants [DIPOLRDI]  
86.67% d'ouvertures des aimants (SPP).

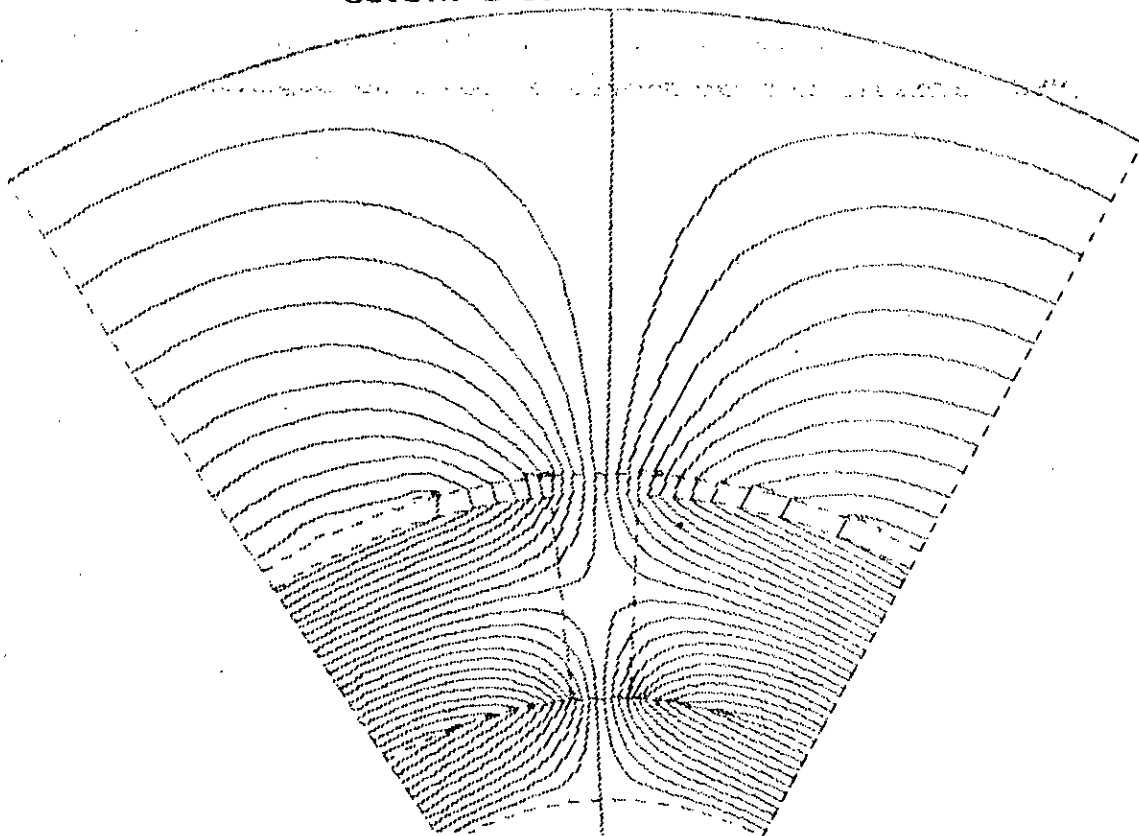


fig.V.1.b. Lignes de champ dues aux aimants et aux courants  
( $\delta=30$  mecanique et  $I=I_n$ ) d'ouverture des aimants (SPP).

