

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

28/96

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L' EDUCATION NATIONALE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

الندوة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CALCUL NUMERIQUE D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS AVEC
PIECES POLAIRES ET A CONCENTRATION DE FLUX

Proposé par :

Mr R.IBTIOUEN

Étudié par :

Mr K.MOUAZIZ
Mr T.DRIZI

Dirigé par :

Mr R.IBTIOUEN

PROMOTION
JUN 1996

E.N.P 10, Avenue Hassen Badi - EL-HARRACH-ALGER

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L' EDUCATION NATIONALE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CALCUL NUMERIQUE D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS AVEC
PIECES POLAIRES ET A CONCENTRATION DE FLUX

Proposé par :

Mr R.IBTIOUEN

Etudié par :

Mr K.MOUAZIZ
Mr T.DRIZI

Dirigé par :

Mr R.IBTIOUEN

PROMOTION
JUN 1996

E.N.P 10, Avenue Hassen Badi - EL-HARRACH-ALGER

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بنو عسوية ١٤١٧

-DEDICACES-

-A celle qui a souffert pour moi et qui s'est sacrifiée corps et âme pour m'offrir un milieu favorable pour ma croissance morale, ma mère; je suis fier d'être ton fils,

-A celui qui était plus content que moi le jour où j'ai réussi au baccalauréat et à qui je voue un amour et un respect particulier, mon père,

-A Amel que j'adore énormément,

-A toute ma famille et tous mes amis qui me sont très chers, en particulier, Zakaria,

-A la mémoire de mon oncle Abdelkader,

**Je dédie ce modeste travail.
Taïeb Drizi**

- A ma mère,

- A mon père,

- A mes soeurs,

- A mes frères qui m'ont offert, à l'occasion de mon succès au baccalauréat, ce qui nous a permis de réaliser ce travail: un ordinateur,

-A la mémoire de feu mon ami, Gadoum mohamed nabil,

**Je dédie ce modeste travail.
Khalid Mouaziz**

-REMERCIEMENTS-

*Ce travail a été effectué au sein du laboratoire de machines électriques de l'ENP sous la direction de monsieur **R.IBTIOUEN**, Maître de conférences à qui nous tenons à exprimer, ici, notre profonde reconnaissance pour tous les conseils qu'il n'a cessé de nous prodiguer et tout le temps qu'il a consacré pour l'élaboration de ce projet.*

*Nous ne saurions comment remercier Monsieur **R.KECHROUD**, étudiant magister à l'U.S.T.B.H , qui nous a constamment soutenu, guidé au cours de ce travail et pour son aide précieuse qu'il nous a apportée par ses remarques bienveillantes.*

*Nous remercions sincèrement Monsieur **R.MEHDI**, Maître de conférences à l'E.M.P pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de nous aider.*

*Nous adressons également nos plus vifs remerciements au personnel de la bibliothèque de l'ENP, spécialement, **Salah, Krimo et Sabina** pour l'aide constante et le dévouement qu'il nous ont prodigué.*

Que tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à notre formation veuillent bien accepter, ici, l'expression de notre profonde gratitude et nos sincères salutations.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidés et soutenus tout au long de nos études.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I: GENERALITES SUR LES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 MATERIAUX A AIMANTS PERMANENTS MODERNES	4
I.2.1 Ferrites	4
I.2.2 Samarium-Cobalt (SmCo)	4
I.2.3 Néodyme-Fer-Bore (NdFeB)	5
I.3 STRUCTURES DES INDUCTEURS DES MACHINES A AIMANTS	6
I.3.1 Structures à pôles lisses	7
I.3.2 Structure à pôles saillants	8
I.3.2.1 Structures avec pièces polaires sans concentration de flux	8
I.3.2.2 Structures avec pièces polaires et concentration de flux	8
I.3.2.3 Structures à aimants internes	8
I.3.2.4 Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique	9
I.4 STRUCTURES DE TYPE ASYNCHRONE-SYNCHRONISEES	12
I.5 AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS PAR RAPPORT AUX AUTRES TYPES DE MACHINES	12
I.5.1 Moteur synchrone à aimants-Moteur à courant continu	12
I.5.2 Moteur synchrone à aimants-Moteur synchrone classique	13
I.5.3 Moteur synchrone à aimants-Moteur asynchrone	13
I.6 CONCLUSION	13
CHAPITRE II: STRUCTURE ETUDIEE: MODE DE FONCTIONNEMENT EL ALIMENTATION	
II.1 INTRODUCTION	15
II.2 PRESENTATION DU PROTOTYPE ETUDIE	15
II.2.1 Stator	15
II.2.2 Rotor	16
II.3 PRINCIPE DE LA CONCENTRATION DE FLUX	
II.4 AVANTAGES DE LA STRUCTURE ETUDIÉE PAR RAPPORT A UNE STRUCTURE A POLES LISSES	17
II.5 MOTEUR A AIMANTS EN FONCTIONNEMENT SYNCHRONE AUTOPILOTE	17
II.5.1 Commutateur de courants	18
II.5.2 Onduleur de tension contrôlé en courant	19
II.5.3 Alimentation par des créneaux de courants	20
II.6 CONCLUSION	21

CHAPITRE III: MODELE DE LA STRUCTURE ETUDIEE

III.1 INTRODUCTION	22
III.2 HYPOTHESE SIMPLIFICATRICES	22
III.3 MODELE D'ETUDE	22
III.3.1 Modèle des aimants	22
III.3.1.1 Représentation Ampérienne	22
III.3.1.2 Représentation Coulombienne	23
III.3.2 Modèle des courants statoriques	23
III.4 FORMULATION MAGNETOSTATIQUE DU PROBLEME	27
III.4.1 Equation du champ électromagnétique	27
III.4.2 Conditions aux limites	28
III.4.3 Conditions de passage aux interfaces entre milieux	29
III.5 CONCLUSION	31

CHAPITRE IV: RESOLUTION NUMERIQUE ET EXPLOITATION

IV.1 INTRODUCTION	33
IV.2 METHODE DES ELEMENTS FINIS	33
IV.2.1 Formulation intégrale du modèle magnétostatique	33
IV.2.2 Approximation par éléments finis	34
IV.2.2.1 Partition du domaine d'étude	34
IV.2.2.2 Approximation du potentiel vecteur magnétique	35
IV.2.3 Discrétisation de la forme intégrale	35
IV.2.4 Résolution du système d'équations	38
IV.3 CALCUL DES GRANDEURS LOCALES ET GLOBALES	39
IV.3.1 Calcul de l'induction au niveau du rayon d'alésage	39
IV.3.2 Calcul du couple d'interaction et du couple réductant	39
IV.4 PRESENTATION DU CODE DE CALCUL DE CHAMP TESTE BASE SUR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS	47
IV.5 EXPLOITATION	48
IV.5.1 Etude de l'induction dans l'entrefer	48
IV.5.1.1 Induction due aux aimants seuls	48
IV.5.1.2 Induction due aux courants statoriques	51
IV.5.2 Etude du couple	55
IV.5.2.1 Couple d'interaction	55
IV.5.2.2 Couple de réductance	56
IV.5.2.3 Couple total	57
IV.5.2.4 Couple en fonctionnement autopiloté	58
IV.6 CONCLUSION	60
CONCLUSION GENERALE	62
BIBLIOGRAPHIE	64
ANNEXE	

-LISTE DES SYMBOLES-

- BDCM : Brushless Direct Current Motor (Machine à Courant Continu sans Collecteur Mécanique).
- M.E.F : Méthode des Eléments finis.
- S_a : Section transversale de l'aimant au niveau du pôle.
- S_c : Surface de la pièce polaire au niveau du demi- pôle.
- μ_0 : Perméabilité du vide ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10E-7$ H/m).
- μ_r : Perméabilité relative du milieu.
- L_d : Inductance de la phase dans la position directe.
- L_q : Inductance de la phase dans la position en quadrature.
- M : Valeur de l'aimantation au niveau du rayon moyen r_m .
- \vec{n} : Normale sortante du flanc considéré de l'aimant.
- NI : Ampères-tours dans l'encoche statorique.
- ε : Ouverture de l'encoche statorique.
- τ_p : Pas polaire statorique.
- τ_d : Pas dentaire statorique.
- δ : Décalage entre le référentiel statorique et le référentiel rotorique.
- P : Nombre de paires de pôles.
- K_b : Coefficient du bobinage de l'enroulement statorique.
- K_d : Coefficient de distribution des encoches statoriques.
- K_f : Coefficient de forme
- R_s : Rayon d'alésage du statorique.
- B_n : Induction normale due aux aimants.
- H_t : Excitation tangentielle du champ.

- L_u : Longueur utile de la machine.
- B_{ra} : Induction radiale due aux aimants.
- NF : Nombre de termes de la série de Fourier.
- B_{dr} : Induction radiale due aux courants statoriques dans l'axe direct.
- B_{qr} : Induction radiale due aux courants statoriques dans l'axe en quadrature.
- H_{td} : Excitation tangentielle dans l'axe direct.
- H_{tq} : Excitation tangentielle dans l'axe en quadrature.
- θ_c : Position angulaire de centre de gravité de l'élément.
- B_t : Induction tangentielle.
- B_n : Induction normale.

INTRODUCTION GENERALE

Avec l'apparition des aimants modernes très performants et les progrès dans la technologie des semi-conducteurs, les performances des machines électriques ont connu une amélioration remarquable, illustrée entre autres par la substitution des moteurs à courant continu par des moteurs synchrones à aimants permanents en fonctionnement autopiloté (B.D.C.M). Cette évolution a permis la résolution de nombreux problèmes liés au collecteur mécanique, notamment ceux relatifs à la maintenance, l'encombrement et le prix de revient.

L'utilisation des aimants permanents, au niveau des machines synchrones, impose une sélection des structures d'inducteurs qui repose le plus souvent sur des critères de rapport coût/performance et de couple volumique .

Il est bien entendu, que pour améliorer les performances d'une structure donnée, il est nécessaire de posséder des outils d'évaluation performants et précis. Actuellement, ces derniers sont essentiellement basés sur trois techniques différentes : analytique, numérique et mixte [1]. L'avantage procuré par les calculateurs de plus en plus puissants et le souci de la précision conduisent au choix d'un calcul numérique.

Parmi les méthodes numériques utilisées , nous pouvons citer celle basée sur les éléments finis qui a été adoptée depuis une vingtaine d'années au niveau du génie électrique. Son principe repose sur le découpage du domaine en éléments finis de formes géométriques diverses, à l'intérieur desquels le potentiel vecteur magnétique par exemple est approché par un polynôme. La résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie magnétique emmagasinée dans chaque élément.

L'objectif du présent travail est la mise au point d'un programme de calcul numérique basé sur la méthode des éléments finis et permettant d'évaluer les performances d'une machine à aimants permanents avec pièces polaires et à concentration de flux. L'aimant choisi dans un premier lieu est du type ferrite et dans un second lieu, de type Samarium-Cobalt et ce , dans le but de comparer les performances respectives.

Notre mémoire s'articule en quatre chapitres:

Dans le premier chapitre, après avoir donné les caractéristiques générales des principaux matériaux pour aimants permanents, nous rappelons les différentes structures envisageables des inducteurs des machines synchrones à aimants permanents. A la fin du chapitre, nous citons les principaux avantages de BDCM par rapport aux autres machines tournantes classiques.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la structure étudiée, son mode de fonctionnement, ses avantages par rapport à une structure à pôles lisses et en dernier lieu son alimentation. Concernant l'alimentation, dans la gamme des faibles et moyennes puissances (cas du prototype étudié), les onduleurs de tensions à transistors de puissance contrôlés en courants sont les mieux adaptés [2].

Dans le troisième chapitre, après avoir adopté certaines hypothèses simplificatrices compatibles avec l'objet visé, nous décrivons la représentation des aimants. Nous choisissons le modèle Ampérien qui convient aux problèmes de calcul de l'induction

en présence des courants à partir du potentiel vecteur magnétique. Nous terminons le chapitre par une formulation magnétostatique du problème qui comporte l'équation du champ électromagnétique, les conditions de passage aux interfaces entre milieux différents et les conditions aux limites. Pour des raisons relatives à la précision et au temps d'exécution des programmes élaborés, nous limitons notre étude sur un demi-pôle.

Dans le dernier chapitre, dans une première partie, nous présentons la méthode des éléments finis (formulation intégrale, discrétisation, approximation et résolution). L'élément fini choisi dans notre étude est de type T3 (triangulaire à trois noeuds). Ce type d'éléments nous semble le plus utilisé dans la modélisation des systèmes physiques (électricité, mécanique, thermique, etc...) car présentant la facilité de génération d'algorithmes automatiques de maillage de domaine [3]. La deuxième partie est consacrée à l'exploitation des résultats obtenus par la méthode proposée: calcul des grandeurs locales et globales. Après avoir interprété les résultats obtenus dans le cas des ferrites et du Samarium-Cobalt, nous validons ces résultats, à défaut d'un dispositif expérimental, en les comparant à ceux issus du code testé de calcul de champ basé sur la méthode des différences finis .

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

1.1. INTRODUCTION

Avec les aimants modernes, les applications se sont développées dans la mesure où l'inducteur à aimant pouvait concurrencer l'inducteur bobiné [4]. L'utilisation des aimants modernes au niveau des machines associées aux convertisseurs statiques est de plus en plus adoptée pour les entraînements à vitesse variable.

Le point de fonctionnement d'un aimant permanent moderne se situe dans le deuxième quadrant de la caractéristique dite de démagnétisation (figure 1.1). Plus l'induction rémanente (B_r) est élevée, plus le couple développé par la machine à aimants permanents sera important. Le champ coercitif (H_c) exprime la résistance à la démagnétisation. L'aimant est d'autant plus stable que ce champ est élevé [5]. Le produit $(-B.H)_{max}$ définit la densité d'énergie disponible dans l'espace environnant celui-ci. L'aimant perd ses propriétés magnétiques de façon irréversible au delà du point de Curie.

Dans ce chapitre d'abord, nous énumérons les principaux matériaux à aimants permanents ensuite nous décrivons les différentes structures d'inducteurs des machines à aimants. Enfin, nous citons quelques avantages des machines synchrones à aimants par rapport aux machines à rotor bobiné.

1.2 MATÉRIAUX A AIMANTS PERMANENTS MODERNES

Les principaux matériaux utilisés actuellement au niveau des aimants permanents sont essentiellement des alliages du type ALCINO, des ferrites et des terres-rares qui constituent de nos jours l'essentiel du marché [4]. On se contente ici de décrire brièvement certains matériaux à aimants, largement utilisés au niveau des machines électriques.

1.2.1 Les ferrites

Ces matériaux possèdent une induction relativement faible (comprise entre 0.36 et 0.4T) avec un champ coercitif assez élevé qui leur confère une bonne résistance à la démagnétisation. Leur prix de revient, relativement bas, offre la possibilité d'envisager leur utilisation comme inducteurs des machines électriques de faible puissance destinées à la fabrication en série (matériel électrique grand public).

1.2.2 Samarium-Cobalt (SmCo)

Ces matériaux appartiennent à la famille des aimants à base de terres-rares présentant des caractéristiques d'aimantation meilleures et un champ coercitif beaucoup plus important que les ferrites (figure 1.2). Leurs propriétés magnétiques sont peu sensibles à la variation de la température. Néanmoins, leur prix de revient assez élevé (voisin en moyenne de 2000 F/Kg actuellement), limite leur emploi à certaines applications bien précises [6].

1.2.3 Néodyme -Fer-Bore (NdFeB)

Ces matériaux sont le type d'aimants le plus récent (1983) [6]. L'induction qu'il permet dans l'entrefer est importante, leur champ coercitif est élevé (Tableau I.1). Ce type d'aimant présente, par rapport, au SmCo un produit d'énergie (-B.H) max plus important et un prix de revient plus bas [5]. Une autre propriété caractérise le NdFeB. En effet ce type d'aimant permet d'obtenir un couple massique élevé sans besoin de concentration de flux[5]. Leur température d'utilisation limitée à 150° C et la sensibilité à l'oxydation de ce type d'aimant posent certains problèmes quant à leur utilisation.

	Alnico 600	Alnico 2 200	Ferrite	SmCo ₃	Sm ₂ Co ₁₇	NdFeB
rémanence B _r (T)	1.35	0.74	0.39	0.90	1.07	1.22
Champ coercitif d'induction - H _{cd} (kA / m)	-	-	265	700	720	900
Champ coercitif intrinsèque - H _{ci} (kA / m)	59	175	275	2000	1200	1000
Champdémagnétisant critique H _{dc} (kA / m)	-	-	250	1000	640	1000
Energie volumique (- B.H _{max}) (kJ / m)	59	43	28.5	160	225	279
Coefficient de température de B _r $\alpha = \Delta B_r / B_r \Delta T \times 100$ (% k)	-0.02	-0.02	-0.02	-0.04	-0.03	-0.13
Coefficient de température de B _{ci}	+0.03	+0.03	+0.34	-0.2	-0.2	-0.16
Température de Curie T _c (C°)	800	800	450	720	820	310
Température maximale de fonctionnement dans l'air (C°)	500	500	350	250	350	150

Tableau I.1 Caractéristiques de différents types d'aimants [4] .

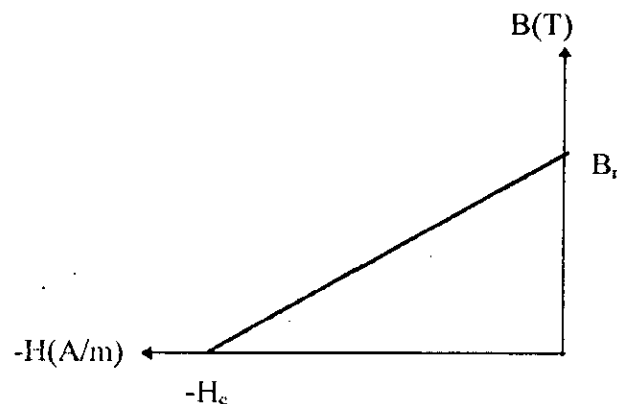


figure I.1 Courbe de désaimantation d'un aimant moderne.

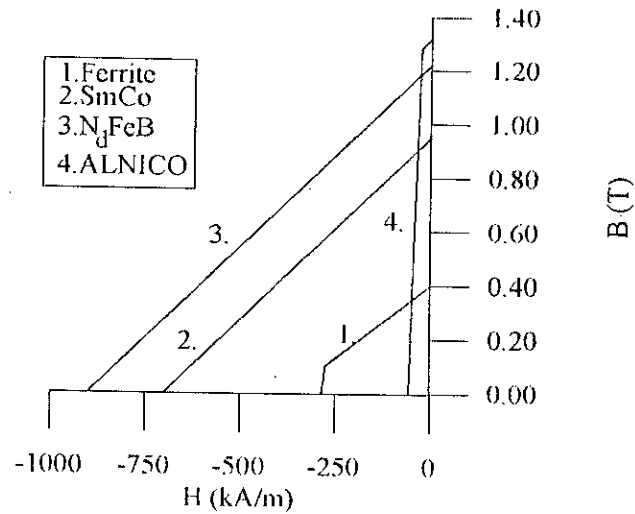


Figure 1.2 Courbe de désaimantation de différentes nuances d'aimants permanents [5].

