

M0006/94

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
LABORATOIRE DE MACHINES ELECTRIQUES

الدرسة الوطنية المتعددة الفتيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

THESE DE MAGISTER

Présentée par Mr HADJOUT LARBI  
Ingénieur KNP

THEME

ANALYSE DES PERFORMANCES ELECTROMAGNETIQUES  
D'UNE MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE A AIMANTS  
A ROTOR LISSE

Soutenue publiquement le 15/06/1994 devant le jury d'examen.

Mr. A. Bensenouci (Maitre de conférences à l'ENP)	Président
Mr. R. Ibtouen (Maitre de conférences à l'ENP)	Rapporteur
Mr. A. Maazi (Chargé de cours à l'ENP)	Examineur
Mr. S. Mekhtoub (Chargé de cours à l'ENP)	Examineur
Mr. S. Tahi (Chargé de cours à l'USTHB)	Examineur

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
LABORATOIRE DE MACHINES ELECTRIQUES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

THESE DE MAGISTER

Présentée par Mr HADJOUT LARBI  
Ingénieur ENP

THEME

**ANALYSE DES PERFORMANCES ELECTROMAGNETIQUES  
D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE A AIMANTS  
A ROTOR LISSE**

Soutenue publiquement le 25/06/1994 devant le jury d'examen.

Mr.A.Bensenouci (Maitre de conférences à l'ENP)	Président
Mr.R.Ibtiouen (Maitre de conférences à l'ENP)	Rapporteur
Mr.A.Maazi (Chargé de cours à l'ENP)	Examineur
Mr.S.Mekhtoub (Chargé de cours à l'ENP)	Examineur
Mr.S.Tahi (Chargé de cours à l'USTHB)	Examineur

## AVANT-PROPOS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire de Machines Electriques de l'Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction de Monsieur R. Ibtouen, Maître de Conférences à l'ENP.

Je tiens à lui exprimer ma gratitude et mes remerciements pour l'aide sans réserve qu'il m'a apportée par ses conseils éclairés, tout au long de ce travail, qu'il soit assuré de ma sincère reconnaissance.

Je tiens à remercier Mr .A. Bensenouci, Maître de Conférences à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.

Que Monsieur S. Mekhtoub et Monsieur A. Maazi Chargés de cours à l'ENP, veuillent bien trouver ici, l'assurance de ma sincère reconnaissance de n'avoir ménagé aucun effort pour m'aider et d'avoir accepté de faire partie du Jury.

Ma reconnaissance va également à Monsieur S. Tahi, Chargé de cours à l'USTHE pour ses critiques et pour sa présence parmi les membres du Jury.

Je tiens également à remercier Monsieur O. Touhami pour l'aide qu'il m'a apportée.

Enfin, j'exprime ma reconnaissance à mes camarades pour l'aide constante et amicale qu'ils m'ont apportée.

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAP. I: MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS.	3
I.1. Introduction.	3
I.2. Généralités sur les aimants permanents.	4
I.3. Structures des inducteurs des machines à aimants.	8
I.4. Machines synchrones autopilotées à aimants.	15
I.5. Conclusion.	22
CHAP. II: CALCUL DE CHAMP D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS A ROTOR LISSE.	23
II.1. Introduction.	23
II.2. Structure de machine à aimants à rotor lisse.	24
II.3. Modèle d'étude.	25
II.4. Potentiel vecteur créé par les aimants radiaux.	29
II.5. Potentiel vecteur créé par les aimants azimutaux.	34
II.6. Potentiel vecteur créé par les courants statoriques.	38
II.7. Distribution du champ.	41
II.8. Comparaison avec quelques modèles analytiques de calcul de champ en 2D et 3D.	47
II.9. Conclusion.	50
CHAP. III: ETUDE PARAMETRIQUE DES COUPLES DEVELOPPES PAR LES DIFFERENTES STRUCTURES A ROTOR LISSE.	51
III.1. Introduction.	51
III.2. Détermination des expressions des couples.	52
III.3. Influence des paramètres géométriques d'inducteur sur le couple.	54
III.4. Conclusion.	62

CHAP. IV. DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DES STRUCTURES D'INDUCTEUR D'UNE MACHINE SYNCHRONE A ROTOR LISSE.	63
IV.1. Introduction.	63
IV.2. Sélection des dimensions des aimants.	64
IV.3. Minimisation des ondulations du couple.	68
IV.4. Choix de la structure de l'inducteur.	70
IV.5. Conclusion.	77
CHAP. V: COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS AVEC CEUX CALCULES A L'AIDE D'UN CODE NUMERIQUE TESTE.	78
V.1. Introduction.	78
V.2. Présentation du code Difimedi.	79
V.3. Calcul des différentes structures à rotor lisse .	79
V.4. Effet des encoches statoriques.	85
V.5. Calcul en régime saturé.	88
V.6. Conclusion.	92
CONCLUSION GENERALE.	93

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## *INTRODUCTION GENERALE*

## Introduction générale

---

L'industrie des machines électriques a connu un grand essor avec l'avènement des semi-conducteurs et des nouveaux matériaux pour aimants permanents [1].

L'apparition d'aimants de plus en plus performants à base de terre-rares a provoqué un intérêt grandissant pour leur utilisation comme inducteurs de machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques[2,3,4].

Le moteur synchrone autopiloté à aimants est l'une des solutions largement employée[4,5]. Ce type d'association se développe dans les gammes des petites et moyennes puissances pour les systèmes de positionnement en robotique[7] et lorsqu'on recherche un couple massique élevé dans des procédés à vitesses variables[8].

Plusieurs structures d'inducteurs pour machines synchrones à aimants sont envisageables. Cette diversité porte beaucoup plus sur la nuance d'aimants ainsi que sur leur disposition au niveau du rotor[9]. Le choix entre ces différentes structures d'inducteur est le plus souvent imposé par des contraintes technologiques et par la possibilité d'améliorer les performances en couple massique [9,10] en fiabilité et en comportement dynamique et statique [11]. Les structures à rotor lisse sont très bien adaptées pour les systèmes utilisant la commande par orientation du flux [34].

Dans notre travail, nous nous intéressons aux inducteurs à rotor lisse. On peut distinguer, selon le sens de l'aimantation des aimants, les structures radiales, azimutales et mixtes (combinaison d'aimantation radiale et azimutale).

Ces inducteurs sont faciles à concevoir et nécessitent, dans le cas d'un fonctionnement autopiloté, une électronique de commande assez simple [32]. Leur large entrefer magnétique, favorable à la commutation naturelle, impose l'utilisation d'aimants très performants(NdFeB,SmCo), afin de garder une induction appréciable au niveau de l'entrefer.

## Introduction générale

---

Les performances d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse, dépendent du mode d'alimentation adopté et de l'induction créée par les aimants. Cette induction est surtout liée à la nuance, à l'épaisseur, à l'ouverture sur un pas polaire des aimants ainsi qu'à leurs sens d'aimantation.

Notre objectif est d'effectuer une étude comparative entre plusieurs inducteurs de machines synchrone à rotor lisse afin de sélectionner les structures les plus performantes. Le critère adopté est celui d'un couple volumique relativement élevé tout en cherchant une meilleure adaptation au fonctionnement synchrone autopiloté :

Dans le premier chapitre, nous nous intéresserons aux matériaux à aimants permanents ainsi qu'à leurs utilisations comme inducteurs dans les machines électriques. Nous aborderons aussi le fonctionnement autopiloté des machines synchrones.

Au deuxième chapitre, nous développons, sous des hypothèses concordantes avec le but recherché, un modèle d'étude bidimensionnel, utilisant des solutions analytiques, pour calculer les champs magnétiques dus aux aimants et aux courants.

Dans le troisième chapitre, nous exploitons les solutions analytiques des potentiels vecteurs, pour établir les expressions des couples développés par les différentes structures à rotor lisse étudiées. Ces expressions permettent d'analyser l'influence des paramètres géométriques de structure sur les performances de la machine.

Le quatrième chapitre est une exploitation du modèle établi au chapitre précédent. Nous sélectionnerons, selon le critère choisi, la meilleure structure d'inducteur sur le plan coût/performance.

Le cinquième et dernier chapitre, sera consacré à une comparaison entre des résultats obtenus à l'aide de la méthode développée et ceux calculés en utilisant un code numérique de calcul de champ testé afin de valider le modèle développé.



Chapitre.I.

*MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS*

**I-1. INTRODUCTION:**

L'utilisation d'aimants modernes dans les machines associées aux convertisseurs statiques, est de plus en plus adoptée pour les entraînements électriques [13]. Le dispositif machine synchrone autopilotée à aimants constitue une des solutions largement employée [4,5,8].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons aux matériaux à aimants permanents, et plus particulièrement aux substances à base de terre-rares, ainsi qu'à leur utilisation aux niveaux des machines électriques. Enfin, nous étudierons quelques types d'alimentation de machines synchrones en fonctionnement autopiloté.

## I-2.GENERALITES SUR LES AIMANTS PERMANENTS:

### I-2-1.Caractéristiques d'un aimant permanent:

Les substances qui conservent une partie importante de leur aimantation, même quand elles sont plongées dans des champs extérieurs défavorables, constituent la base des matériaux pour aimants permanents .

Un aimant permanent est caractérisé par son cycle d'hystérésis, et plus particulièrement par le deuxième quadrant (fig.I-1), appelé courbe de désaimantation qui correspond au domaine de fonctionnement de l'aimant.

L'induction rémanente  $B_r$  détermine la section normale (Critère d'Evershed) nécessaire au passage du flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.

Le champ coercitif  $H_c$  exprime la résistance de l'aimant à la démagnétisation. L'aimant est d'autant stable que ce champ est élevé.

Le produit d'énergie  $(-B.H)_{max}$ , définissant la densité d'énergie de l'aimant, correspond à l'énergie disponible dans l'espace environnant l'aimant.

Le point de Curie donne la température au delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques.

Pour une application donnée, il est nécessaire de connaître les propriétés mécaniques de l'aimant [14].

### I-2-2.Aimants utilisés dans les machines électriques:

L'industrie des aimants permanents offre plusieurs catégories de matériaux qui se différencient par les procédés de leurs obtentions. Ces procédés ont un effet direct sur leurs caractéristiques magnétiques et mécaniques. Ces différences conduisent, selon l'application, à un choix d'un type d'aimant qui résulte le plus souvent de certains critères technico-économiques [15,16,17].

Actuellement, on classe les matériaux pour aimants en trois grandes familles:

les aimants métalliques, les ferrites et les terre-rares.

#### a-Les aimants métalliques:

Il existe plusieurs type d'aimants métalliques [14]. Les plus intéressants pour être utilisés dans les machines électriques sont ceux du type alliages ALNICO [18]. Les ALNICO (Aluminum, Nickel), magnétiquement anisotropes, sont durs et fragiles. Ils se caractérisent par une induction rémanente appréciable (fig.I-2). Néanmoins, ils présentent un faible champ coercitif ce qui limite leur utilisation au niveau des machines électriques. Ils possèdent une aimantation qui reste constante, même à des températures élevées [14].

#### b-Les ferrites:

Ce sont des matériaux frittés. Ils ont une mauvaise tenue mécanique. Ils possèdent une faible induction rémanente. Leur champ coercitif, assez élevé, leur confère une bonne résistance à la démagnétisation. Leurs prix de revient, relativement bas, offre la possibilité d'envisager leurs utilisation comme inducteurs de machines électriques de faible puissance [7].

#### c-Terre-rares:

Ils permettent d'obtenir des aimants performants. Ils réunissent simultanément plusieurs qualités. Ils se caractérisent par un large cycle d'hystérésis, une aimantation importante ( de l'ordre du Tesla), suffisamment rigide pour considérer leur perméabilité voisine de celle de l'air [16,19,20]. Toutes ces qualités font que leur domaine d'utilisation devrait s'accroître, en particulier, pour la fabrication des machines à hautes performances pour des puissances moyennes [8].

Parmi ces matériaux, on distingue principalement ceux à base de Samarium-Cobalt et ceux à base De Néodyme-Fer-Bore.

### c-1.Samarium-Cobalt (SmCo):

Leurs propriétés magnétiques varient peu avec la température. Pour un même volume d'aimant, ils permettent de développer un couple massique beaucoup plus important qu'en utilisant les ferrites [17].

Néanmoins, leurs prix de revient assez élevé, limite leurs emplois à certaines applications bien précises [14].

### c-2.Néodyme-Fer-Bore (NdFeB):

Les matériaux à base de NdFeB constituent la dernière génération d'aimants performants (1983) [19,20]. Ils présentent, par rapport au SmCo, un produit d'énergie  $(-B.H)_{max}$  beaucoup plus important et un meilleur prix de revient. Cependant, Leurs point de Curie bas (fig.I-3) et leur sensibilité à l'oxydation posent certaines difficultés quant à leurs utilisation.

Les aimants à base de NdFeB permettent d'obtenir un couple massique élevé sans besoin de concentration de flux. Ils sont très employés comme inducteurs de machines électriques qui présentent un large entrefer magnétique (surtout pour les structures à enroulement dans l'entrefer [21,22].

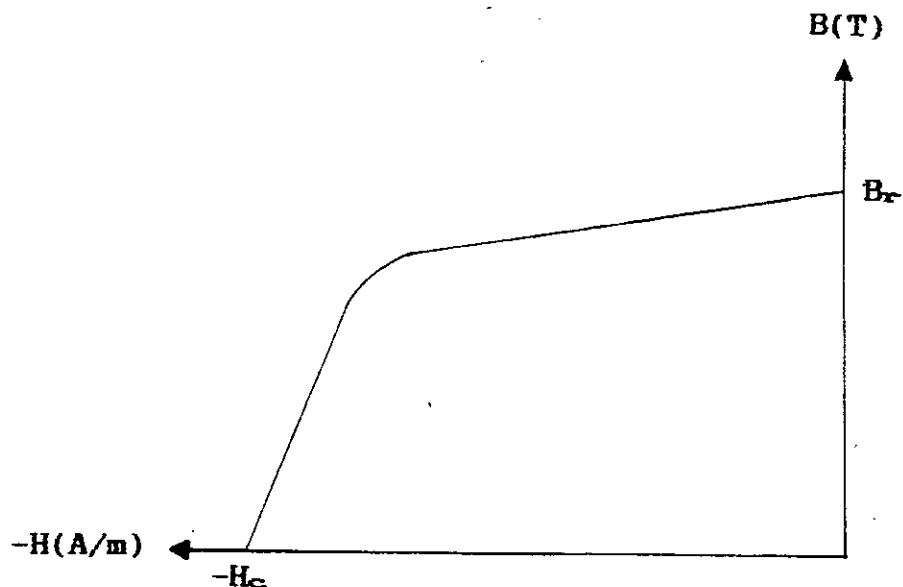


fig.I-1: Courbe de désaimantation d'un aimant.

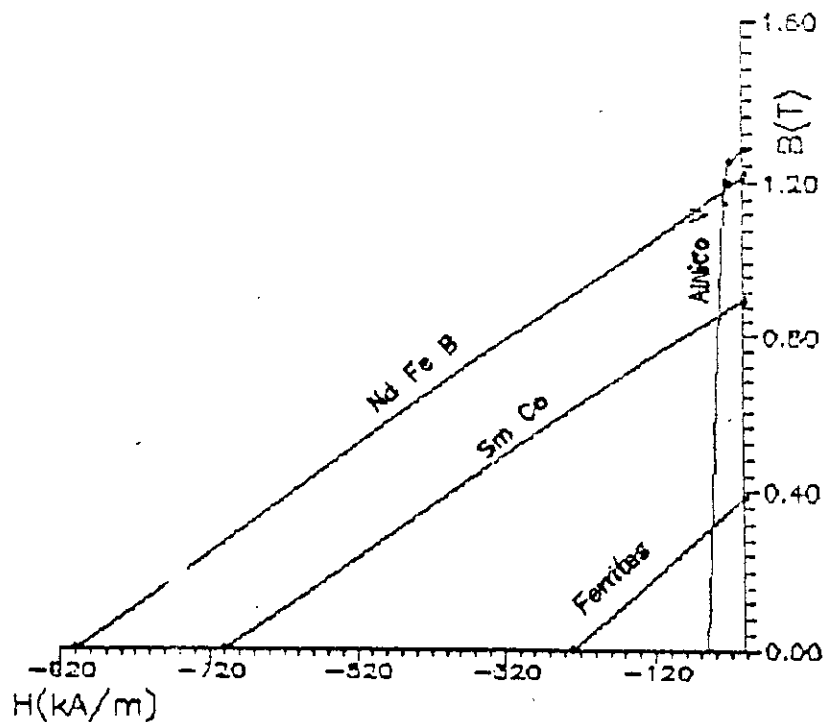


fig.I-2: courbe de désaimantation des différentes nuances d'aimants[14]

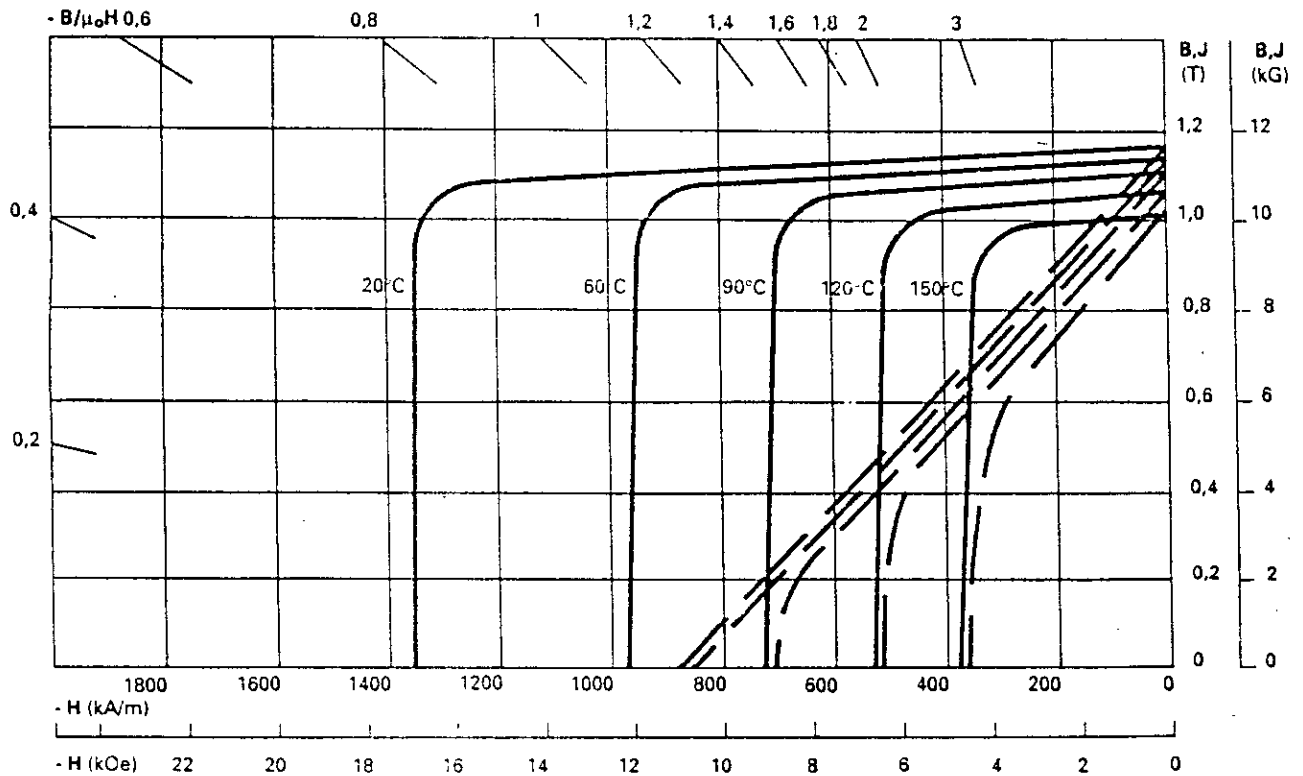


fig.I-3: Courbe de désaimantation de NdFeB(UGISTAB 255H) à différentes températures [20]

### I-3. STRUCTURES DES INDUCTEURS DES MACHINES A AIMANTS:

On retrouve dans la littérature toute une variété de structures de machines à aimants . Cette diversité porte plus sur la structure de leurs inducteurs.

On distingue principalement les machines à aimants à pôles lisses et ceux dites à pôles saillants.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables [9]. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leurs dispositions au niveau du rotor.

### **I-3-1.Structures à pôles saillants:**

La saillance permet en principe d'augmenter le couple et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants[23,24].

On relève plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants.

#### **a-Structures avec pièces pôlaires et concentration de flux:**

Elles permettent d'améliorer le niveau de l'induction dans l'entrefer grâce aux pièces pôlaires surtout pour les inducteurs constitués d'aimants présentant une faible induction rémanente tel les ferrites [7]. On peut réaliser, selon le sens de l'aimantation (fig.I-4,a) ou de la disposition des pièces pôlaires (fig-I.4,b), plusieurs variétés de structures.

#### **b-Structures avec pièces pôlaires sans concentration de flux:**

Les aimants, généralement à aimantation radiale, sont placés sous des pièces pôlaires (fig.I-5) afin de diminuer l'entrefer magnétique en vue d'améliorer les performances de la machine.

#### **c-Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique:**

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques et débouchent sur l'entrefer(fig.I-6). Ce type de structure, outre la simplicité de leur réalisation, permet d'augmenter le couple tout en diminuant le volume d'aimants [8,9]. Le couple, dans ce cas, est la résultante d'un couple d'interaction et d'un couple de réluctance. La réluctance du rotor accentue cependant les ondulations du couple [25].



#### d-Structures à aimants internes:

Ce sont des inducteurs à géométrie complexe. Les aimants sont logés à l'intérieur du rotor (fig.I-7).

Il existe toute une variété de configurations [26]. Leur robustesse mécanique leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes [27]. Toutefois, une saturation apparaît dans les régions où sont encastrés les aimants; en particulier quand on utilise les aimants à base de NdFeB [28].

#### I-3-2.Structures à pôles lisses:

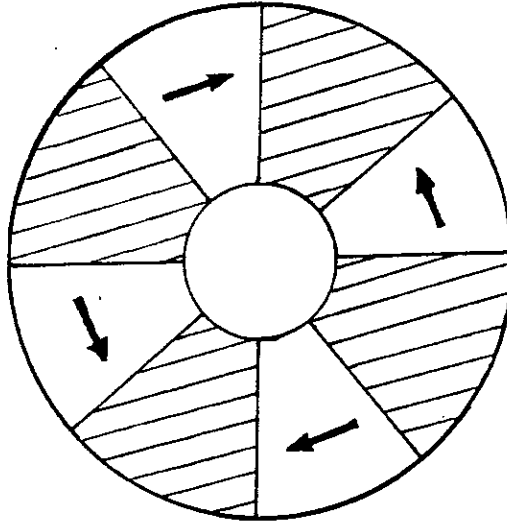
Les aimants, généralement en forme de "tuile", sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes au niveau de l'entrefer.

Ces structures se différencient par le sens de l'aimantation des aimants qui peut être radiale (fig.I-8,a), azimutale (fig.I-8,b) ou mixte (fig.I-8,c). On rencontre parfois des aimantations inclinées [29].

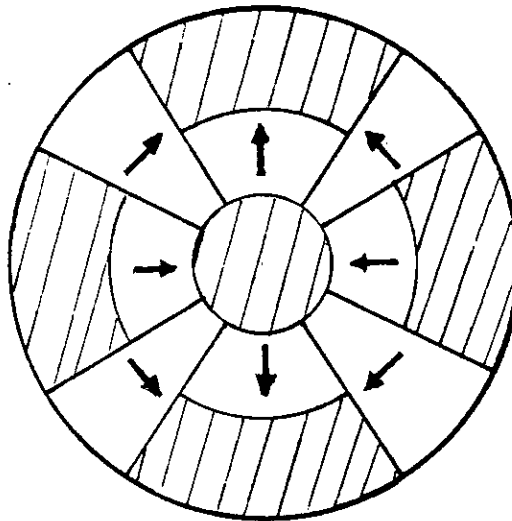
Les paramètres qui influent sur les performances de ce type de machines sont le sens de l'aimantation, l'épaisseur de l'aimant, son ouverture sur un pas polaire, l'épaisseur de l'entrefer, le type de matériau utilisé, le mode d'alimentation adopté et la densité de courant injectée au niveau des encoches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

L'adaptation de la forme d'onde du courant statorique avec celle de l'induction est nécessaire pour améliorer les performances de ce type de machines [30,31].