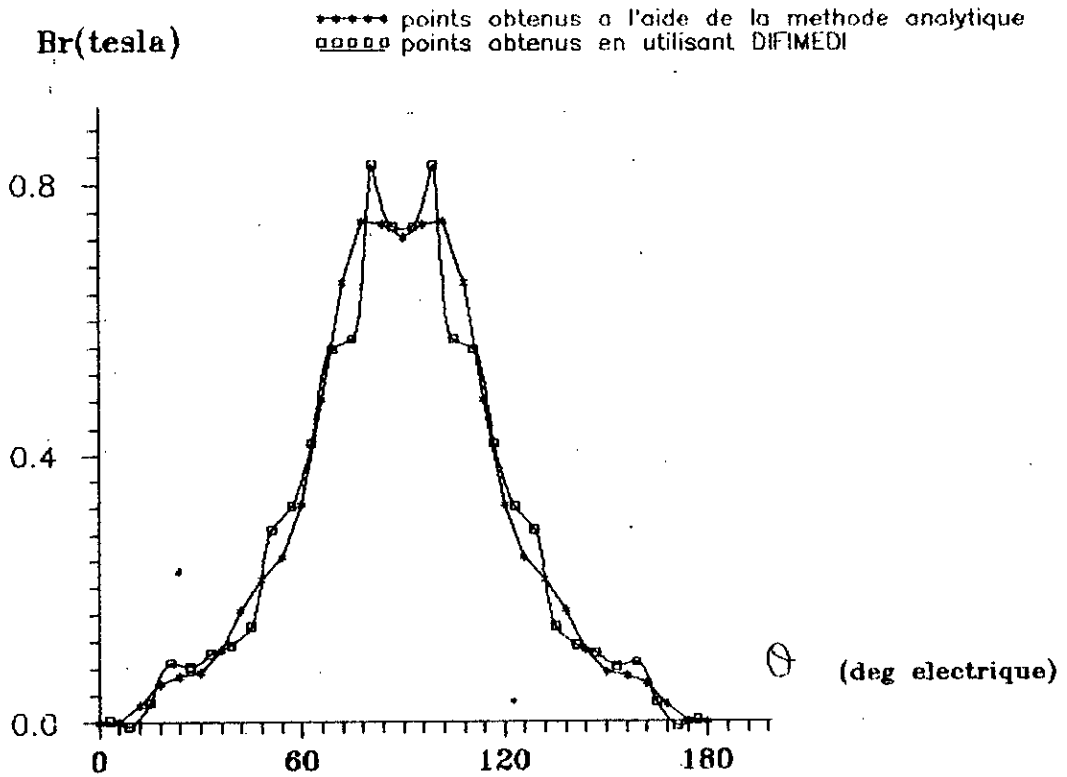


fig.V.2.distribution de l'induction radiale due aux aimants à la surface du stator(en  $r=r_2$ )pour 86.67%d'ouverture des aimants.