1.3 STRUCTURES DES INDUCTEURS DES MACHINES A AIMANTS

Comme pour le cas des machines synchrones classiques, nous pouvons distinguer les moteurs à aimants dits "à pôles lisses" et ceux dits "à pôles saillants". La nuance, le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leurs dispositions au rotor permettent d'envisager un grand nombre de structures d'inducteurs [5].

1.3.1 Structures à pôles lisses

Les aimants, généralement en forme de "tuile", sont fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes amagnétiques au niveau de l'entrefer et plaqués sur un noyau magnétique. Pour tirer le meilleur parti des aimants, on a intérêt à les doter d'une aimantation radiale (figure 1.3.a), tangentielle entre pôle (figure 1.3.b). Les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte (figure 1.3.c) ou aimantation tournante [6].

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 amagnétique 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 ainsi une commande plus simple [6].

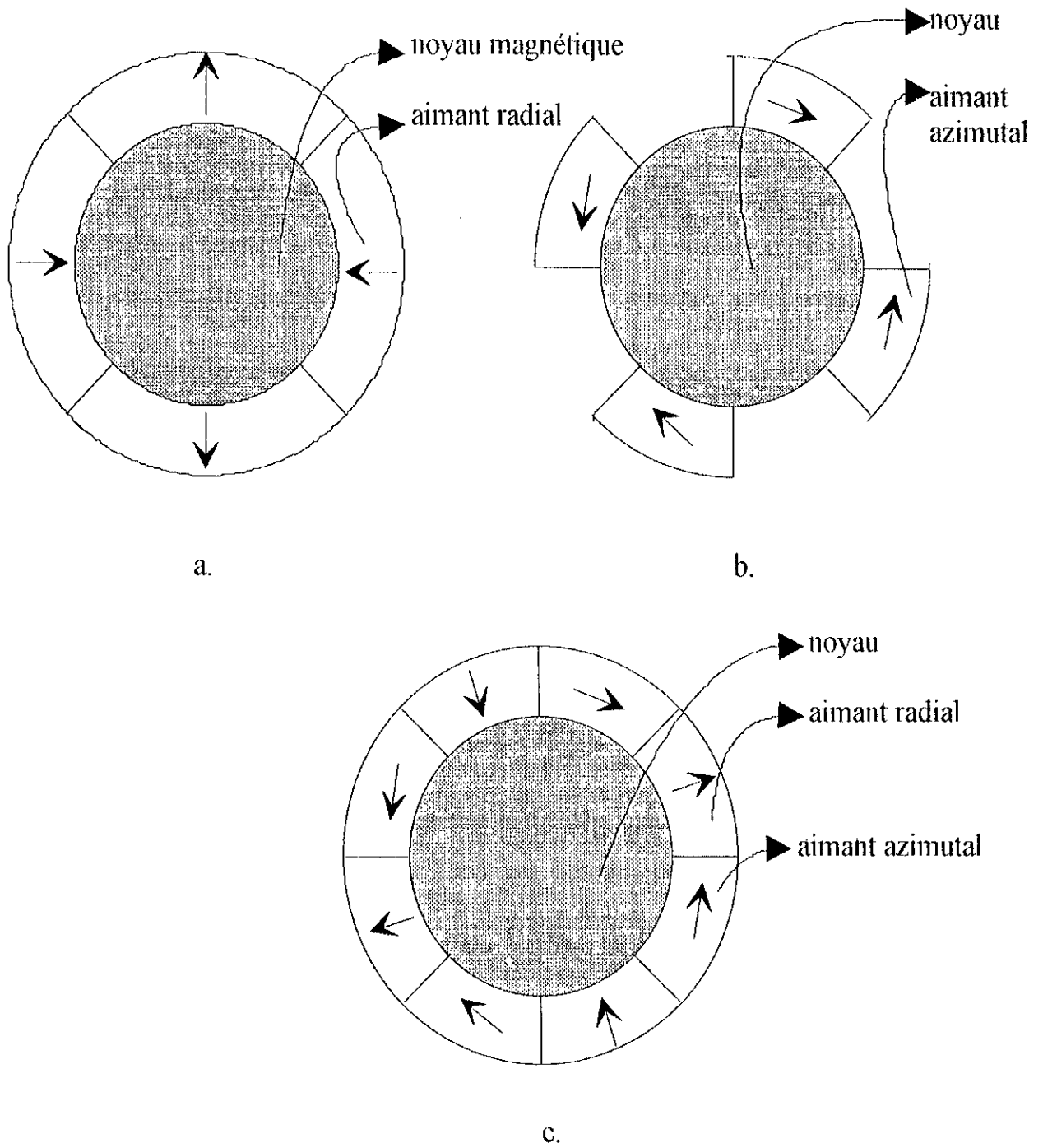


figure I-3 Structures à pôles lisses.

1.3.2 Structures a pôles saillants

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou interpolaires qui raccourcissent nettement les trajets des lignes de flux dans les deux positions "d" et "q" respectivement la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance. Contrairement aux machines à inducteur bobiné, la saillance y est inversée, c'est à dire que l'inductance dans l'axe "q" est supérieur à celle dans l'axe "d" [7]. On peut obtenir plusieurs catégorie d'inducteurs à pôles saillants.

1.3.2.1 Structures avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants sont à aimantation radiale et placés sous des pièce polaires (figure 1.4) qui permettent de les fixer sans avoir à utiliser de frettes et donc de réduire de façon importante l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires par contre la réaction d'induit sera plus importante et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [8].

1.3.2.2 Structures avec pièces polaires et concentration de flux

Dans le but d'augmenter l'induction dans l'entrefer donc le flux à vide et par conséquent le couple, on peut concevoir des structures rotoriques dites "à concentration de flux". Les aimants les plus performant tels que les terre-rares permettent grâce à leur niveau d'induction élevé de produire une concentration de flux plus importante. Cependant les effets de saturation seront plus importants [6]. De même, ces structures présentent une saillance inversée ($L_q > L_d$). On peut réaliser, selon le sens de l'aimantation (figure 1.5.a) ou de la disposition des pièces polaires (figure 1.5.b), plusieurs types de structures.

1.3.2.3 Structures à aimants internes

L'augmentation du nombre de pôles et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors "plus complexes" que nous appelons structures d'inducteurs à aimants internes (figure 1.6). Il existe toute une variété de configurations [5]. Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet la robustesse de leurs rotors leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importants [6], surtout avec les aimants du type NdFeB. Toutefois, un problème de saturation se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique [6].

1.3.2.4 Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique

Dans ce type de structures, les aimants (à aimantation radiale) sont insérés dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer (figure 1.7). Une saillance inversée y apparaît. Ces structures permettent en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elles permettent de réduire le volume d'aimant utilisé donc le coût [5] .

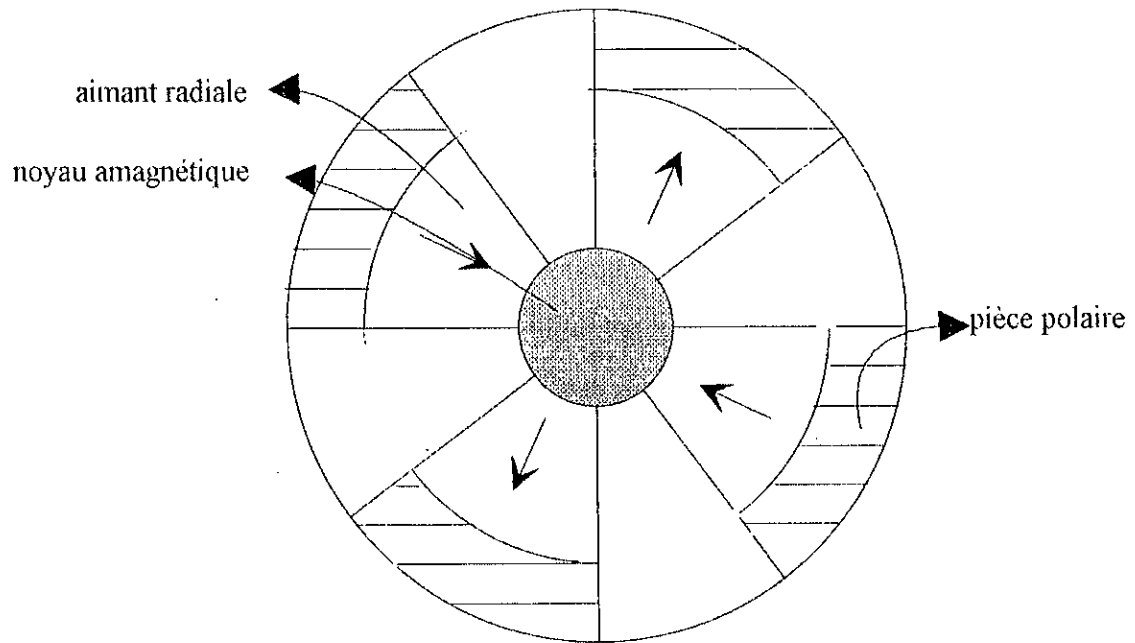
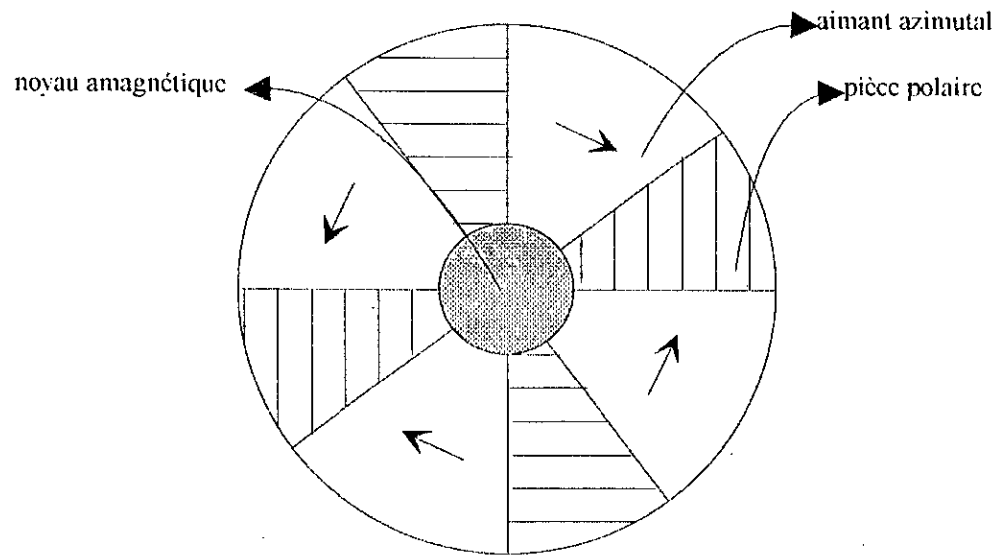
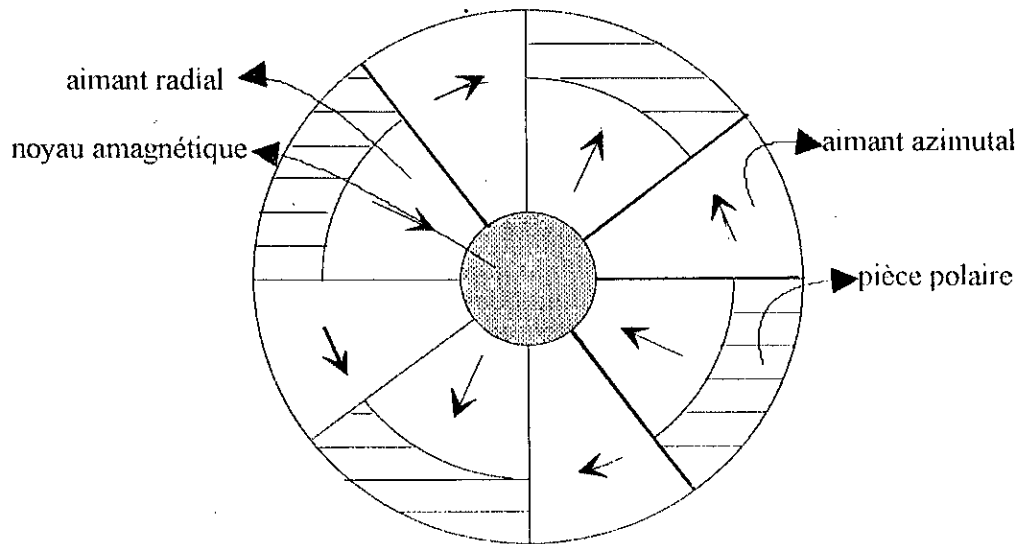


Figure 1.4 Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux.



a- Structure à aimantation azimutale.



b- Structure à aimantation mixte.

figure I.5 Structures à pièces polaires et concentration de flux.

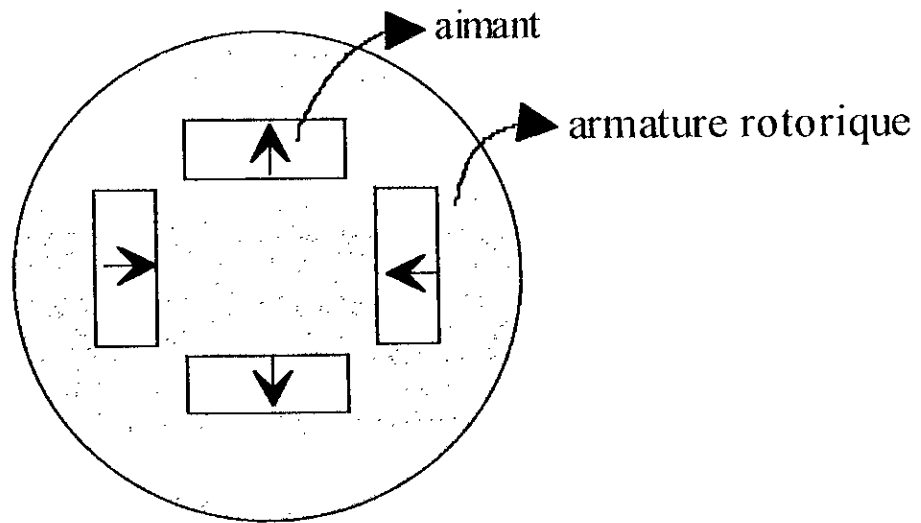


Figure I.6 Structure à aimants internes.

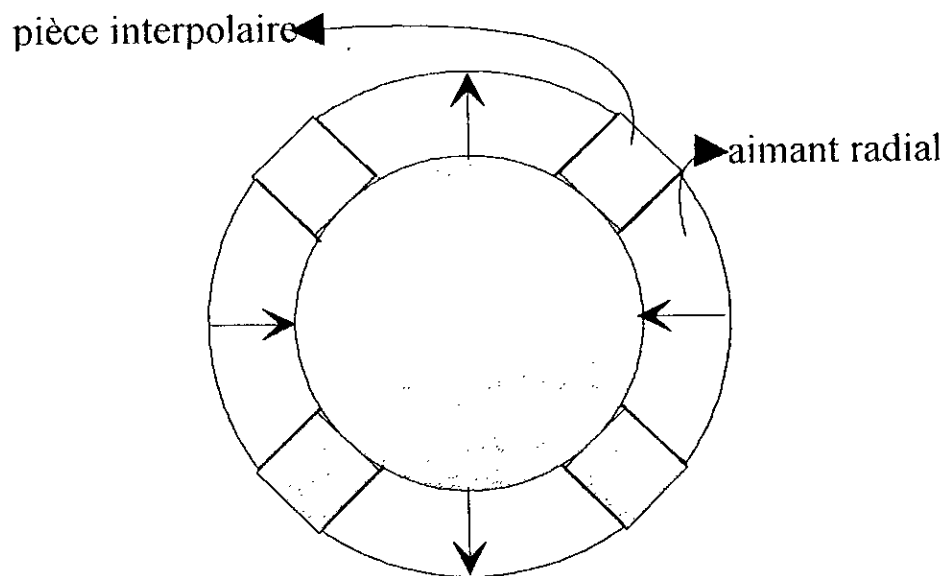


Figure I.7 Structure à aimants insérés.

1.4 STRUCTURES DE TYPE ASYNCHRONE-SYNCHRONISEE

Dans cette structure, le rotor est muni d'une cage d'écureuil surdimensionnée (figure 1.8). Cette cage permet un démarrage en asynchrone directement à partir du réseau. Aux environs de la vitesse synchrone, le moteur s'accroche de lui-même grâce aux flux inducteur dû aux aimants. Enfin le courant induit s'annule [9]. L'avantage principal de cette structure est qu'elle permet un démarrage sans le recours à un artifice auxiliaire.

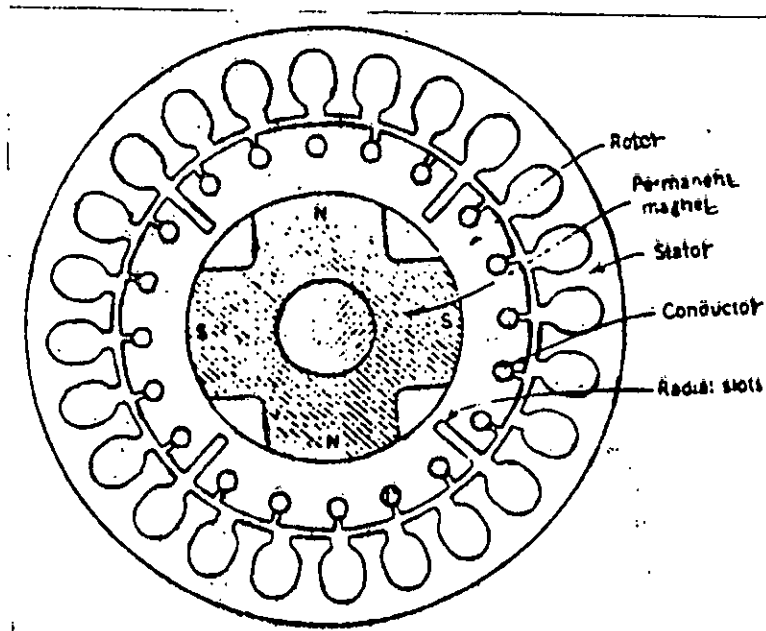


Figure 1.8 : Moteur asynchrone synchronisé [6]

1.5 AVANTAGES DES MACHINE A AIMANTS PAR RAPPORT AUX AUTRES TYPES DE MACHINES

Un avantage évident de l'utilisation des aimants pour la production du flux est la suppression des pertes par effet Joule du système inducteur. On peut montrer, dans le cas des machines classiques, que l'importance relative de ces pertes par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite [4]. Un autre avantage de l'excitation par aimants concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement. Certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue de la puissance, du rendement, du facteur de puissance et du moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisations (coût et faisabilité) [6].

1.5.1 Moteurs synchrones à aimants-Moteurs à courant continu

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu tant que servomoteurs. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple volumique élevé. L'absence du système balais-lames de collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitations pour la vitesse maximale [6].

1.5.2 Moteurs synchrones à aimants-Moteurs synchrones classiques

Les aimants modernes, et en particulier les plus performants tels que les terre-rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage accorde aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité [6]. D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'autopilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement [10] comme nous allons le rappeler au chapitre suivant .