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 [32].



a-pièces polaires et aimantation azimutale [7]



b-combinaison d'aimantation radiale et azimutale [2]

fig.I-4:structures avec pièces polaires et concentration de flux

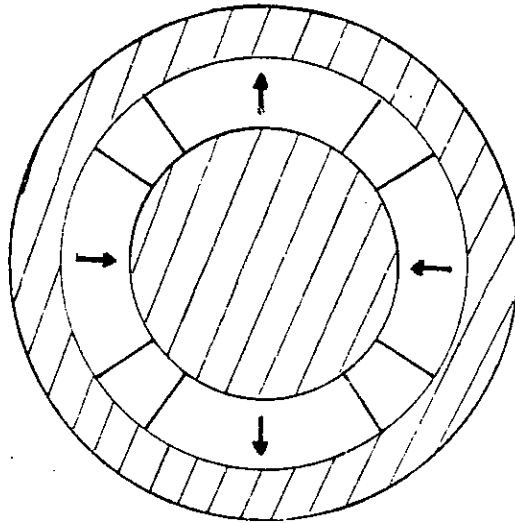


fig.I-5:structures avec pièces polaires sans concentration de flux [11]

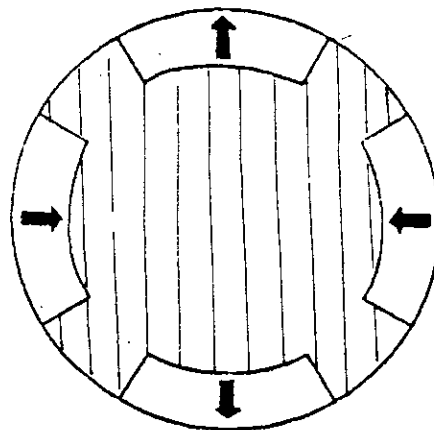


fig.I-6:structure à aimants insérés dans l'armature rotorique[9]

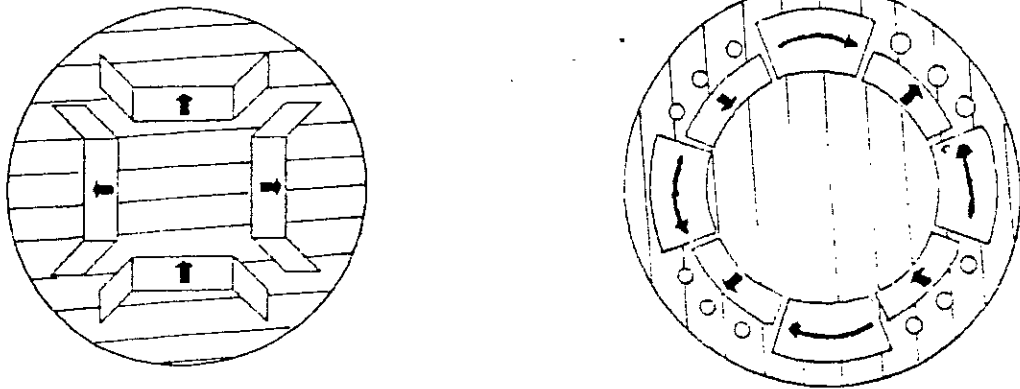
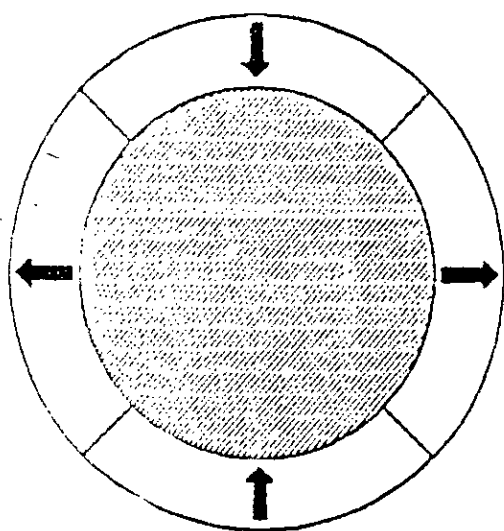
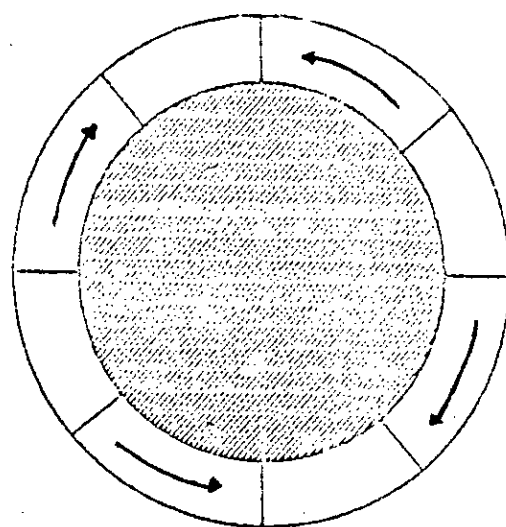


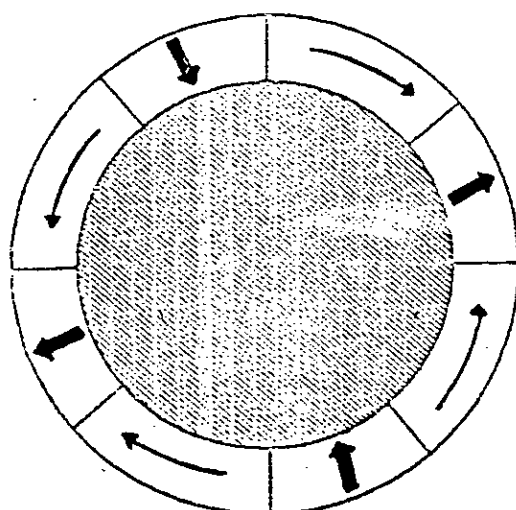
fig.I-7:exemples de structures à aimants internes [26].



a-aimantation radiale.



b-aimantation azimuthale



c-aimantation mixte.

fig.I-8:structure à pôles lisses.

#### I-4.MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE A AIMANTS:

##### I-4-1.Fonctionnement en mode synchrone autopiloté:

La machine synchrone autopilotée est un dispositif à vitesse variable dans lequel la fréquence d'alimentation du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de sorte que le synchronisme soit toujours assuré.

Cet asservissement, analogue à celui réalisé par l'ensemble balais-collecteur dans les machines à courant continu, est élaboré à partir d'un système de détection de la position du rotor.

L'alimentation pour un mode de fonctionnement synchrone autopiloté, englobe plusieurs variantes[32] qui dépendent de la puissance et des caractéristiques de la machine (inductance, les formes d'ondes de l'induction dans l'entrefer et de la Fem induite), de celles du convertisseur statique utilisé ainsi que de la technique de commande employée.

Deux sortes de moteurs synchrones autopilotés à aimants peuvent être dégagées:

-les machines avec Fem sinusoidales alimentées par des courants sinusoidaux. L'alimentation est, dans ce cas, assurée par un onduleur de tension [33,34].

-les machines à courant continu sans collecteur (Brushless DC Motor) avec des Fem de formes d'ondes rectangulaires ou trapézoïdales, alimentées par des créneaux de courants rectangulaires ou trapézoïdaux [32,33].

Deux types de structures de convertisseurs statiques permettent de réaliser ce mode d'alimentation. Les commutateurs de courants et les onduleurs de tension contrôlés en courant.

Dans notre cas, nous adopterons une alimentation en créneaux de courants.

#### I-4-2. Commutateur de courant et onduleur de tension contrôlé en courant:

##### a-Commutateur de courants(fig.I-9):

Ce sont des convertisseurs statiques relativement simples à réaliser. Leur commutation est assurée par les tensions aux bornes de la machine. Cependant, pour que cette commutation ait lieu, il faut qu'au moment où elle se produit le courant soit déphasé en avant par rapport à la Fem. Une procédure de contrôle particulière est nécessaire pour le démarrage et pour les faibles vitesses [32].

L'alimentation est assurée par une source de courant généralement réalisée au moyen d'un onduleur contrôlé en courant, associé à une inductance de lissage qui empêche toute évolution brusque de courant. Le courant, délivré par le redresseur, est aiguillé par les interrupteurs unidirectionnels de l'onduleur. Les séquences de commande étant élaborées grâce au détecteur de position.

Ce type de dispositif a connu un large développement dans le domaine des puissances élevées [30].

##### b-Onduleur de tension contrôlé en courant(fig.I-10):

L'association d'un onduleur de tension contrôlé en courant et d'une machine synchrone à aimants ne comportant pas de possibilités de circulation de courants induits au rotor, autorise d'excellentes performances en régime dynamique, limitées uniquement par la constante de temps électrique de l'induit et par la technique de contrôle employée [32].

Ce dispositif offre, par l'intermédiaire de sa boucle d'asservissement, la possibilité de contrôler les courants en amplitude et en phase comme il peut permettre d'imposer leurs formes [32]. Il donne ainsi l'avantage de choisir la forme d'onde du courant la plus adéquate en fonction des caractéristiques de la machine. Le choix de ce type de système constitue la solution la plus avantageuse pour les applications de petites et moyennes puissances [8].

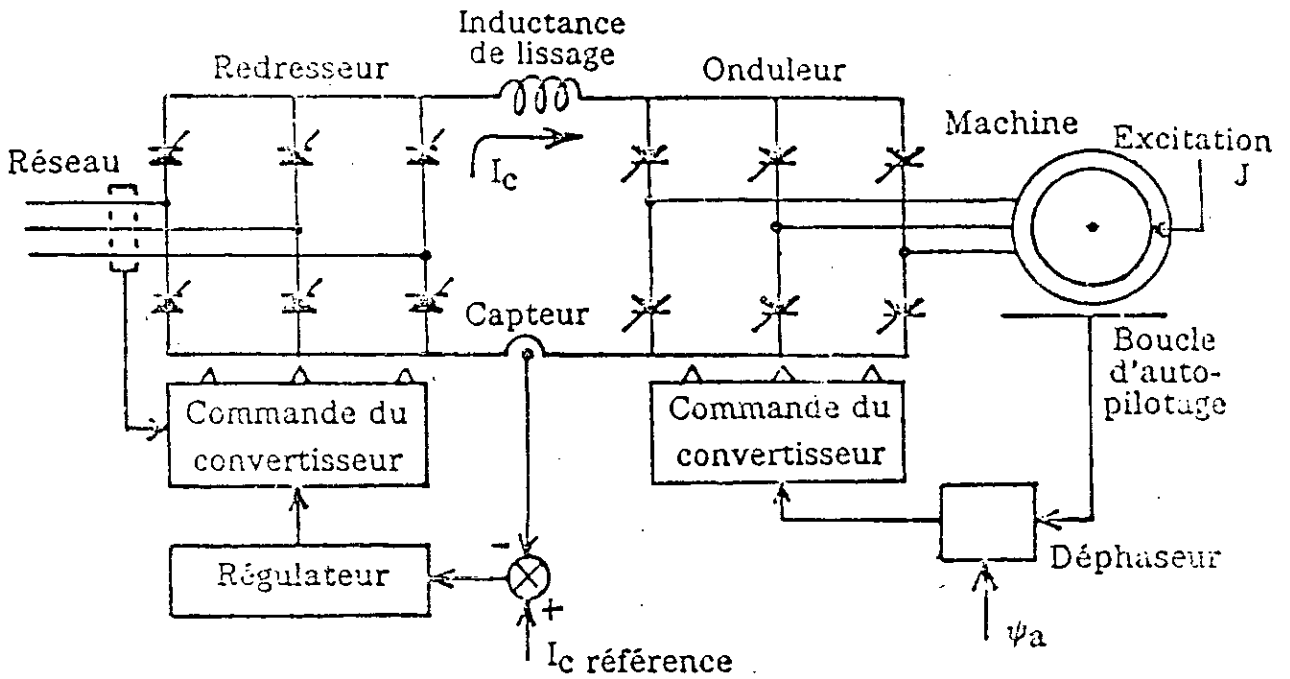


fig.I-9:commutateur de courant [32]

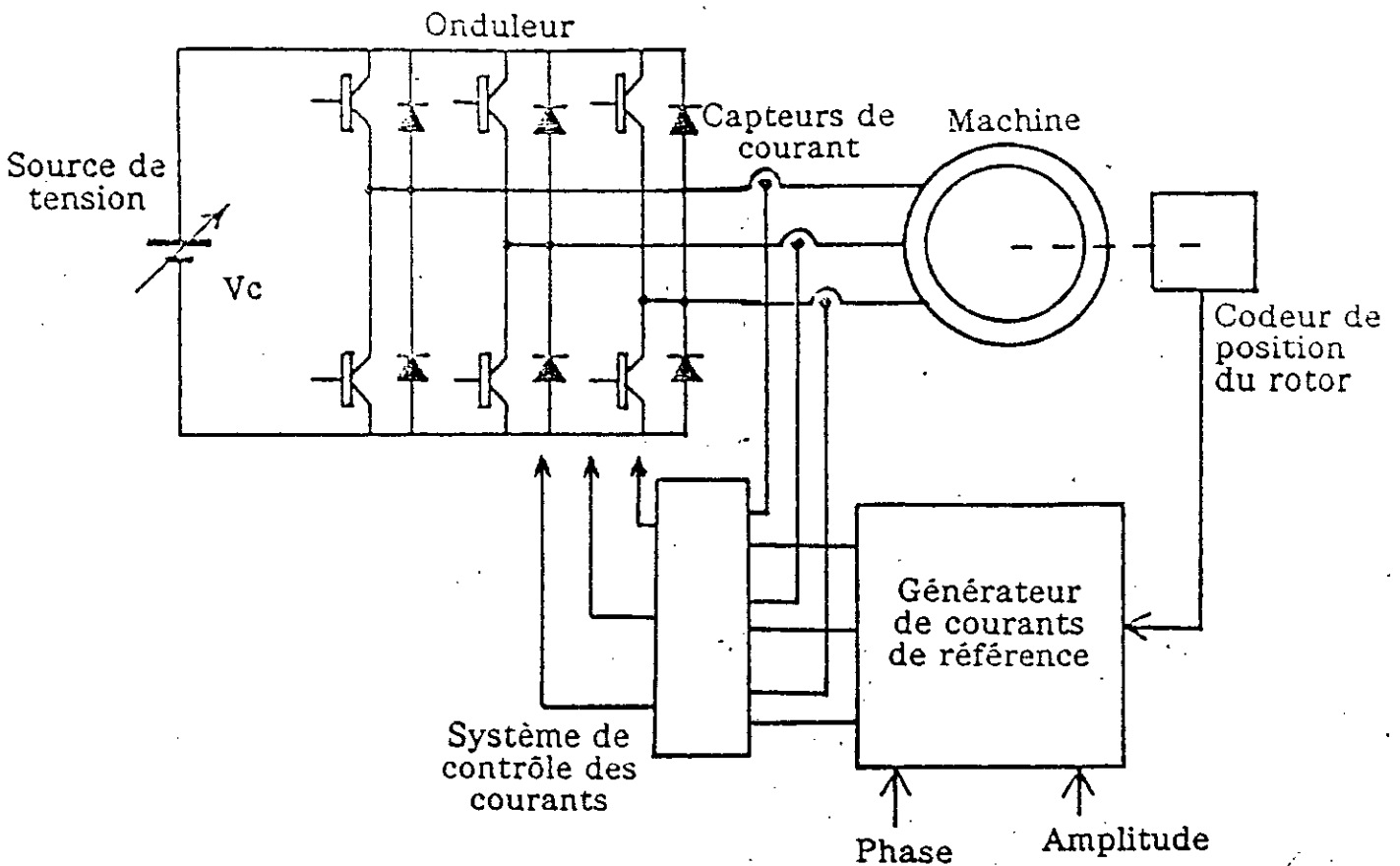


fig.I-10:Onduleur de tension contrôlé en courant [32]



## c-Alimentation par des créneaux de courants:

L'alimentation produit des formes d'ondes carrées d'une durée égale à  $120^\circ$  électrique. Ces durées de conduction sont séparées par des interruptions de  $60^\circ$  électrique à courant nul (fig.I-11).

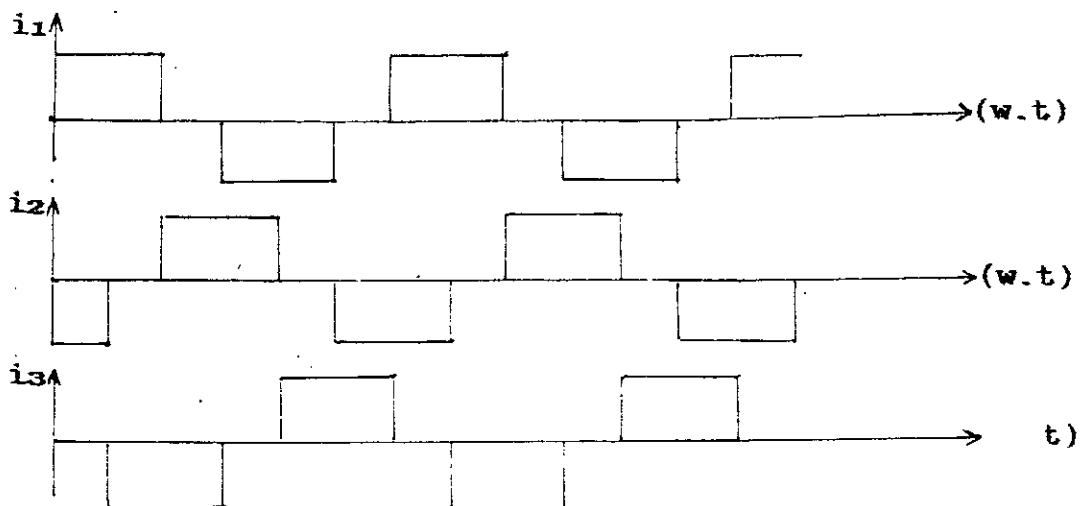
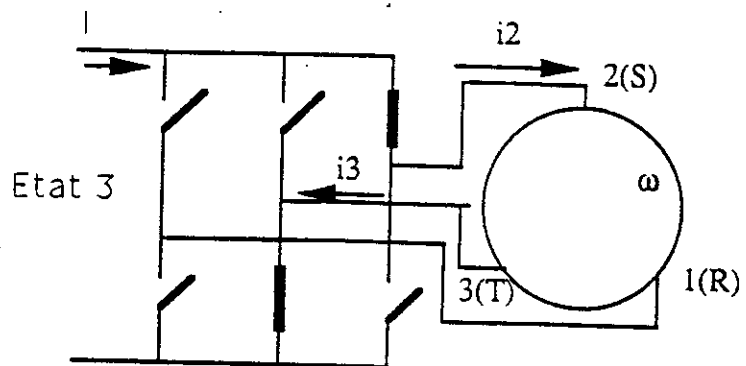
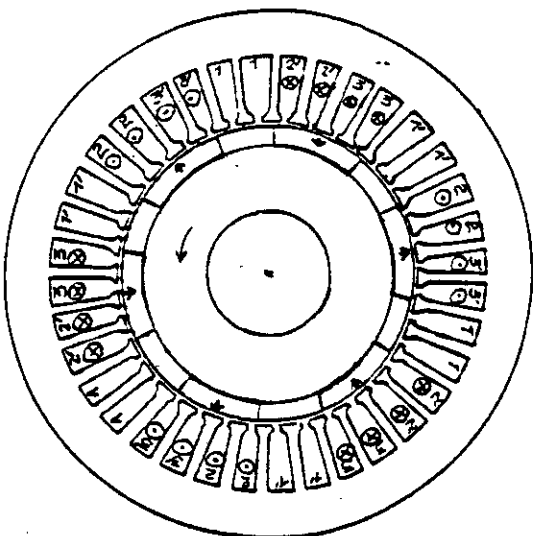
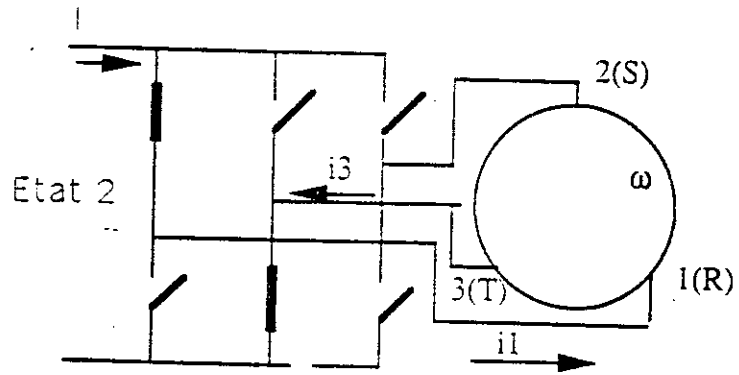
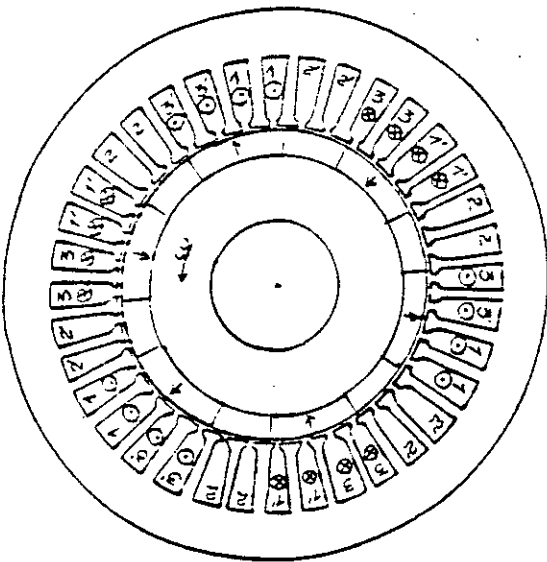
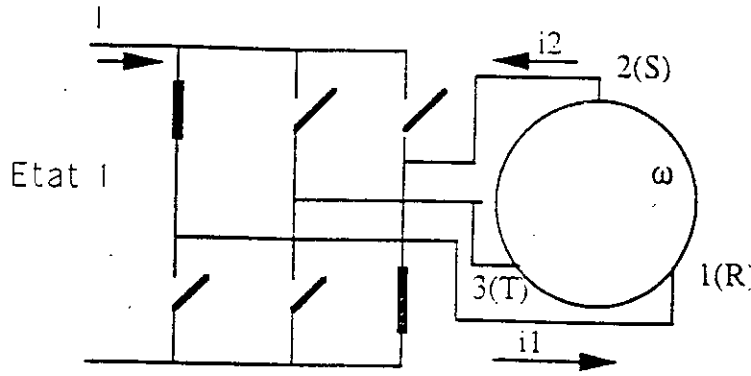
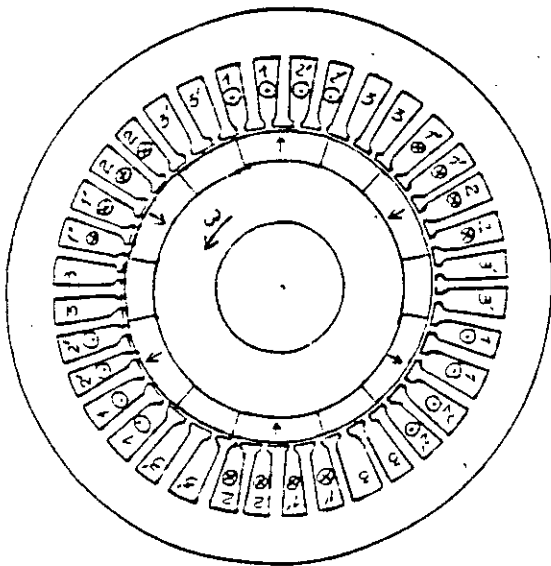


fig.I-11:schéma de principe d'une alimentation par des formes d'ondes rectangulaires de type  $120^\circ$

Au cours de notre étude la commutation est supposée instantanée. Le schéma (fig.I-12) illustre les différentes séquences de conduction et d'interruption des commutateurs d'un onduleur alimentant une machine hexapolaire. Tous les  $60^\circ$  électrique, le courant est commuté d'une phase à une autre de telle sorte qu'il y ait toujours deux phases qui sont alimentées simultanément en série par un courant constant. Ainsi, durant un cycle de fonctionnement il y aura six séquences de conduction. Le couple résultant apparaît donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développées par la machine pendant l'intervalle séparant deux commutations successives (fig.I-13).



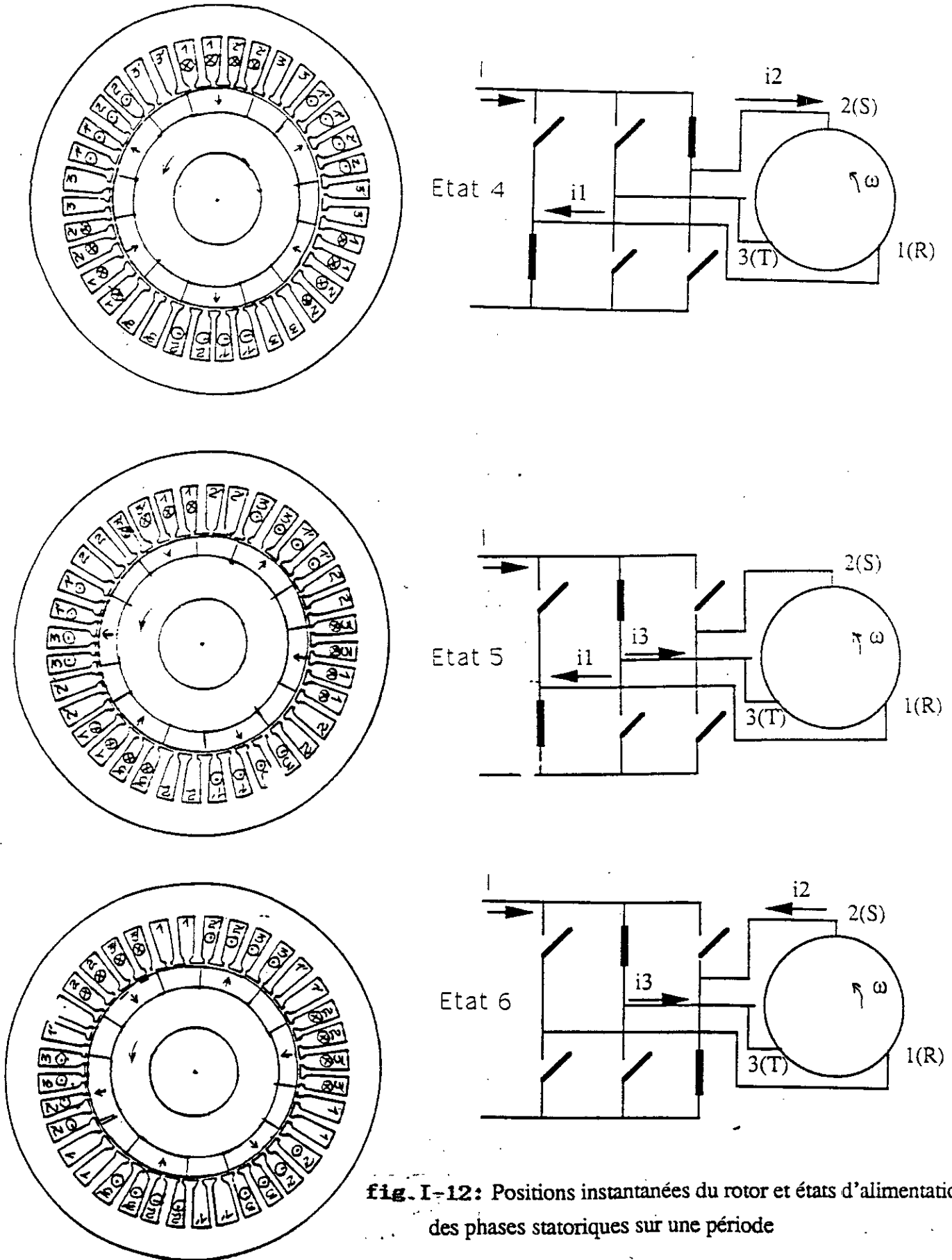


fig. I-12: Positions instantanées du rotor et états d'alimentation des phases statoriques sur une période

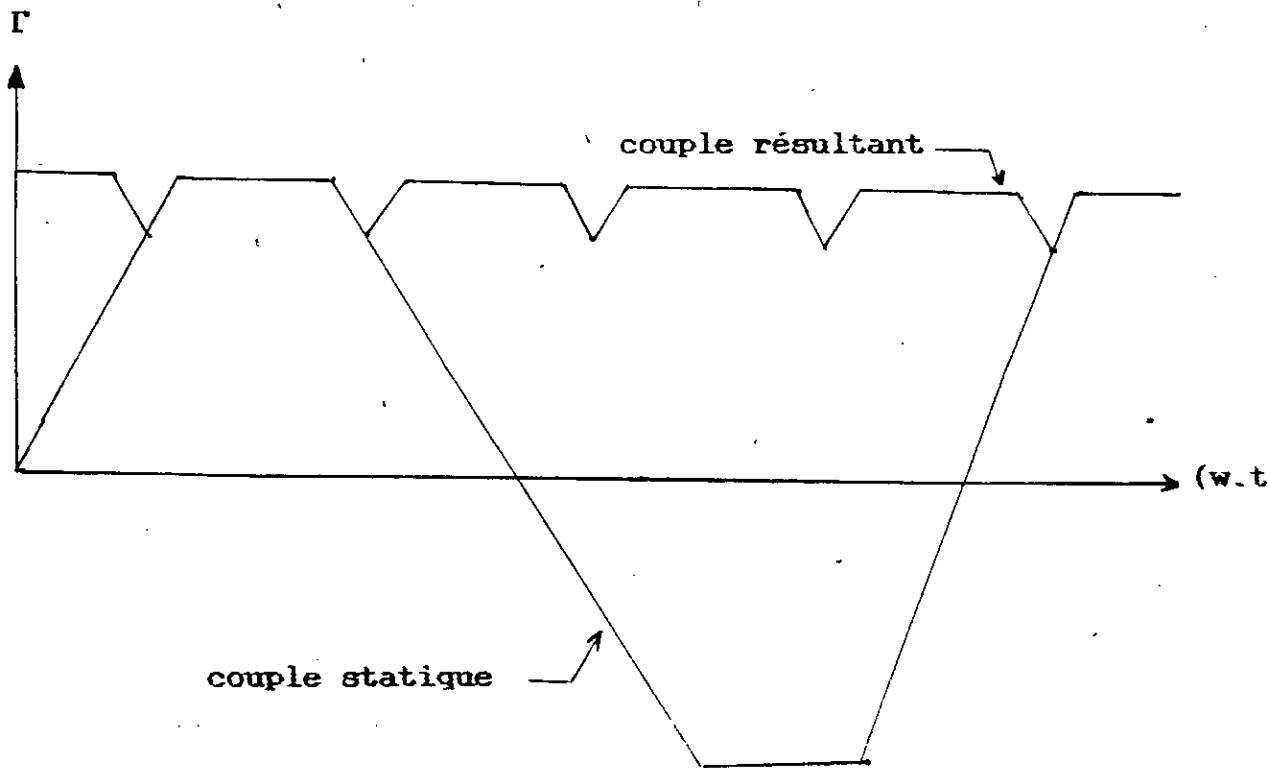


fig.I-13:Formation du couple résultant de la juxtaposition des couples statiques.