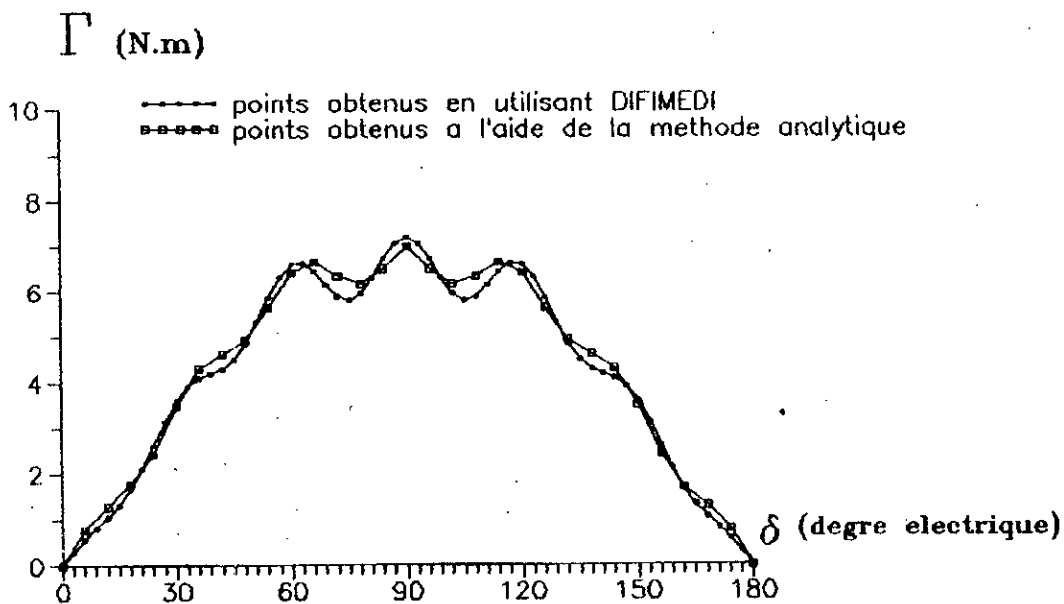


fig.V.3.couple en fonction de delta pour  $I=I_n$  et 86.68% d'ouverture des aimants en ( $r=r_2$ ).

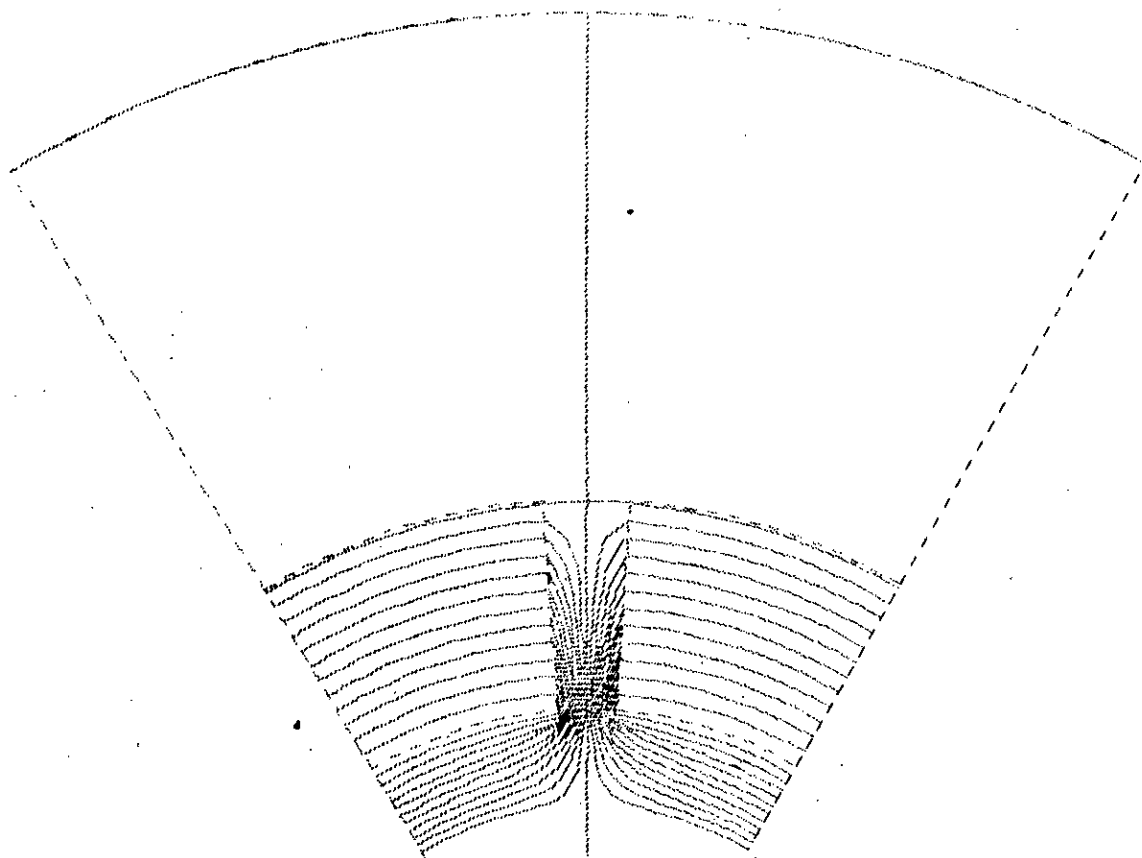


fig.V.5.Lignes de champ dues aux aimants [DIMFIMEDI]  
structure (APP) (court-circuit magnetique).