1.5.3 Moteurs synchrones à aimants-Moteurs asynchrone

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

- Un faible moment d'inertie ce qui a pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné.
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques. En effet, les pertes Joule rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement.
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité et il n'a pas besoin de requérir une source de courant magnétisant ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone.
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite. Cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toutefois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrones à aimants.

1.6 CONCLUSION

Les machines à aimants englobent toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix-performances. L'excitation des machines synchrones par aimants permanents offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet Joules et une réduction de l'encombrement. En présence des pièces polaires, il est possible de mettre à profit l'effet de concentration de flux pour augmenter l'induction. Le domaine privilégié des machines excitées par aimants est celui des gammes de faibles et de moyennes puissances.

Une simple comparaison des machines synchrones à aimants avec les autres types de machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, CmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie [11] .

CHAPITRE II

**STRUCTURE ETUDIEE: ALIMENTATION ET MODE DE
FONCTIONNEMENT**

II.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons la structure étudiée, ses avantages par rapport aux autres structures ainsi que son alimentation.

Le prototype étudié est à aimants permanents avec pièces polaires et concentration de flux. Les aimants sont à aimantation azimutale, mais de perméabilité différente de celle des pièces polaires. La saillance ainsi obtenue permet d'augmenter le couple (création d'un couple réluctant). Par ailleurs, et du fait de ses nombreuses applications, nous avons estimé nécessaire de décrire le principe de fonctionnement du moteur synchrone autopiloté à aimants ainsi que son type d'alimentation.

II.2 PRESENTATION DU PROTOTYPE ETUDIE

Le prototype étudié est une machine triphasée hexapolaire. Au rotor, les aimants, à aimantation azimutale sont plaqués directement sur le noyau amagnétique, évitant ainsi un court-circuit magnétique à la base des aimants.

Une coupe transversale de cette machine est représentée sur la figure II.1.

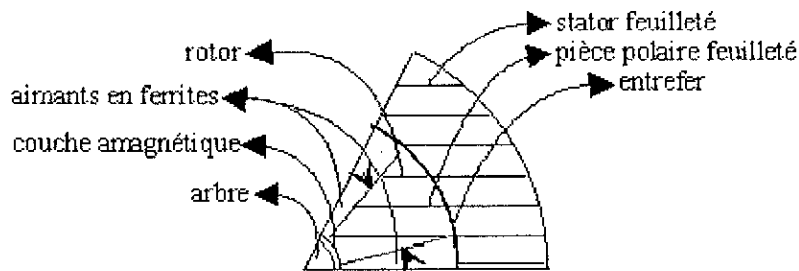


Figure II.1 Structure étudiée.

II.2.1 Stator

Le stator est de type triphasé classique couplé en étoile sans neutre relié. Dans notre étude, nous négligeons l'ouverture des encoches statoriques. Le nombre d'encoches, fixé par le cahier de charge est de 36. Notons qu'un nombre d'encoches, par pôle et par phase, élevé conduirait à une f.e.m. induite pratiquement sinusoïdale, même dans le cas d'une distribution rectangulaire de l'induction dans l'entrefer [6].

L'enroulement statorique de la machine étudiée est, par commodité de réalisation, à simple couche à pas diamétral (ce stator peut être disponible à l'ENEL).

Le choix du bobinage est effectué en fonction des deux critères suivants [12]:

- Loger le maximum de cuivre pour augmenter la puissance du moteur.
- Obtenir une forme d'onde donnée de la force électromotrice induite conforme à la source électronique et aux performances désirées.

II.2.2 Rotor

Le rotor, où sont logés des aimants permanents à aimantation azimutale, est constitué d'un matériau ferromagnétique. Ces aimants sont carrément disposés sur une couche amagnétique pour éviter les court-circuits magnétiques. Pour ce prototype, les aimants sont, dans un premier cas les ferrites et dans un second cas ceux à base de Samarium-Cobalt.

L'inconvénient principal des ferrites est une induction rémanente relativement faible comprise entre 0.36 et 0.4T. Il apparaît donc souhaitable de rechercher des structures travaillant à une induction dans l'entrefer supérieure à l'induction rémanente des ferrites. La structure avec pièces polaires et concentration de flux permet d'avoir cette augmentation d'induction pour améliorer les performances de la machine.

Le choix du SmCo est effectué dans le but de comparer les résultats obtenus pour le même volume que dans le cas des ferrites.

En résumé, les dimensions du prototype hexapolaire étudié sont:

- Nombre d'encoches statoriques = 36.
- L'ouverture angulaire de l'aimant = 14° .mec
- L'aimantation rémanente cas de ferrite 0.4T et 1T cas du Samarium-Cobalt.
- L'ouverture angulaire de la pièce polaire = 46° .mec
- Rayon interne du rotor = 15 mm.
- Rayon externe du rotor = 44.8 mm.
- Epaisseur de l'entrefer mécanique = 0.2 mm.
- Rayon d'alésage du stator = 45 mm.
- Rayon de la culasse = 74.8 mm.
- Epaisseur de la couche amagnétique = 15 mm.
- Hauteur de l'aimant ou de la pièce polaire = 29.8 mm.
- L'ouverture angulaire de l'encoche = 4° .mec
- L'ouverture angulaire de la dent = 6° .mec
- Courant d'alimentation $I = 10$ A / phase.

II.3 PRINCIPE DE LA CONCENTRATION DE FLUX

La figure II.2 montre le schéma de principe de la concentration de flux. La surface qui reçoit le flux au niveau de l'entrefer S_c est plus petite que celle qui crée le flux S_a (l'aimant), c'est à dire puisque le flux est conservatif que l'induction dans l'entrefer B_c est supérieur à celle de l'aimant B_a .

Vu la disposition des aimants dans la structure étudiée S_a est indépendante du nombre de pôles, alors que S_c est inversement proportionnelle. Ainsi en première approximation B_c , l'induction moyenne dans l'entrefer sera proportionnelle au nombre de pôles. C'est l'effet de concentration de flux. Mais cela n'implique pas que l'induction moyenne dans l'entrefer est proportionnelle au nombre de pôles, car lorsque le nombre de paire de pôles augmente, pour un entrefer donné, l'induction dans les aimants diminue [13].

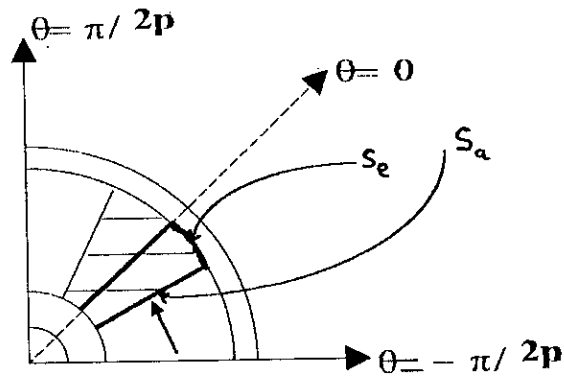


figure II.2 Principe de concentration de flux.

II.4 AVANTAGES DE LA STRUCTURE ETUDIÉE PAR RAPPORT A UNE STRUCTURE A POLES LISSES

En ce qui concerne la structure avec pièces polaires et concentration de flux et la structure à pôles lisses, nous pouvons citer quelques avantages de l'une par rapport à l'autre:

-Dans la structure à pôles lisses, les aimants ne sont pas associés à des pièces polaires ce qui conduit à des inductances faibles. Par contre dans la structure étudiée, la combinaison des aimants avec des pièces polaires permet, comme nous avons vu dans le paragraphe précédent, d'obtenir dans l'entrefer une induction plus importante que l'induction rémanente des aimants, ce qui est à priori favorable à une amélioration des performances même avec les ferrites.

-Dans la structure à pôles lisses; en dehors du couple de détente, il n'y a que le couple d'interaction aimants-courants statoriques tandis que la structure étudiée produit également un couple de réluctance qui permet d'augmenter le couple et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants. De plus, l'inductance directe de la phase statorique est, à l'inverse des machines classiques, plus faible que l'inductance transversale. Cette anisotropie du rotor, caractéristique de nombreuses structures à aimants [13] permet dans le cas du fonctionnement en moteur, d'améliorer aussi les performances. Il est cependant important de noter que l'anisotropie du rotor, pouvant caractériser par le rapport $\lambda = \frac{L_q}{L_d}$ diminue beaucoup lorsque le nombre de pôles croît.

II.5 MOTEUR A AIMANTS EN FONCTIONNEMENT SYNCHRONES AUTOPILOTE

C'est le développement des onduleurs qui a permis pour certaines applications de substituer le moteur synchrone au moteur à courant continu à collecteur [5]. Le moteur synchrone autopiloté 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. Dans ce mode de fonctionnement, le moteur est muni d'un capteur susceptible de donner à chaque instant la position du rotor. Un accroissement de charge amenant un décalage par rapport à la position privilégiée entraîne un retard dans la commutation et une réduction de la fréquence d'alimentation (figure II.3).

L'alimentation pour un mode de fonctionnement synchrone autopiloté, englobe plusieurs variantes [5]. On distingue deux types de convertisseurs statiques permettent de réaliser ce mode d'alimentation. Les commutateurs de courants pour les fortes puissances, et les onduleur de tension contrôlés en courant pour les faibles et moyennes puissances.

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

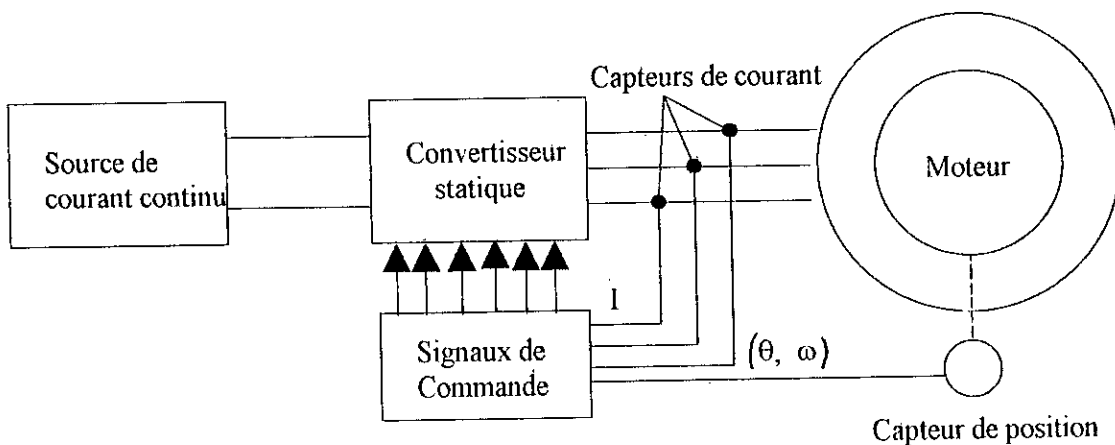


Figure II.3 Principe d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée.

II.5.1 Commutateur de courants (figure II.4)

Le principe est simple, on redresse les tensions du réseau par un pont à six thyristors. Le courant redressé i_c est lissé par l'inductance L . Un autre pont à six thyristors fonctionnant en onduleur envoie dans les trois phases du moteur des courants alternatifs de fréquence f . Un capteur tournant avec le rotor indique la position des pôles inducteurs par rapport aux phases de l'induit. Ce capteur commande le déblocage de chacun des thyristors à l'instant où cette position est celle voulue. Ce sont les forces électromotrices du moteur qui assurent les commutations. Pour obtenir une commutation naturelle, il faut que les signaux de déblocage des thyristors soient tels que le courant absorbé par une phase du moteur soit déphasé en avant de la force électromotrice.

Ce type d'association a connu un large développement dans le domaine des puissances élevées [5] cependant, dans notre cas, c'est à dire dans la gamme des faibles et moyennes puissances, ce sont essentiellement les onduleurs de tension contrôlés en courants et utilisant des transistors de puissance qui sont employés [2].

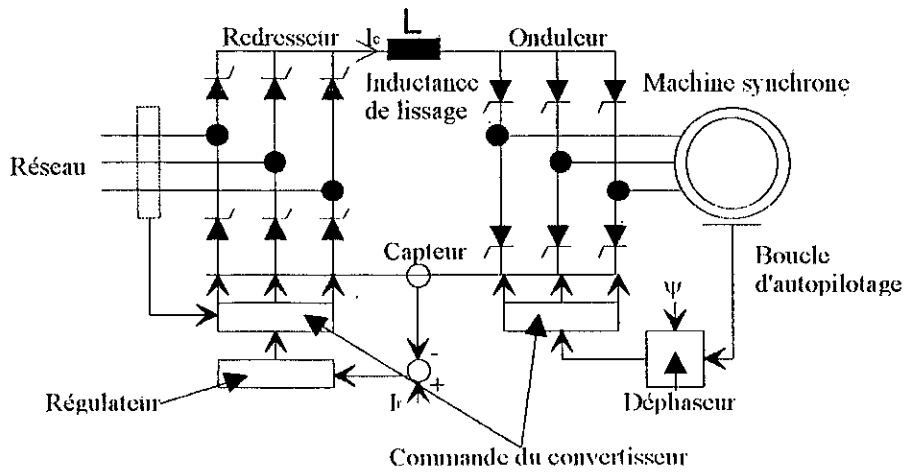


Figure II .4 Commutateur de courant [2].

II.5.2 Onduleur de tension contrôlé en courant (figure II.5)

L'association d'un onduleur de tension contrôlé en courant et d'une machine synchrone à aimants (démunie de circuits amortisseurs et ne comportant pas de possibilités de circulation de courants induits (cas du prototype étudié et en particulier cas des ferrites) autorise d'excellentes performances en régime dynamique limitées uniquement par la constante de temps électrique de l'induit et par la technologie de contrôle employée [2].

Ce dispositif permet, 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 [2]. 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 constitué la solution la plus avantageuse pour les applications de petites et moyennes puissances [2].

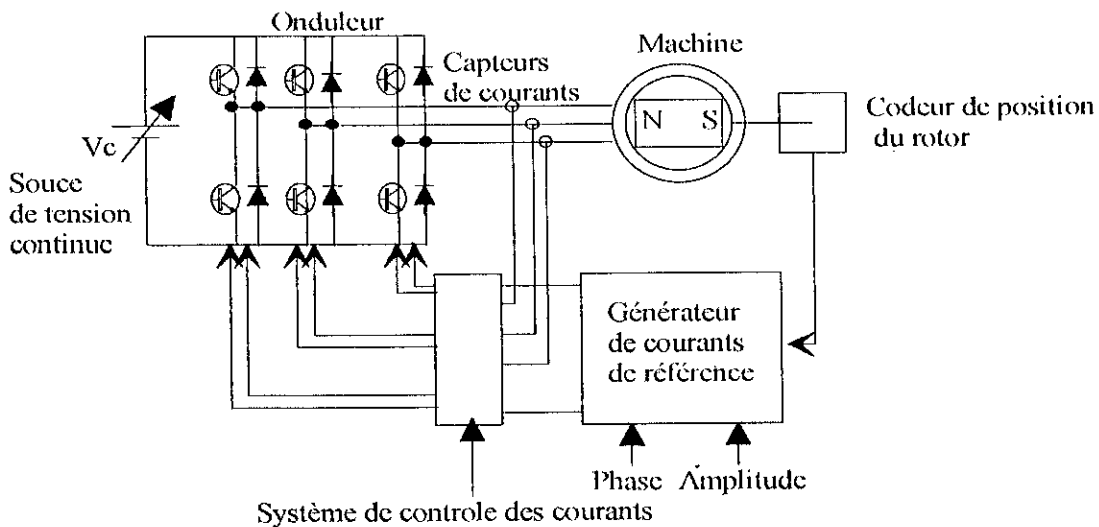


Figure II .5 Commutateur de tension contrôle en courant [13].

II.5.3 Alimentation par des créneaux de courants

L'alimentation produit des formes d'ondes carrées d'une durée égale à 120° électriques. Ces durées de conduction sont séparées par des interruptions de 60° électriques à courant nul (figure II.6). Finalement, nous notons que l'inconvénient principal du fonctionnement autopiloté est celui des ondulations du couple (figure II.7) qui sont dues à la forme 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 [5]). Ces ondulations de couple sont accentuées par la présence des dentures statoriques dont l'utilisation des machines à enroulements dans l'entrefer annule l'effet [15] et au mode d'alimentation adopté (l'amélioration de la commande par l'utilisation des techniques de contrôle de plus en plus performantes (commande vectorielle) constitue une solution pour diminuer les ondulations provoquées par l'alimentation).

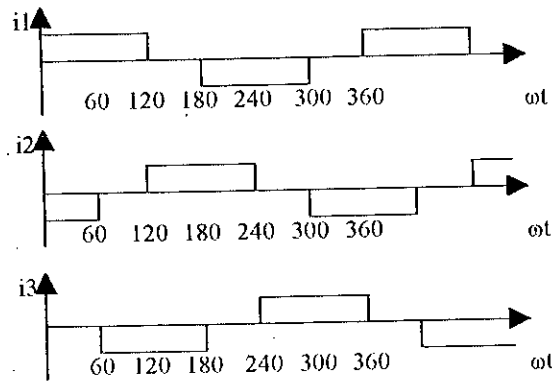


Figure II.6 Alimentation par des créneaux de courants (type 120°).

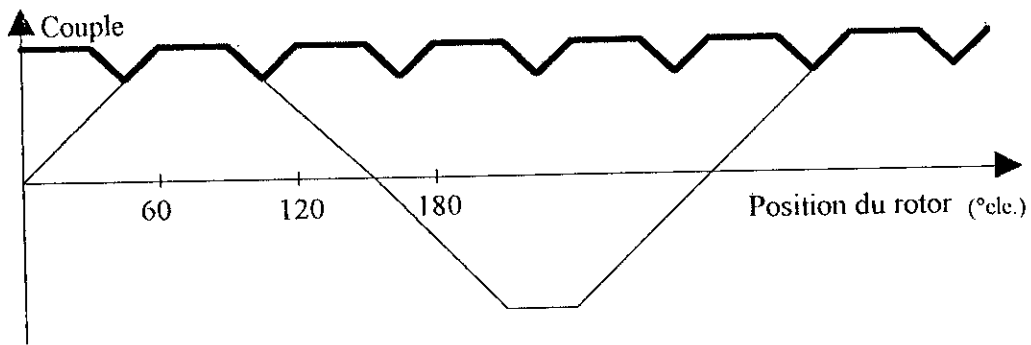


Figure II.7 Formation du couple résultant par juxtaposition des couples statiques.

II.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement le type de machine étudiée, son alimentation et son mode de fonctionnement. Il s'agit, dans notre cas, de la structure à aimantation tangentielle avec pièces polaires et concentration de flux.

Le choix d'une structure répond généralement au critère technico-économique, c'est à dire un couple élevé, malgré un taux d'ondulation relativement important qui doit donc être toléré par l'application visée et un coût de réalisation relativement bas (cas de notre structure).

Au niveau des chapitres suivants, nous modélisons la structure retenue afin d'appliquer la méthode des éléments finis pour une évaluation des performances de cette machine.