#### d-Inconvénients du fonctionnement autopiloté:

L'inconvénient principal de ce genre d'association est celui des ondulations du couple qui peuvent être dues:

à la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer qui est fortement dépendante de la structure de l'inducteur. Un choix judicieux du type d'inducteur en fonction du mode d'alimentation permet de réduire ces ondulations [21,35].

à la réluctance introduite par la denture statorique. L'utilisation des machines à enroulements dans l'entrefer annule cet effet [25,36].

au mode d'alimentation adopté. L'amélioration de la commande en utilisant des techniques de contrôle de plus en plus performantes constitue une solution pour diminuer les ondulations provoquées par l'alimentation [37].

### I-5. CONCLUSION:

Les machines à aimants englobent toute une variété de structure.

Leurs performances dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume et du type d'aimants utilisé ainsi que de leur mode d'alimentation.

Dans notre travail nous nous intéresserons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface du rotor.

Ce type de machines présentent généralement un large entrefer magnétique. Ces moteurs nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants (NdFeB, SmCo).

Nous étudierons particulièrement l'influence du sens de l'aimantation et des dimensions des aimants sur le couple dans le cas d'une alimentation par des créneaux de courants.

Chapitre.II.

*CALCUL DE CHAMP D'UNE MACHINE  
SYNCHRONNE A AIMANTS A ROTOR LISSE*

## II-1. INTRODUCTION:

Les grandeurs caractéristiques d'une machine à aimants permanents peuvent être déterminées par différentes méthodes dont les plus utilisées sont celles se basant sur un calcul de champ.

Les méthodes analytiques de calcul de champ se révèlent fort intéressantes lorsque la structure étudiée présente des géométries simples.

Les machines à aimants à rotor lisse qui sont généralement à large entrefer magnétique se prêtent bien à de telles méthodes [35,38,39].

Ces méthodes constituent un outil efficace pour réaliser une étude paramétrique. Elles permettent en outre d'effectuer un prédimensionnement géométrique rapide.

Nous nous proposons de développer un modèle d'étude bidimensionnel, utilisant des solutions analytiques, pour calculer des structures de machines à aimants à rotor lisse, en fonctionnement synchrone autopiloté. Nous nous intéressons, en particulier, au calcul des structures à aimantation radiale, azimutale et mixte. Les expressions des potentiels vecteurs, dus aux aimants et aux courants statoriques, sont déterminés séparément.

## II-2. STRUCTURES DE MACHINES A AIMANTS A ROTOR LISSE :

Les structures que nous nous proposons d'étudier sont constituées(fig.II-1):

d'un stator cylindrique, en matériau ferromagnétique, comprenant un enroulement triphasé classique. Les bobines sont logées dans des encoches.

d'un rotor lisse, en matériau ferromagnétique, sur lequel sont fixés des aimants généralement en forme de "tuile", qui n'occupent pas nécessairement un pas polaire et peuvent être séparés par des pièces amagnétiques. Ces aimants, à base de terre-rares (NdFeB, SmCo), sont constitués par des barreaux élémentaires.

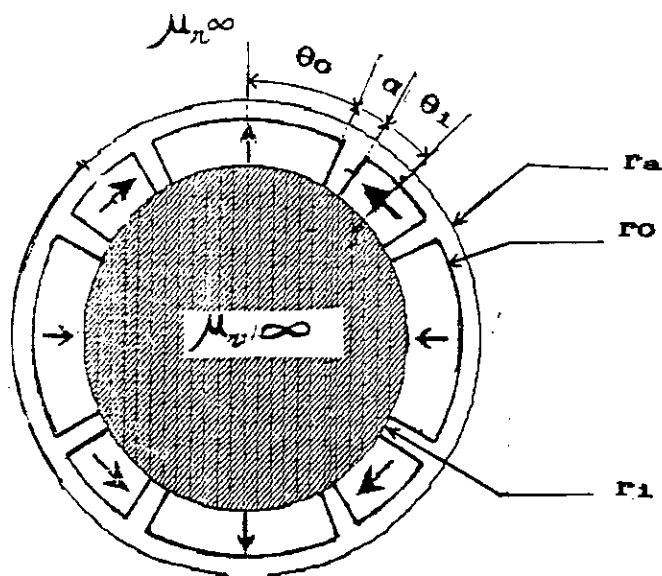


fig.II-1: Structure d'une machine synchrone à aimants à rotor lisse



Les notations adoptées, pour les différentes grandeurs de la structure définie ci-dessus sont:

- $\theta_0$  :demi-ouverture d'un aimant radial.
- $\alpha$  :demi-ouverture d'un aimant azimutal.
- $\theta_1$  :écart angulaire entre un aimant radial et un aimant azimutal.
- $r_1$  :rayon interne du rotor.
- $r_0$  :rayon externe du rotor.
- $r_a$  :rayon d'alésage du stator.

Par la suite, nous considèrerons deux zones:

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

la zone (2) située au dessus des aimants:  $r_0 < r < r_a$

### II-3. MODELE D'ETUDE:

Le modèle adopté est bidimensionnel, la machine est supposée suffisamment longue pourqu'on puisse négliger les effets d'extrémités. Nous travaillerons donc dans un plan radial. A cet effet, nous utilisons le potentiel vecteur qui, dans ce cas, a une seule composante suivant l'axe Oz.

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

$$B_r = -\frac{\delta A}{r \delta \theta} \quad ; \quad B_\theta = -\frac{\delta A}{\delta r} \quad (\text{II-1})$$

Les sources de champ sont les aimants et les courants statoriques.

#### II-3-1. Modèles des aimants:

Les aimants utilisés présentent une aimantation uniforme et rigide ainsi qu'une perméabilité proche de celle de l'air ( $\mu = \mu_0$ ). Ceci suggère que l'on ait [40] :

$$\nabla(\vec{M}) = 0 \quad (\text{II-2})$$

donc

$$M(r) = M \cdot \frac{r_R}{r} \quad (\text{II-3})$$

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

Les aimants sont généralement représentés, soit par le modèle Ampérien ou par le modèle Coulombien.

#### a-Représentation Amperienne:

Dans ce modèle, les aimants sont équivalents à des densités volumique et surfacique de courant, réparties respectivement dans le volume et sur la surface des aimants.

Puisqu'on a:

$$\text{rot}(\vec{M}) = 0 \quad (\text{II-4})$$

L'induction produite par les aimants sera donc la même que celle engendrée par une densité superficielle de courant donnée par [42]:

$$\vec{j} = \vec{M} \wedge \vec{n} \quad (\text{II-5})$$

Celle-ci est répartie, selon le sens de l'aimantation, sur:

les flancs latéraux des aimants pour une aimantation radiale (fig.II-2-a).

les surfaces interne( $r=r_1$ ) et externe( $r=r_0$ ) des aimants dans le cas d'une aimantation azimutale (fig.II-2-b).

### b- Représentation Coulombienne:

Le champ produit par les aimants est équivalent à celui que produirait des masses magnétiques, distribuées sur la surface et dans le volume des aimants.

Les aimants utilisés créent le même champ qu'une distribution superficielle de masse magnétique.

$$\sigma_s = M \cdot n \quad (\text{II-6})$$

Celle-ci est répartie sur :

les surfaces interne et externe des aimants pour une aimantation radiale (fig.II-3-a).

les flancs latéraux des aimants pour une aimantation azimutale (fig.II-3-b).

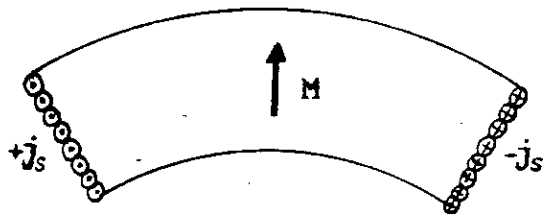
Nous adoptons, pour la suite de nos calculs, le modèle Ampérien des aimants .

#### II-3-2. Modèle des courants statoriques:

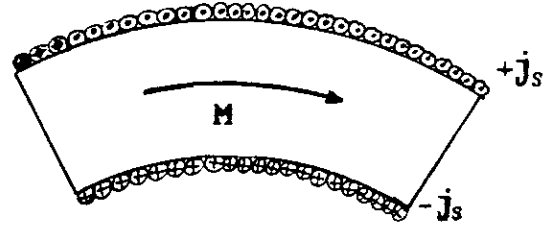
Le stator se compose d'un enroulement triphasé à simple couche. Chaque enroulement comprend deux encoches par pôle et par phase.

Les courants circulant le long des n conducteurs, sont ramenés au droit de l'isthme d'encoche (fig.II-4). Nous pouvons ainsi définir une densité superficielle de courant équivalente, répartie tout le long d'un stator lisse [41] (représentation classique).

L'hypothèse du stator lisse reste vérifiée tant que l'on ne s'intéresse pas à la détermination des couples pulsatoires et qu'on ne tient pas compte de l'effet de saturation du fer.

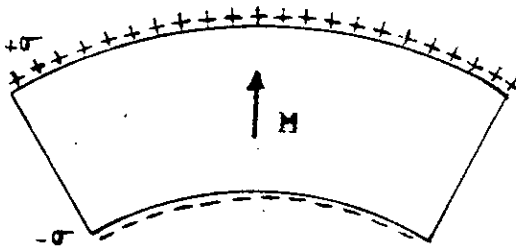


a-aimantation radiale

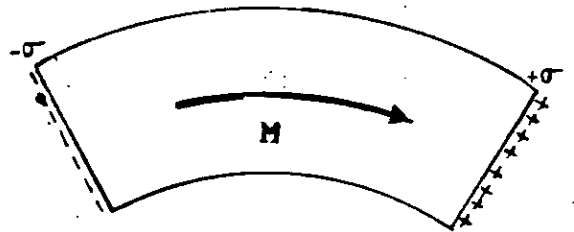


b-aimantation azimuthale

fig.II-2: Modèle Ampérien des aimants.



a-aimantation radiale



b-aimantation azimuthale

fig.II-3: Modèle Coulombien des aimants.

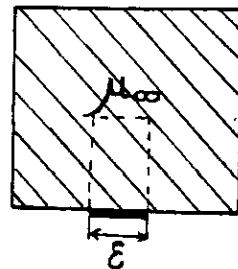
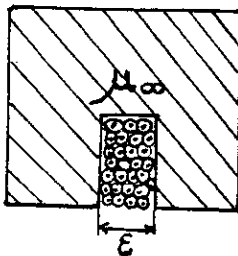


fig.II-4: Modèle des courants statoriques.

**II-2.Choix des repères:**

Nous utilisons les coordonnées polaires. Le choix de l'axe origine doit être fait de telle sorte à trouver une symétrie géométrique. A cet effet, l'axe origine, lié au rotor, correspond à l'axe Nord-Sud d'un aimant particulier d'aimantation radiale coïncidant avec l'axe situé entre deux aimants azimutaux (fig.II-5). L'axe origine, lié au stator, est, l'axe de symétrie des encoches alimentées par des courants positifs (dirigé suivant l'axe Oz).

Un point est repéré par  $\theta$  dans le référentiel du rotor et par  $\theta'$  dans celui du stator de sorte que:

$$\theta - \theta' = \delta \quad (II-7)$$

$\delta$  définit la position du rotor par rapport au stator. il varie sur un intervalle de  $(\pi/(3.p))$  entre deux commutations, dans le mode du fonctionnement autopiloté.

**II-4.POTENTIEL VECTEUR CREE PAR LES AIMANTS RADIAUX:**

Les aimants contenus dans la zone (1) sont remplacés par des courants superficiels, situés dans le vide au niveau des flancs des aimants. Nous définissons ainsi une distribution périodique de courants (fig.II-6). Celle-ci est équivalente, au sens mathématique des distributions [B], à une densité volumique de courant périodique et répartie dans la zone (1) sur l'ensemble de la machine .

Cette distribution est facilement développable en série de Fourier.

$$j(r, \theta) = \sum_k j_k \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{II-8})$$

Cette égalité est vérifiée, presque partout [8] et  $j_k$  est le coefficient de Fourier d'ordre  $(2k+1)$ , calculé sur un pas polaire, de la forme:

$$j_k = 4 \frac{P}{\pi} \cdot M \cdot \frac{r_m}{r^2} \sin((2k+1)p\theta_0) \quad (\text{II-9})$$

Les équations décrivant le potentiel vecteur sont:

$$\text{dans la zone (1) : } \Delta A_1 + \mu_0 \cdot j = 0 \quad (\text{II-10})$$

$$\text{dans la zone (2) : } \Delta A_2 = 0. \quad (\text{II-11})$$

Les équations (II-10) et (II-11), exprimées en coordonnées polaires, s'écrivent:

$$\frac{1}{r^2} \frac{\delta^2 A_1}{\delta \theta^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta A_1}{\delta r} + \frac{\delta^2 A_1}{\delta r^2} + \mu_0 j(r, \theta) = 0 \quad (\text{II-12})$$

$$\frac{1}{r^2} \frac{\delta^2 A_2}{\delta \theta^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta A_2}{\delta r} + \frac{\delta^2 A_2}{\delta r^2} = 0 \quad (\text{II-13})$$

La résolution de ces deux équations différentielles se fait par séparation de variables. La structure géométrique et la disposition de aimants suggère des solutions qui prennent la même forme dans les deux zones (1) et (2). Ainsi, le potentiel vecteur  $A(r, \theta)$  s'écrit [44]:

$$A(r, \theta) = \sum_k \alpha_k(r) \cdot \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{II-14})$$

En remplaçant les expressions du potentiel vecteur A et de ses dérivées dans les équations (II-12) et (II-13), on obtient, pour chaque harmonique de rang  $(2k+1)$ , les équations suivantes:

zone (1):

$$\ddot{\alpha}_k(r) + \frac{\dot{\alpha}_k(r)}{r} - \left[ \frac{(2k+1)p}{r} \right]^2 \alpha_k(r) + \mu_0 j_k = 0 \quad (\text{II-15})$$

zone (2):

$$r^2 \ddot{\alpha}_k(r) + r \dot{\alpha}_k(r) - [(2k+1)p]^2 \alpha_k(r) = 0 \quad (\text{II-16})$$

Le point  $(\dot{\phantom{x}})$  représente la dérivée par rapport à la variable r.

En considérant la composante tangentielle de A, nulle sur les armatures statorique et rotorique, les équations (II-15) et (II-16) admettent des solutions de la forme:

zone (1):

$$\alpha_k(r) = d_k + b_k \left[ \left( \frac{r}{r_1} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_1}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (\text{II-17})$$

zone (2) :

$$\alpha_k(r) = a_k \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (\text{II-18})$$

Le coefficient  $d_k$  correspond à la solution particulière de l'équation (II-15). Son expression est donnée par:

$$d_k = \frac{4\mu_0 M}{\pi p} \frac{r_a}{(2k+1)^2} \sin((2k+1)p\theta_0) \quad (\text{II-19})$$

En exploitant la continuité du potentiel vecteur et de sa dérivée normale à la surface  $r=r_0$ , nous pouvons facilement déterminer les expressions des coefficients  $a_k$  et  $b_k$ .

En posant:

$$e^{\alpha - (\frac{r_a}{r_0})^p} ; e^{\beta - (\frac{r_0}{r_1})^p} \quad (\text{II-20})$$

On a :

$$a_k = \frac{4\mu_0 M}{\pi p} \frac{r_a}{(2k+1)^2} \frac{\sinh((2k+1)\beta)}{\sinh((2k+1)(\alpha+\beta))} \quad (\text{II-21})$$

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



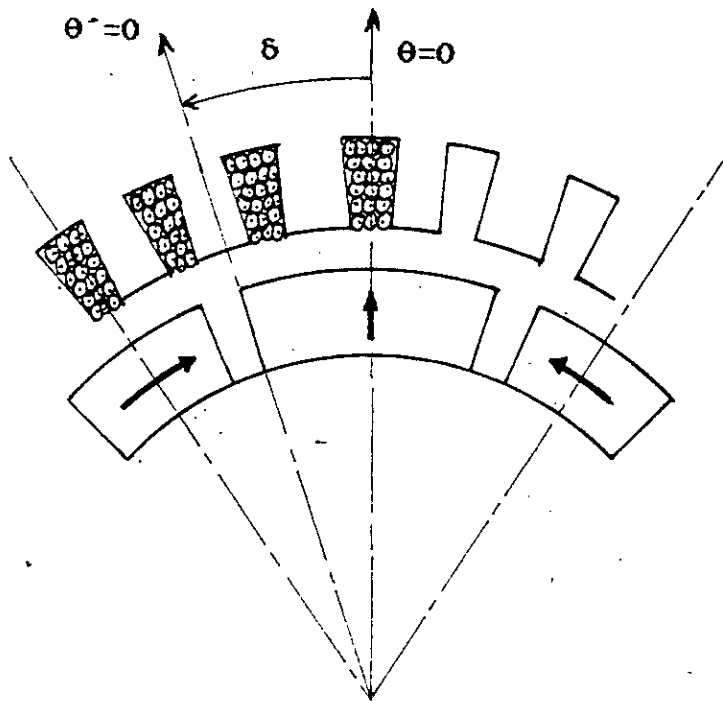


fig.II-5:Choix des repères rotorique et statorique.

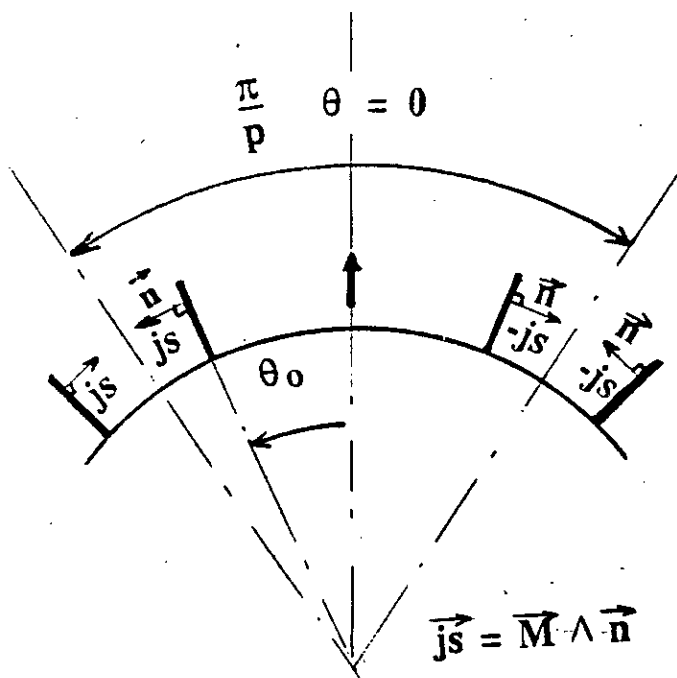


fig.II-6:Densités superficielles équivalentes aux aimants radiaux

### II-5.POTENTIEL VECTEUR CREE PAR LES AIMANTS AZIMUTAUX:

Les aimants sont remplacés par des courants superficiels situés au niveau des surfaces interne et externe du rotor (fig.II-7).

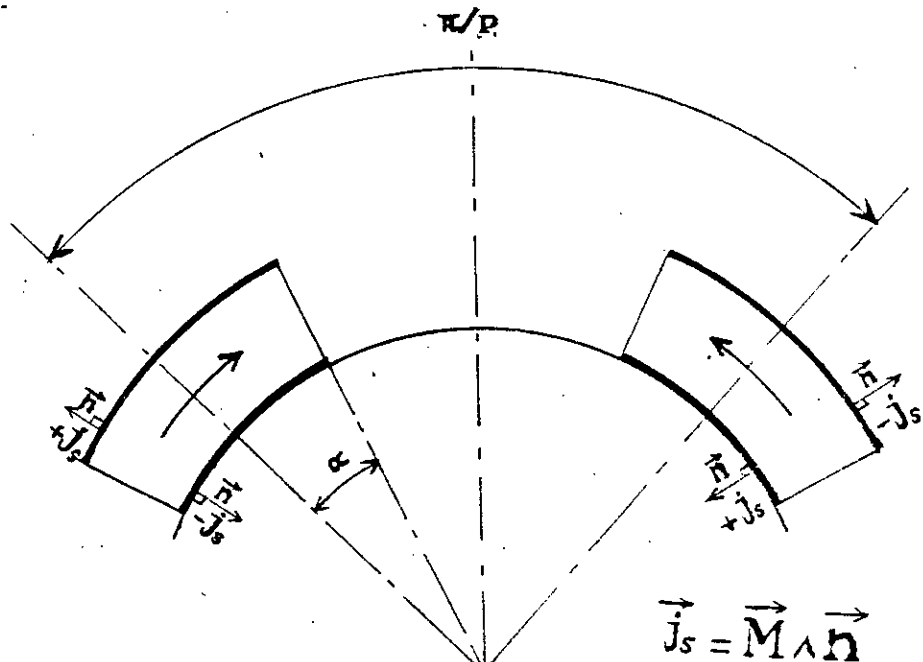


fig.II-7:densités superficielles équivalentes aux aimants azimutaux.

Nous avons ainsi défini deux densités superficielles, périodiques de courants. Celles-ci sont égales à:

$$j_s = \pm \frac{Mr}{r} \quad \text{et} \quad r=r_0 \quad \text{ou} \quad r=r_1 \quad (\text{II-23})$$

Ces densités exprimées en A/rd, sont égales de sorte que les courants circulant dans le secteur  $d\theta$  à la surface  $r=r_1$  et  $r=r_0$  soient égaux et opposés. Elles sont en outre développables en série de Fourier [12,45]

$$j_s(\theta) = \sum_k j_{sk} \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{II-24})$$

$j_{sk}$  est le coefficient de Fourier d'ordre  $(2k+1)$ , calculé sur un pas polaire (fig.II-8). Son expression est:

$$j_{sk} = \pm \frac{K}{r} \quad (\text{II-25})$$

avec:

$$K = 2 \frac{p}{\pi} \frac{Mr_a}{(2k+1)p} [\cos((2k+1)p(\theta_0 + \theta_1)) - \cos((2k+1)p(\theta_0 + \theta_1 + 2\alpha))]$$

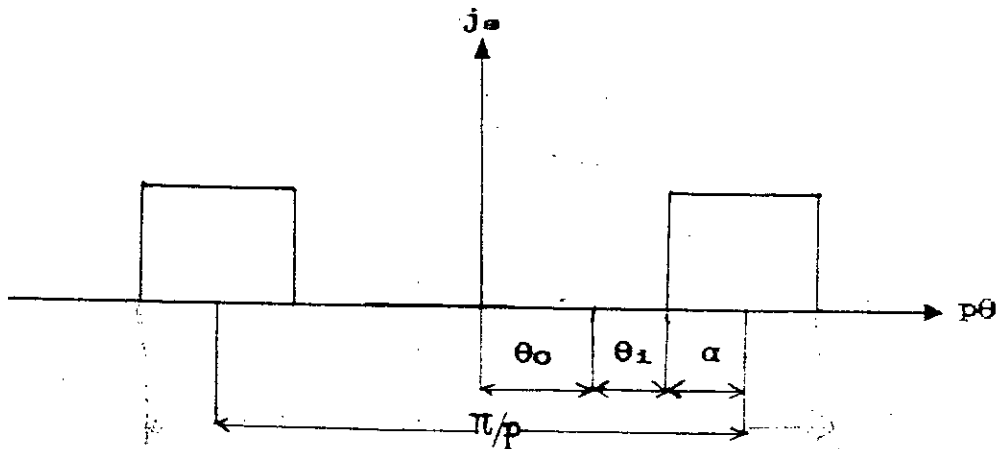


fig.II-8:répartition de la densité superficielle  $j_s$  au niveau  $r=r_1$  ou  $r=r_0$

Nous déterminons séparément les potentiels vecteurs, dus aux deux densités superficielles équivalentes. Le potentiel vecteur créé par les aimants azimuthaux sera donc leur superposition [46].