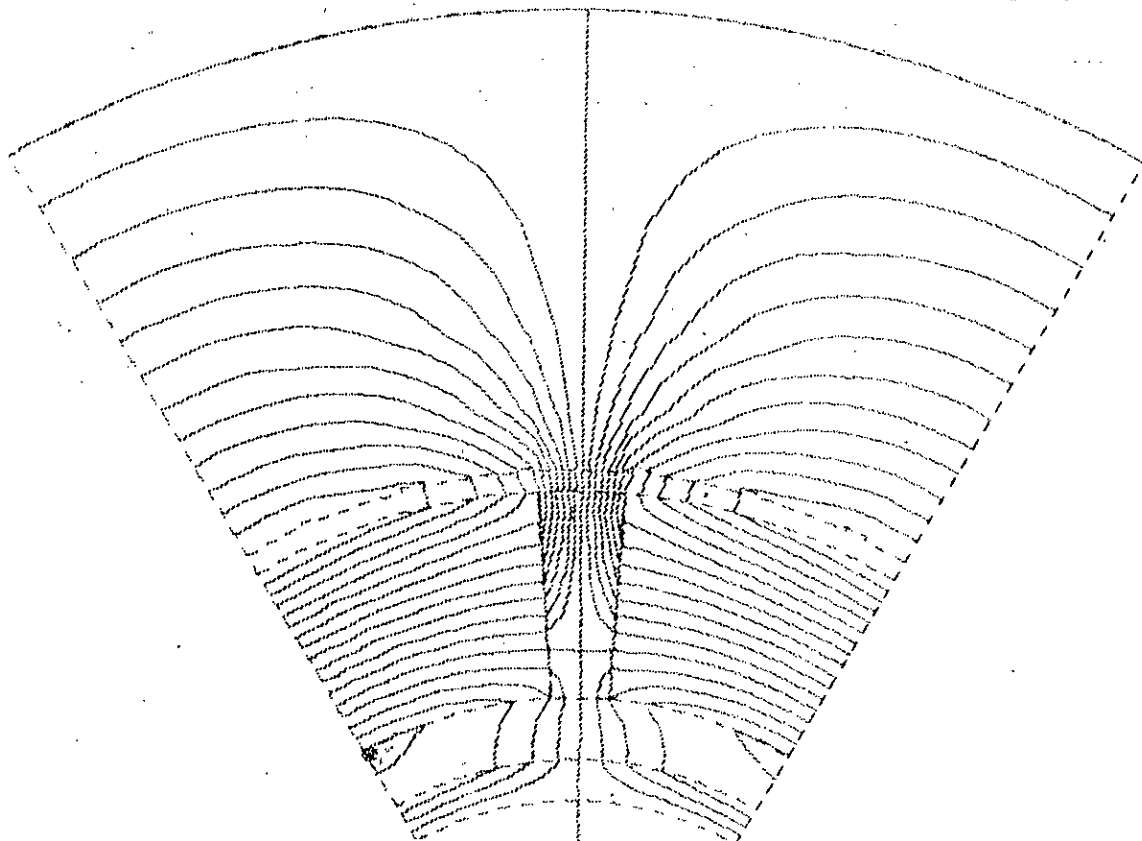


fig.V.7.Lignes de champ due aux aimants, structure(APP)  
avec noyau amagnétique [IIFIMEU].