CHAPITRE III

MODELE DE LA STRUCTURE ETUDIEE

III.1 INTRODUCTION

Avant d'effectuer un calcul de champ dans le cas d'une machine électrique, il faut d'abord élaborer un modèle physique de la structure étudiée. Dans ce chapitre, nous commençons par adopter certaines hypothèses simplificatrices toutefois concordantes avec l'objectif visé. Nous décrivons brièvement le modèle des aimants et les enroulements statoriques. Enfin, nous terminons le chapitre par une formulation magnétostatique du problème.

III.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Pour pouvoir traiter le problème posé, nous adoptons les hypothèses suivantes:

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables, en particulier pour les aimants du type ferrites (tôles isolées).
- Le phénomène dû à l'effet de peau est négligé.
- Perméabilité du fer est très importante ($\mu_{\text{fer}} \rightarrow \infty$).
- On admet que les f.m.m sont à répartitions rectangulaires dans le temps et dans l'espace.
- Nous supposons que la structure est infiniment longue dans la direction (O_z) perpendiculaire au plan (xOy). Cette hypothèse est fréquemment utilisée pour qu'on puisse négliger les effets d'extrémités.

III.3-MODELE D'ETUDE

La dernière hypothèse signifie que nous avons un modèle bidimensionnel. Dans ce cas, l'induction n'a que deux composantes B_x et B_y . Il en résulte que le potentiel vecteur magnétique se réduit à sa seule composante suivant (O_z) mais qui dépend de x et y .

III.3.1 Modèle des aimants

Les aimants permanents modernes présentent une aimantation rigide et uniforme ainsi qu'une perméabilité pratiquement égale à celle du vide ($\mu \approx \mu_0$). Ceci suggère que l'on ait [16]:

$$\vec{\nabla} \times \vec{M} = \vec{0} \quad (\text{III.1})$$

donc

$$M(r) = M \cdot \frac{r_m}{r} \quad (\text{III.2})$$

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

III.3.1.1 Représentation Ampérienne

Si l'aimantation d'un barreau aimanté permanent est suffisamment rigide et uniforme ($\vec{\nabla} \times \vec{M} = \vec{0}$), alors les formules classiques de l'électromagnétisme montrent que ce barreau

aimanté est assimilable à un solénoïde fictif avec des courants Ampériens surfaciques de densité:

$$\vec{J}_a = \vec{M} \times \vec{n} \quad (III.3)$$

Sur la figure III.1, les aimants sont "équivalents" à des distributions linéiques de courant, situées aux niveaux des flancs considérés.

III.3.1.2 Représentation Coulombienne

Dans le modèle Coulombien, le champ produit par les aimants est équivalent à celui que produirait des masses magnétiques distribuées sur les deux flancs avec une densité de charge:

$$\sigma = \vec{M} \cdot \vec{n} \quad (III.4)$$

La figure III.2 montre que les aimants sont assimilés à des distributions linéiques de charges sur les flancs latéraux de l'aimant.

III.3.2 Modèle des courants statoriques

Dans le plan de la section transversale de la machine, chaque encoche présente une section de forme géométrique donnée. L'encoche est creusée dans le matériau ferromagnétique du stator et débouche sur l'entrefer par une ouverture ϵ .

Les courants dans les encoches statoriques sont ramenés au droit de l'isthme d'encoche (figure III.3.a). En adoptant l'hypothèse d'un stator lisse et d'une perméabilité des pièces ferromagnétiques très grande, on assimile les courants statoriques à des densités linéiques, réparties le long d'un mur ferromagnétique (figure III.3.b) et données par:

$$J_s = \frac{NI}{\epsilon} \quad (III.5)$$

III.3.2.1 Choix des repères

Le choix de l'axe origine doit être fait de telle sorte à trouver une symétrie géométrique. A cet effet, l'axe de l'origine, lié au rotor, correspond à l'axe de la pièce polaire (figure III.4). L'axe origine, lié au stator, est l'axe de symétrie des encoches alimentées par des courants positifs (dirigées suivant l'axe Oz).

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

$$\theta = \theta' + \delta \quad (III.6)$$

δ varie sur un intervalle de $\pi/3p$ entre deux commutations, dans le mode du fonctionnement autopiloté.

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 (figure III.5). La densité superficielle équivalente aux courants statoriques (réparties au niveau du rayon d'alésage) est développable en série de Fourier:

$$J_s(p\theta') = \pm \sum_k J_{sk} \cdot \cos((2k+1)p\theta') \quad (\text{III.7})$$

J_{sk} 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.

$$J_{sk} = \frac{2}{\pi} \cdot NI \cdot K_b(k) \quad (\text{III.8})$$

$$K_b(k) = K_d(k) \cdot K_f(k) \quad (\text{III.9})$$

$$K_f(k) = \frac{\sin((2k+1)p\frac{\epsilon}{2})}{(2k+1)p\frac{\epsilon}{2}} \quad (\text{III.10})$$

$$K_d(k) = \frac{1}{2} \left[\cos(2k+1)p\frac{\tau_d}{2} + \cos(2k+1)p\frac{3\tau_d}{2} \right] \quad (\text{III.11})$$

L'équation (III.7) peut s'écrire sous la forme suivante:

$$J_s(p\theta) = \sum_k J_{sk} \left[\cos(2k+1)(p\theta) \cdot \cos(p\delta) + \sin(2k+1)(p\theta) \cdot \sin(2k+1)(p\delta) \right] \quad (\text{III.12})$$

Le terme en cosinus (III.13) correspond à la distribution des courants statoriques suivant l'axe en quadrature tandis que le second (III.14) à celle suivant l'axe direct

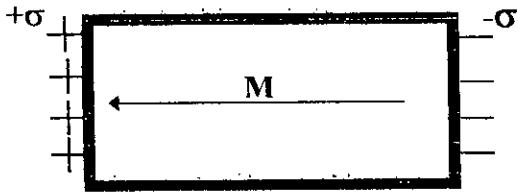


figure III.1 modèle Coulombien

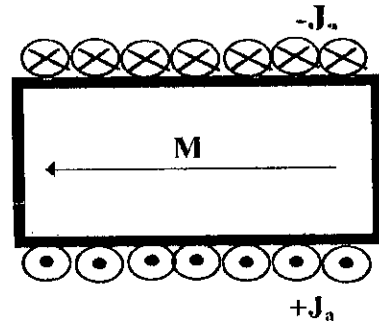


figure III.2 modèle Ampérien

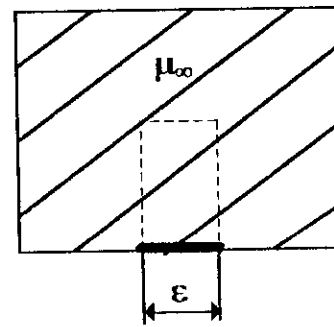
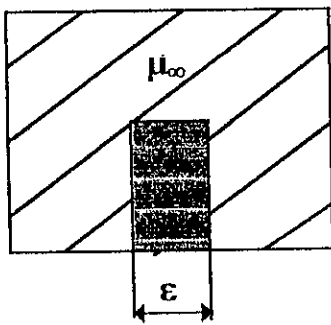


figure III.3 modèle des courants statoriques

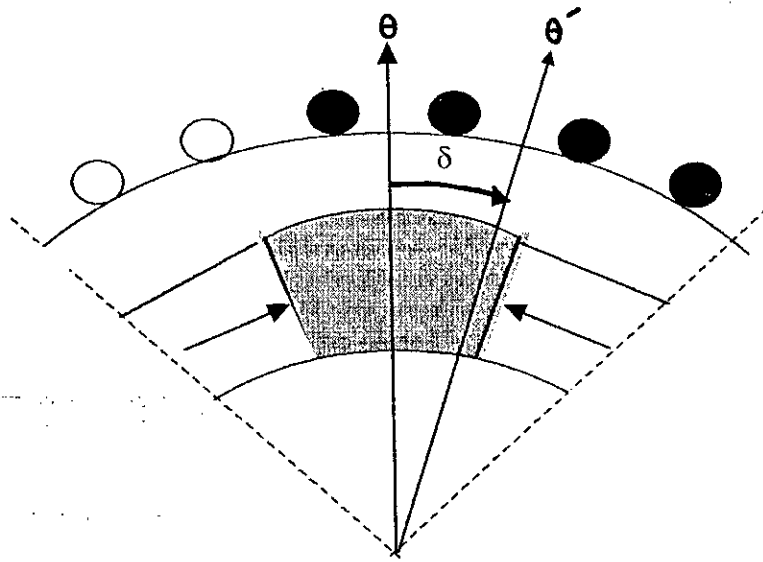


figure III.4 choix des repères statorique et rotorique

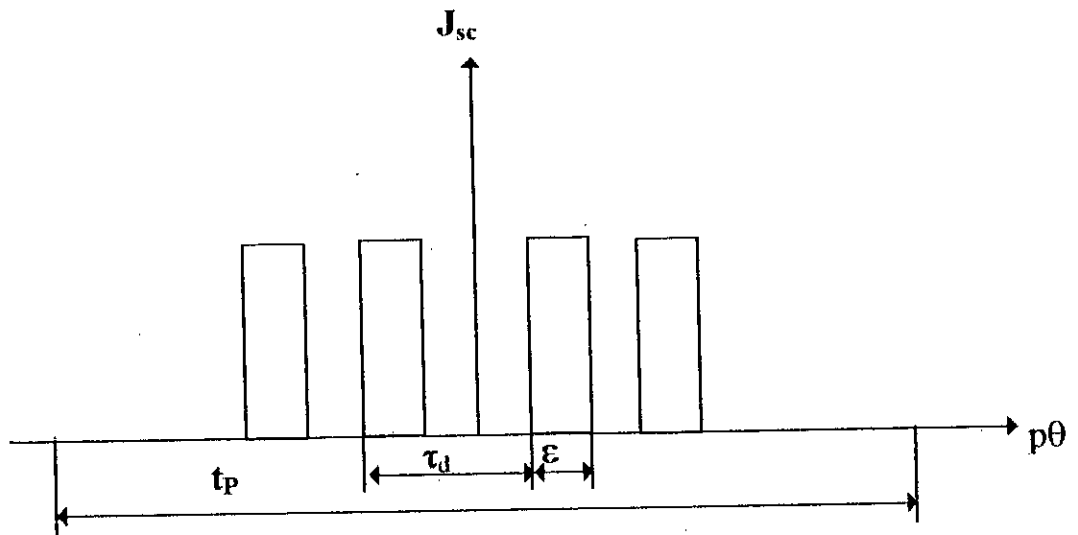


figure III.5 forme d'onde des courants d'alimentations

Soient:

$$J_{s d} (p\theta) = \sum_k J_{sk} \sin(2k+1)(p\theta) \cdot \sin(2k+1)(p\delta) \quad (\text{III.13})$$

$$J_{s q} (p\theta) = \sum_k J_{sk} \cos(2k+1)(p\theta) \cdot \cos(2k+1)(p\delta) \quad (\text{III.14})$$

III.4 FORMULATION MAGNETOSTATIQUE DU PROBLEME

Le problème que nous avons à résoudre est de type magnétostatique.

III.4.1 Equation du champ électromagnétique

Comme nous l'avons précisé au niveau des hypothèses adoptées, nous supposons que la longueur axiale de la machine est très grande par rapport à ces dimensions transversales ce qui permet de se limiter à un problème **bidimensionnel**.

La détermination du champ électromagnétique est importante pour la conception des machines électriques car l'évaluation des performances de celles-ci repose sur la connaissance des inductions dont découle le calcul du couple électromagnétique, des flux utiles et des flux de fuite, des inductances, etc . . .

L'analyse détaillée des lois de l'électromagnétisme est basée sur la résolution des équations de Maxwell dont la complexité demande une résolution numérique dans le cas des géométries complexes et de la saturation des milieux ferromagnétiques. Ces équations de Maxwell traduisent le lien entre le champ magnétique \vec{H} et la densité de courants \vec{J} . Ces équations de Maxwell qui régissent le champ électromagnétique dans le cas de la magnétostatique sont les suivantes:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{III.12})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{III.13})$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{M} \quad (\text{III.14})$$

De la relation (III.13), on en déduit:

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (\text{III.15})$$

Où \vec{A} est le potentiel vecteur magnétique. Il dérive donc d'un rotationnel ainsi plusieurs solutions sont possibles. Ces solutions diffèrent les uns des autres d'un gradient. Une Jauge supplémentaire est nécessaire pour garantir l'unicité de la solution, on adopte généralement celle de Coulomb :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0 \quad (\text{III.16})$$

Comme précisé, nous supposons la structure infiniment longue dans la direction perpendiculaire au plan (xOy).

Dans ce cas:

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z(x,y) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{J} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ J_z(x,y) \end{pmatrix} \quad (\text{III.17})$$

avec:

$$\vec{B} = \begin{pmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{H} = \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.18})$$

En utilisant les équations (III.12), (III.14) et (III.15), nous obtenons finalement:

$$\vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu_r} (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = \mu_0 \vec{J} \quad (\text{III.19})$$

A cette équation (III.19) à résoudre, il faut bien entendu, associer les conditions aux limites du problème et les conditions de passage aux interfaces.

Dans notre cas, étant donné que nous avons une distribution surfacique des courants, l'équation (III.19) dite de Poisson deviendra une équation de Laplace donnée par:

$$-\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} - \frac{1}{\mu_r} \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0 \quad (\text{III.20})$$

III.4.2 Conditions aux limites

Les conditions aux limites associées au problème traité (figure III.6) consistent à annuler A (condition de Dirichlet) sur les limites atteignant l'infini où l'énergie magnétique est supposée nulle et sur les axes de symétrie. La condition de Neuman $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ indique que les lignes d'induction sont orthogonales aux limites du domaine. Pour ce qu'est de notre problème, les conditions aux limites varient selon le type d'induction (cela veut dire l'induction due aux

aimants seuls et celle due aux courants statoriques) à calculer. Nous résumons tous les cas possibles dans le tableau suivant:

cas	typed'induction	Γ_1	Γ_2	Γ_3	Γ_4
1	B_n	$A = 0$	$A = 0$	$A=0$	$\frac{\partial A}{\partial n} = 0$
2	B_d	$A = 0$	$A = 0$	$A=0$	$\frac{\partial A}{\partial n} = 0$
3	B_q	$A = 0$	$A = 0$	$\frac{\partial A}{\partial n} = 0$	$A=0$

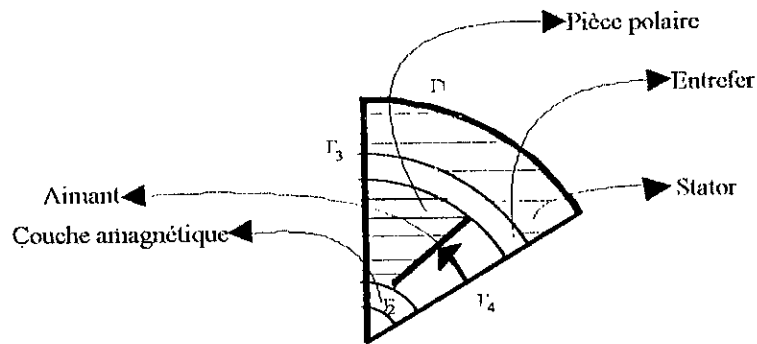


figure III.6 Conditions aux limites

III.4.3 Conditions de passage aux interfaces entre milieux

La détermination des conditions de passage aux interfaces entre milieux différents est basée sur la continuité de la composante normale \vec{B}_n (principe de la conservation de flux) et du saut de la composante tangentielle \vec{H}_t du champ qui égale au courant surfacique distribué sur l'interface considérée.

$$\text{-Continuité de } B_n : \quad \vec{B}_{n_1} \cdot \vec{n}_1 = \vec{B}_{n_2} \cdot \vec{n}_2 \quad (\text{III} . 22)$$

$$\text{-discontinuité de } \vec{H}_t : \quad \vec{n}_1 \times \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \times \vec{H}_2 = \vec{J}_s \times \vec{n}_{21} \quad (\text{III} . 23)$$

Nous passons en revue les différents cas que nous rencontrons dans notre problème:

a) cas de passage d'un milieu de perméabilité μ_1 à un autre milieu de perméabilité μ_2 :

Comme:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_t = - \frac{\partial A}{\partial n} \\ B_n = \frac{\partial A}{\partial t} \end{array} \right. \quad (III.24)$$

Alors la condition sur B_n est :

$$B_{n_1} = B_{n_2} \Leftrightarrow \frac{\partial A_1}{\partial t} = \frac{\partial A_2}{\partial t} \quad (III.25)$$

Et la condition sur H_t est :

$$\frac{1}{\mu_1} \cdot \frac{\partial A_1}{\partial n} = \frac{1}{\mu_2} \cdot \frac{\partial A_2}{\partial n} \quad (III.26)$$

b) cas d'une interface avec courant surfacique :

La continuité de B_n est équivalente à :

$$A_1 = A_2 \quad (III.27)$$

La discontinuité de H_t est donnée par :

$$\frac{1}{\mu_{r1}} \cdot \frac{\partial A_1}{\partial n} - \frac{1}{\mu_{r2}} \cdot \frac{\partial A_2}{\partial n} = \mu_0 J_s \quad (III.28)$$

ou J_s peut avoir les valeurs suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \text{ dans le cas 1} \\ J_{sd} \text{ dans le cas 2} \\ J_{sq} \text{ dans le cas 3} \end{array} \right. \quad (\text{voir tableau précédent})$$

III.5 CONCLUSION

Nous venons de décrire le problème à résoudre dans le cas de la structure étudiée. Les aimants sont remplacés par des densités superficielles équivalentes ce qui nous a conduit à une résolution en potentiel vecteur. Les courants statoriques ont été remplacés par des densités de courants superficielles distribuées au niveau des isthmes des encoches statoriques. La

formulation magnétostatique complète du problème (calcul du champ magnétique) nécessite la définition de l'équation à résoudre dans le domaine d'étude, les conditions aux limites sur les frontières du domaine de résolution et les conditions de passage entre milieux différents. Nous pouvons dire que d'après cette formulation nous avons deux problèmes aux frontières à résoudre, un problème suivant l'axe directe et un second problème suivant l'axe en quadrature.

CHAPITRE IV

RESOLUTION NUMERIQUE ET EXPLOITATION

IV.1 INTRODUCTION

Comme nous l'avons précisé au chapitre précédent, la détermination de la répartition du champ dans les machines électriques revient à résoudre des équations aux dérivées partielles (obtenues à partir des équations de Maxwell). La méthode des éléments finis est l'une des méthodes adoptées à la résolution numérique de telles équations. Elles s'appliquent aux problèmes stationnaires ou dépendant du temps, linéaires à une, deux ou trois variables d'espace indépendantes.

Dans ce chapitre, tout d'abord, nous formulons le modèle magnétostatique scalaire sous forme intégrale ensuite nous discrétisons cette forme intégrale par le biais d'une technique d'approximation interne de type "éléments finis". Cette discrétisation nous conduit alors à la résolution d'un système d'équations algébriques linéaires que nous résolvons par une méthode directe.

Les résultats obtenus sont exploités pour le calcul des inductions et les efforts développés par la structure étudiée tout en maintenant les hypothèses exposées précédemment. Nous avons estimé nécessaire d'utiliser le code numérique de calcul de champ testé "Difimédi" [19] afin de valider les résultats de la M.E.F.