#### II-5-1. Potentiel vecteur créé par la distribution située à la surface interne du rotor:

Le potentiel vecteur, créé par cette distribution dans la zone de l'entrefer magnétique (solution de l'équation de Laplace), est de la même forme que celui décrit par l'expression (II-14). La dérivée normale de ce potentiel étant nulle aux niveaux de l'armature statorique, il vient :

$$\alpha_k(r) = a_k \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (\text{II-26})$$

Le coefficient  $a_k'$  est obtenu, en considérant la condition ( $\delta A / \delta r = \mu_0 j_s$ ) à la surface  $r=r_1$

$$a_k' = \frac{\mu_0 K}{2(2k+1)p \cdot \sinh((2k+1)p \cdot (\gamma))} \quad (\text{II-27})$$

où

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

II-5-2. Potentiel vecteur crée par la distribution située au niveau de la surface externe du rotor:

Que ce soit dans la zone (1) ou dans la zone (2), le potentiel vecteur  $A(r, \theta)$  est solution de l'équation  $\Delta A = 0$ . Son expression dans les deux zones est de la même forme que celle obtenue pour les aimants radiaux (Eq. II-14). La dérivée normale de ce potentiel étant nulle au niveau des armatures statorique et rotorique, la forme des fonctions  $\alpha_k(r)$  est:

zone (1):

$$\alpha_k(r) = b_k' \left[ \left( \frac{r}{r_i} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_i}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (\text{II-28})$$

zone (2):

$$\alpha_k(r) = c_k' \left[ \left( \frac{r}{r_a} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_a}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (\text{II-29})$$

Les coefficients  $b_k'$  et  $c_k'$  s'obtiennent, en utilisant les conditions de passage à la surface de séparation  $r=r_0$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\delta A_1}{\delta r} - \frac{\delta A_2}{\delta r} - \mu_0 j_s (r - r_0) \\ A_1 - A_2 \end{array} \right. \quad (II-30)$$

donc:

$$b_k = \frac{\mu_0 \cdot K \cdot \cosh ((2k+1)p \cdot \alpha)}{2(2k+1)p \cdot \sinh ((2k+1)p \cdot (\alpha+\beta))} \quad (II-31)$$

$$c_k = \frac{\mu_0 \cdot K \cdot \cosh ((2k+1)p \cdot \beta)}{2(2k+1)p \cdot \sinh ((2k+1)p \cdot (\alpha+\beta))} \quad (II-32)$$

Le calcul du champ étant développé en utilisant un modèle linéaire, le potentiel vecteur créé par un inducteur à aimantation mixte, sera la superposition des deux potentiels, dus aux aimants radiaux et azimutaux.

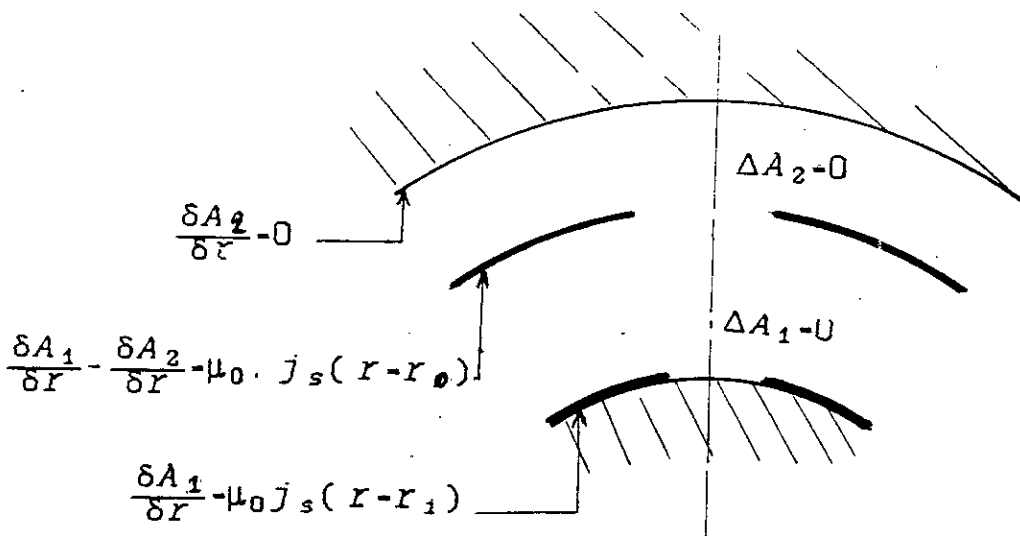
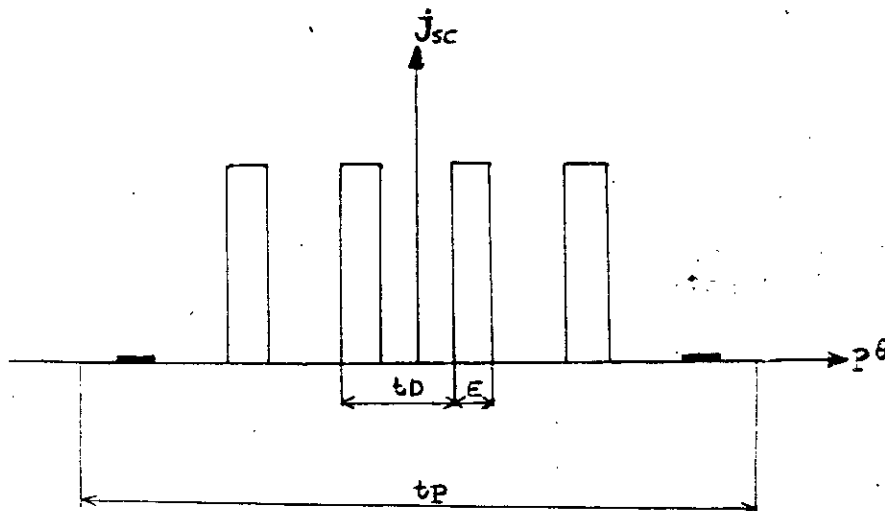


fig.II- 9 :Domaine de calcul dans le cas d'une aimantation azimutale

## II-6.POTENTIEL VECTEUR CREE PAR LES COURANTS STATORIQUES:

Nous considérons que la commutation des interrupteurs statiques est instantanée, pour le mode d'alimentation adopté. Ainsi, sur un pas polaire, deux-tiers des encoches sont alimentées par des courants positifs de formes d'ondes rectangulaires(fig.II-9).



$\epsilon$ :ouverture de l'encoche.

$tD$ :pas dentaire.

$t_p$ :pas polaire.

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

La densité superficielle équivalente à ces courants (répartie au niveau du rayon d'alésage) est développable en série de Fourier.

$$J_{sc}(p\theta') = \sum_k J_{sck} \cdot \cos((2k+1)p\theta') \quad (\text{II-33})$$

$J_{sc}(k)$  est le coefficient de Fourier qui fait apparaître les différents coefficients de bobinage pour chaque harmonique de rang  $(2k+1)$ . Il est calculé sur un demi-pas polaire.

$$j_{sc} = \frac{2}{\pi} NI \cdot K_b(k) \quad (\text{II-34})$$

NI: représente le nombre d'Ampère-tours développés par quatre encoches. Les  $K_b(k)$  seraient les coefficients de bobinage d'une bobine monophasée à pas diamétral, distribuée sur quatre encoches [41]. Ils peuvent aussi s'écrire:

$$K_b(k) = K_d(k) \cdot K_f(k) \quad (\text{II-35})$$

Les coefficients  $K_d(k)$  et  $K_f(k)$  sont respectivement les coefficients de distribution et de filtrage.

Leurs expressions respectives sont:

$$K_d(k) = \frac{1}{2} \left[ \cos \left( (2k+1) p \frac{l_p}{2} \right) + \cos \left( (2k+1) p \frac{3l_p}{2} \right) \right] \quad (\text{II-36})$$

$$K_f(k) = \frac{\sin \left( (2k+1) p \frac{\epsilon}{2} \right)}{(2k+1) p \frac{\epsilon}{2}} \quad (\text{II-37})$$

Dans le domaine de l'entrefer magnétique, le potentiel vecteur créé par les courants statoriques, est donné par :

$$A(r, \theta') = \sum_k \alpha_k(r) \cdot \cos \left( (2k+1) p \theta' \right) \quad (\text{II-38})$$

Au niveau de l'armature rotorique, la dérivée normale de ce potentiel est nulle. Ainsi les fonctions  $\alpha_k(r)$  s'écrivent:

$$\alpha_k(r) = d'_k \left[ \left( \frac{r}{r_1} \right)^{(2k+1)p} + \left( \frac{r_1}{r} \right)^{(2k+1)p} \right] \quad (\text{II-39})$$

La condition ( $\delta A / \delta r = -\mu_0 j_{sc}$ ) au niveau de l'armature statorique nous permet d'obtenir l'expression du coefficient  $d_k$ .

$$d_k = \frac{r_a \mu_0 J_{sc}}{2(Zk+1)p \cdot \sinh((Zk+1)p \cdot (\gamma))} \quad (\text{II-40})$$

Les expressions des potentiels étant connues. Les inductions magnétiques, dues aux différentes sources de champs s'en déduisent facilement, en utilisant les relations (Eq. II.1)



**II-7. DISTRIBUTION DU CHAMP CREE PAR LES AIMANTS:**

Pour mettre en évidence le modèle développé, nous avons choisi une machine [8,9] dont les caractéristiques principales sont données ci-dessous:

- diamètre externe: 106,5 mm.
- diamètre d'alésage: 62 mm.
- longueur utile: 140 mm.
- épaisseur de l'entrefer: 0,8 mm.
- nombre de paires de poles:  $p=3$ .
- nombre d'encoches statoriques: 36.
- courant nominal:  $I_n=9A$ .
- les aimants sont à base de NdFeB:  $\mu_0.M=1T$ .

Nous avons représenté, pour les différentes structures à rotor lisse, l'influence de l'ouverture des aimants et du sens de leurs aimantation sur la répartition de l'induction le long de l'entrefer. Nous nous sommes intéressés, en particulier, à l'induction radiale, développée par les aimants du moment que c'est elle qui participe à la création du couple électromagnétique.

**a-Structure radiale:**

Les aimants radiaux développent des inductions radiales de forme trapézoïdale. L'intervalle où cette induction reste constante est lié à l'ouverture des aimants sur un pas polaire (fig.II-10).

Pour ce type de structure, l'induction au niveau du rayon d'alésage reste appréciable. Celle-ci ne varie que très faiblement (moins de 1 %) en se déplaçant du rotor vers la stator.

**b-Structure azimutale:**

Ce type de structure développe des inductions radiales, au niveau de l'entrefer, plus réduites que dans le cas d'une aimantation radiale, à volume d'aimants égal. Elles sont, en outre, fortement ondulées (fig.II-12). Ainsi, il est évident que le couple que développerait la structure radiale serait plus important que celui développé par cette structure.

Ce résultat était prévisible du fait que le sens de l'aimantation est tangentielle. Ainsi, Pour élever le niveau de l'induction radiale dans l'entrefer, il faut soit augmenter au maximum le volume d'aimants où guider les lignes de champ à travers une pièce polaire tout en évitant les court-circuits magnétiques.

**c-structure mixte:**

Les ouvertures relatives des aimants radiaux et azimutaux sur un pas polaire, influent considérablement sur la répartition de l'induction. Un bon choix de ces dernières permet d'améliorer la forme d'onde de l'induction radiale (fig.II-14 et II-16). Les aimants azimutaux influent sur la forme d'onde de l'induction radiale ; alors que les aimants radiaux agissent surtout sur son amplitude(fig.II-16).

Pour un même volume fixe d'aimants, entre les structures radiale et mixte, la différence se situe surtout au niveau de la forme d'onde de l'induction (fig.II-16). Ainsi, pour une alimentation donnée, cette différence se repercutera particulièrement sur les ondulations des couples développés par ces deux structures.

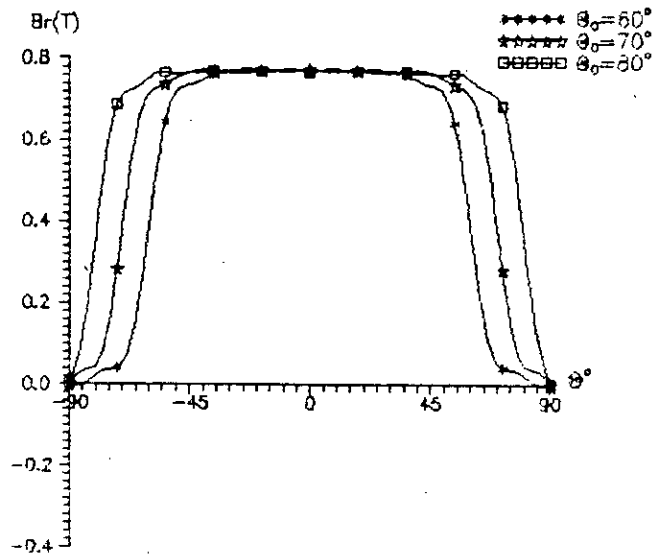


fig.II-10: Répartition de l'induction radiale due aux aimants radiaux au niveau du rayon d'alésage.

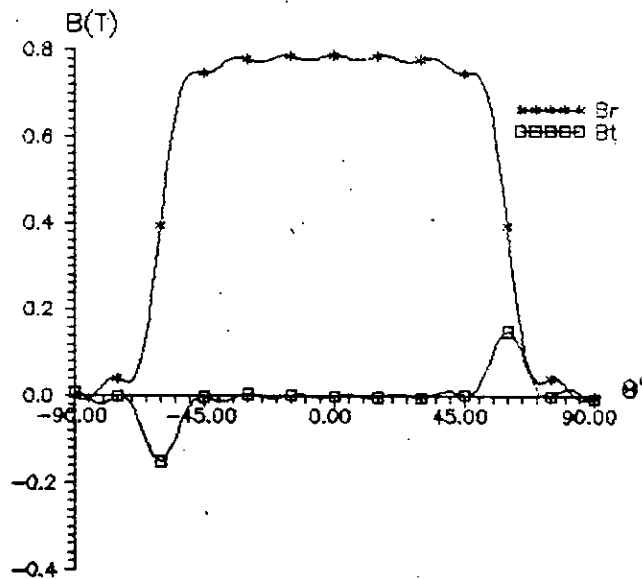


fig.II-11: Répartition de l'induction due aux aimants radiaux au niveau de l'entrefer ( $r=0.0305$  mm ;  $\theta_0=60^\circ$  elec)

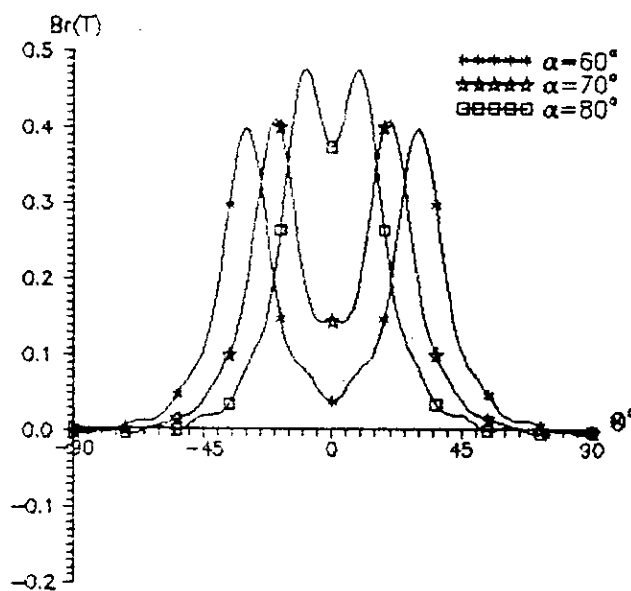


fig.II-12: Répartition de l'induction radiale due aux aimants azimutaux au niveau du rayon d'alésage.

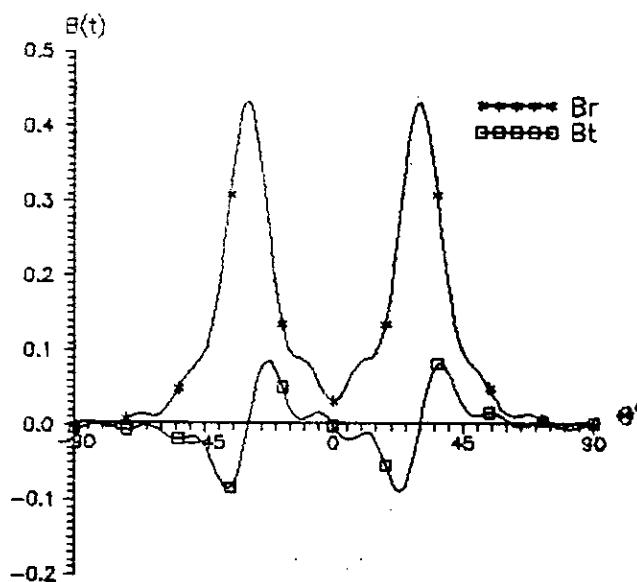


fig.II-13: Répartition de l'induction due aux aimants azimutaux au niveau de l'entrefer ( $r=0.0305$  mm ;  $\alpha = 60^\circ$  élect)

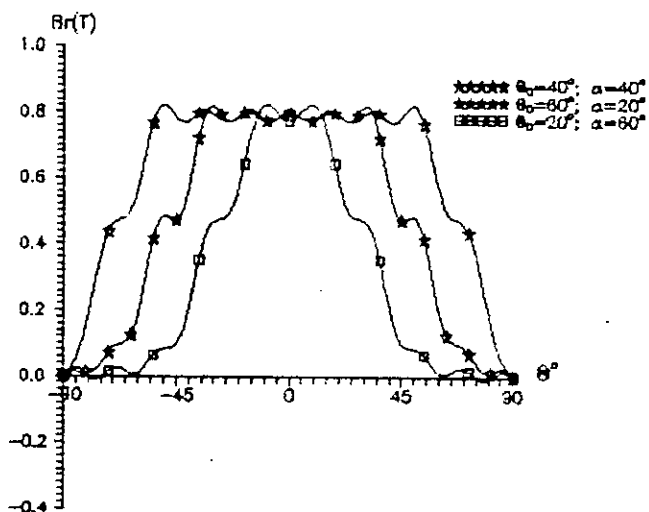


fig.II.14: Répartition de l'induction radiale due aux aimants mixtes au niveau du rayon d'alésage

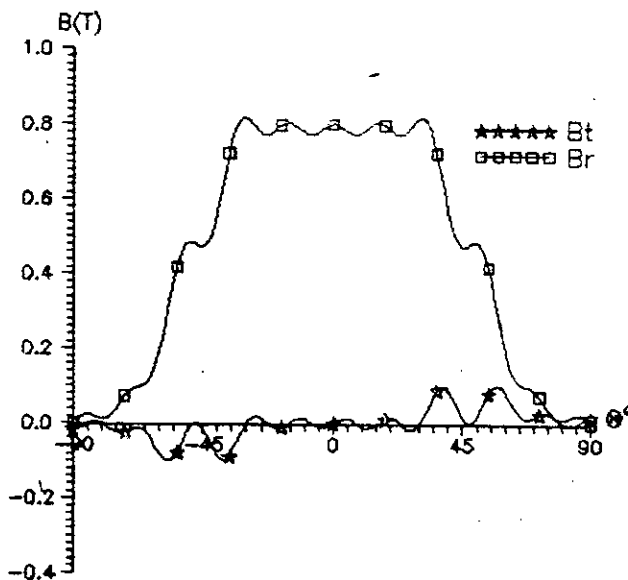


fig.II-15: Répartition de l'induction due au aimants mixtes au niveau de l'entrefer ( $r=0.0305m$ ;  $\theta_0=40^\circ$ ;  $\alpha=40^\circ$  élect)

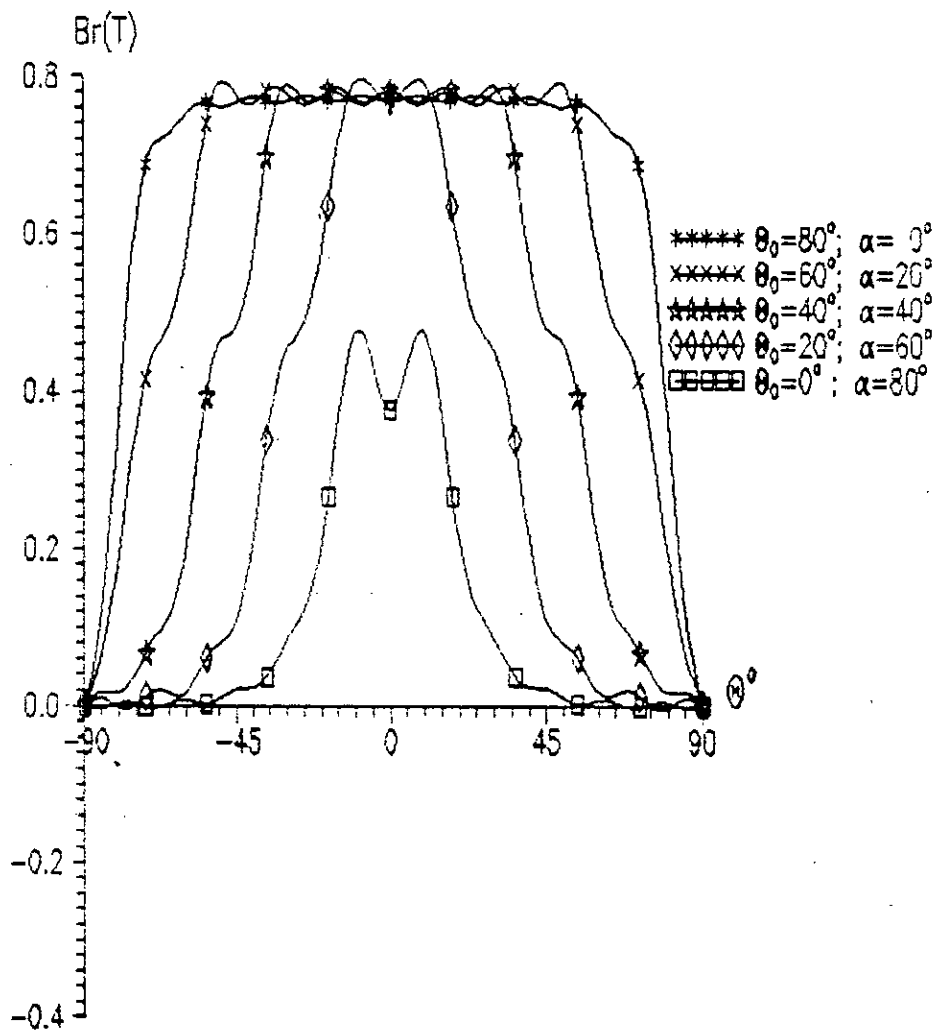


fig.II-16: Répartition de l'induction radiale au niveau du rayon d'alésage pour différents sens d'aimantation.

## II-8.COMPARAISON AVEC QUELQUES MODELES ANALYTIQUES DE CALCUL DE CHAMP EN 2D ET 3D:

Pour effectuer cette comparaison, nous utilisons les résultats obtenus par A.Youmsi [38]. Ce dernier effectue, pour les mêmes structures d'inducteurs à aimants que nous avons traité et en considérant les mêmes hypothèses, un calcul analytique de champ en deux dimensions. Il utilise toutefois le potentiel magnétique scalaire comme variable de calcul, en employant deux modèles:

l'un se basant sur la méthode des images et l'autre sur la séparation de variables. Ensuite, il élargit le calcul de champ en trois dimensions pour un inducteur à aimantation radiale. Il est à noter que A.Youmsi [38] ne s'intéresse qu'aux calculs du champ développé par les inducteurs en absence de l'induit, c'est à dire sans calculer les performances de la machine.

### II-8-1.Comparaison avec un modèle bidimensionnel:

Les répartitions des inductions radiale et azimutale, dues à une configuration d'aimantation mixte (fig.II-17), calculées à l'aide de la méthode développée, concordent avec celles déterminées par A.Youmsi [38].

### II-8-2.Comparaison avec un modèle tridimensionnel:

L'analyse des résultats obtenus par A.Youmsi[38] dans un calcul de champ en 3D, montre que la répartition de l'induction radiale, créée par les aimants au niveau de l'entrefer ne varie que très peu en s'éloignant du centre de la machine. toutefois une forte atténuation est observée aux extrémités des aimants. Il est donc confirmé que l'hypothèse d'une longueur infinie n'est valable que si la longueur des aimants est très grande devant l'épaisseur de l'entrefer.

En utilisant le modèle développé, nous retrouvons pratiquement la même répartition de l'induction radiale que celle déterminée par A.Youmsi à partir d'un modèle tridimensionnel, au niveau du plan radial  $z=0$  (fig.II-18).

En se basant sur la comparaison ci-dessus, il devient clair que l'utilisation d'un modèle bidimensionnel, pour le prototype envisagé, est largement suffisant pour calculer la répartition du champ due aux aimants ainsi que pour déterminer les efforts développés par ce type de structures. Toutefois, le modèle développé par A.Youmsi [38] ne peut être pris comme référence pour affirmer que les effets d'extrémités, dus aux aimants, sont négligeables (hypothèses assez éloignées d'un calcul réel en 3D).



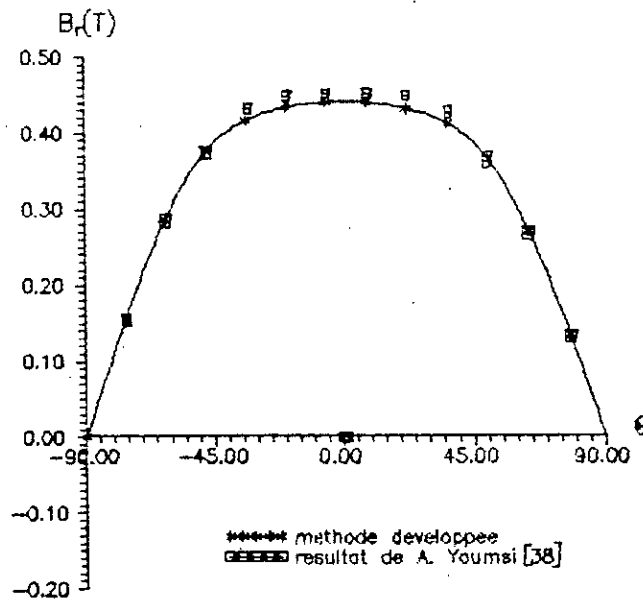


fig.II-17: Répartition de l'induction radiale au niveau de l'entrefer pour une aimantation mixte. Données [38]

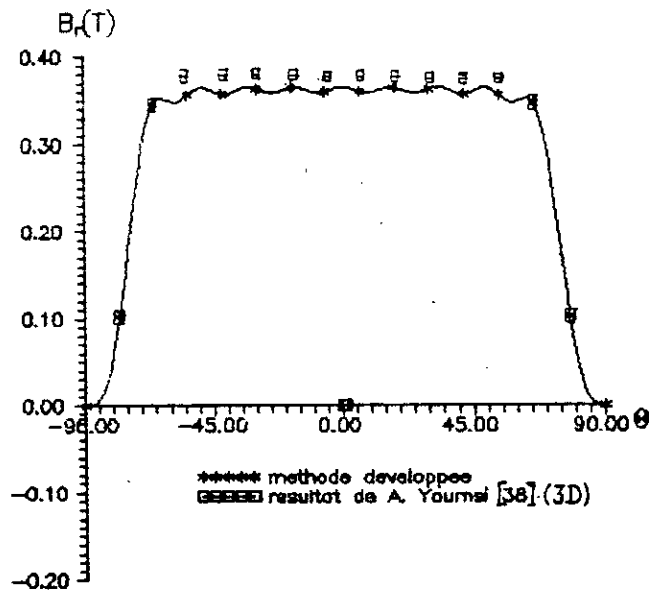


fig.II-18: Répartition de l'induction au niveau de l'entrefer -aimantation radiale. Données [38]

**II-9. CONCLUSION:**

La méthode analytique élaborée présente des expressions simples pour le calcul du champ. On peut ainsi, aisément, déterminer les efforts développés par les différentes structures de machines synchrones à rotor lisse.

La répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par les dimensions et le sens de l'aimantation des aimants. Pour un volume d'aimants donné, les aimants radiaux créent des inductions radiales de valeurs appréciables de forme d'onde généralement trapezoidale. Celles développés par les aimants azimutaux ont une amplitude relativement plus faible.

Une sélection des ouvertures relatives des aimants azimutaux et radiaux dans une structure à aimantation mixte, permet d'agir sur la forme d'onde de l'induction radiale.

Le choix entre ces trois types de structures est lié au mode d'alimentation adopté. En effet, le couple développé est influencé par la forme d'onde de l'induction radiale et de celle des courants statoriques.

Le modèle bidimensionnel adopté est largement suffisant pour effectuer un dimensionnement géométrique globale du type de machines à aimants étudiées.

Chapitre.III.

*ETUDE PARAMETRIQUE DES COUPLES  
DEVELOPPES PAR LES DIFFERENTES  
STRUCTURES A ROTOR LISSE*

### III-1. INTRODUCTION:

Pour une machine donnée, ce sont les performances exigées et certaines contraintes technologiques liées à sa réalisation et à son application qui déterminent ses dimensions.

En général les dimensions d'une machine sont déterminées à partir du couple qu'elle développe.

Les deux paramètres principaux qui influent sur le couple d'une machine synchrone à aimants sont l'induction moyenne d'entrefer créée par l'inducteur et la densité de courant injectée au niveau du stator. Ces deux paramètres dépendent de plusieurs autres qui sont liés aux différentes grandeurs géométriques et électromagnétiques qui caractérisent ce type de machine.

Dans ce chapitre, nous utilisons les solutions analytiques des potentiels vecteurs, dus aux aimants et aux courants statoriques, établies au chap. II, pour calculer les efforts développés par les différentes structures à rotor lisse. Les expressions du couple électromagnétique sont utilisées pour analyser l'influence des paramètres géométriques. Nous nous intéressons également au sens de l'aimantation des aimants, en vue de dégager les structures d'inducteurs à adopter pour procéder à une optimisation géométrique globale.

## III-2.DETERMINATION DES EXPRESSIONS DES COUPLES:

Le couple électromagnétique développé par une structure donnée, peut être calculé en utilisant le moment de la force de Laplace due à la composante  $H_t.B_n$  du tenseur des contraintes de Maxwell ou en raisonnant sur la densité de force volumique ( $\vec{j} \wedge \vec{E}$ ) qui devient ici une densité superficielle.

L'expression du couple développé par une machine cylindrique de longueur utile  $L_u$ , déterminée au niveau de la surface statorique, est donnée par:

$$\Gamma = 2p \cdot L_u \cdot r_a \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} H_t \cdot B_n d\theta \quad (\text{III-1})$$

avec:

$$H_t = j_{sc}(p\theta')$$

$j_{sc}$  étant la densité superficielle de courants équivalente aux courants statoriques. Elle est donnée par l'équation (II-33).

Selon l'hypothèse d'un stator et d'un rotor lisses, le couple n'est engendré que par l'interaction des deux sources aimants-courants statoriques.

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

$$B_r(r_a, \theta) = \frac{\delta A(r_a, \theta)}{r_a \delta \theta} \quad (\text{III-2})$$

L'expression (III-1) devient alors:

$$\Gamma = 2p \cdot Lu \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \frac{\delta A}{\delta \theta} \cdot j_{sc}(p\theta') d\theta' \quad (\text{III-3})$$

### III-2-1. Couple développé par la structure à aimantation radiale:

L'induction radiale, créée par les aimants radiaux au niveau de la surface d'alésage est :

$$B_r(r_a, \theta) = \sum_k \frac{1}{r_a} \frac{4\mu_0 M r_p}{\pi(2k+1)} \frac{\sinh(2k+1)\beta}{\sinh(2k+1)(\alpha+\beta)} \cdot \left. \begin{array}{l} \\ \sin(2k+1)p\theta_0 \cdot \cos(2k+1)p\theta \end{array} \right\} \quad (\text{III-4})$$

En remplaçant l'expression de  $B(r_a, \theta)$  dans l'équation (III-4) et après intégration on obtient:

$$\Gamma_{r-4} = Lu \cdot \pi \sum_k (2k+1) p j_{sc} \frac{4\mu_0 M r_p}{\pi(2k+1)} \frac{\sinh(2k+1)\beta}{\sinh(2k+1)(\alpha+\beta)} \cdot \left. \begin{array}{l} \\ \sin(2k+1)p\theta_0 \cdot \cos(2k+1)p\delta \end{array} \right\} \quad (\text{III-5})$$

### III-2-2. Couple développé par une structure à aimantation azimutale:

Dans ce cas, l'induction radiale, engendrée au niveau de la surface statorique, a pour expression:

$$B_r(r_a, \theta) = \sum_k \frac{\mu_0 K}{r_a} \left[ \frac{\cosh(2k+1)\beta}{\sinh(2k+1)(\alpha+\beta)} - \frac{1}{\sinh(2k+1)\gamma} \right] \cdot \cos(2k+1)p\delta \quad \left. \vphantom{\sum_k} \right\} \quad (\text{III-6})$$

Donc, en exploitant l'expression (III-4), le couple développé s'écrit:

$$\Gamma_t = 4 \cdot Lu \cdot \pi \sum_k (2k+1) p \mu_0 K \cdot j_{scx} \left[ \frac{\cosh (2k+1) \beta}{\sinh (2k+1) (\alpha + \beta)} - \frac{1}{\sinh (2k+1) \gamma} \right] \cdot \cos (2k+1) p \delta \quad \left. \vphantom{\Gamma_t} \right\} \text{(III-7)}$$

### III-2-3. Couple développé par une structure à aimantation mixte:

Le modèle établi est linéaire. Le couple développé par une structure à aimantation mixte ( $\Gamma_m$ ), sera donc obtenu par la superposition des efforts créés par les deux structures à aimantation radiale ( $\Gamma_r$ ) et azimutale ( $\Gamma_t$ ).

$$\Gamma_m = \Gamma_r + \Gamma_t \quad \text{(III-8)}$$

### III-3. INFLUENCE DES PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES D'INDUCTEUR SUR LE COUPLE:

Nous nous intéressons à l'influence des dimensions des aimants (ouverture et épaisseur), de la largeur de l'entrefer mécanique et du nombre de paires de pôles sur les variations du couple.

A cet effet, nous utilisons les paramètres imposés dans l'exemple du prototype donné au chapitre-II.

Notons que les grandeurs qui caractérisent le stator sont considérées comme étant fixes. Le courant injecté au stator étant fixé à sa valeur nominale.

### III-3-1.Effet de l'ouverture des aimants:

L'analyse des résultats, liés au variation du couple en fonction de la position du rotor par rapport au stator, pour différentes ouvertures des aimants radiaux et azimutaux montre que:

quelque soit le sens de l'aimantation adopté (fig.III-1a,b,c), l'élargissement de l'ouverture des aimants permet d'atténuer les ondulations du couple et d'améliorer sa valeur moyenne.

Pour certaines ouvertures d'aimants, le couple développé par une structure à aimantation azimutale est fortement pulsatoire. Ces ondulations sont directement liées à la forme d'onde de l'induction radiale (cf-II,fig.II.12).

Celle-ci est en général mal adaptée à la forme d'onde des courants statoriques utilisée. Cependant, pour d'autres ouvertures d'aimants ( $\alpha=67,5^\circ, 82,5^\circ$  éle), on relève une meilleure adaptation au mode d'alimentation adopté (Alimentation par des créneaux de courants). En effet, le couple reste constant sur une large bande (fig.III-1,b). toutefois, le couple développé reste toujours relativement faible, par rapport à celui développé par une structure à aimantation radiale ou mixte.

Pour les structures à aimantation mixte, les proportions des ouvertures des aimants radiaux et azimutaux sur un pas polaire influent sur la forme et le gain en couple. Un choix adéquat de ces proportions permet de réduire les ondulations du couple tout en gardant une valeur moyenne appréciable (fig.III-1,c).



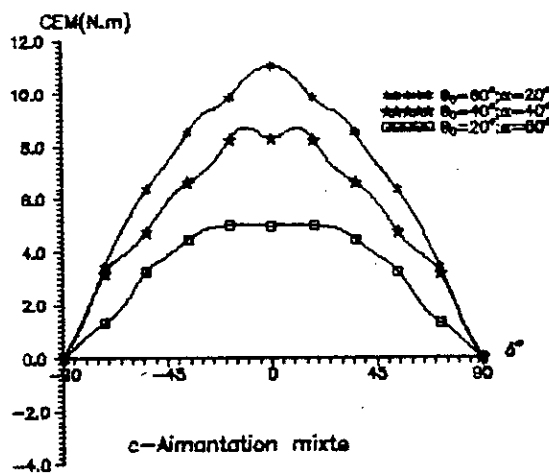
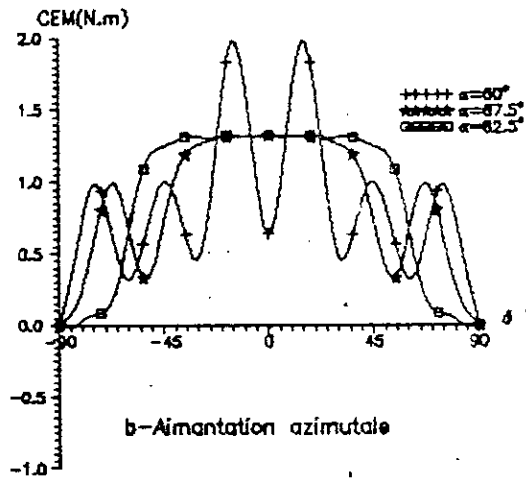
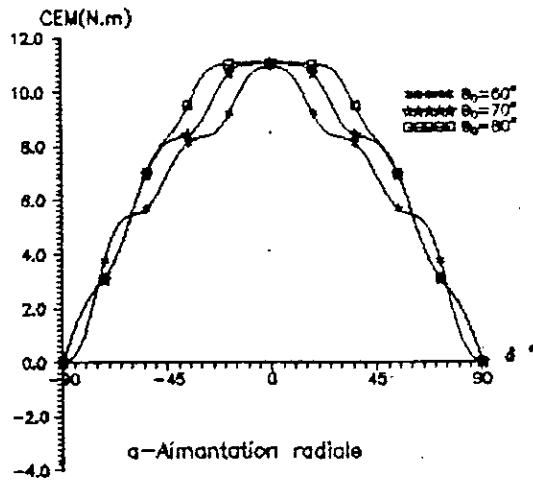


fig.III-1: Couples développés par les différentes structures d'une machine synchrone à rotor lisse ( $I=I_n$ ) - Pour différentes ouvertures d'aimants ( $e_p=2.4mm$ )-

### III-3-2. Influence de l'épaisseur des aimants:

Le choix d'une épaisseur d'aimant résulte le plus souvent d'un compromis entre performances, coût et tenue mécanique de la structure du rotor envisagée.

Quelques variations du couple, pour les diverses configurations étudiées, à des épaisseurs d'aimants différentes, sont représentées sur les fig.III-2,a,b,c.

Un élargissement de l'épaisseur des aimants permet d'améliorer le couple moyen particulièrement pour les structures à aimantation mixte contenant une grande proportion d'aimants azimutaux.

### III-3-3. Influence du nombre de paires de pôles:

Le choix du nombre de paires de pôles est généralement lié à plusieurs contraintes qui se conjuguent.

Il ya les contraintes de réalisation en particulier pour les machines de petites dimensions qui imposent un nombre  $p$  limite.

Il ya aussi celles liées aux convertisseurs statiques d'alimentations qui sont généralement limités par leurs fréquences de fonctionnement [8].

Les fig.III-3,a,b,c illustrent les variations du couple en fonction de  $\delta$  pour plusieurs valeurs de  $p$ . Les autres grandeurs étant par ailleurs fixées.

Nous constatons qu'une élévation de la polarité a pour effet:

d'augmenter le couple moyen quelque soit la structure adoptée. Effectivement, la relation qui détermine le couple montre que celui-ci est proportionnel à  $p$ .

de réduire les ondulations du couple, plus particulièrement dans le cas d'une aimantation azimutale( fig.III-3,b). L'inducteur avec un  $p$  important se comporte donc comme un filtre pour les couples harmoniques.

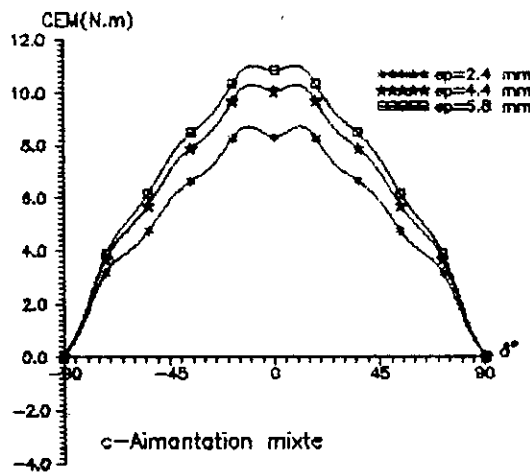
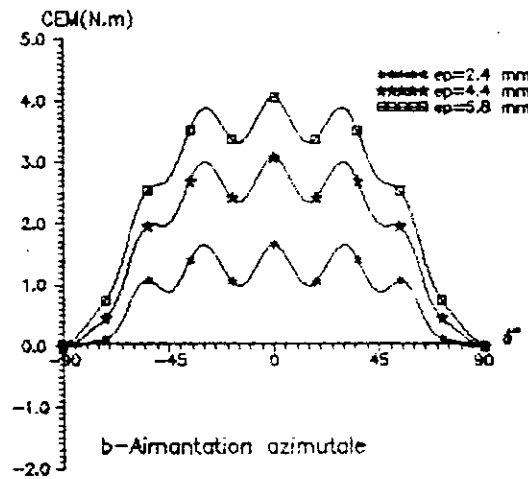
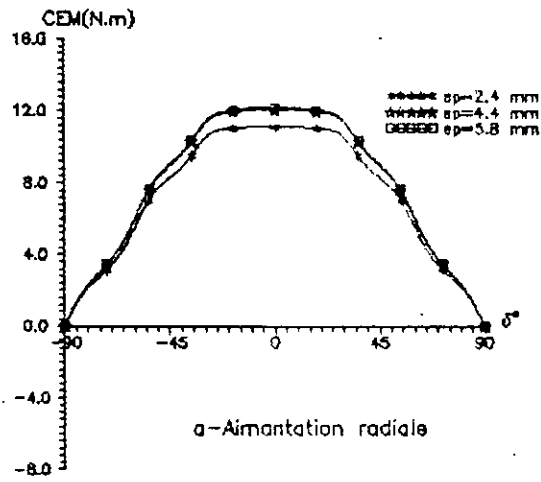


fig.III-2: Couples développés par une machine synchrone autopilotée à rotor lisse ( $I=I_n$ )  
-Variation de l'épaisseur des aimants-

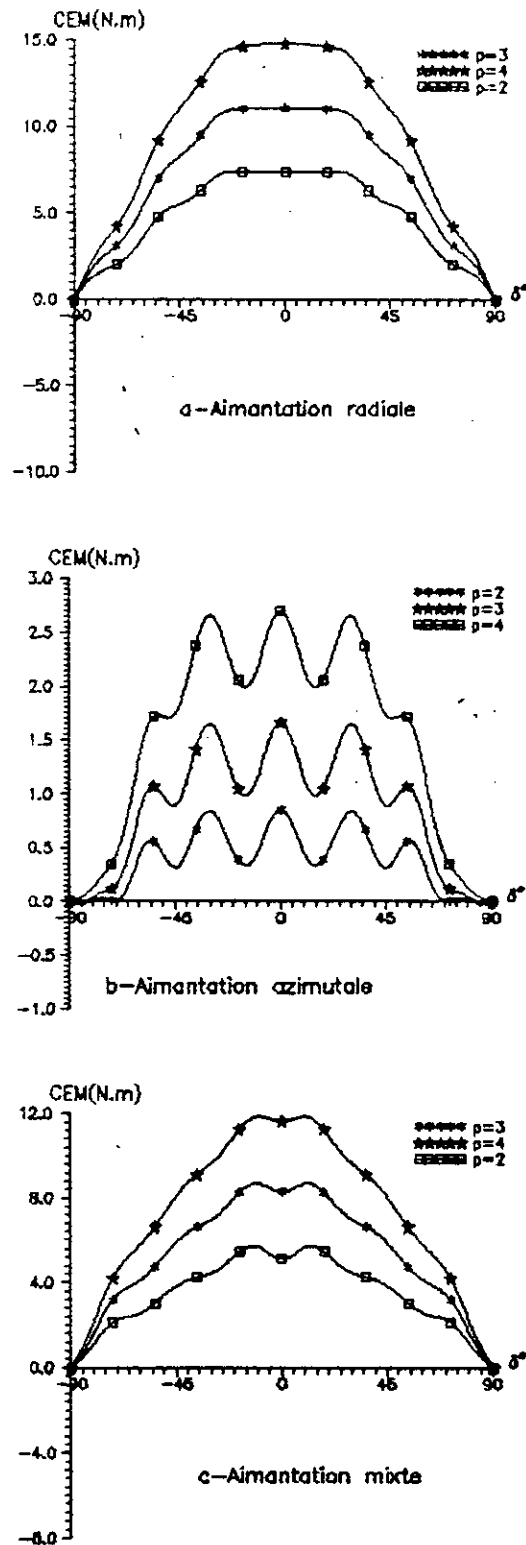
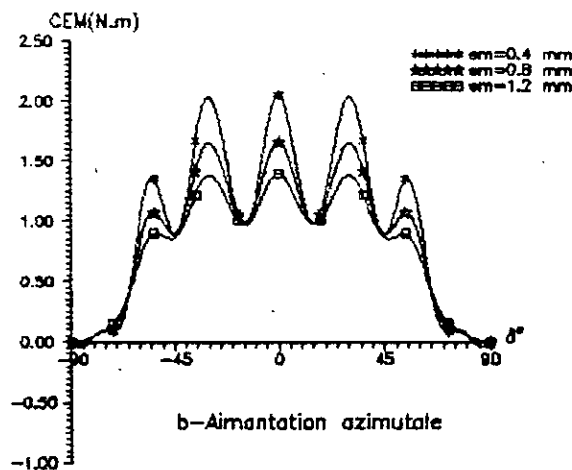
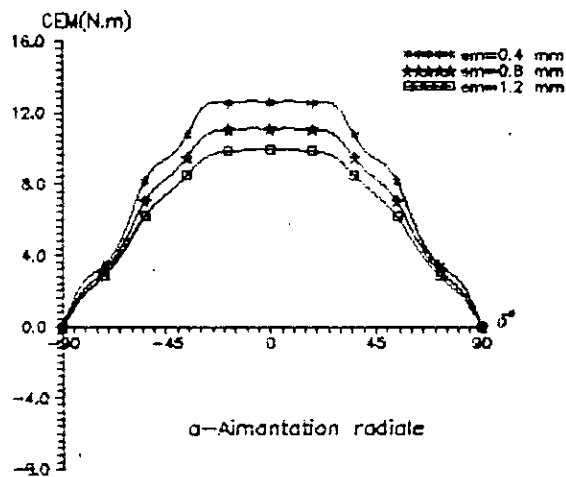


fig.III-3:Couples développés par différentes structures d'une machine synchrone autopilotée à rotor lisse ( $I=I_n$ )  
-Variation du nombre de paires de pôles-

## III-3-4. Influence de l'épaisseur de l'entrefer:

l'entrefer mécanique est en règle générale imposé par des contraintes thermiques et mécaniques.

Un entrefer mécanique important réduit les imperfections de la forme de l'induction radiale au niveau de l'entrefer mais diminue son amplitude. Donc, le couple développé diminue. ( exemple fig.III-4)



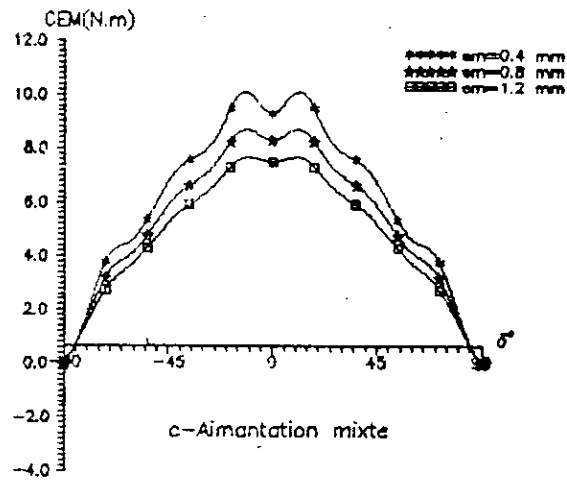


fig.III-4: Couples développés par une machine synchrone  
 autopilotée à aimants à rotor lisse ( $I = I_n$ )  
 -Variation de l'épaisseur de l'entrefer  
 ( $e_p = 2.4 \text{ mm}$  : 60% d'ouverture de l'aimant du pas polaire)

## III-4. CONCLUSION:

Le choix des dimensions d'une machine donnée est lié aux performances exigées, aux contraintes de réalisation ainsi qu'à l'application envisagée. Certains paramètres comme l'épaisseur de l'entrefer mécanique et le nombre de paires de pôles, sont le plus souvent imposés par des considérations d'ordre technologique. Les autres sont déterminés à partir d'un critère d'optimisation des caractéristiques de la machine.

Le couple développé par la machine synchrone à aimants à rotor lisse est fortement dépendant de l'épaisseur, de l'ouverture et du sens de l'aimantation des aimants.

Donc par suite de leur prix de revient important, les aimants à base de terre-rares que nous utilisons, doivent être réduits au mieux tout en cherchant à garder les performances imposées par l'application.

A volume d'aimants égal, la structure à aimantation radiale développe un couple beaucoup plus important que les structures mixtes ayant une prédominance d'aimants azimutaux.

Chapitre.IV.

*DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DES  
STRUCTURES D'INDUCTEUR D'UNE  
MACHINE SYNCHRONNE A ROTOR LISSE*



#### IV-1. INTRODUCTION:

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

Dans ce chapitre, nous exploitons le modèle que nous avons établi (cf ch.II), pour sélectionner la structure d'inducteur à rotor lisse permettant de développer un couple optimal avec une réduction de ses ondulations tout, en utilisant un minimum de volume d'aimants.

A cet effet, nous comparons les performances d'une structure à aimantation radiale et une autre à aimantation mixte. En effet, comme nous l'avons montré précédemment, l'utilisation d'une aimantation azimutale, dans le cas d'un rotor lisse, ne produit qu'un couple relativement faible.

#### IV-2.SELECTION DES DIMENSIONS DES AIMANTS:

La recherche d'un couple maximal adéquat sera fixée comme critère de sélection des dimensions des aimants ainsi que pour choisir la structure de l'inducteur à adopter.

Nous chercherons donc à optimiser :

l'épaisseur des aimants ainsi que leurs ouvertures, pour une structure à aimantation radiale .

l'épaisseur des aimants et les proportions des ouvertures des aimants radiaux et azimutaux, pour une structure à aimantation mixte.

##### V-2-1.Ouvertures des aimants:

Pour une épaisseur d'aimants fixée, on détermine les ouvertures optimisées pour chacune des structures suivantes:

###### a-Structure radiale:

Nous représentons les variations du couple maximal en fonction de l'ouverture des aimants. Nous constatons que cette variation comporte une partie linéaire, un coude (réduit) et une partie saturée (fig.IV-1).

La structure à aimantation radiale développe un couple optimal pour une ouverture d'aimants qui avoisine les deux-tiers du pas polaire. Cette ouverture concorde en fonctionnement synchrone autopiloté adopté, à l'intervalle occupé par les courants sur la périphérie du stator.

###### b-structure mixte:

Nous avons représenté sur la fig.IV-2, pour différentes ouvertures d'aimants radiaux, les variations du couple maximal en fonction de l'ouverture des aimants azimutaux.

On obtient ainsi un réseau de courbe. Celui-ci montre que :

pour une ouverture fixe d'aimants radiaux, l'apport de l'aimant azimutal, sur le gain en couple est très faible. En effet, il n'est que 10 % pour une structure mixte qui présente 45% d'aimants azimutaux sur une ouverture totale d'aimants de 80% du pas polaire.

#### IV-2-2.Épaisseur des aimants:

Nous avons étudié les variations du couple maximal en fonction de l'épaisseur des aimants.

Que ce soit pour la structure radiale ou pour la structure mixte (fig.IV-3 et IV-4), l'optimum du couple est obtenu aux environs de la même épaisseur d'aimants. Pour le prototype envisagé, elle est voisine de 5mm qui correspond à 20 % du rayon statorique.

Au delà de cette épaisseur, nous observons une diminution du couple maximal. Cette diminution est particulièrement apparente dans le cas d'une aimantation radiale. Elle s'expliquerait, entre autres, par le fait que les lignes de champ qui arrivent au stator diminuent avec l'élargissement de l'entrefer magnétique, ainsi, Ces lignes se referment avant qu'elles atteignent le stator.