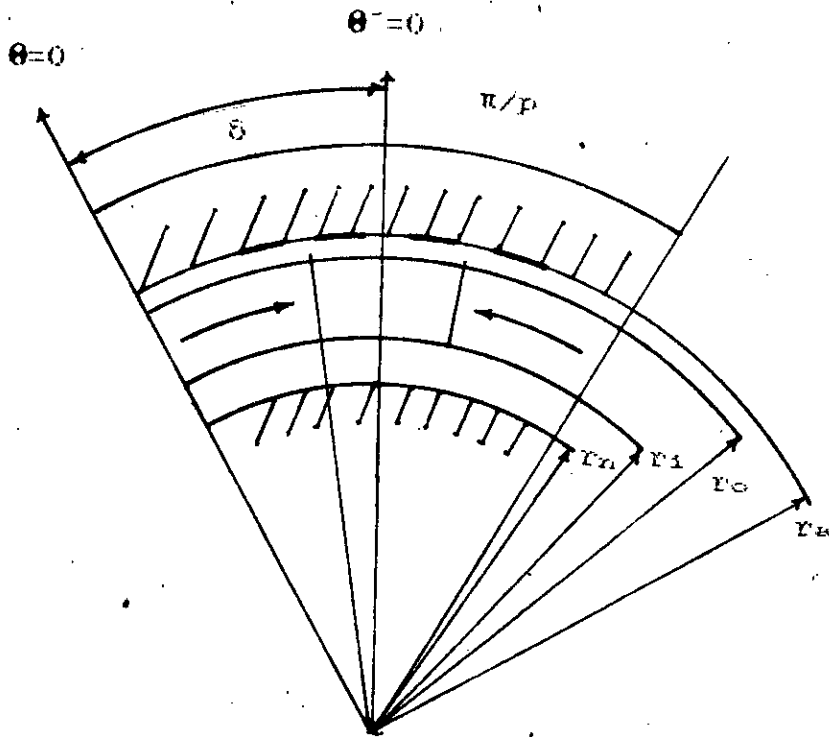


fig.V.6. Structure avec pieces polaires à aimantation tangentielle

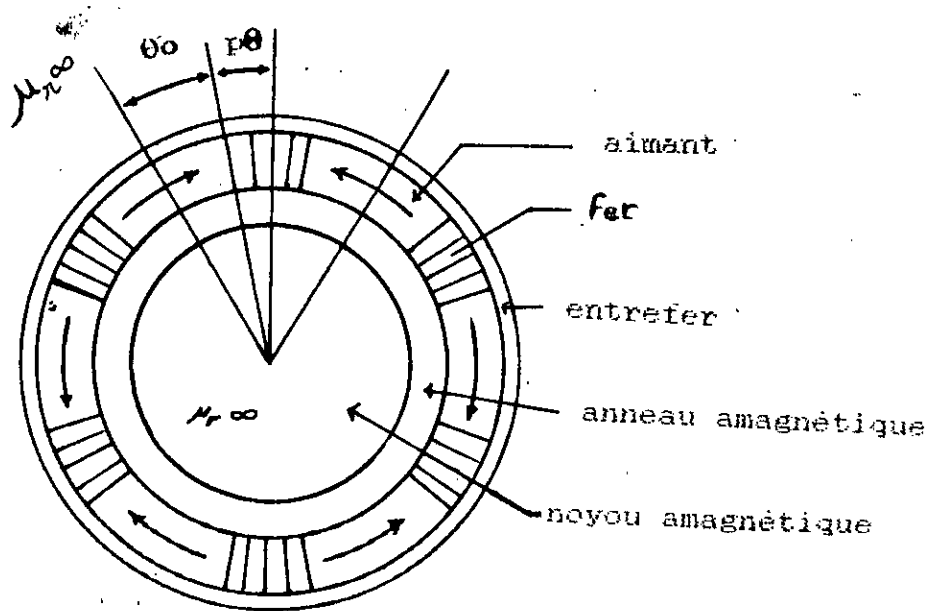


fig.V.6. schema de principe de la structure (APP).