IV.2 METHODE DES ELEMENTS FINIS

Afin de pouvoir résoudre numériquement le problème aux limites établi au chapitre précédent, nous allons le formuler de façon à pouvoir utiliser une technique d'approximation interne de type Galerkin.

IV.2.1 Formulation intégrale du modèle magnétostatique

La méthode des résidus pondérés [18] consiste à écrire:

$$\iint_{\Omega} \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A}{\mu \partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A}{\mu \partial y} \right) \right] w \, d\Omega = 0 \quad (\text{IV.1})$$

où w est une fonction de poids.

L'expression (IV.1) devient après une intégration par parties:

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial A}{\partial x} \frac{\partial w}{\partial x} + \frac{\partial A}{\partial y} \frac{\partial w}{\partial y} \right] d\Omega = \oint_{\partial\Omega} \frac{\partial A}{\mu \partial n} w \, d\Gamma \quad (\text{IV.2})$$

Cette dernière équation représente la formulation intégrale du modèle scalaire de la magnétostatique. Nous allons par la suite passer à la discrétisation de la forme intégrale de l'expression (IV.2) en utilisant une technique basée sur les éléments finis.

IV.2.2 Approximation par éléments finis

L'approximation par la méthode des éléments finis comporte deux étapes:

- Partitionner le domaine d'étude (ici c'est le demi-pôle de la structure étudiée).
- Approximer l'inconnue du problème (dans notre cas c'est le potentiel vecteur magnétique).

IV.2.2.1 Partition du domaine d'étude

Nous subdivisons le domaine d'étude à l'aide des éléments finis isoparamétriques du premier ordre du type T3 (triangle à trois noeud). Ce choix nous offre la possibilité d'avoir une génération automatique de ce type d'élément, de plus il nous permet d'aller jusqu'au centre du rotor. Ainsi, à partir de l'élément de référence défini dans le repère $(o\vec{u}, o\vec{v})$, nous définissons les coordonnées (x,y) d'un point quelconque du repère $(o\vec{x}, o\vec{y})$ à partir des coordonnées (x,y) des sommets $(i=1,3)$ de cet élément et des fonctions d'approximation N_i ($i=1,3$) qui lui sont associées, nous avons donc :

$$\begin{cases} x = \sum_{i=1}^3 N_i(u,v)x_i \\ y = \sum_{i=1}^3 N_i(u,v)y_i \end{cases} \quad (IV.3)$$

dans Ω_e

où N_i est Ω_e représentent respectivement des formes associées à l'élément de référence et le domaine élémentaire.

Le domaine d'étude Ω est la réunion de N domaines élémentaires Ω_e tel que:

$$\Omega = \bigcup_{e=1}^N \Omega_e \quad (IV.4)$$

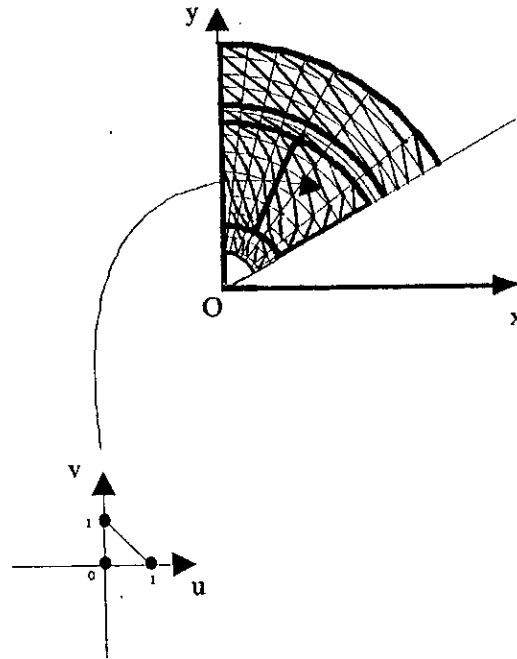


figure IV .1 -Passage du repère référentiel au repère globale

IV.2.2.2 Approximation du potentiel vecteur magnétique A

La même procédure que précédemment est utilisée pour l'approximation du potentiel vecteur magnétique . Pour notre cas nous approximations le potentiel vecteur A par un polynôme de premier ordre. Ainsi, à partir des potentiels aux noeuds A_i et des fonctions de formes N_i , nous écrivons alors:

$$A = \sum_{i=1}^3 N_i(u, v) A_i \quad (\text{IV.5})$$

Cette approximation est dite "isoparamétrique" car ces mêmes fonctions de forme N_i sont utilisées pour approximer la géométrie et la variable inconnue du problème [18].

IV.2.3 Discrétisation de la forme intégrale

Nous réécrivons l'équation (IV.3) en tenant compte des approximations (IV.4) et (IV.5), nous obtenons la forme intégrale discrétisée:

$$\sum_{i=1}^N \iint_{\Omega_e} \frac{1}{\mu} \sum_{j=1}^3 \left\{ \frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right\} A_i d\Omega = \sum_{e=1}^N \oint_{\partial\Omega_e} j_s N_j d\Gamma \quad j=1,..3 \quad (IV.6)$$

Soit sous forme matricielle:

$$\sum_{e=1}^N [K_e] \{A_e\} = \sum_{e=1}^N \{F_e\} \quad (IV.7)$$

Avec:

$$K_e^{ij} = \iint_{\Omega_e} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) d\Omega \quad (IV.8)$$

$$i=1,..3$$

$$j=1,..3$$

$$F_e^i = \oint_{\partial\Omega_e} j_s N_i d\Gamma \quad (IV.9)$$

$$i=1,..3$$

a)-Evaluation de la matrice [K_e] et du vecteur {F_e}

En vue d'une simplification des intégrales (IV.8) et (IV.9), il est utile de ramener l'intégration des éléments de la matrice [K_e] et ceux du vecteur [F_e] sur l'élément de référence choisi (triangle trois noeuds). Ainsi, les expressions (IV.8) et (IV.9) deviennent:

$$K_e^{ij} = \int_0^1 \int_0^{1-u} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) \det(J_a) dudv \quad (IV.10)$$

$$i=1,..3$$

$$j=1,..3$$

$$F_e^i = \int_0^1 j_s N_i J_s ds \quad (IV.11)$$

$$\text{avec : } J_s = \sqrt{\left(\frac{dx}{ds}\right)^2 + \left(\frac{dy}{ds}\right)^2} \quad \text{et } s=u,v$$

$$i = 1, \dots, 3$$

a.1) Définition des fonctions de formes

L'élément de référence (le triangle représenté sur la figure IV.1) à l'intérieur duquel les fonctions de formes sont des polynômes du premier ordre par rapport à chacune des deux variables u et v. Ces fonctions doivent satisfaire les conditions suivantes:

$$N_k(u_l, v_l) = 0 \quad k \neq l$$

$$N_k(u_k, v_k) = 1 \quad (IV.12)$$

Ainsi, les fonctions N_i sont définies par [18]:

$$\begin{cases} N_1(u, v) = 1 - u - v \\ N_2(u, v) = u \\ N_3(u, v) = v \end{cases} \quad (IV.13)$$

a.2) Intégration numérique

Pour chaque élément Ω_e du domaine, nous avons à calculer des intégrales du type (IV.10) et (IV. 11). Il est donc nécessaire d'établir une relation entre les dérivées des fonctions de formes, exprimées dans le repère $(o\vec{x}, o\vec{y})$, par rapport à ces mêmes dérivées dans le repère $(o\vec{u}, o\vec{v})$ (repère où nous allons effectuer l'intégration numérique). La relation s'écrit ainsi:

$$\begin{Bmatrix} \frac{\partial N_i}{\partial x} \\ \frac{\partial N_i}{\partial y} \end{Bmatrix} = [J_a]^{-1} \begin{Bmatrix} \frac{\partial N_i}{\partial u} \\ \frac{\partial N_i}{\partial v} \end{Bmatrix} \quad (IV.14)$$

où $[J_a]$ est la matrice Jacobienne, définie par:

$$[J_a] = \begin{bmatrix} \frac{\partial x}{\partial u} & \frac{\partial y}{\partial u} \\ \frac{\partial x}{\partial v} & \frac{\partial y}{\partial v} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

En tenant compte de l'expression (IV.3), nous pouvons réécrire la relation (IV.15) de la façon suivante:

$$[J_a] = \begin{bmatrix} \frac{\partial N_1}{\partial u} & \frac{\partial N_2}{\partial u} & \frac{\partial N_3}{\partial u} \\ \frac{\partial N_1}{\partial v} & \frac{\partial N_2}{\partial v} & \frac{\partial N_3}{\partial v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.16})$$

Dans notre cas, étant donné que nous avons choisi un élément fini simple (élément triangulaire de type T3), les calculs des intégrales (IV.10) et (IV.11) sont effectués analytiquement d'une façon explicite (voir l'annexe).

Tous calculs faits, nous obtenons une matrice symétrique, définie positive que nous appelons "matrice de rigidité élémentaire" (en annexe)

VI.2.4 Résolution du système d'équations

La discrétisation de la forme intégrale nous conduit, après assemblage des matrices élémentaires $[K_e]$ et des vecteurs élémentaires $\{F_e\}$ ainsi que la prise en compte des conditions aux limites, à résoudre un système d'équations linéaires de la forme suivante:

$$[K]\{A\} = \{F\} \quad (\text{IV.17})$$

avec:

$$[K] = \sum_{e=1}^N [K_e] \quad (\text{IV.18})$$

$$\{F\} = \sum_{e=1}^N \{F_e\} \quad (\text{IV.19})$$

où:

$[K]$ est la matrice carrée, bande, symétrique et définie positive d'ordre égal au nombre total de noeuds du domaine.

$\{F\}$ est un vecteur de dimension égal au nombre de noeuds.

$\{A\}$ est un vecteur contenant les potentiels "inconnues" aux noeuds.

IV.3 Calcul des grandeurs locales et globales

IV.3.1 Calcul de l'induction au niveau du rayon d'alésage

Comme il a été déjà précisé dans la présentation de la méthode, le potentiel vecteur magnétique est approximé au niveau du domaine élémentaire par:

$$A(e) = N_1A_1 + N_2A_2 + N_3A_3 \quad (IV.20)$$

Et d'après l'équation (III.18), nous avons :

$$B_x(e) = \left[\frac{\partial N_1}{\partial y} \quad \frac{\partial N_2}{\partial y} \quad \frac{\partial N_3}{\partial y} \right] \begin{Bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{Bmatrix} \quad (IV.21)$$

$$B_y(e) = - \left[\frac{\partial N_1}{\partial x} \quad \frac{\partial N_2}{\partial x} \quad \frac{\partial N_3}{\partial x} \right] \begin{Bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{Bmatrix}$$

Avec $B_x(e)$ et $B_y(e)$ sont les composantes cartésiennes de l'induction au niveau de chaque élément.

Comme $\{N_i\}_{i=1,2,3}$ sont des polynômes du premier ordre ce qui implique que l'induction est constante dans l'élément e et elle est assimilée au centre de gravité de l'élément. D'où la nécessité d'avoir l'élément dans le même matériau.

L'équation (IV.21) s'écrit en coordonnées polaires:

$$\begin{cases} B_r(\theta_e) = B_x(e) \cdot \sin(\theta_e) + B_y(e) \cdot \cos(\theta_e) \\ B_t(\theta_e) = B_x(e) \cdot \cos(\theta_e) - B_y(e) \cdot \sin(\theta_e) \end{cases} \quad (IV.22)$$

Avec $B_r(\theta_e)$ et $B_t(\theta_e)$ sont respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'induction au niveau de l'élément.

IV.3.2 Calcul du couple d'interaction et du couple réductant

En utilisant le tenseur de contraintes de Maxwell, le couple est généralement donné par:

$$\Gamma = R_s \oint_s B_n \cdot H_t \cdot ds \quad (\text{VI.24})$$

où s est choisi à la surface interne du stator.

Le fait de négliger l'effet de saturation des parties ferromagnétique, nous permet de déterminer séparément les apports du couple d'interaction et du couple de réductance suivant les deux axes sur le couple résultant :

$$\Gamma = \Gamma_i + \Gamma_r \quad (\text{IV.25})$$

IV.3.2.1 Couple d'interaction

Le couple d'interaction est l'action de l'induction due aux aimants sur les courants statoriques. Par intégration numérique de l'équation (IV.24):

$$\Gamma_i = 4p \cdot R_s^2 \cdot L_u \sum_{\theta=0}^{\frac{\pi}{2p}} B_{r_a}(\theta) \sum_{k=1}^{NF} J_{sk} \cos((2k+1)(p\theta)) \cos((2k+1)(p\delta)) \cdot \Delta\theta \quad (\text{IV.26})$$

où B_{ra} est l'induction radiale due aux aimants seuls.

IV.3.2.2 Couple de réductance

le couple de réductance est dû à l'anisotropie rotorique.

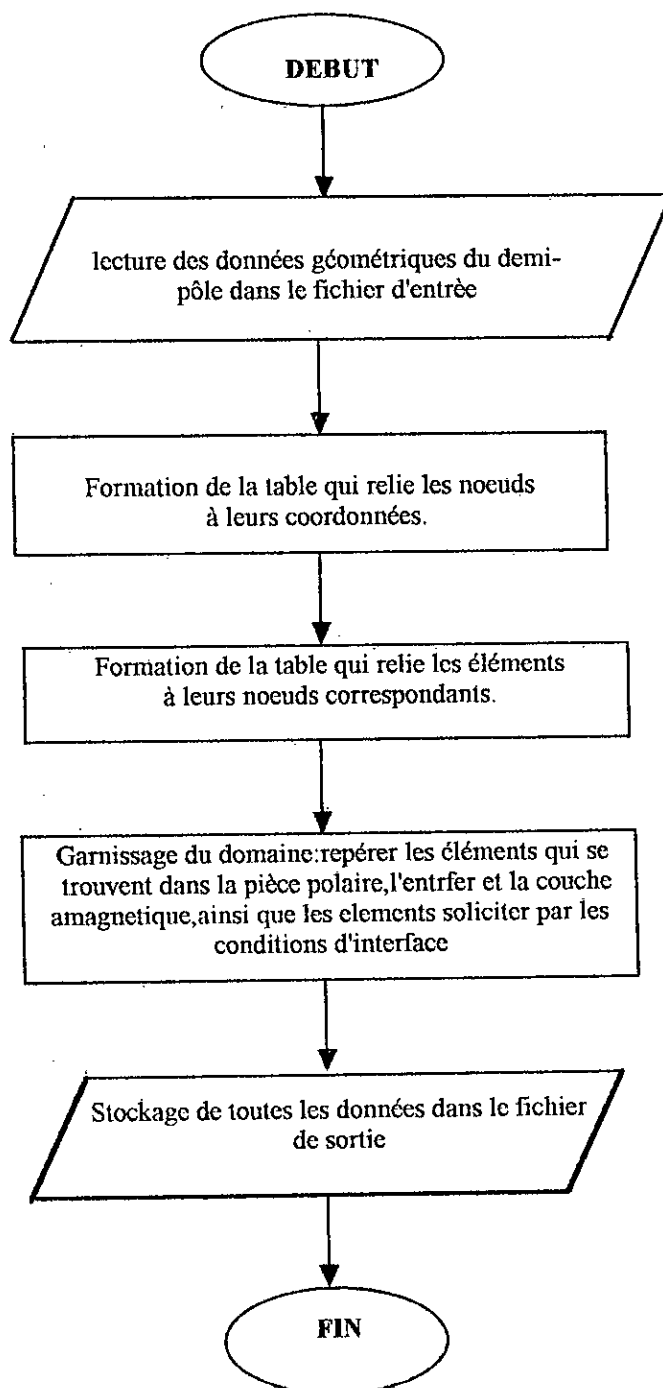
$$\Gamma_r = R_s \oint_s H_{q_t} \cdot B_{d_r} \cdot ds + R_s \oint_s H_{d_t} \cdot B_{q_r} \cdot ds \quad (\text{IV.27})$$

Sur un demi-pôle, nous obtenons :

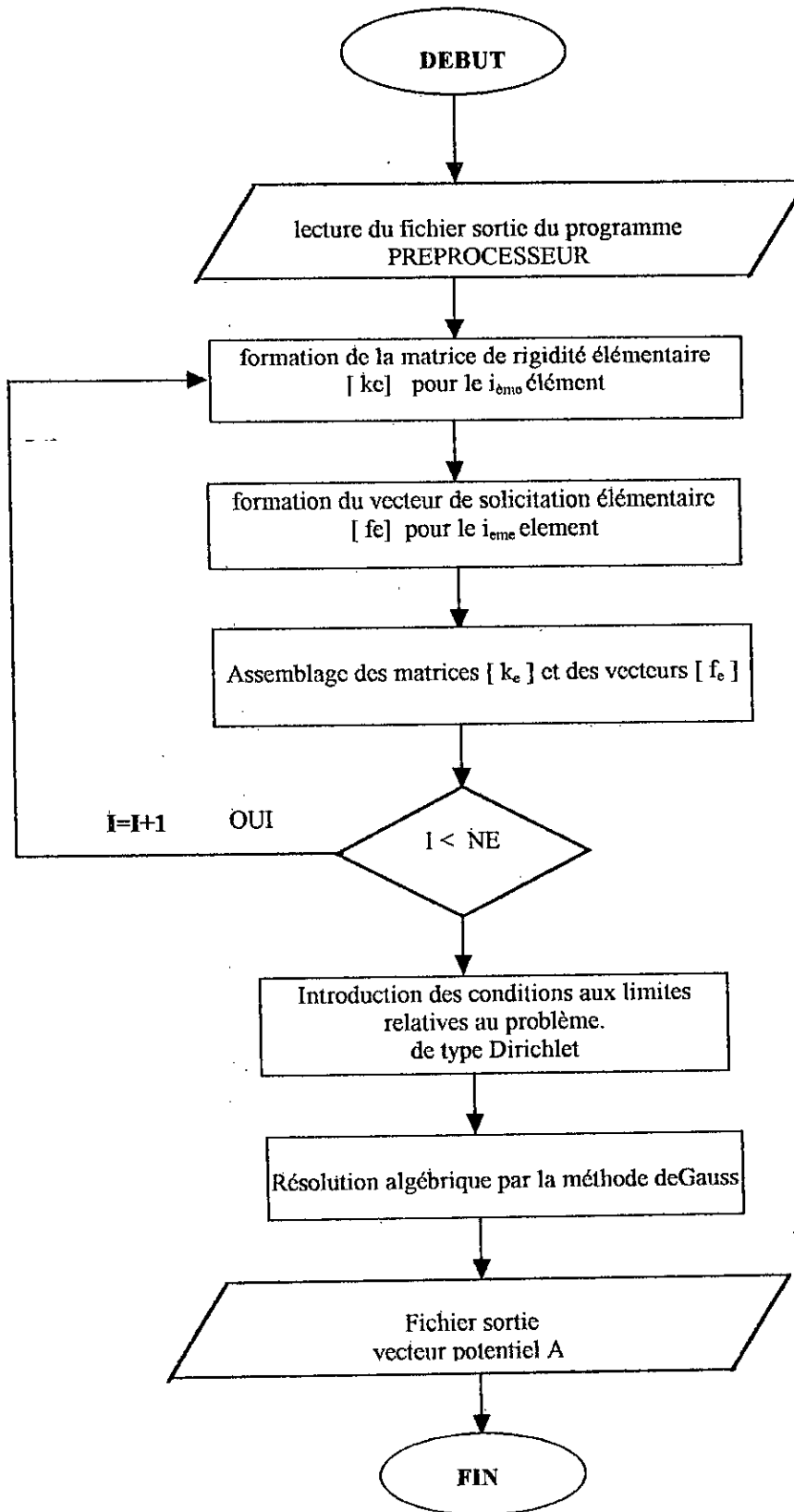
$$\Gamma_r = 4p \cdot R_s^2 \cdot L_u \sum_0^{\frac{\pi}{2p}} B_{d_r}(\theta) \cdot \sum_{k=1}^{NF} J_{sk} \cdot \cos(2k+1)(p\theta) \cdot \cos(2k+1)(p\delta) \cdot \Delta\theta +$$

$$4p \cdot R_s^2 \cdot L_u \sum_0^{\frac{\pi}{2p}} B_{q_r}(\theta) \cdot \sum_{k=1}^{NF} J_{sk} \sin(2k+1)(p\theta) \cdot \sin(2k+1)(p\delta) \cdot \Delta\theta \quad (\text{IV.28})$$