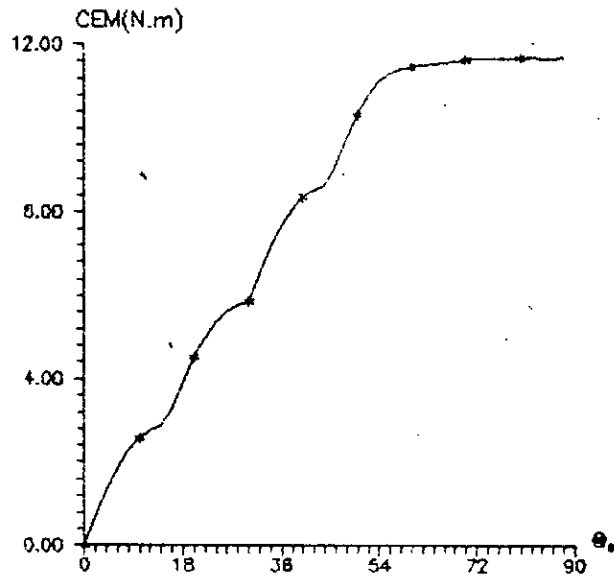


Fig.IV-1: Couple maximal en fonction de l'ouverture des aimants -aimantation radiale ( $I=I_n$ ).

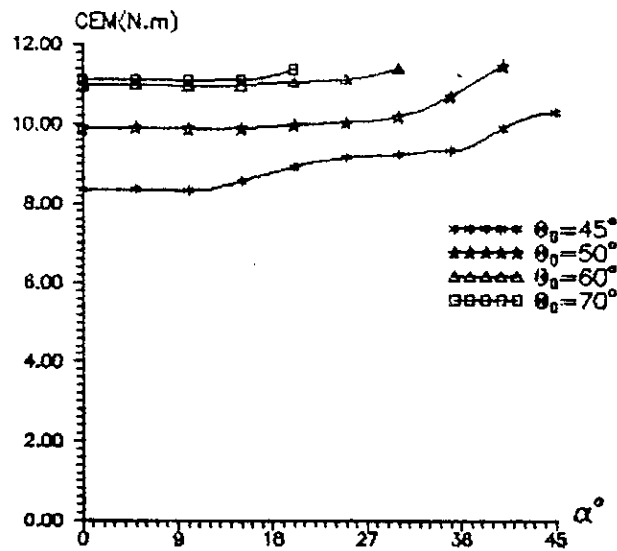


Fig.VI-2: Couple maximal en fonction de l'ouverture des aimants azimutaux-Aimantation mixte ( $I=I_n$ )

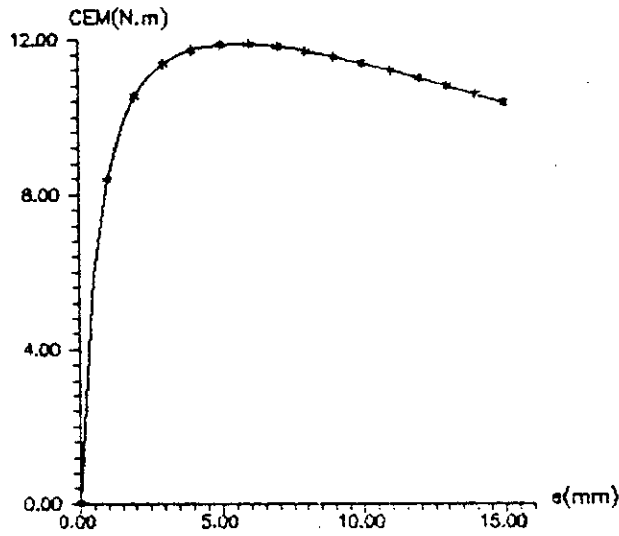


Fig.VI-3: Couple maximal en fonction de l'épaisseur des aimants -aimantation radiale ( $\theta_0=60^\circ$  élect ;  $I=I_n$ )

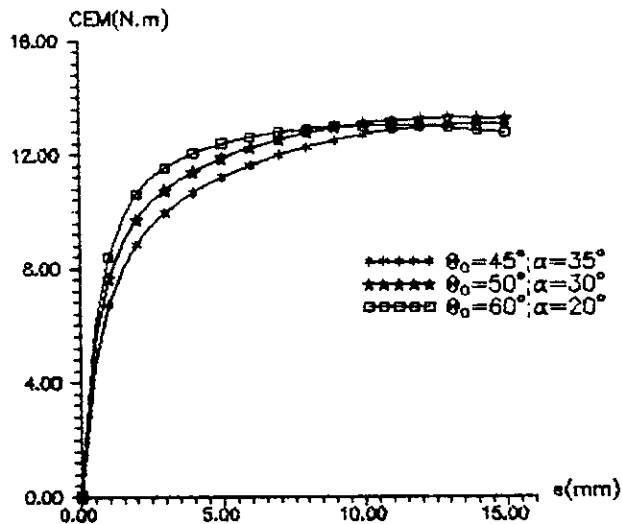


Fig.IV-4: Couple maximal en fonction de l'épaisseur des aimants -aimantation mixte ( $\theta_0+\alpha=80^\circ$  élect;  $I=I_n$ )

### IV-3. MINIMISATION DES ONDULATIONS DU COUPLE:

Certaines applications nécessitent un couple avec un minimum d'ondulations. Ces ondulations sont directement influencées par la forme d'onde de l'induction au niveau de l'entrefer, de celle des courants d'alimentations et par la présence des encoches statoriques en raison des variations locales de réluctance qu'elles produisent (couple de détente)[9].

Dans notre cas, nous cherchons à minimiser les ondulations dues à la structure de l'inducteur. nous déterminons donc, parmi les configurations envisagées, celle qui est la mieux adaptée au fonctionnement synchrone autopiloté.

Les ondulations du couple peuvent être caractérisées par le taux d'ondulation, défini par:

$$\tau_{(ond)} = \frac{\Gamma_{max} - \Gamma_{min}}{\Gamma_{moy}}$$

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

Nous allons dimensionner les aimants ( ouverture et épaisseur) de telle sorte à obtenir un couple adapté au fonctionnement autopiloté.

#### IV-3-1. Influence de l'épaisseur des aimants:

Les fig.IV-5 et IV-7 montrent que le taux d'ondulation est pratiquement indépendant de l'épaisseur des aimants; alors que la valeur moyenne du couple se stabilise à partir de l'épaisseur sélectionnée précédemment (voisine de 5mm), et cela pour les deux structures radiale et mixte.

**IV-3-1. Influence de l'ouverture des aimants:**

Nous étudions l'influence des ouvertures des aimants sur les variations du couple moyen et du taux d'ondulation. L'épaisseur des aimants étant fixée à la valeur sélectionnée (voisine de 5mm).

**a- structure radiale:**

Les fig.IV-9 et IV-10 montrent que:

les ondulations du couple diminuent en élargissant l'ouverture des aimants. En effet, le taux qui est de 25% pour une ouverture de deux-tiers, passe à moins de 10% pour une ouverture égale à trois-quarts du pas polaire.

Le gain en couple moyen se stabilise à partir d'une ouverture d'aimants égale aux trois-quarts du pas polaire.

**b-structure mixte:**

Les fig.IV-11 et IV-12 représentent les variations du couple moyen et du taux d'ondulation en fonction de l'ouverture des aimants azimutaux, pour plusieurs ouvertures d'aimants radiaux.

Les deux réseaux de courbes obtenus montrent que:

pour chaque ouverture fixée de l'aimant radial, il existe un minimum pour le taux d'ondulation. Ce minimum est pratiquement obtenu pour la même ouverture de l'aimant azimutal. Celle-ci est d'environ de 15% du pas polaire.

La structure mixte ayant une ouverture voisine de 50% pour l'aimant radial et une d'environ 15% pour l'aimant azimutal, est celle qui présente le plus faible taux d'ondulation.

#### IV-4. CHOIX DE LA STRUCTURE DE L'INDUCTEUR:

L'inducteur à rotor lisse des machines à aimants, permettant de développer un couple volumique relativement important, est celui qui présente une aimantation radiale.

Le dimensionnement global effectué sur le prototype pris comme exemple, aboutit à une ouverture d'aimants de deux-tiers du pas polaire et une épaisseur voisine de 5 mm .

Pour réduire les ondulations du couple, deux possibilités sont envisageables:

Elargir l'ouverture des aimants dans le cas d'une structure radiale. En effet, un taux d'ondulation de moins de 5% est obtenu pour une ouverture de 80 % du pas polaire (fig.IV-13).

Choisir une structure à aimantation mixte avec des proportions adéquates des ouvertures des aimants radiaux et azimutaux. Ainsi, la structure sélectionnée ( $\theta_p \approx 50\%$ ,  $\alpha \approx 15\%$  du pas polaire) présente un taux d'ondulations de 10% (fig.IV-14); alors qu'en utilisant la même ouverture d'aimants dans une structure radiale, on obtient un taux de 25% (fig.IV-15). Toutefois, le couple moyen développé par la structure mixte est plus faible que celui développé par la structure radiale.



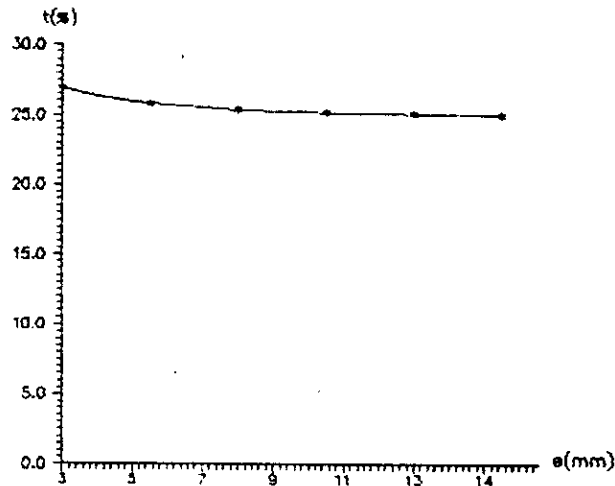


Fig.VI-5:Taux d'ondulation du couple en fonction de l'épaisseur des aimants-aimantation radiale ( $\theta_0=60^\circ$  élect ;  $I=I_n$ )

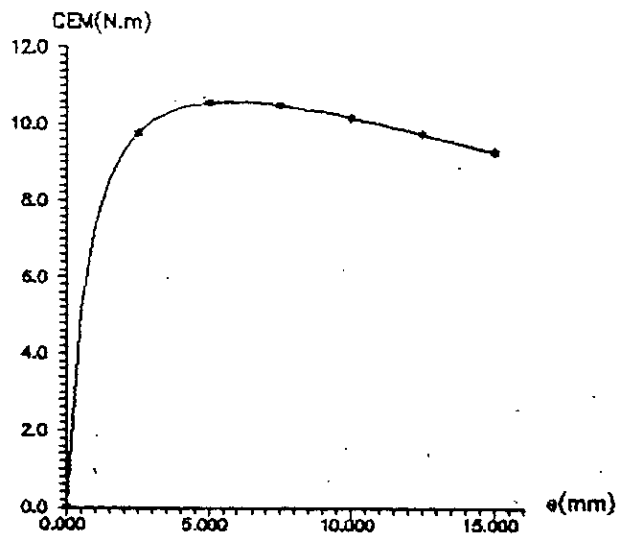


Fig.IV-6:Couple moyen en fonction de l'épaisseur des aimants aimantation radiale ( $\theta_0=60^\circ$  élect ;  $I=I_n$ )

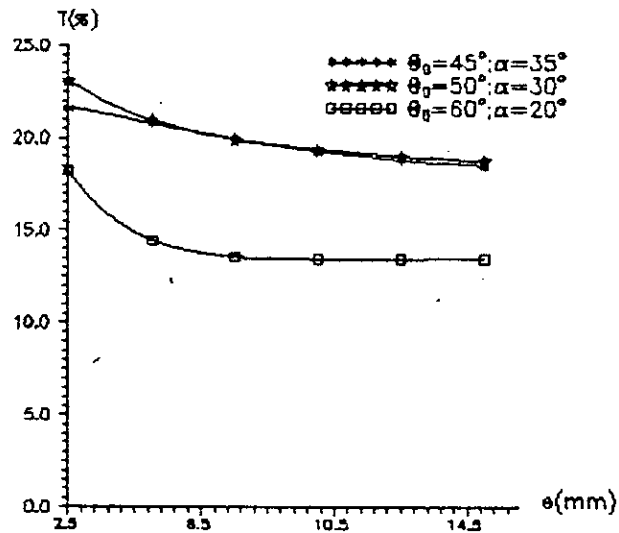


Fig. IV-7: Taux d'ondulation du couple en fonction de l'épaisseur des aimants-aimantation mixte ( $I=I_n$ )

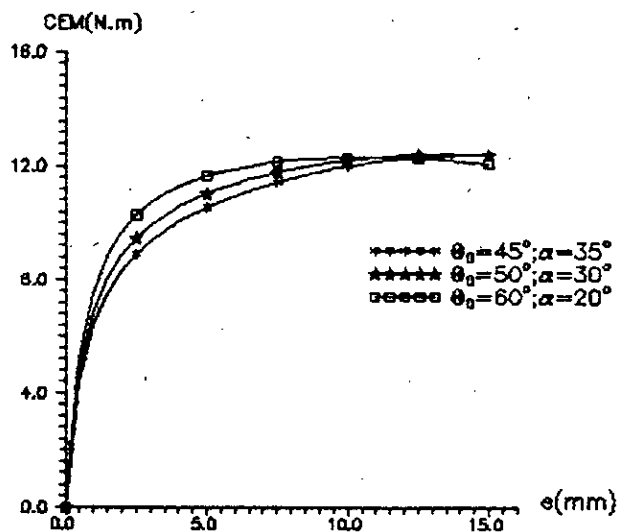


Fig. IV-8: Couple moyen en fonction de l'épaisseur des aimants-aimantation mixte ( $I=I_n$ )

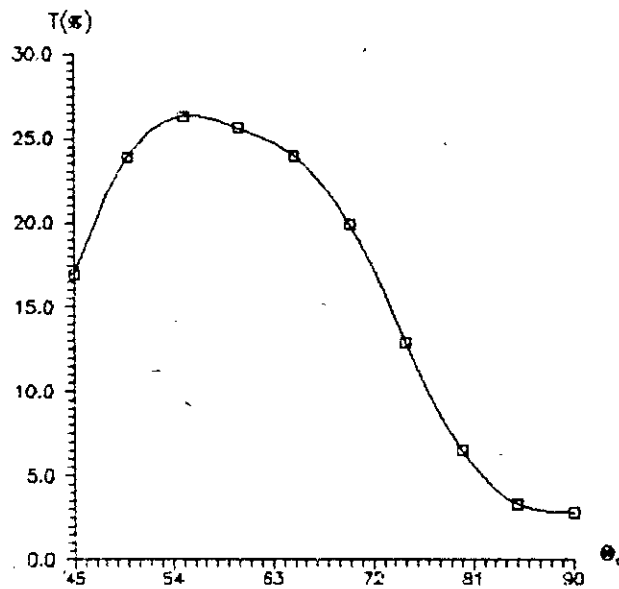


fig.VI-9:Taux d'ondulation du couple en fonction de l'ouverture des aimants-aimantation radiale(ep#5.8mm ;  $I=I_n$ )

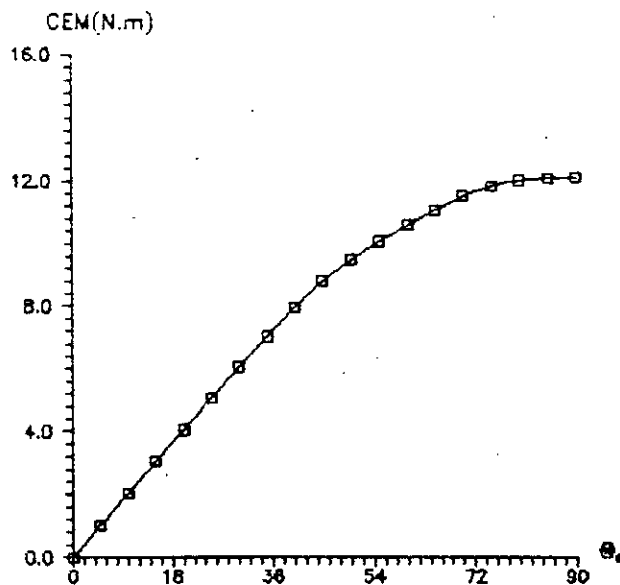


Fig. IV-10:Couple moyen en fonction de l'ouverture des aimants-aimantation radiale (ep#5.8mm ;  $I=I_n$ )

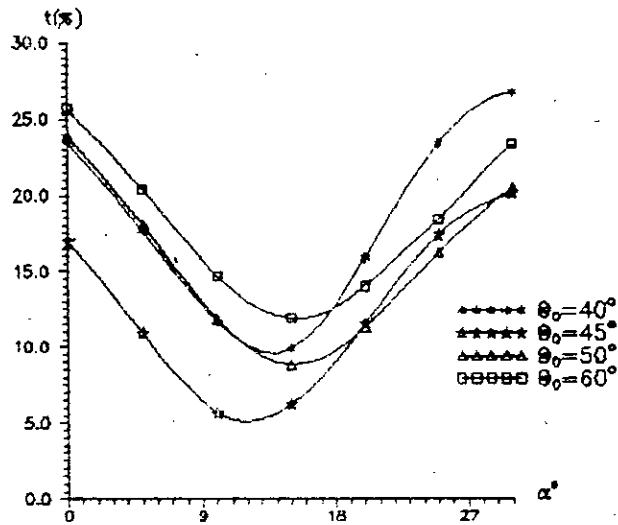


fig.IV-11:Taux d'ondulation du couple en fonction de l'ouverture des aimants azimutaux-aimantation mixte( $e_p=5.8\text{mm}$  ;  $I=I_n$ )

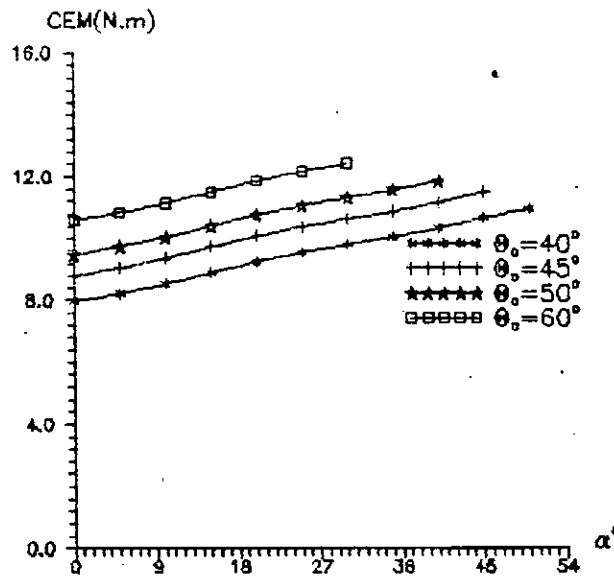


fig.IV-12:Couple moyen en fonction de l'ouverture des aimants azimutaux-aimantation mixte( $e_p=5.8\text{mm}$  ;  $I=I_n$ ).

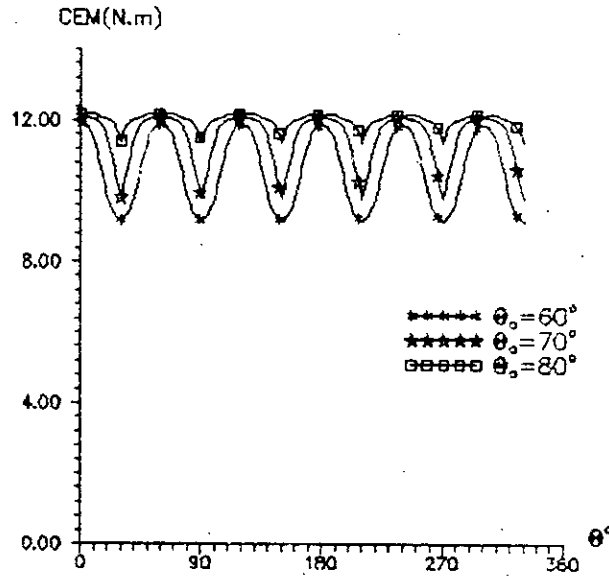


Fig.IV-13:Couple instantané développé par une structure à aimantation radiale

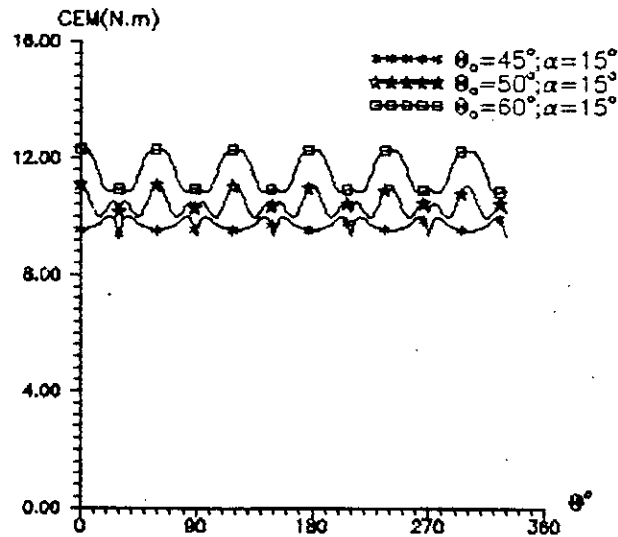


Fig.IV-14:Couple instantané développé par une structure à aimantation mixte

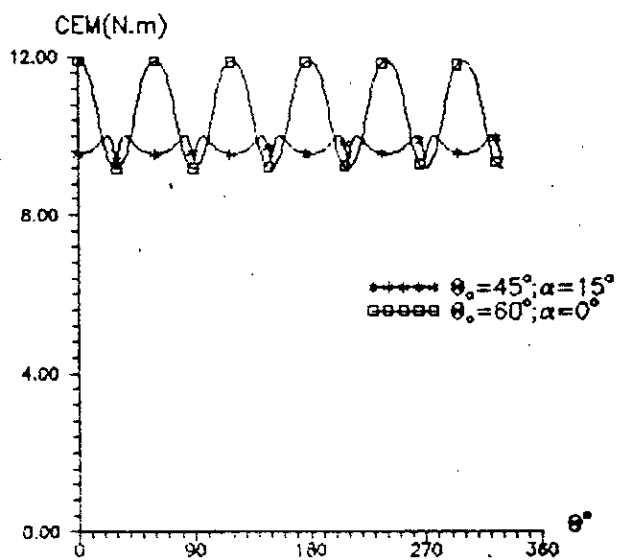


Fig.IV-15:Couple développé par des structures à aimantations radiale et mixte

## IV-5. CONCLUSION:

Pour obtenir un couple élevé avec un minimum d'ondulation, il est nécessaire de tenir compte du mode d'alimentation dans le choix de la structure de l'inducteur.

L'utilisation d'un inducteur à rotor lisse à aimantation radiale présente l'avantage de développer un couple volumique optimal comparativement au volume d'aimants que nécessiterait une structure à aimantation mixte pour développer le même couple.

La réduction des ondulations du couple, pour une structure radiale, impose un plus grand volume d'aimants.

Un choix des ouvertures relatives des aimants radiaux et azimutaux dans le cas d'une structure mixte, permet un gain sur le volume d'aimants donc sur le coût de la machine.

Il est cependant important de signaler que sur le plan de la réalisation donc du coût, la structure radiale est la plus avantageuse.

Chapitre.V.

*COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS  
AVEC CEUX CALCULES A L'AIDE D'UN CODE  
NUMERIQUE TESTE*



### V-1. INTRODUCTION:

Nous avons développé une méthode analytique de calcul de champ pour effectuer un dimensionnement géométrique globale des différentes structures d'inducteur d'une machine synchrone à aimants à rotor lisse en fonctionnement autopiloté.

Une étude comparative s'avère nécessaire afin de conforter les résultats obtenus. A cet effet, nous pouvons procéder à des essais sur un prototype expérimental où, à défaut exploiter d'autres méthodes, en particulier, celles se basant sur un code numérique testé, de calcul de champ.

Dans notre cas, nous exploitons le code Difimedi [43] qui utilise les différences finies dans la résolution des équations de champ. Nous déterminons la répartition de l'induction, due aux aimants et aux courants statoriques, dans l'entrefer ainsi que les couples développés par les différentes structures à rotor lisse que se soit en régime linéaire ou en régime saturé. Nous mettons aussi en évidence l'influence des encoches statoriques sur le couple développé.

## V-2. PRESENTATION DU CODE DIFIMEDI [43]:

Le code Difimedi est un logiciel testé de calcul de champ pour des systèmes plans et de révolutions en deux dimensions[43].

Les variables d'étude peuvent être le potentiel vecteur  $A$  où 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.

Ce code numérique est organisé sous forme de modules facilement exploitables. Ces modules permettent de définir la structure à traiter, de résoudre le système d'équations en régime linéaire ou en régime saturé, d'exploiter graphiquement (tracé des lignes de champs ...) et quantitativement (calcul de couple, induction, flux,...) les résultats obtenus.

## V-3. CALCUL DES DIFFERENTES STRUCTURES A ROTOR LISSE:

Nous utilisons les données du prototype définies au cf.Ch-II.

### V-3-1. Calcul en régime linéaire:

Afin de comparer les résultats obtenus, le calcul des différentes structures avec le code Difimedi doit être effectué sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses que celles prises dans le modèle que nous avons développé. nous considérons donc un stator pratiquement lisse de perméabilité magnétique très grande.

Les sources de champ sont les densités superficielles de courants équivalentes aux courants statoriques et aux aimants en tenant compte de la valeur et du sens de leur aimantation.