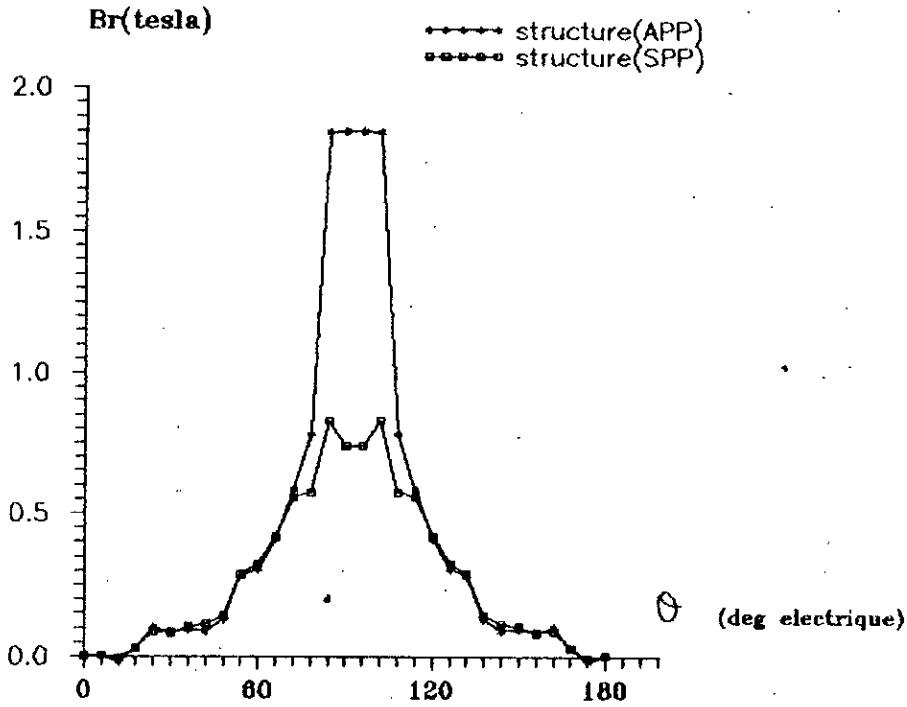


fig.V.8.distribution de l'induction radiale due aux aimants en  $r=r_a$  pour 86.67% d'ouverture des aimants.

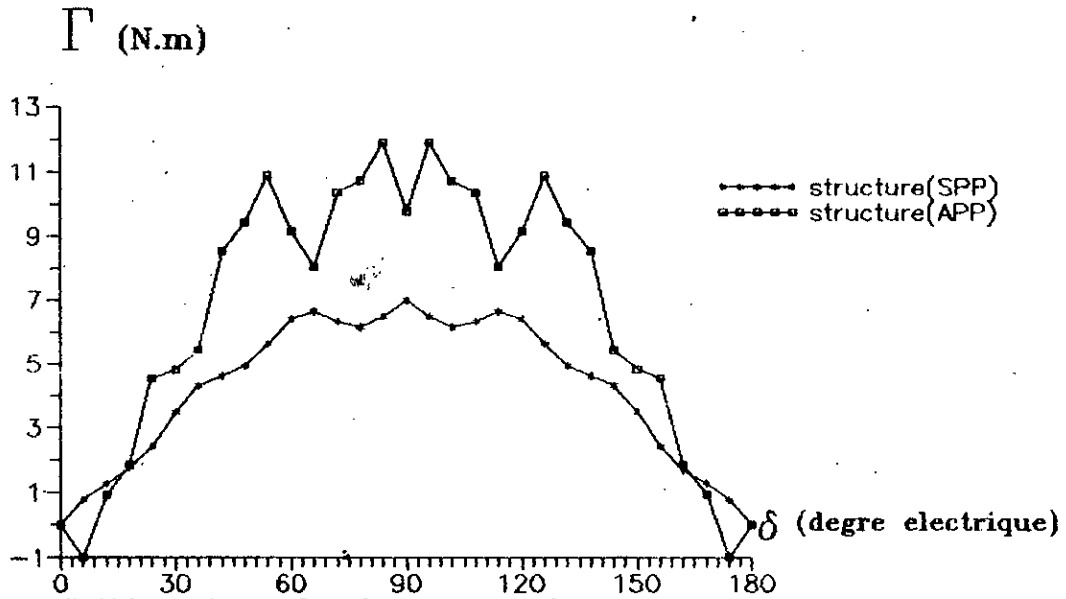


fig.V.9.couple en fonction de delta pour  $I=I_b$  et 86.67% d'ouverture des aimants en ( $r=r_a$ ).