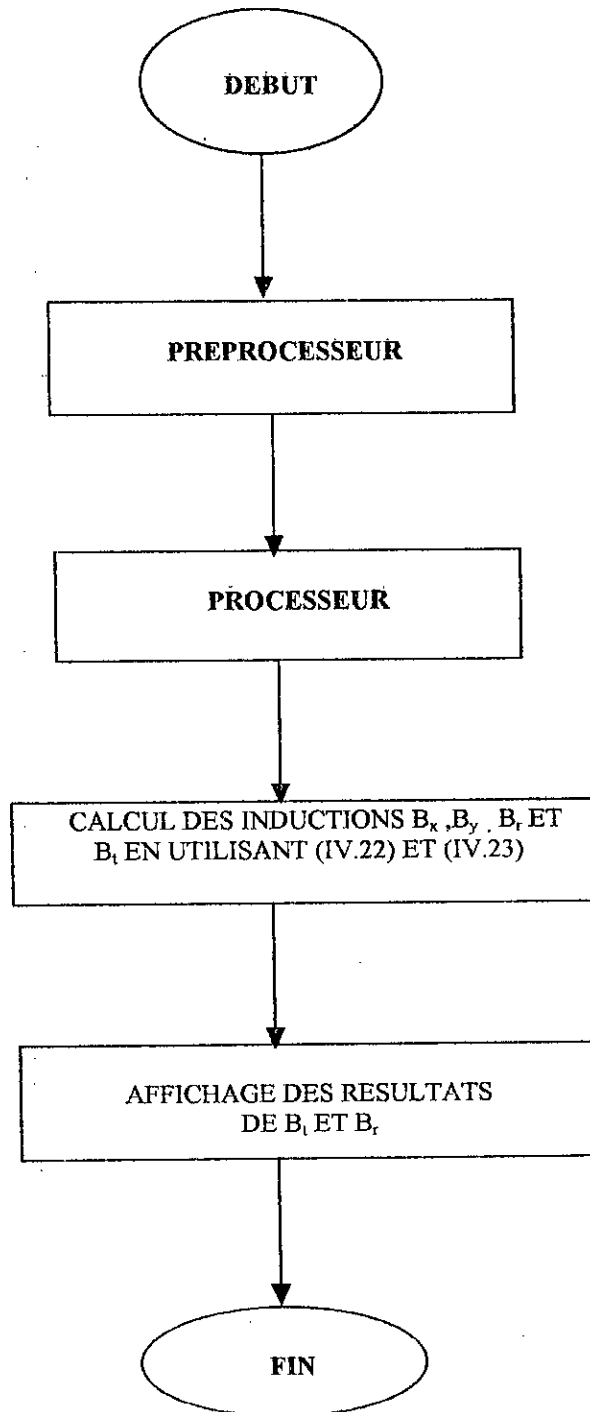
Enfin, nous ne saurions mieux conclure cette partie qu'en résumant toutes les différentes étapes décrites ci-dessus dans les organigrammes suivant:



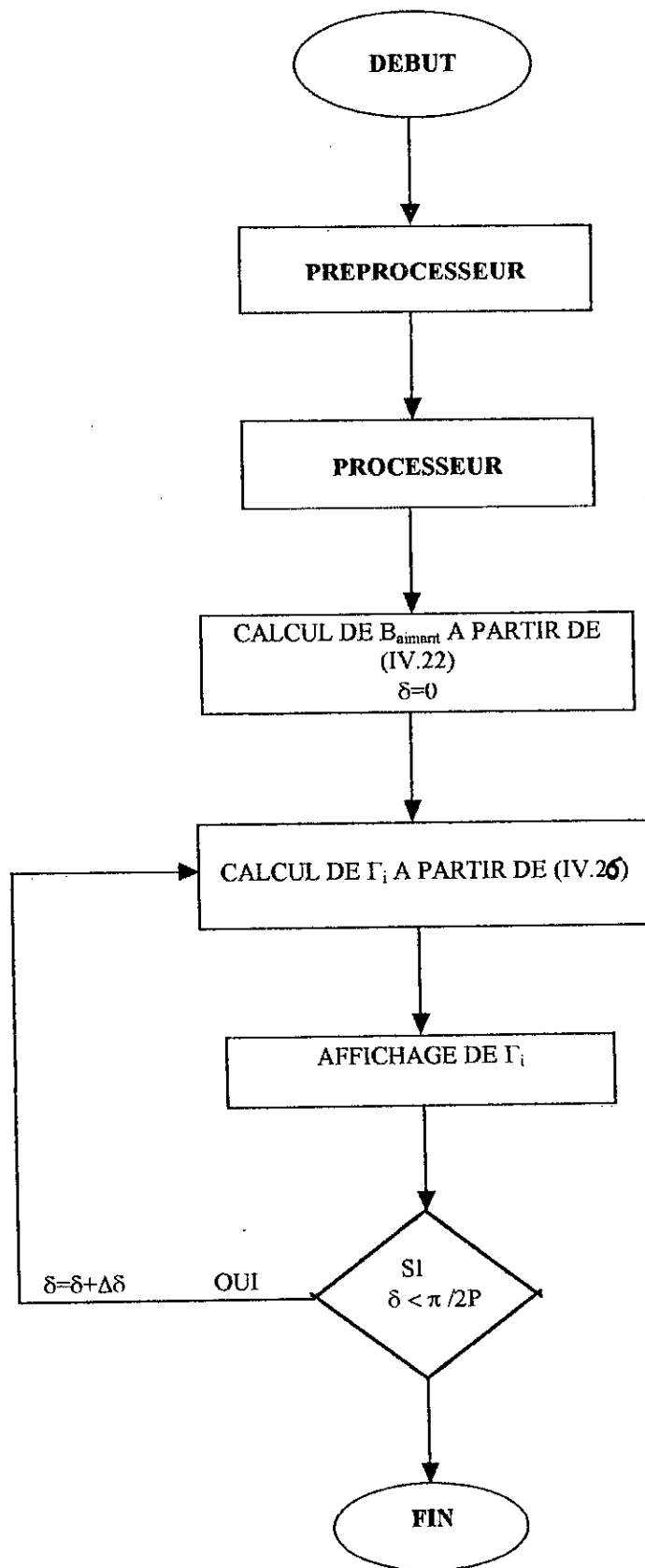
ORGANIGRAMME DU PREPROCESSEUR



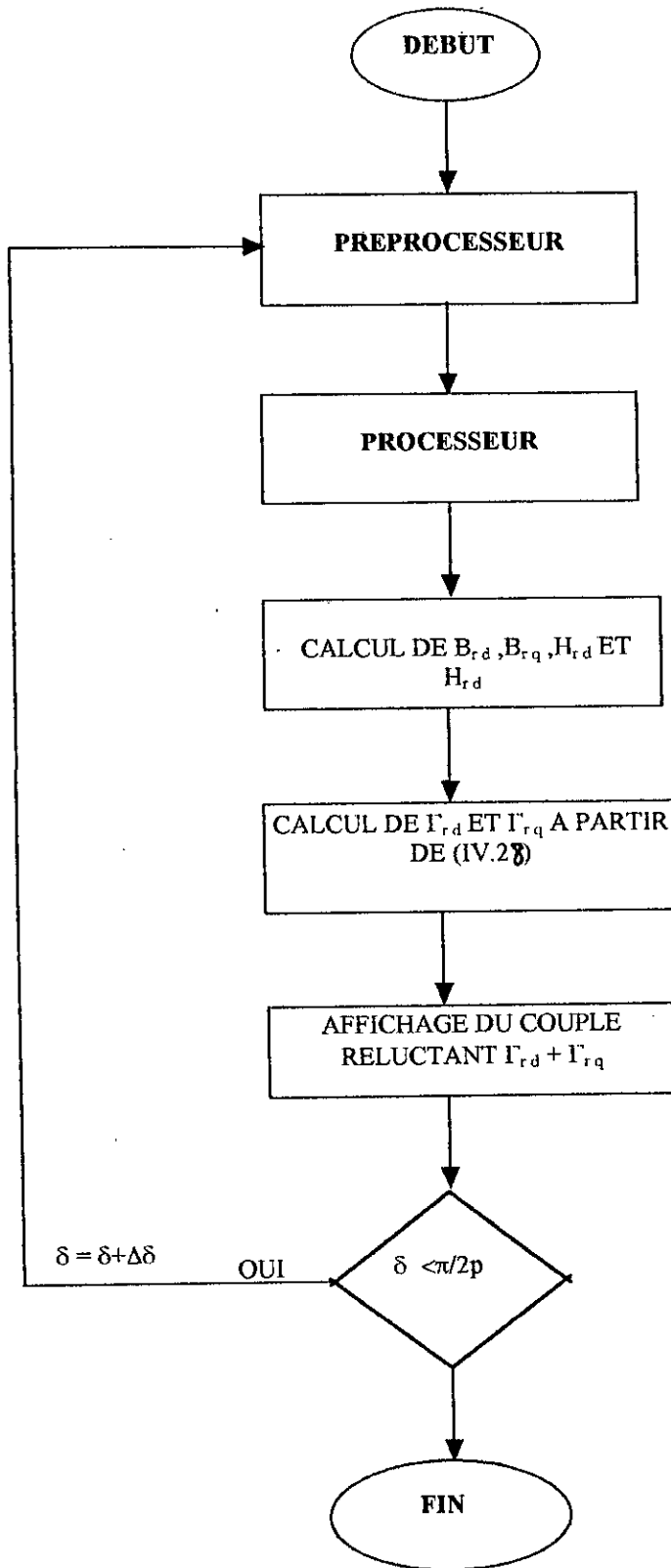
ORGANIGRAMME DU PROCESSEUR



**ORGANIGRAMME DU POSTPROCESSEUR
CALCUL DES INDUCTIONS**



ORGANIGRAMME DE CALCUL DU COUPLE D'INTERACTION



ORGANIGRAMME DU CALCUL DE COUPLE RELUCTANT

IV.4 PRESENTATION DU CODE DE CALCUL DE CHAMPS TESTE BASE SUR LA METHODE DES DIFFERENCES FINIS

Le code Difimédi est un logiciel testé de calcul de champ pour des systèmes plans et de révolutions en deux dimensions. Les variables d'étude peuvent être le potentiel vecteur \vec{A} ou le potentiel scalaire U . Il permet d'analyser différents types de systèmes électromagnétiques et de traiter des problèmes propres aux machines électriques. Ce code numérique, conversationnel, est organisé sous forme de modules facilement exploitables. Ces modules sont classés en trois catégories [7]:

1. **Préprocesseur:** Il permet de définir le problème à traiter (définition de la géométrie et des paramètres, découpage, propriétés physiques et conditions aux limites).
2. **Processeur:** Il effectue les calculs nécessaires (tri des éléments, assemblage et résolution du système d'équations obtenu par la méthode de Gauss) pour obtenir les potentiels aux nœuds.
3. **Postprocesseur:** Il permet d'exploiter les résultats obtenus par le processeur de façon qualitatif et quantitatif (tracé des lignes de champs, calcul des inductions et du flux, évaluation du couple par le tenseur de Maxwell ou par la force de Laplace, etc...), de traiter des cas linéaires et non-linéaires. Cependant, nous ne l'exploiterons que dans le cas linéaire dans les mêmes conditions et sous les hypothèses que dans le cas de la méthode développée précédemment car notre objectif est de l'utiliser pour valider les résultats obtenus.

IV.5 EXPLOITATION

La méthode proposée est exploitée pour déterminer les performances du prototype étudié dont les caractéristiques sont données au chapitre II.

IV.5.1 Etude de l'induction dans l'entrefer

IV.5.1.1 Induction due aux aimants seuls

C'est le cas où les enroulements statoriques ne sont pas alimentés c'est à dire en fonctionnement à vide .

IV.5.1.1.1- Détermination de la répartition de l'induction au niveau du rayon d'alésage

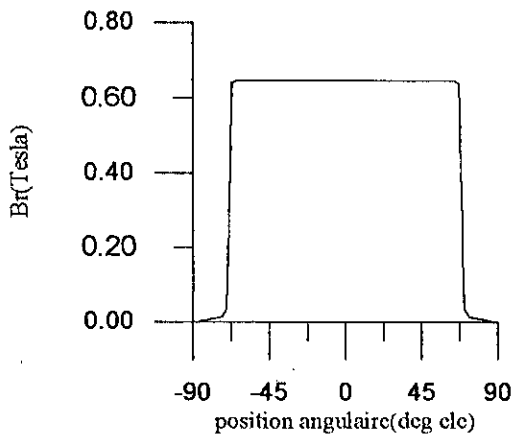


figure IV.2 Répartition de l'induction radiale au niveau du rayon d'alésage (cas des ferrites).

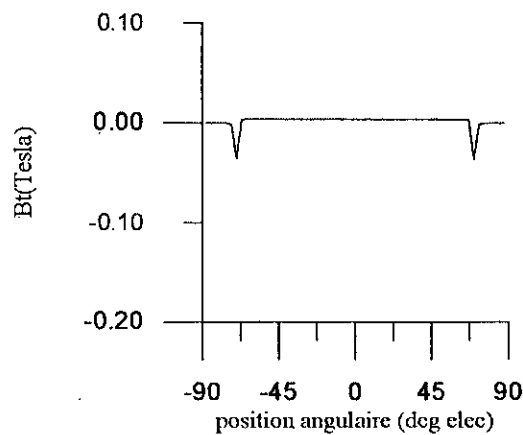


figure IV.3 Répartition de l'induction tangentielle au niveau du rayon d'alésage (cas des ferrites).

L'induction au dessus de la pièce polaire est constante, elle s'annule au dessus des aimants (figure IV.2). Cette induction est radiale, car comme nous pouvons le voir sur la figure IV.3, la composante tangentielle est pratiquement nulle.

IV.5.1.1.2- Comparaison des inductions calculées pour les deux cas ferrites et Samarium-Cobalt

Comme nous pouvons le constater (figure IV.4), la valeur de l'induction au niveau du rayon d'alésage au dessus de la pièce polaire, est de 0.64 T (ferrite). Cette valeur est obtenue à partir d'une induction rémanente de 0.4 T (ferrite) d'où l'effet de concentration de flux. Tandis que pour le Samarium Cobalt, la valeur de l'induction au niveau du rayon d'alésage et au dessus de la pièce polaire, est de 1.6 T, obtenue à partir d'une induction rémanente de 1 T et ceci pour les mêmes dimensions géométriques des aimants, d'où un rapport de concentration de flux constant ($k=1.6$)

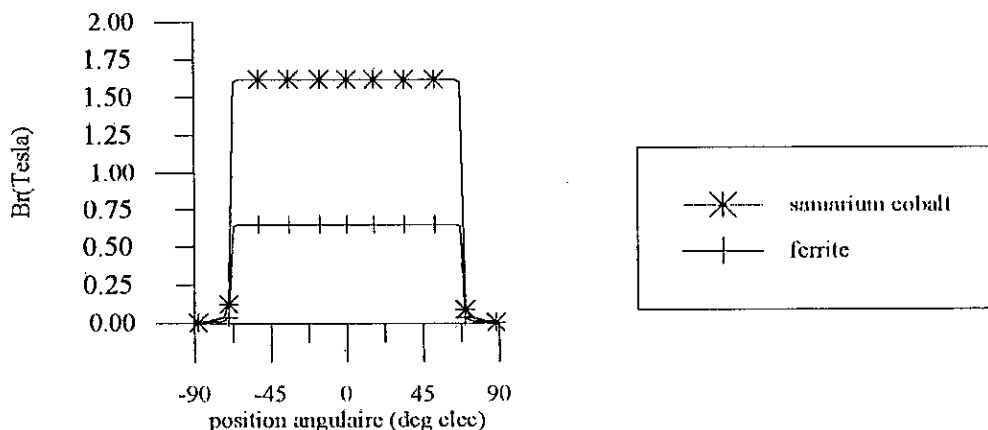


figure IV.4 Comparaison entre l'induction radiale due aux aimants ferrite et Samarium-Cobalt au niveau du rayon d'alésage.

IV.5.1.1.3 Validation avec le code numérique utilisé

En comparant entre les résultats obtenus par la méthode des éléments finis utilisée et le code testé "Difimédi", nous pouvons dire que la méthode des éléments finis (élément T3) est plus "optimiste" par rapport au code testé "Difimédi". Cette différence de 12.5%, est due essentiellement à la modélisation des aimants adoptée pour les deux méthodes (rot(M) est nulle ou pas)[2]. Par contre, les deux courbes ont la même allure.

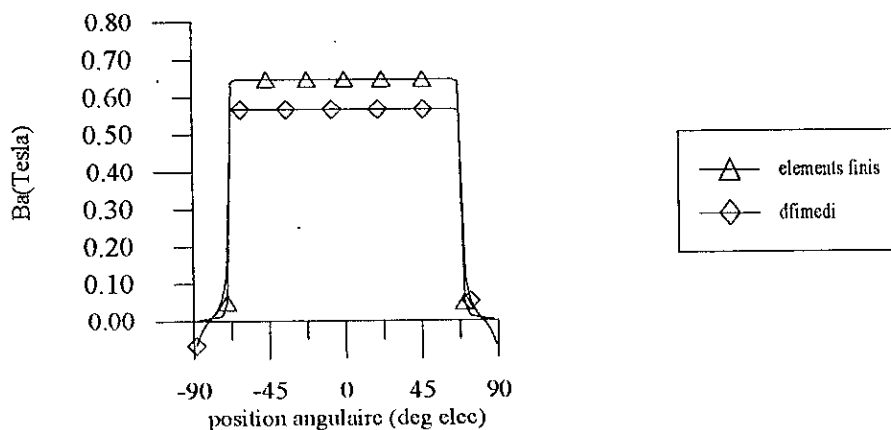


figure IV.5 Comparaison des inductions obtenues par la méthode des éléments finis et Difimédi.