**a-répartitions des lignes de champ:**

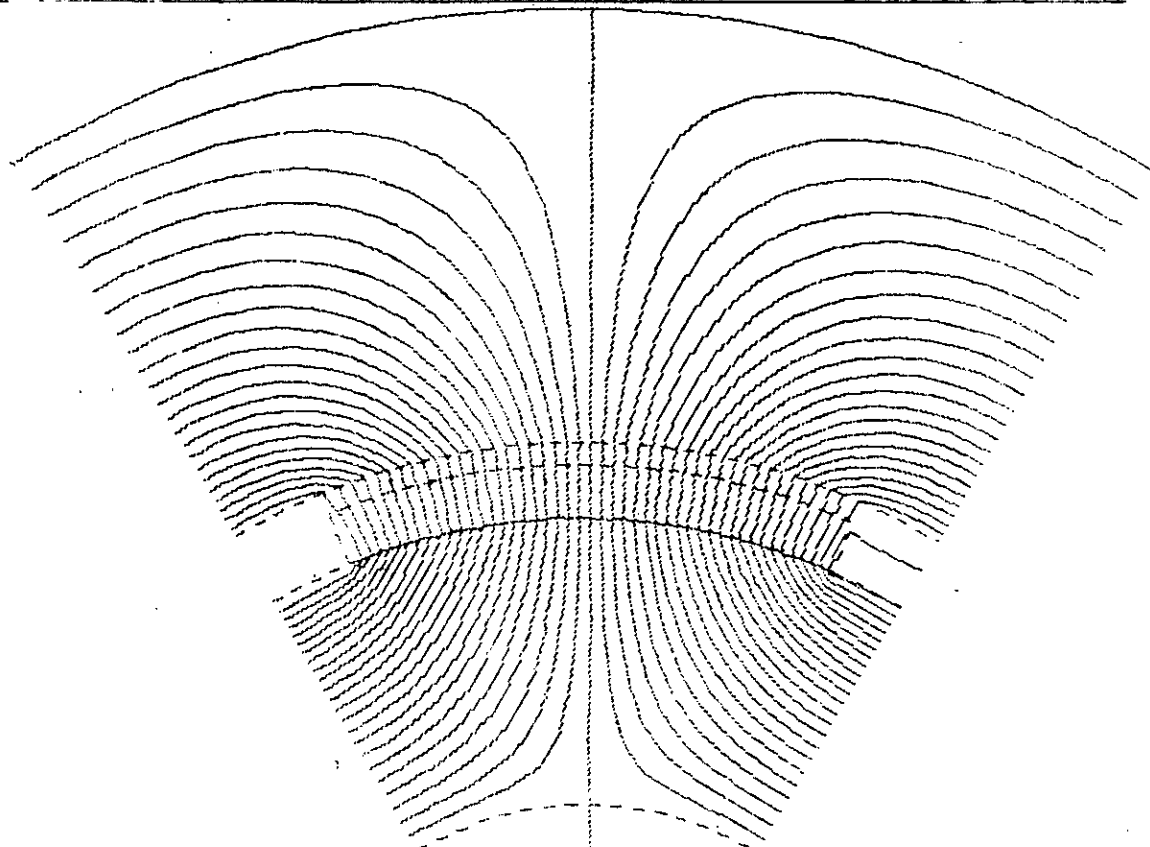
Les lignes de champ, dues aux aimants, sont représentées sur les fig.V-1 a,b,c, pour une position fixe du rotor ( $\delta=0$ ) et pour différents sens d'aimantation des aimants. Ces lignes de champ sont principalement concentrées dans les régions contenant les aimants et suivent exactement le sens de leurs aimantations. Pour la structure à aimantation azimutale(fig.V-1,b), nous relevons une faible concentration des lignes arrivant sur la surface statorique. Pour augmenter cette concentration, on peut placer des pièces polaires entre deux aimants consécutifs [7]. Les fig.V-2,a,b,c illustrent quelques répartitions des inductions radiales, créées par les aimants, au niveau du rayon d'alésage. Les distributions obtenues par la méthode développée et le code numérique ont une bonne concordance en ce qui concerne l'allure avec une légère différence au niveau des pics ( elle est de 6% pour une structure à aimantation mixte). Cette différence peut être due au maillage considéré et à la précision de la méthode de résolution du système d'équations utilisée dans le code numérique.

**V-3-2.Couples développés:**

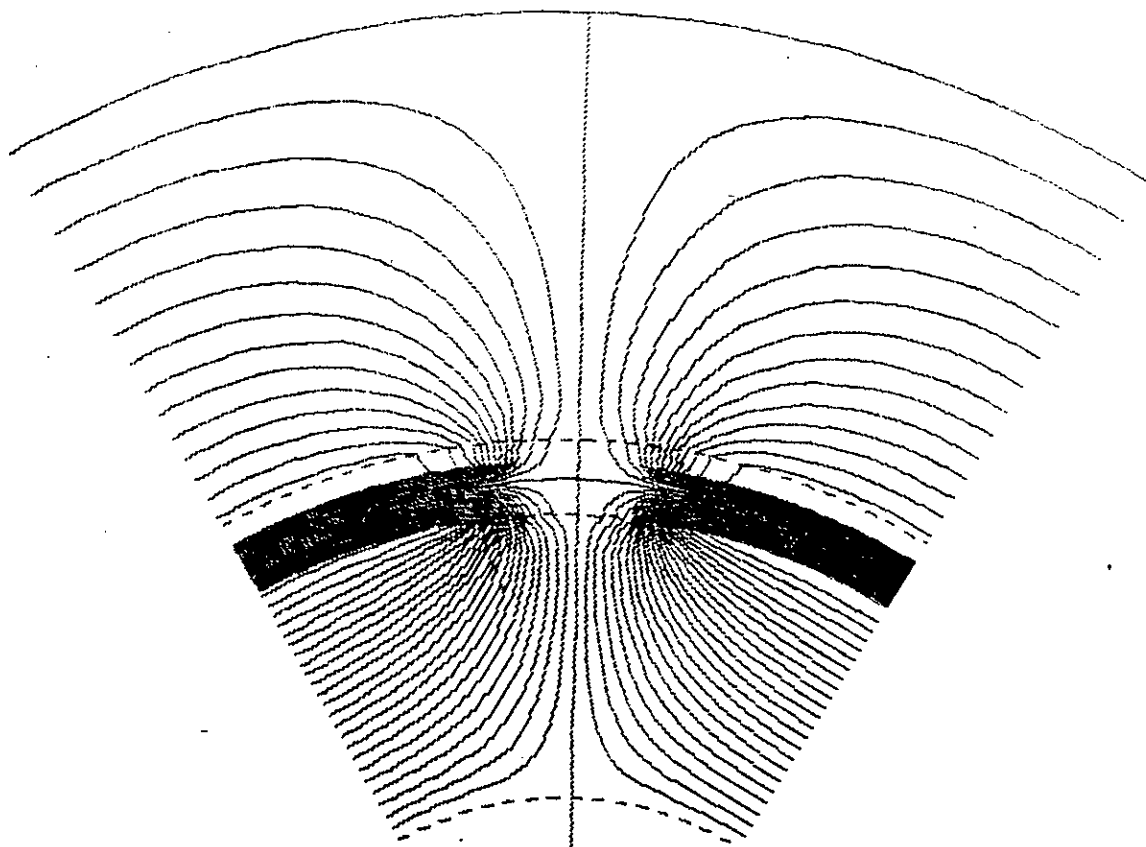
Nous déterminons à l'aide de notre méthode et à l'aide du code numérique, les caractéristiques du couple en fonction de la position du rotor ( $\delta$ ) pour différentes structures de machines synchrones à aimants à rotor lisse (fig.V-3,a,b,c). celles-ci sont calculées pour un courant nominal.

Les résultats ainsi obtenus montrent que les deux procédés de calcul de champ, utilisés sous les mêmes conditions, donnent des couples concordants. La différence est moins de 10 %, ce qui est généralement très satisfaisant.

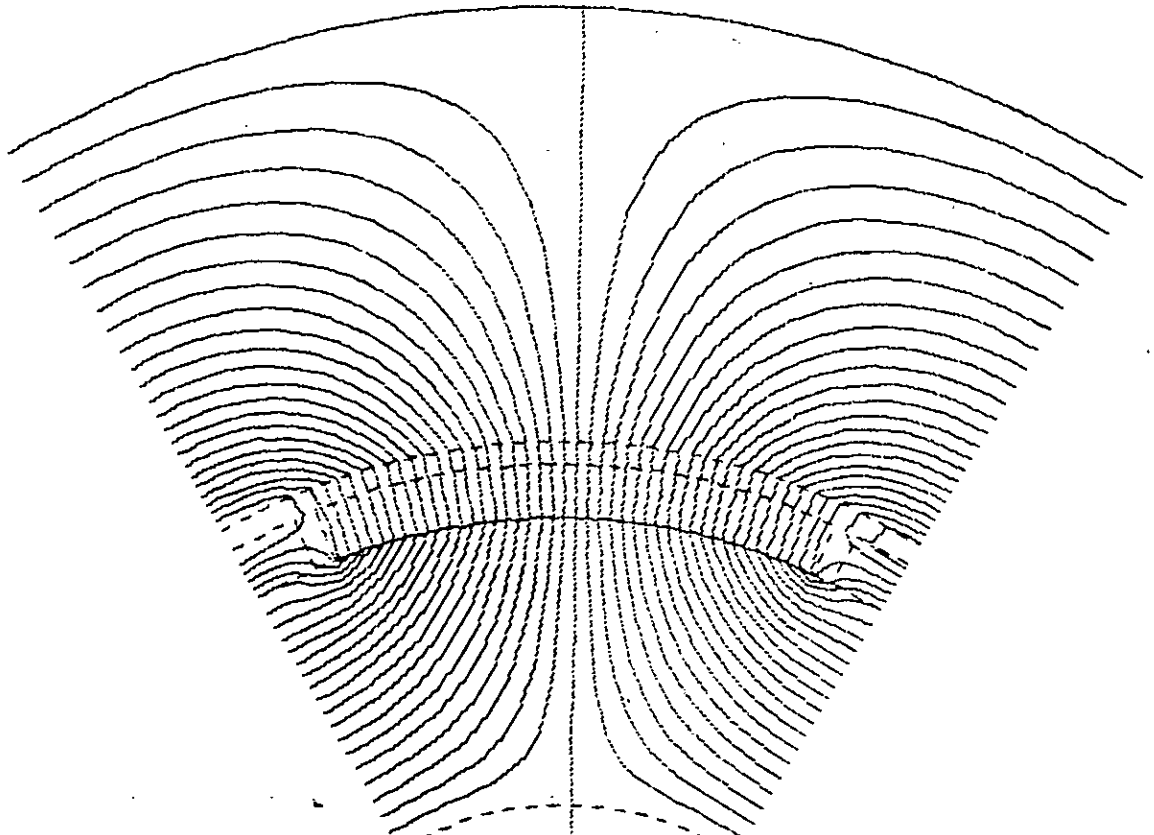
La méthode proposée présente deux avantages sur le code numérique le temps de calcul et surtout la facilité de modification des dimensions en vue d'une étude paramétrique, de par l'absence de maillage.



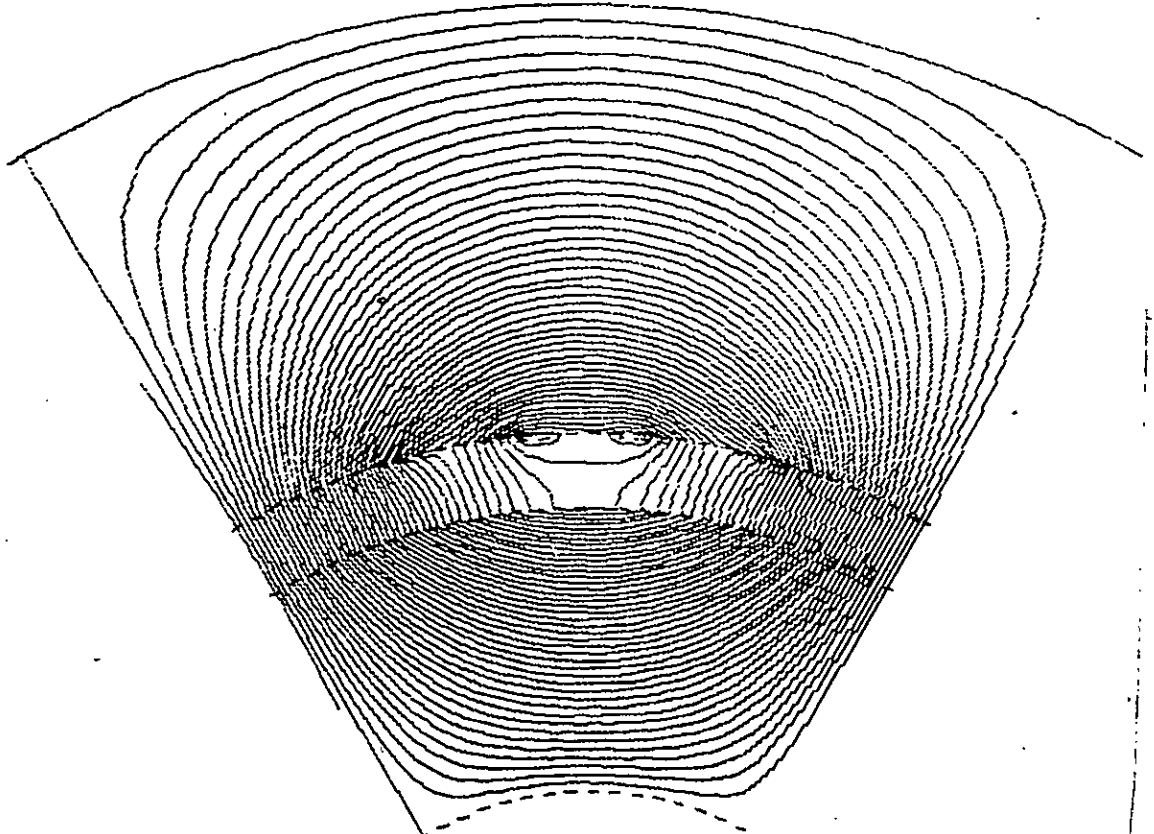
a-Aimantation radiale( $\theta=69^\circ$  élect)



b-Aimantation azimutale( $\alpha=69^\circ$  élect)



c-Aimantation mixte( $\theta=69^\circ$  ;  $\alpha=15^\circ$  élect)



d-Courants statoriques( $I=I_n$ )

fig.V-1: Lignes de champ dues aux aimants et aux courants statoriques.

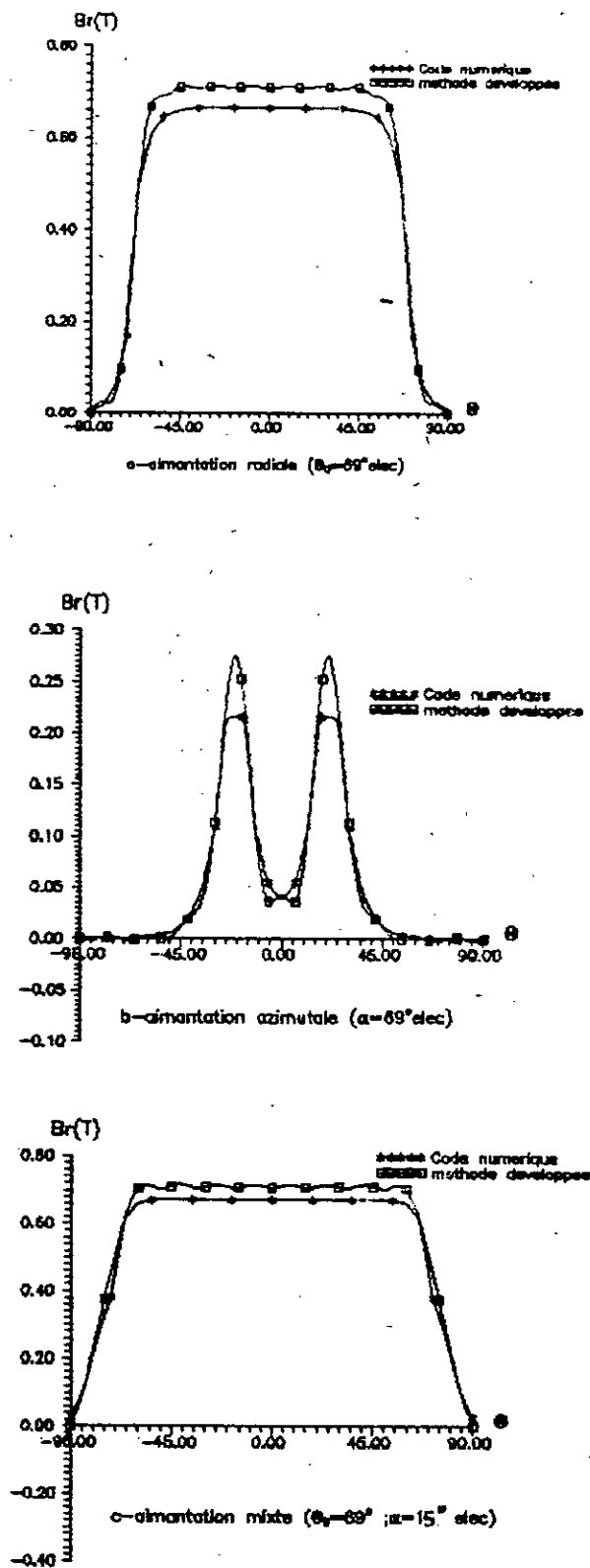


fig.V-2: Répartition de l'induction radiale due aux aimants au niveau du rayon d'alésage.

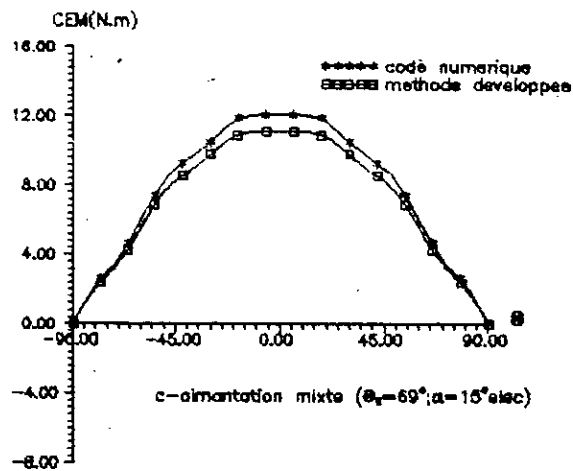
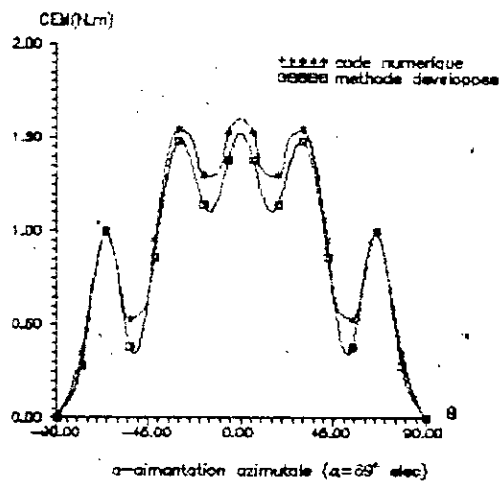
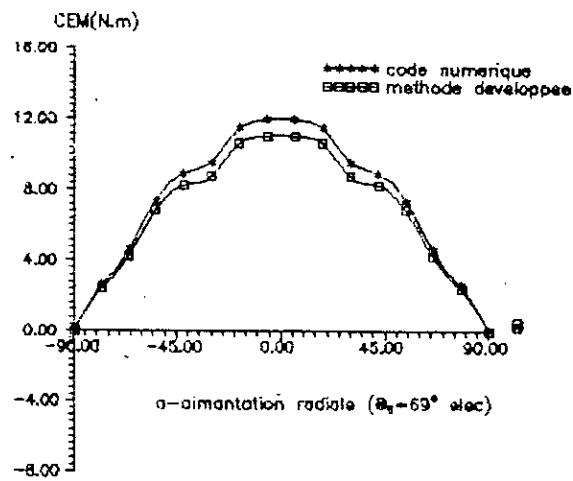


fig.V-3:couples développés par les différentes structures à rotor lisse d'une machine synchrone autopilotée ( $I=I_n$ )

#### V-4.EFFET DES ENCOCHES STATORIQUES:

En tenant compte de la présence des encoches statoriques, deux actions contribuent à la création du couple.

Le couple développé par l'interaction aimants-courants statoriques et le couple de détente dû à la réluctance des encoches statoriques et à la présence des aimants.

Pour mettre en évidence l'influence de ces encoches, nous nous intéressons à la structure à aimantation radiale. Le stator que nous considérons possède des encoches rectangulaires de 11 mm de profondeur et une ouverture de 1/3 du pas dentaire. Le calcul étant effectué à l'aide du code numérique.

##### V-5-1.Influence sur la répartition du champ:

La distribution de l'induction radiale due aux aimants au niveau de l'entrefer est fortement influencée par la présence des encoches. En effet, une forte atténuation est observée au niveau des intervalles qui sont situés en face des encoches (fig.V-5). Toutefois, sa valeur moyenne reste pratiquement la même que celle qu'on obtient dans le cas d'un stator lisse. Ce résultat est mieux illustré en représentant les lignes de champ dues aux aimants(fig.V-4). Celles-ci arrivent au stator, concentrées au niveau des dents.

##### V-4-2.Influence sur le couple développé:

Le calcul du couple de détente a été effectué pour différentes positions du rotor. Nous obtenons ainsi la courbe  $T_a(\theta)$  (fig.V-6) . Celle-ci est périodique sur un pas dentaire. L'amplitude de ce couple est relativement faible par rapport à celle du couple résultant(fig.V-6). La présence des encoches influe surtout sur la forme du couple résultant. En effet, Une augmentation des ondulations du couple est observée (fig.V-6).



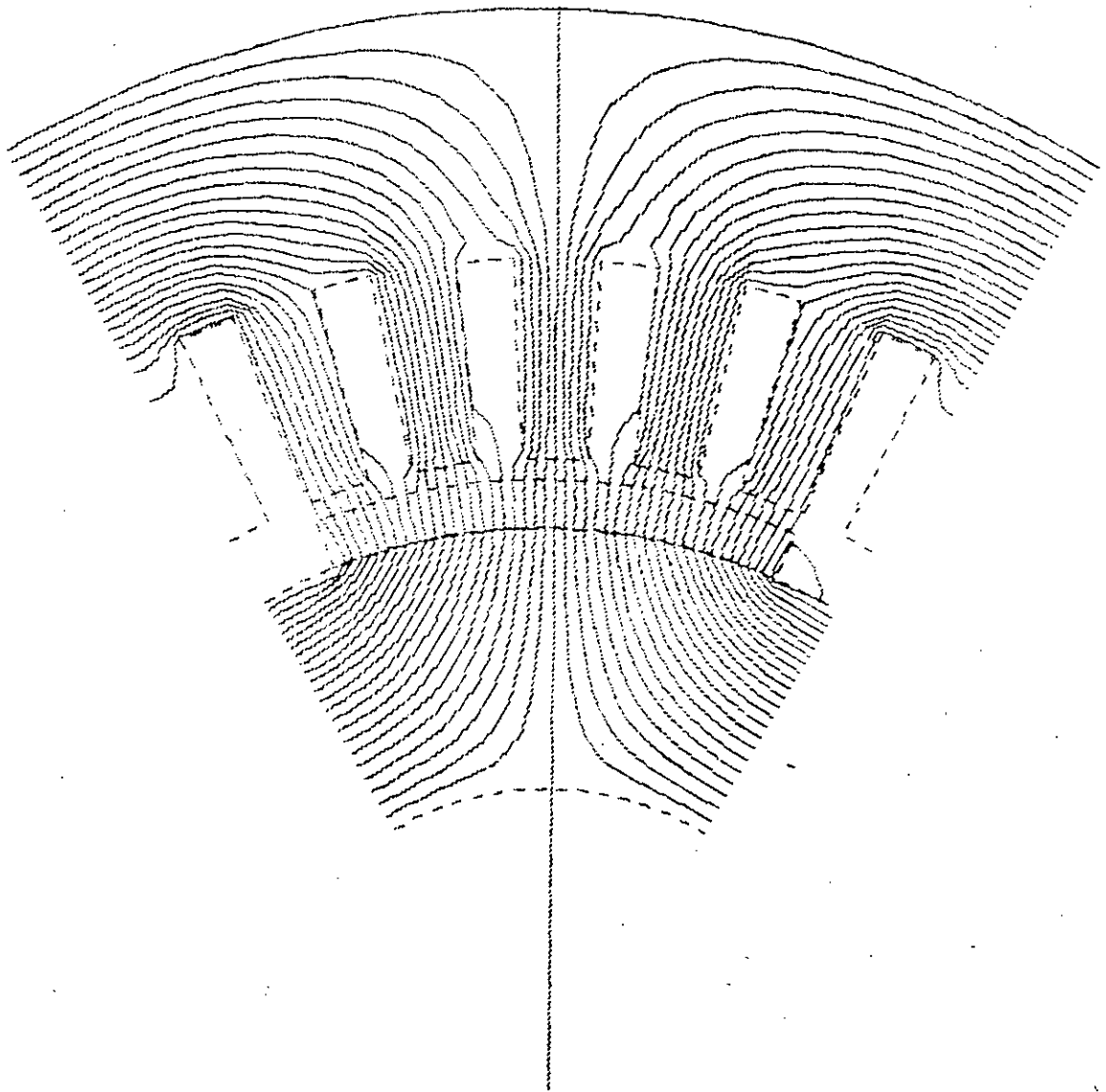


fig.V.5:Lignes de champ dues aux aimants (aimantation radiale  
( $\theta_0=71^\circ$ élect))-présence des encoches statoriques-

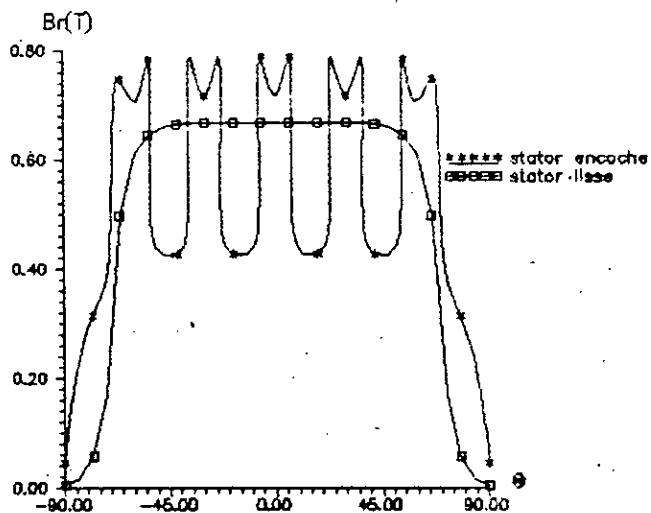


fig.V-5: Distribution de l'induction radiale due aux aimants (aimantation radiale  $\theta_0=71^\circ$ elect)

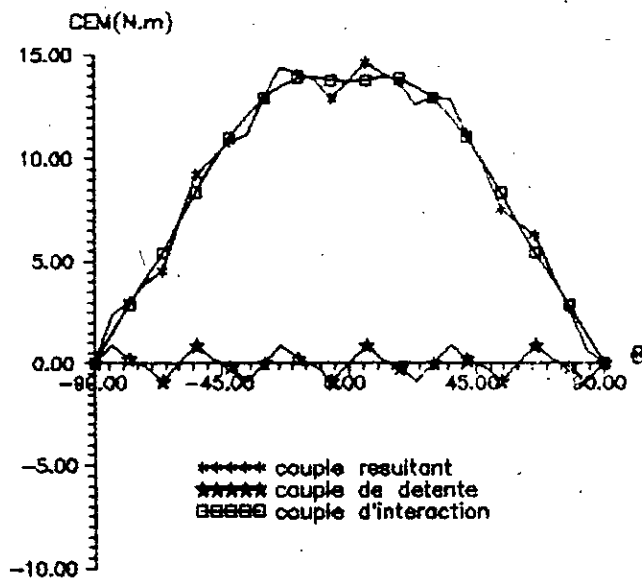


fig.V-6: Différents couples développés par une structure à aimantation radiale ( $\theta_0=71^\circ$ elect,  $I=I_n$ ) -présence des encoches statoriques-

### V-5. CALCUL EN RÉGIME SATURE:

Nous exploitons le code numérique pour évaluer l'influence de la saturation du fer sur les performances du prototype étudié. Nous nous intéressons à la structure à aimantation radiale la plus rencontrée. Nous nous plaçons dans des conditions qui favorisent la saturation. Pour cela, nous prenons une ouverture importante d'aimants.