*CONCLUSION GENERALE*

## CONCLUSION GENERALE

La machine synchrone à aimants azimutaux sans pièces polaires peut être utilisée en fonctionnement autopiloté comme une machine à courant continu sans collecteur.

Le modèle d'étude bidimensionnel adopté à ce type de moteur conduit aux expressions qui nous permettent une analyse quantitative et qualitative des effets des aimants azimutaux que ce soit sur la forme d'onde de l'induction ou sur le couple électromagnétique développé.

Pour déterminer les dimensions optimales des aimants, le critère où le couple volumique est maximal avec un faible taux d'ondulation a été adopté.

L'optimisation globale ainsi entamée, a permis de déterminer pour le prototype étudié, une valeur optimale de l'ouverture des aimants voisine de 83.1% et une épaisseur de ces derniers de 10.2 mm.

Pour la structure étudiée les ondulations du couple sont plus sensibles à la variation de l'ouverture des aimants par rapport à son épaisseur.

L'analyse des résultats obtenus dans le cas d'une aimantation azimutale nous a poussé à exclure cette structure dans le cas d'une application en productique. Nous suggérons tout simplement de changer la disposition des barreaux aimantés, pour obtenir une machine à aimant radiaux, plus performante pour un volume d'aimant plus réduit (critère adopté).

On peut exploiter la structure avec des aimants azimutaux, en les associant avec des pièces polaires.

Nous avons étudié cette dernière structure, en utilisant le code numérique [DIFIMEDI]. L'association des aimants azimutaux et des pièces polaires, permet d'améliorer les performances de la machine par rapport à la machine sans pièces polaires.

Une extension de cette étude, en mettant en jeu une méthode analytique peut permettre d'analyser l'influence des pièces polaires et d'optimiser les paramètres globale de cette structure (APP).

---

# Bibliographie

---

- [1] M.Lajoie-Mazenc:"L'alimentation et la commande des machines synchrones". Journées du club EEA électrotechnique Toulouse 14-15 Mars 1991 pp.1-29.
- [2] R.Ibtiouene:"Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine à aimants insérés".Thèse doctorat d'état ENP Avril 1993.
- [3] B.Laporte;Ph.Manphe:"Machines à aimants: de la conception aux prototypes". Firtech univindustrielle 91, Nancy 23-24 Mai 1991, pp.173-187.
- [4] Anderson;E.CH.Heil;J.Russenschuch:"Influence of magnet configuration and dimensions on power output of large synchronous machines with rare-earth magnet excitation". ICEM pise Italy 12/14 September 1988 pp.467-472.
- [5] N.Rezgui:"Etude d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant: Influence de certains parametres de la machine sur la commutation". Projet de fin d'étude, ENP Juillet 1993.
- [6] G.Seguir:"Convertisseurs de l'électronique de puissance; tome 3: Conversion alternatif-continue". Technique et documentation (Lavoisier) 1987.
- [7] R.Perret:"La machine synchrone autopilotée".Journée de l'électronique de puissance EPC 1987.
- [8] M.Dahmane:"Etude d'une machine synchrone autopilotée et réalisation d'un commutateur de courant". Projet de fin d'étude ENP Juillet 1986.
- [9] K.Alitouche:"Optimisation d'une machine synchrone à aimants permanents par la méthode des éléments finis". Thèse de Magister ENP-Juillet, 1992.
- [10] F.L.Ringuel:"Aimants permanents: Matériaux et applications".Techniques de l'ingénieur D187 1990
- [11] P.Brissonneau:"Aimants permanents: Principes et circuits magnétiques". Techniques de l'ingénieur, D2090-1990.