IV.5.1.1.4 Influence de la couche amagnétique sur l'induction due aux aimants

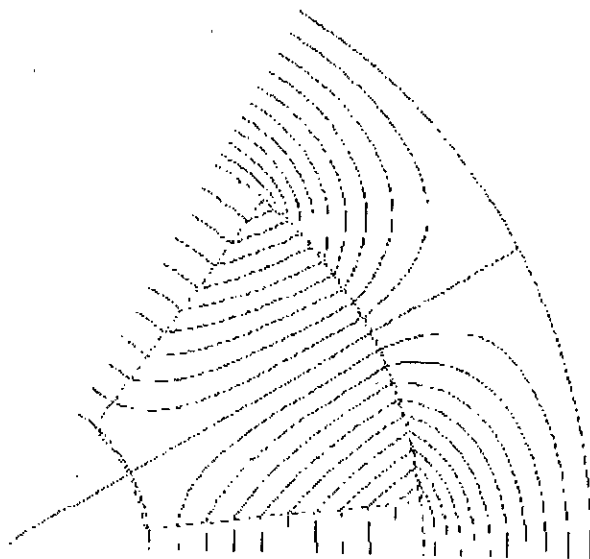


figure IV.6 Carte des lignes de champ due aux aimants lorsque la couche amagnétique est présente avec une épaisseur de 15 mm.

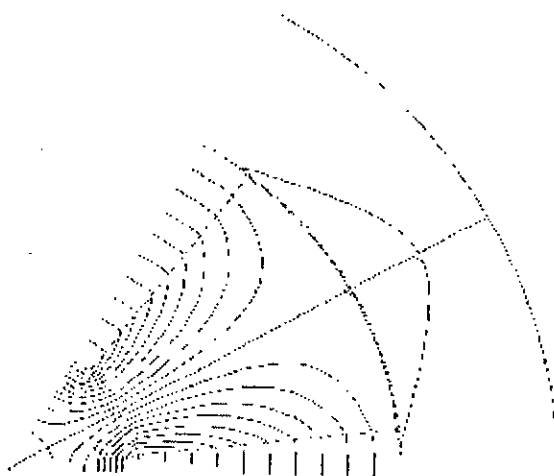


figure IV. 7 Carte des lignes de champ dues aux aimants lorsque la couche amagnétique est absente.

Comme nous pouvons le constater, la couche amagnétique a une très grande influence sur la topologie des lignes d'inductions dues aux aimants. Lorsque la couche amagnétique est absente (figure IV.7) le niveau d'induction pour le prototype étudié, au dessus de la pièce polaire à la surface interne du stator, est de l'ordre de 0.06 T, une induction qui est pratiquement nulle comparée à celle obtenue lorsque la couche amagnétique est présente (figure IV.6 et figure IV.8).

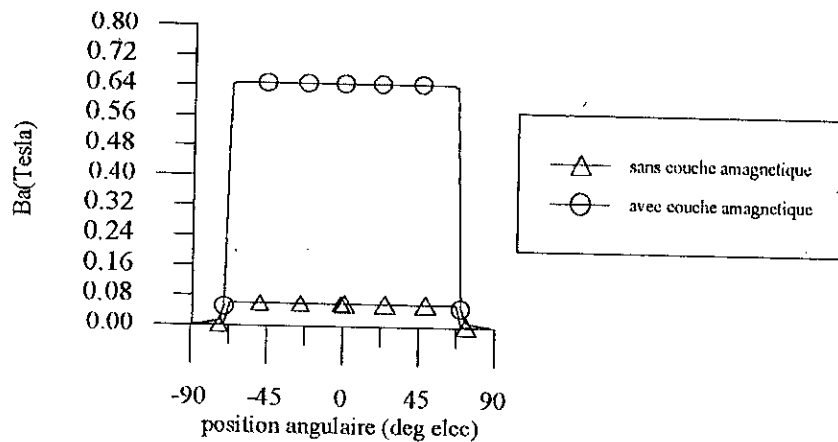


figure IV.8 Influence de la couche amagnétique sur le niveau d'induction.

IV.5.1.2 Induction due aux courants statoriques

Nous distinguons, comme c'est le cas pour les machines synchrones à pôles saillants classiques, deux positions particulières. Il s'agit de la position directe et la position en quadrature.

IV.5.1.2.1 Position directe

L'induction radiale développée par la structure étudiée est de forme donnée sur la figure IV.9. Nous remarquons que l'induction reste constante dans un intervalle égal à la première moitié de la demi-ouverture angulaire de la pièce polaire puis elle augmente rapidement avec la même amplitude mais avec un signe inversé et se maintient constante de nouveau dans l'intervalle correspondant à la deuxième moitié. Ce basculement en amplitude est dû au phénomène de rebouclage des lignes de flux qui se produit à ce niveau (figure IV.14.a).

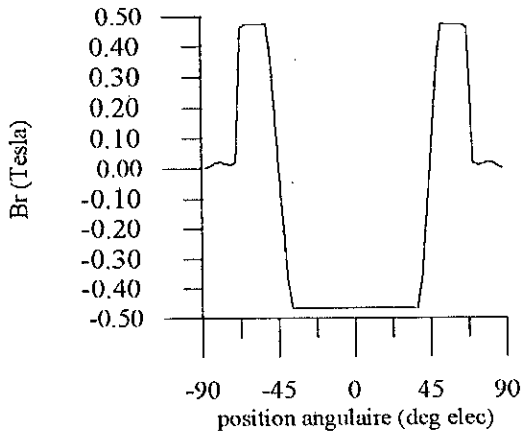


figure IV.9 Répartition de l'induction radiale due aux courants statoriques suivant l'axe d.

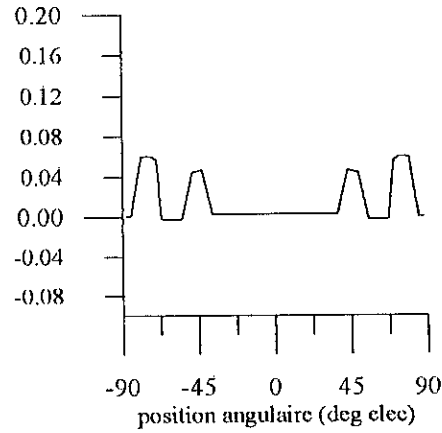


figure IV.10 Répartition de l'induction tangentielle due aux courants statoriques suivant l'axe d.

IV.5.1.2.2-Position en quadrature

L'induction radiale développée est de forme de deux paliers par demi-pôle (figure IV.11). Les intervalles où elle est constante sont égaux à l'ouverture angulaire de l'encoche. Nous remarquons clairement que l'amplitude du deuxième palier est deux fois plus grande (1.88T) que celle du premier palier (0.95T) et cela parce que nous avons pour ce dernier cas deux encoches alimentées par contre pour le premier cas nous en avons une seule.

L'analyse des figures (IV.9) et (IV.11) montrent la saillance inversée de la machine à aimants permanents à concentration de flux, c'est à dire que le flux dans la position en quadrature est nettement supérieur à celui dans la position directe. Le flux dû aux courants, dans la position en quadrature est complètement court-circuité par la pièce polaire et tend de ce fait à s'annuler dans la zone située au dessus des aimants (figure IV.11). Par contre, dans la position directe, le chemin emprunté par le flux statorique est varié. Une partie de ce flux est court-circuitée par la pièce polaire tandis que l'autre

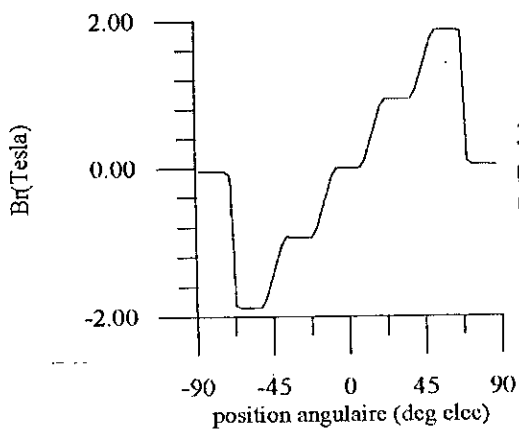


figure IV.11 Répartition de l'induction radiale due aux courants statoriques suivant l'axe q.

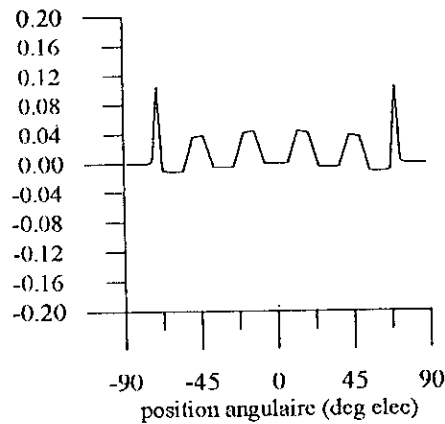


figure IV.12 Répartition de l'induction tangentielle due aux courants statoriques suivant l'axe q.

partie traverse les aimants et la couche amagnétique et parcourt alors un chemin plus réductant à cause de la perméabilité des aimants en ferrites qui est très proche de celle du vide.

Concernant les composantes tangentielles de l'induction suivant les deux axes (figures IV.10 et IV.12), elles ont toutes les deux une forme semblable à celle des courants d'alimentation (une forme rectangulaire).

IV.5.1.2.3 Validation avec Difimédi

Sur les figures (IV.13), nous constatons clairement que les résultats obtenus par la méthode des éléments finis sont pratiquement concordants, en allure et en amplitude, avec ceux issus du code testé "Difimédi" et que soit pour la position directe ou pour la position en quadrature.

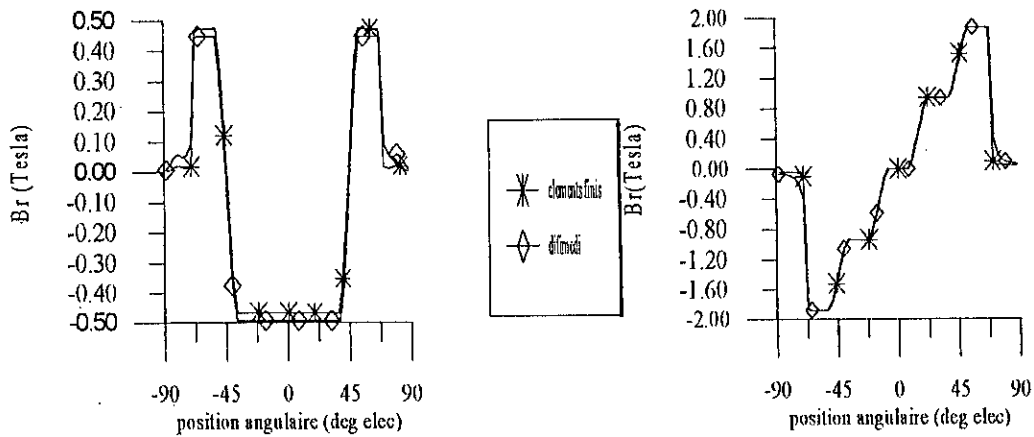


figure IV.13 Comparaison entre les inductions dues aux courants statoriques suivant les axes q et d obtenues à partir des deux méthodes.

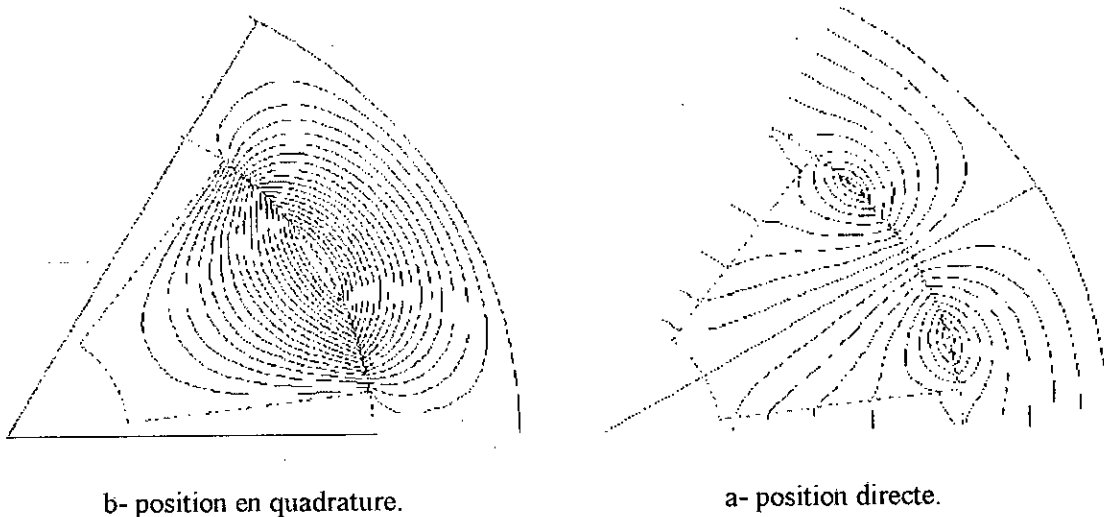


figure IV.14 Topologie des lignes d'inductions dues aux courants statoriques obtenues avec Difimédi.

IV.5.1.2.4 influence de la couche amagnétique sur les inductions dues aux courants statoriques

Comme nous pouvons le constater, les figures IV.15 et IV.16 montrent que l'épaisseur de la couche amagnétique, peut être un paramètre de réglage du flux dans l'axe direct, par contre le flux dans l'axe en quadrature est insensible à la présence de la couche amagnétique car ce flux est complètement court-circuité par la pièce polaire.

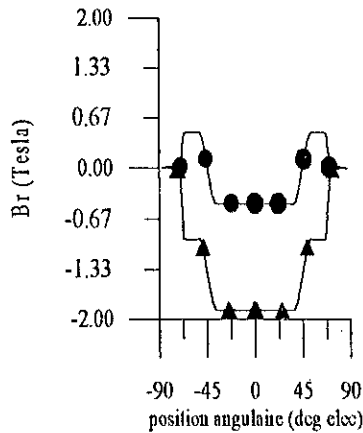


figure IV.15 Influence de la couche amagnétique sur B_d .

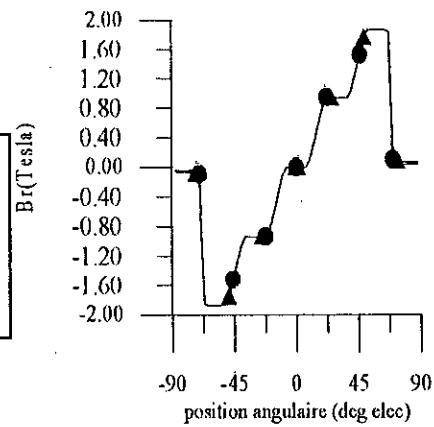
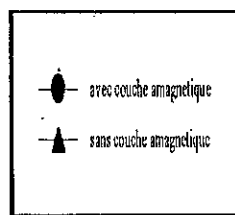


figure IV.16 Influence de la couche amagnétique sur B_q .

IV.5.1.2.5 Réaction magnétique d'induit

Pour les aimants en ferrite, si l'induction descend au dessous du coude de 0.1 T, il y aura perte de l'induction rémanente. Nous allons donc considérer la situation la plus défavorable, c'est à dire la réaction magnétique d'induit est purement démagnétisante (rotor en position directe).

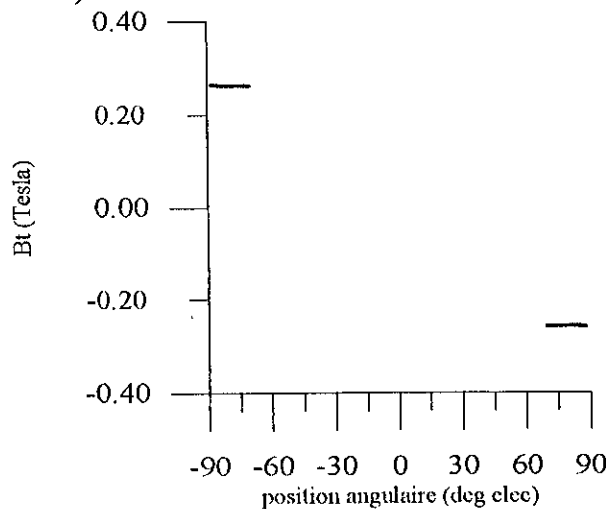


figure IV.17 Répartition de l'induction au milieu des aimants.

Ici, (figure VI 17) l'aimant travaille au dessus du coude de désaimantation (0.26T), donc il ne subit pas de désaimantation irréversible.

IV-5-2 Etude du couple

IV.5.2.1 Couple d'interaction

Nous remarquons sur la figure (IV.18) que le couple d'interaction est un signal pair de période de 2π . Pour une position angulaire comprise entre -22° et $+22^\circ$ électrique, le couple est constant et prend une valeur maximale. Cela est dû au fait que la totalité des lignes de champ dues aux aimants entrent en action avec les encoches alimentées. Pour les autres paliers, ce n'est qu'une partie des lignes qui sont en interaction avec les encoches alimentées.

Pour le Samarium-Cobalt (figure IV.18), nous obtenons un couple plus élevé que pour le cas de ferrite et ce pour les mêmes dimensions géométriques de la structure étudiée.

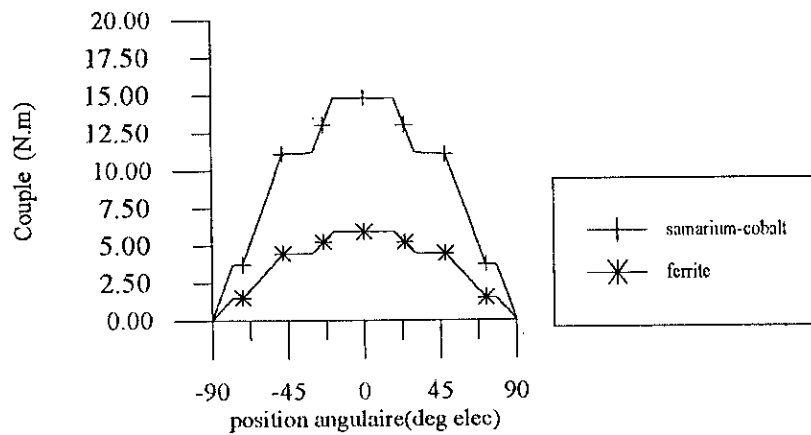


figure IV.18 Couple d'interaction pour le ferrite et le Samarium-Cobalt.

IV.5.2.1.1 Validation avec "Difimédi"(cas de ferrite)

L'analyse de la figure (IV.19) montre clairement que les deux courbes du couple d'interaction obtenues par la M.E.F utilisée et le code testé "Difimédi" ont la même allure mais avec des amplitudes différentes et cela est dû, comme nous l'avons déjà vu, au fait que les valeurs des inductions dues aux aimants obtenues par la M.E.F sont plus optimistes que ceux issus du code testé "Difimédi" à cause de la modélisation des aimants qui diffère dans l'une ou l'autre méthode puisque les deux méthodes donnent les mêmes résultats pour les inductions dues aux courants statoriques.