Les armatures rotorique et statorique sont considérées, constituées de tôles magnétiques ordinaires dont les caractéristiques magnétiques  $B(H)$ (fig.V-7) sont connues.

#### V-4-1. Distribution du champ:

Nous constatons que Les répartitions des inductions radiale et azimutale ,dûes aux deux sources de champ, au niveau de l'entrefer, calculées en tenant compte de la caractéristique magnétique  $B(H)$  du fer sont pratiquement les mêmes que celles déterminées en régime linéaire (fig.V-8).

les régions qui présentent les plus grandes valeurs de l'induction sont situées au niveau des dents statoriques et de la base inférieure des aimants surtout sur les côtés (fig.V-10).

#### V-4-2. Couple développé:

Les caractéristiques du couple, obtenues en régime linéaire et en tenant compte de la saturation du fer, sont globalement confondues fig.V-9). L'évolution du couple en fonction du courant statorique obéit pratiquement à une loi linéaire (fig.V-9). Ce résultat montre que les machines à aimants à rotor lisse ne se sature donc que très faiblement. En effet, par suite de leurs grands entrefer (accentué par la frette de maintien généralement amagnétique et les aimants) engendrent une induction inférieure au Tesla au niveau du rayon d'alésage. Ainsi, même en injectant une forte densité linéaire de courant statorique, le champ de réaction d'induit reste très modéré.

### V-5. CALCUL EN REGIME SATURE:

Nous exploitons le code numérique pour évaluer l'influence de la saturation du fer sur les performances du prototype étudié. Nous nous intéressons à la structure à aimantation radiale la plus rencontrée. Nous nous plaçons dans des conditions qui favorisent la saturation. Pour cela, nous prenons une ouverture importante d'aimants.

Les armatures rotorique et statorique sont considérées, constituées de tôles magnétiques ordinaires dont les caractéristiques magnétiques  $B(H)$  (fig.V-7) sont connues.

#### V-5-1. Distribution du champ:

Nous constatons que Les répartitions des inductions radiale et azimutale ,dûes aux deux sources de champ, au niveau de l'entrefer, calculées en tenant compte de la caractéristique magnétique  $B(H)$  du fer sont pratiquement les mêmes que celles déterminées en régime linéaire (fig.V-8).

les régions qui présentent les plus grandes valeurs de l'induction sont situées au niveau des dents statoriques et de la base inférieure des aimants surtout sur les côtés (fig.V-10).

#### V-5-2. Couple développé:

Les caractéristiques du couple, obtenues en régime linéaire et en tenant compte de la saturation du fer, sont globalement confondues (fig.V-9). L'évolution du couple en fonction du courant statorique obéit pratiquement à une loi linéaire (fig.V-9). Ce résultat montre que les machines à aimants à rotor lisse ne se sature donc que très faiblement. En effet, par suite de leurs grands entrefer (accentué par la frette de maintien généralement amagnétique et les aimants) engendrent une induction inférieure au Tesla au niveau du rayon d'alésage. Ainsi, même en injectant une forte densité linéaire de courant statorique, le champ de réaction d'induit reste très modéré.

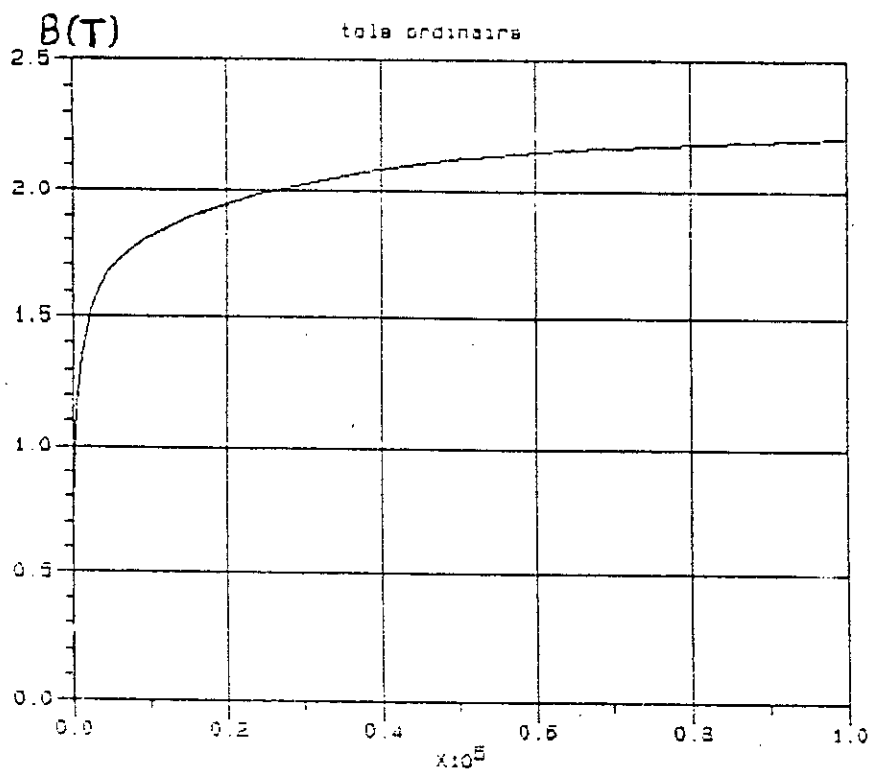


fig.V-7: Courbe de magnétisation d'une tôle ordinaire.

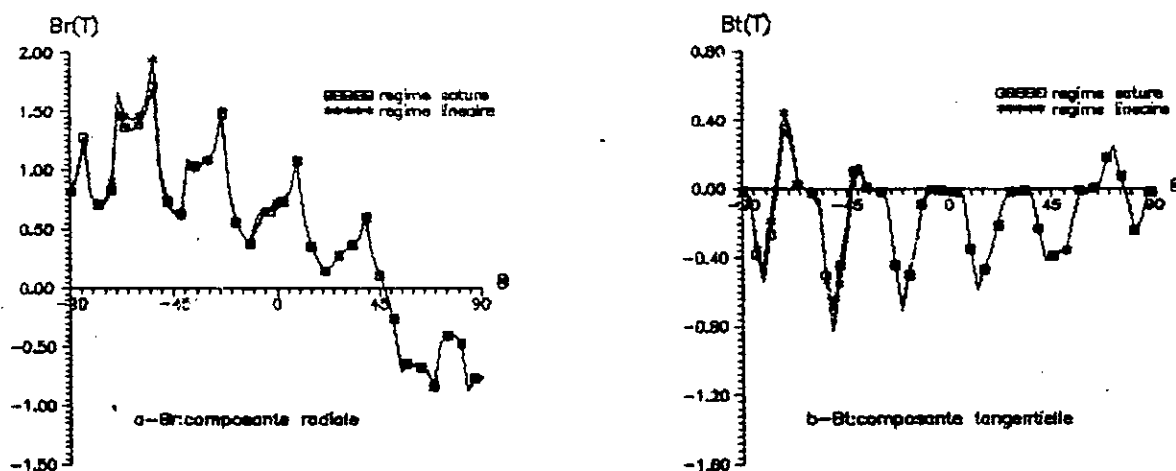


fig.V-8 : Répartition de l'induction développée par les deux sources de champs ( $\theta_0=90^\circ$  élect ;  $I=4.I_n$ )

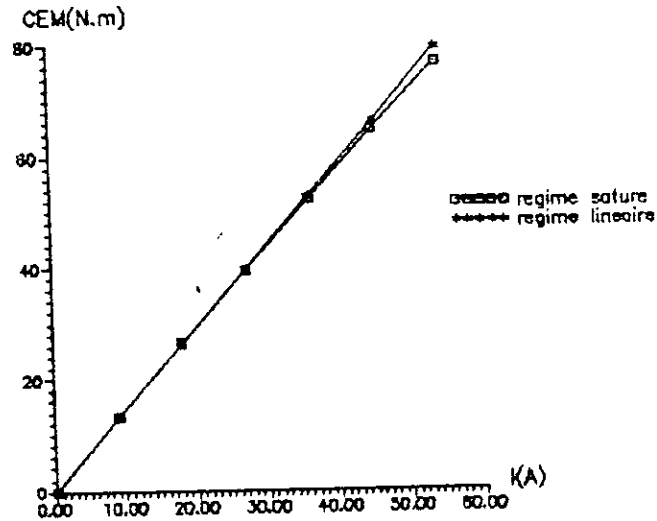


fig.V.9: Couple maximal en fonction du courant statorique  
 aimantation radiale ( $\theta_0=90\%$  du pas polaire)  
 -calculé en régime saturé-

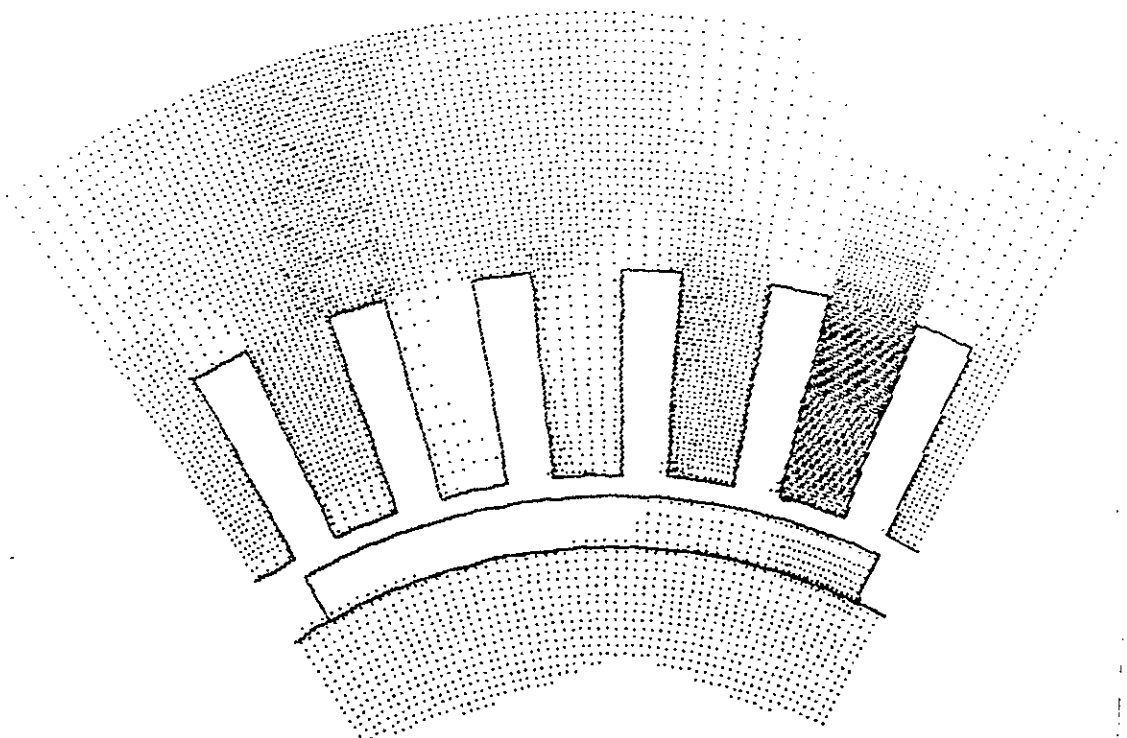


fig.V-10: Densités de champ dues aux aimants et aux courants statoriques pour une structure à aimantation radiale ( $\delta=0$  ;  $I=4.I_n$ ; 90% d'ouverture d'aimants)

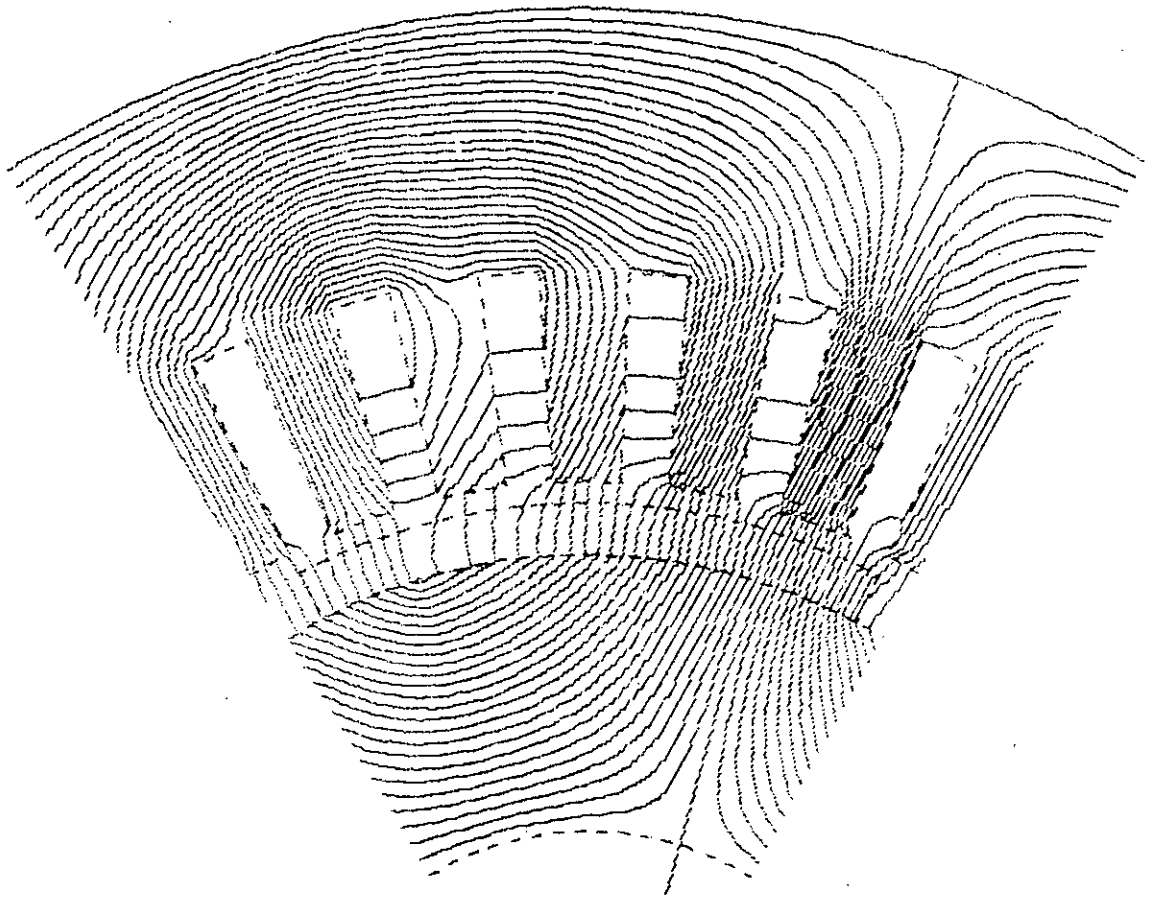


fig.V-11. Lignes de champ dues aux <sup>aimants</sup> et aux courants statoriques  
pour une structure à aimantation radiale.  
( $\delta=0$ ;  $I=4.I_n$  ; 90% d'ouverture d'aimants)

**V-6. CONCLUSION:**

Le modèle développé et le code numérique utilisé, exploités sous les mêmes conditions, donnent globalement des résultats très proches.

La méthode élaborée peut donc constituer, comparativement à un code numérique de calcul de champ, un moyen très efficace et rapide pour un dimensionnement géométrique globale des différentes structures de rotor d'une machine synchrone à aimants. Cette méthode est d'autant plus intéressante qu'elle reste valable même pour des régimes de surcharge. En effet, l'hypothèse d'un modèle linéaire est largement suffisante pour calculer les structures à rotor lisse (large entrefer magnétique).

La présence des encoches statoriques influe surtout sur la forme du couple. Le couple de détente est estimé à 10% du couple nominal.



*CONCLUSION GENERALE*

## Conclusion générale

Nous avons développé un modèle d'étude bidimensionnel, utilisant des solutions analytiques, pour dimensionner les différentes structures à rotor lisse d'un moteur synchrone autopiloté à aimants.

Nous avons montré que le couple développé, par ce type de moteur, est fortement influencé par la répartition de l'induction au niveau de l'entrefer. Celle-ci dépend essentiellement des dimensions et du sens de l'aimantation des aimants.

Sur le plan du couple volumique, la structure à aimantation radiale est la plus performante.

L'ouverture optimale de l'aimant est, dans ce cas, voisine de deux-tiers du pas polaire.

L'épaisseur des aimants, dans le cas de l'optimisation du couple, est pratiquement la même pour les deux structures radiale et mixte. En effet, elle est proche de 5mm pour le prototype envisagé.

Les ondulations du couple, liées à la structure de l'inducteur, peuvent être réduites soit par l'élargissement de l'ouverture des aimants dans le cas d'une structure à aimantation radiale ou bien par action sur les ouvertures relatives des aimants radiaux et azimutaux en adoptant une structure à aimantation mixte.

Cette solution permet une économie en aimants. Toutefois, il est à relever que la structure radiale est plus simple à réaliser.

En regard à la comparaison faite avec le code numérique, le modèle que nous avons développé, constitue un outil efficace pour le dimensionnement géométrique préalable des machines synchrones à rotor lisse. Ce modèle peut être facilement exploité pour analyser les structures à aimantation tournante.

Il est en outre, particulièrement intéressant quant on recherche une adaptation entre la structure de l'inducteur et du mode d'alimentation.

## Conclusion générale

---

La méthode développée, de par sa simplicité, présente l'avantage de faciliter l'analyse de l'influence des paramètres géométriques de structure sur le couple. Une fois ces paramètres choisis, une optimisation qui fait appel à un minimum d'hypothèses et qui tient compte de la géométrie réelle de la machine, peut être abordée en exploitant une méthode numérique de calcul de champ (éléments finis).

*BIBLIOGRAPHIE*

## Bibliographie.

- [1] J.Dhers: "Moteurs électriques: une extension rapide de leurs domaine d'utilisation" RGE N°3: Mars 1987 pp.1-10.
- [2] M.Lajoie;P.Mathieu;B.Davat: "Utilisation des aimants permanents dans des machines à commutation électronique." RGE 10/84 pp.606-614.
- [3] Ben H.Carlisle: "Rare-earth motors shed their exotic image" Machine design/January 29,1986 pp.18-28.
- [4] A.Kazdaghli;A.Razak;E.Faure: "Utilisation des aimants permanents dans les machines synchrones à vitesse variable et élevé." RGE 5/83 pp.337-341.
- [5] H.R.Bolton;Y.D.Liu;NM.Mallison: "Investigation into a class of Brushless DC motor with quasi-square voltages and currents." IEE Proc. Vol 133 PtB;n°2 March 1986 pp.103-111.
- [6] R.G Selmon;AV.Gumaste: "Steady-state analysis of a permanent magnet synchronous motor drive with current source inverter." IEEE Trans on Industry applications. Vol,IA-19,N°2 March/April 1983 pp.190-197.
- [7] M.Labraga;B.Davat;M.lajoie-Mazenc: "Un servomoteur à aimants permanents en ferrite pour entrainement direct." RGE N°7. 1989 pp.38-42.
- [8] B.Laporte;Ph.Manfe: "Machines à aimants : de la conception aux prototypes". Firtech univindustrie 91,Nancy 23-24 Mai 1991 pp173-187.
- [9] R.Ibtiouene: "Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine à aimants insérés". Thèse doctorat détat ENP Avril 1993.
- [10] Anderson;E.CH.Heil;J.Russenschuch: "Influence of magnet configurations and dimensions on power output of large synchronous machines with rare-earth magnet excitation". ICEM.Pise Italy 12/14 September 1988 pp.467-472.

Bibliographie.

- [11] M.Lajoie-Mazenc; Serge Leichter: "Etude de machines synchrones à aimants alimentées par des convertisseurs statiques fonctionnant en commutation naturelle". RGE 3/81 Mars 81 pp.201-208.
- [12] L.Hadjout; R.Ibtiouene : "Torque analysis of Brushless DC Motors with surface permanent magnet." accepted for publication in AMSE periodicals with the following Reference, Measurement & Control, A, Vol, 59, N°1, 1995 pp.59-64.
- [13] T.Sebastian; G.R.Slemon: "Operating limits of inverter-driven permanent magnet motors drives". IEEE Trans on Industry Vol IA-23 N°2 Marsh/April 1987 pp.327-333.
- [14] G.Lacroux: "les aimants permanents". Edition "Technique et documentation" Année 1989.
- [15] R.Belmans; R.Parternoster; A.Vandenput; W.Geyson; K.J.Bins: "Influence of the use of NdFeB in permanent magnets motors."
- [16] P.Brissonneau: " les aimants à base de terre-rares: très performants, mais très coûteux". RGE Mars 1987 pp.21-27
- [17] E.Bost: "Moteurs à aimants terre-rares Samarium Cobalt" Techniques CEM Octobre 1981 N°112 pp.19-24.
- [18] M.Sagawa; S.Fujimura; N.Togawa; H.Yamamoto; Y.Matsuara: "New material for permanent on abase of Nd and Fe (Invited) J.Appl.Phys.55(6), 15 March 1983 pp.2083-2087.
- [19] G.Nicoud :Matériaux aimants permanents pour l'électrotechnique" RGE 3/81 Mars 1981 pp.157-158.
- [20] Dietmar Weinman: "Applications of NdFeB magnets in motors". SEE.Grenoble Juin 1990 pp.S.3.1-10.
- [21] C.Berriaud: "Moteurs supraconducteurs à aimants permanents" RGE N°7/93 Juillet 1993 pp.19-19.

## Bibliographie.

- [22] C. Berenger: "Contribution à l'étude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents et à enroulements dans l'entrefer". Thèse de Doctorat INPL Lorraine-Nancy (France) 1989.
- [23] K. Alitouche: "Optimisation d'une machine synchrone à aimants permanents par la méthode des éléments finis." Thèse de Magister ENP-Alger 1992.
- [24] R. Ibtouene; L. Laporte; Chabane: "Optimisation géométrique d'une machine synchrone à aimants insérés" RGE 5/93 pp
- [25] B. Laporte; R. Ibtouene; M. Chabane: "Inset permanent magnets synchronous motor torque analysis" International workshop on electric and magnetic Fields Liege-Belgium Sept 28-29-30. 1992 pp. 75.1-75.5.
- [26] V. B. Hosinger: "The fields and parameters of interior type AC permanent magnet machines". IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, Vol Pas-101; N°4 April 1982 pp. 867-875.
- [27] Bimala. K. Bose: "A high performances inverter fed drive system of interior permanent magnet synchronous machine". IEEE Trans on Industry applications Vol 24 N°6 Nov/Dec 1988 pp. 987-997.
- [28] M. A. Rahman; T. A. Little; G. R. Slemon: "Analytical models for interior type permanent magnet synchronous motors". IEEE Trans on Magnetic, Vol. Mag21, N°5 Sept 1985 pp. 1741-1743
- [29] N. Boules: "Two-dimensional Field analysis of cylindrical machines with permanent magnet excitation". IEEE Trans on Industry applications, Vol. IA-20 N°5 Sep/Oct 1984 pp. 1267-1277.
- [30] 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.

## Bibliographie.

---

- [31] M.Kant: "Machines autopilotées à aimants permanents-  
corrélation entre caractéristiques électromagnétiques et  
formes du champ". Congrès SEE. Juin 1990 Grenoble pp.55/51-7
- [32] M.Lajoie-Mazenc: "L'alimentation et la commande des machines  
synchrones". Journées du club EEA électrotechnique-Toulouse  
14-15 Mars 1991 pp.1-29.
- [33] P.Pillay and R.Krishnan: "Application Characteristics of  
permanent synchronous and Brushless DC motors for servo-  
drives" in Proc IEEE 1987 power electronics speciality conf  
1987 pp.598-606.
- [34] P.Pillay;R.Krishnan: "Modeling, simulation and analysis of  
permanent magnet motors drives; Part I: The permanent-Magnet  
synchronous motor drive". IEEE on Industry applications,  
Vol.25 N°2. March/April 1989 pp.265-273.
- [35] N.Boules: "Prediction of no-load flux density distribution  
in permanent magnet machines". IEEE Trans on Industry  
applications Vol. I.A21 N°4 May/June 1985 pp.633-643.
- [36] Li.Touzhu;G.Slemon: "Reduction of cogging torque in permanent  
magnet motors". Trans on magnetics. Vol 24 N°6, November 1988  
pp.2901-2093.
- [37] R.Crlson;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, Part3 pp.1077-1082.
- [38] A.Youmsi: "Contribution aux calculs des machines synchrones  
à aimants permanents". Thèse de Doctorat de l'INPL  
Nancy (France). Mai 1992.



## Bibliographie.

- [39] B.Nogared;M.Lajoie-Mazenc;B.Davat:"modélisation analytique des machines à aimants à induit sans encoches".Revue Phys.App 25(1990) pp.707-720.
- [40] E.Durand:"Magnétostatique". Masson et Cie Editeurs.1968.
- [41] B.Laporte:"Enroulements des machines à courant alternatif". Cours à l'ENSEM France 1991.
- [42] 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.
- [43] M.Lajoie-Mazenc;J.Hector;F.Faucher:"Notice d'utilisation de Difimedi".LEEI(INPT),2 rue Charles Camichel 31071 Toulouse Cedex.
- [44] L.Hadjout;R.Ibtiouene:"Calcul d'une machine synchrone autopilotée à aimants." 2<sup>ème</sup> Séminaire Amélioration des Performances des Systèmes Electromagnétiques." SNAPE 93,Annaba25-26 Mai 1993
- [45] L.Hadjout;R.Ibtiouene;S.Mekhtoub;A.Maazi:Calcul d'une machine synchrone à rotor lisse à aimantation azimutale." Séminaire CMSES/94 SKIKDA 10 & 11 Mai 1994 Proociding pp.99-105.
- [46] B.Laporte."Notes internes sur les machines à aimants ENSEM-INPLorraine " 1990.