- [12] A.Youmssi:"Contribution aux calculs des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de doctorat de l'INPL Nancy(France)-Mai 1992
- [13] M.Lajoie-Mazenc;P.Mathieu;B.Davat:"Utilisation des aimants permanents dans les machines à aimants permanents dans les machines à commutation électronique". (LEEI) ERA, CNRS N°536-Toulouse pp 605-611.
- [14] J.P.Pouillange:"Moteurs cylindriques à aimants permanents: De bonnes performances aux moyennes et grandes vitesses". RGE N°3 -Mars 1987. pp 62-64.
- [15] P.Brissonneau:"Les aimants à base de terre-rares: Très performants, mais coûteux". RGE Mars 1987 pp 21-27.
- [16] L.Hadjout:"Analyse des performances électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse."Thèse de Magister ENP juin 1994.
- [17] N.Boules:"Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machines". IEEE trans on industry applications Vol.IA-21, N°.4, May/June1985 pp 633-643.
- [18] N.Nogared; D.Hotois; M.Lajoie-Mazenc: "Aimants permanents et induit sans encoches: La solution pour les puissances élevées à basse vitesse".SEE Grenoble Juin 1990.pp.S.3-17.
- [19] N.Wavre:"Evolution de la conception et des application du moteur synchrone auto-commuté". ETEL S.A., 19 rue de la citadelle 2114-Fleurier Suisse pp.129-138.
- [20] G.Lacroux:"Les aimants permanents". Edition "Technique et documentation" Année 1989.
- [21] M.Labragat;B.Davat;M.Lajoie-Mazenc:"Un servomoteur à aimants permanents en ferrites pour entraînements direct". RGE N°7 - Juillet 1989 pp.38-41.
- [22] M.Lajoie-Mazenc; P.Viarouge: "Alimentation des machines synchrones". Techniques de l'ingénieur D3630-D3631 1991.



- [23] A.Kazdaghli; A.Rzak; E.Faure: "Utilisation des aimants permanents dans les machines synchrones à vitesse variable et élevé". RGE 5/83 pp.337-341.
- [24] M.Lebail: "Ondulations de couple sur les machines auto-synchrones". SEE Grenoble Juin 1990 pp.S 5.1-9.
- [25] R.Carlson; M.Lajoie-Mazenc: "A synthesis of torque ripple problem and solutions on electronical commutated permanent magnet synchronous machines" SM100 International conference on the evolution and modern aspects of synchronous machines. Zurich 27/29 August 1991, Part 3 pp.1077-1082.
- [26] H.LE HUY; R.Perret; R.Feuillet: "Minimization of ripple in brushless dc motor drives". Conference record of the 1985 IEEE. IAS Annual meeting pp.790-797.
- [27] M.Kant: "Machines autopilotées à aimants permanents correlation entre caracteristiques électromecaniques et formes du champ". Congrès SEE. Juin 1990 Grenoble pp.S5/51-7.
- [28] P.Pillary; R.Krishnan: "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.
- [29] E.Durand: "Magnétostatique". Aasson et cie editeurs 1968.
- [30] B.Laporte: "Enroulements des machines à courant alternatif". Cours à l'ENSEM France 1991.
- [31] M.Lajoie-Mazenc; J.Hector; F.Faucher: "Notice d'utilisation de DIFIMEDI". LEEI (INPT); 2 rue charles camichel 31071 Toulouse cedex.
- [32] B.Laporte; R.Ibtiouene; M.Chabane: "Recherche des performances optimales pour une machine synchrone à aimants insérés". Revue de physique appliquée Oct 1992 pp.1904-1918.