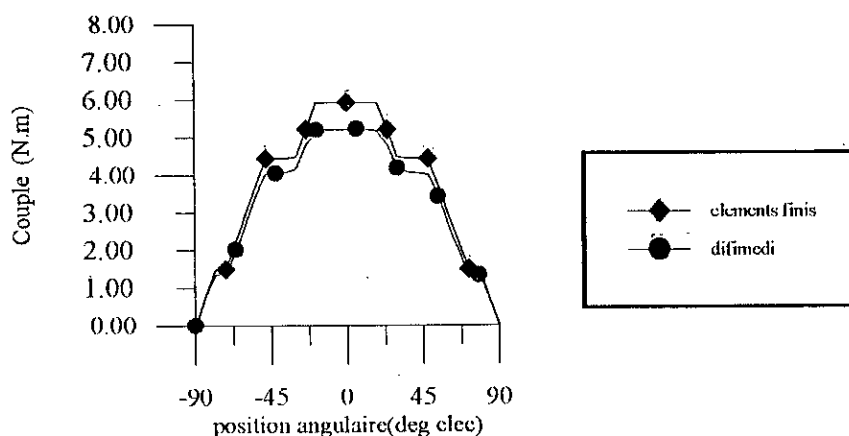


figure IV.19 Validation du couple d'interaction pour le ferrite par Difimédi.

IV-5.2.2-Couple de réductance

Comme nous l'avons déjà précisé précédemment le couple réductant résulte de l'interaction mutuelle des composantes directes et en quadrature de la densité superficielle équivalente des courants statoriques. Ainsi le couple réductant est un signal impair de période π , le caractère fluctuant comme nous le voyons sur la figure IV.20 est bien mis en évidence.

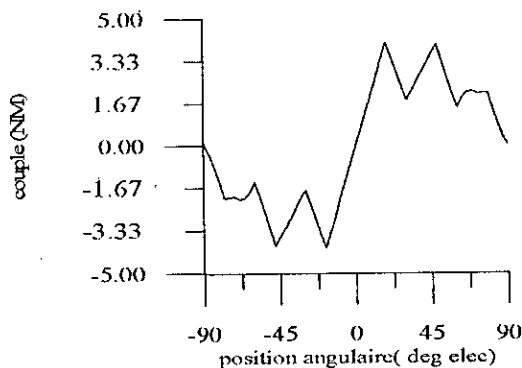


figure IV.20 Couple réductant développé par la structure étudiée.

IV.5.2.2.1 Validation avec Difimédi

La figure (IV.21) met en évidence la très bonne concordance des résultats obtenus avec la méthode des éléments finis et le code numérique Difimédi, ce qui confirme à l'occasion que les écarts constatés entre les deux méthodes provient du modèle des aimants adopté dans chacune des deux méthodes.

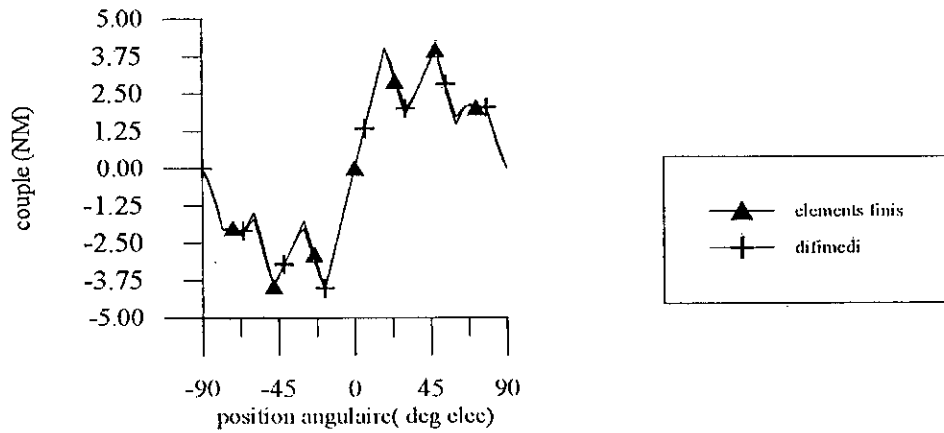


figure IV.21 Comparaison du couple réductant développé par la structure obtenu par les deux méthodes.

IV.5.2.3 Couple total

Le couple total résulte de la somme du couple d'interaction et le couple réductant. On note le caractère fluctuant du couple total pour le cas des ferrite et du Samarium-Cobalt, ces fluctuations sont dues essentiellement au couple réductant. Comme nous pouvons le distinguer, le couple développé par la structure étudiée dans le cas du Samarium -Cobalt est plus élevé que celui développé par la même structure dans le cas du ferrite , ainsi que les fluctuations sont plus apparentes dans ce dernier cas (figure IV 22).

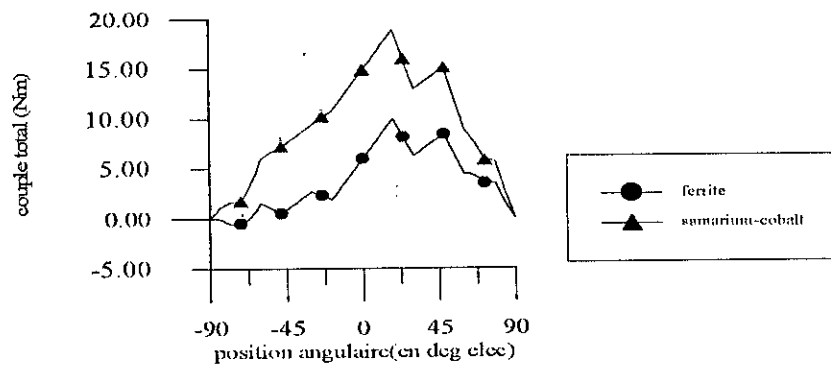


figure IV.22 Couple développé par la structure étudiée.

IV.5.2.3.1-Comparaison avec Difimédi

Le couple obtenu par la méthode des éléments finis utilisée est plus optimiste que le couple obtenu par le code testé "Difimédi", cet écart est dû au couple d'interaction, couple qui met en jeu la modélisation des aimants. Par contre, les deux courbes ont la même allure (figure IV.23).

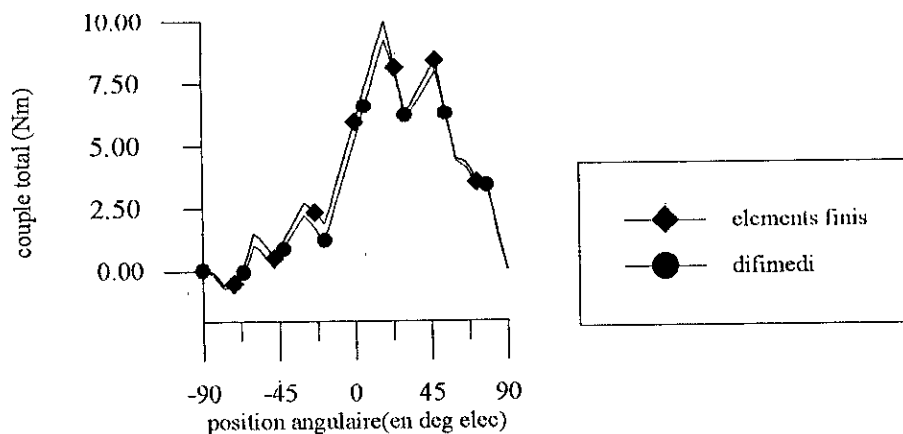


figure IV.23 Comparaison du couple obtenu par les deux méthodes (cas du ferrite).

IV.5.2.4-Couple en fonctionnement autopiloté

Le couple instantané est le couple qu'une machine électrique développe lorsque ses parties mobiles sont en mouvements. Nous avons donc:

$$\delta = \Omega.t + \delta_0$$

où δ , Ω et δ_0 représentent respectivement la position du rotor par rapport au référentiel statorique, la vitesse angulaire du rotor et le décalage angulaire entre le rotor et le stator à l'instant initial.

En fonctionnement autopiloté, nous avons six séquences successives illustrées sur la figure (IV.24)

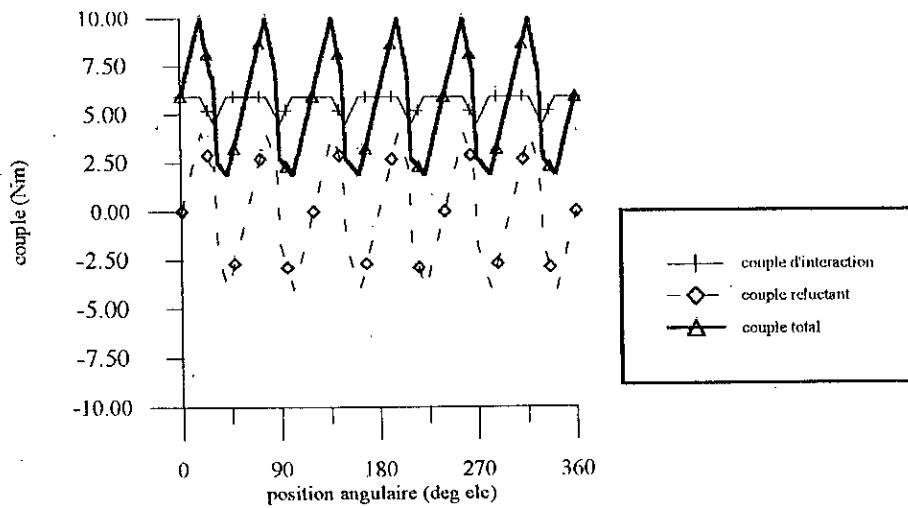


Figure IV.24 Couple développé par la structure étudiée en fonctionnement autopiloté (cas du ferrite) pour une position initiale de 0 degré mécanique.

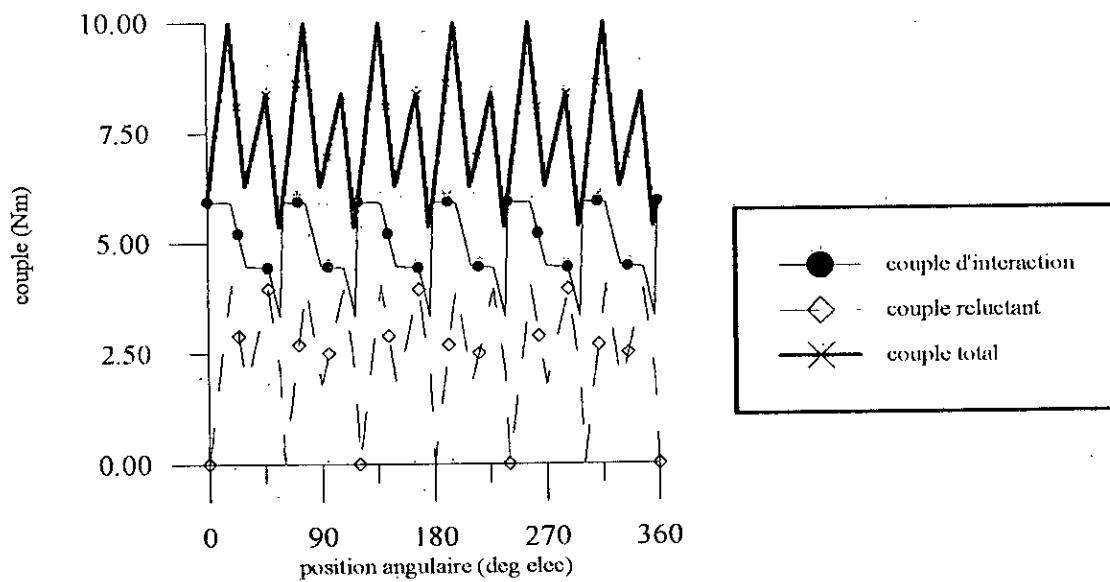


Figure IV.25 Couple développé par la structure étudiée en fonctionnement autopiloté (cas du ferrite) pour une position initiale de 10 degré mécanique

Nous pouvons constater que le couple moyen dépend d'une manière claire de la valeur de δ_0 choisi (figure IV.24 et IV.25). En effet, pour les dimensions fixées du prototype et l'alimentation en créneau de courant (150 At dans l'encoche), une position initiale de 10 degré mécanique donne un couple plus élevé avec un minimum d'ondulations, comparé à celui obtenu avec une position initiale de 0 degré mécanique pour le cas des ferrites.

Sur la figure IV.26 nous présentons la variation de la valeur moyen du couple pour plusieurs valeurs de la position initiale.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire concerne le calcul et l'évaluation des performances du moteur de faible et moyenne puissance à aimants permanents, à alimentation azimutale avec pièces polaires et concentration de flux, en fonctionnement synchrone autopiloté, en utilisant la méthode des éléments finis. Il s'est avéré que la méthode d'approche était bien adaptée au calcul de cette structure, car l'effet de saturation était négligé. L'étude sur un demi-pôle, comme nous l'avons effectué, a permis d'augmenter la précision et de diminuer le temps de calcul.

A défaut d'un dispositif expérimental, nous avons utilisé un code numérique de calcul du champ testé basé sur les différences finis pour valider la méthode développée. Lors de cette comparaison nous avons remarqué l'écart entre les résultats obtenus par le programme et le code testé en particulier pour la source d'aimants. Nous estimons que cet écart constaté est dû essentiellement à la modélisation de l'aimant adoptée pour chaque méthode.

En ce qui concerne le couple développé par la structure étudiée, nous avons pu montrer que les fluctuations diminuaient légèrement lorsque nous avons substitué les ferrites par le Samarium-Cobalt. Pour ce qui est du couple réductant nous avons pu constater qu'il augmentait le couple total ce qui permet à la structure d'être utilisée dans des applications de grande puissance (machines outils, robotique), par contre il accentuait les ondulations sur le couple total d'où l'inconvénient majeur de cette structure, car elle ne pourra être exploitée que pour des applications ne tolérant qu'un certain niveau d'ondulation du couple (positionnement).

Ce travail n'est pas exhaustif et peut être complété par une prise en compte de l'effet de saturation, l'effet des encoches statoriques donc du couple de détente et de la subdivision du bloc aimanté en plusieurs barreaux élémentaires ($\text{rot}(M)$ non nul). Ceci peut être étudié par la méthode des éléments finis en introduisant la non-linéarité dans les parties ferromagnétiques dans notre programme (maillage et résolution).

Enfin, il faudra également réfléchir à des stratégies de commandes qui tiennent compte de l'effet du couple réductant.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1]-**T.LECOMTE**: "Conception assistée par ordinateur (CAO), machine synchrone".
Technique de l'ingénieur, D 3 595, décembre 1995.
- [2]-**R.KECHROUD**: "Etude d'une machine à aimants permanents et concentration de flux en fonctionnement synchrone autopiloté". Thèse de magister, USTHB, juin 1996.
- [3]-**K.ALITOCHE**: "Optimisation du couple d'une machine synchrone à aimants par la méthode des éléments finis". Thèse de Magister, ENP, juillet 1992.
- [4]-**G-LACROUX**: "Les aimants permanents". Edition "Technique et documentation" Année 1989.
- [5]-**L.HADJOUT**: "Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse". Thèse de magister, ENP, juin 1994.
- [6]-**R.IBTIOUENE**: "Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à amants insérés". Thèse doctorat d'état, ENP, avril 1993.
- [7]-**S.LEICHTER**: "Etude de machines excitées par aimants ferrites et alimentées par convertisseurs statiques fonctionnant en commutation naturelle: recherche de structures magnétiques optimales et analyse du comportement". Thèse de docteur-Ingenieur ENSEEIHT, décembre 1980.
- [8]-**P.MATHIEU**: "Contribution à l'étude et à la conception de machines à aimants permanents destinées à la réalisation de servomoteur à commutations électronique de puissance massique élevée". Thèse de docteur-Ingenieur ENSEEINT, novembre 1983.
- [9]-**G.SEGUIER**: "Electrotechnique industrielle". Technique et documentation, Lavoisier 1977.
- [10]-**R.CHAUPRADE**: "Les entraînements à vitesse variable par variateurs statiques de fréquence, procédé moderne d'entraînements à vitesse variable par moteurs électriques autopilotés de grande puissance". Journées d'études de la S.E.E, RGE-N°10, octobre 1978.
- [11]- **A-I. SMOLENSKI**: "Machines électriques". Volume II, Edition MIR, pp 221 1980.
- [12]- **M.ABID ET K.BOUGHRARA**: "Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents". Thèse P.F.E ENP, juin 1994.
- [13]-**M.LAJOIE ET S.LEICHTER**: "Etude de machines synchrones à aimants alimentées par convertisseurs statiques fonctionnant en commutation naturelle". ERA-CNRS-N°536.

BIBLIOGRAPHIE

- [14]-**G.SEGUIER**: "Electronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications", Dunod 1985.
- [15]-**M.LAJOIE-MAZENC ET P.VIAROUGE**: "Alimentation des machines électriques". Technique de l'ingénieur, D 3 630-D 3 631, 1986.
- [16]-**E.DURAND**: "Magnétostatique", Masson et Cie Editeurs, 1968.
- [17]-**M.LAJOIE-MAZENC, J.HECTOR, F.FAUCHER**: "Notice d'utilisation de DIFIMEDI". LEEI (INPT), 2 rue Charles CAMICHEL 31071 Toulouse Cedex.
- [18]-**G.DATT ET G.TOUZOT**: "Une représentation de la méthode des éléments finis". Maloine S.A.EDITEUR, 1984.

ANNEXE

1-Développement de la matrice Jacobienne $[J_a]$ dans le cas d'un élément triangulaire à trois noeuds:

$$J_a = \begin{bmatrix} \frac{\partial x}{\partial u} & \frac{\partial y}{\partial u} \\ \frac{\partial x}{\partial v} & \frac{\partial y}{\partial v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial N_1}{\partial u} & \frac{\partial N_2}{\partial u} & \frac{\partial N_3}{\partial u} \\ \frac{\partial N_1}{\partial v} & \frac{\partial N_2}{\partial v} & \frac{\partial N_3}{\partial v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{bmatrix}$$

Où encore:

$$J_a = \begin{bmatrix} x_2 - x_1 & y_2 - y_1 \\ x_3 - x_1 & y_3 - y_1 \end{bmatrix}$$

Par suite, on aura le déterminant de cette matrice donné par:

$$\det [J_a] = (x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)$$

2-Explicitation de la Matrice élémentaire de raideur $[K_e]$ (figure a):

$$[K_e] = \frac{1}{2 \det[J_a]} \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{12} & k_{22} & k_{23} \\ k_{13} & k_{23} & k_{33} \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\begin{aligned} k_{11} &= (y_3 - y_2)^2 + (x_3 - x_2)^2 \\ k_{12} &= (y_3 - y_2)(y_1 - y_3) + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3) \\ k_{13} &= (y_2 - y_1)(y_3 - y_2) + (x_2 - x_1)(x_3 - x_2) \\ k_{22} &= (y_3 - y_1)^2 + (x_3 - x_1)^2 \\ k_{23} &= (y_1 - y_3)(y_2 - y_1) + (x_1 - x_3)(x_2 - x_1) \\ k_{33} &= (y_2 - y_3)^2 + (x_2 - x_3)^2 \end{aligned}$$

3-Explicitation du vecteur de sollicitation pour chaque élément (figure a) :

$$\{F_e\} = J_s \cdot \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 1 \\ 2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

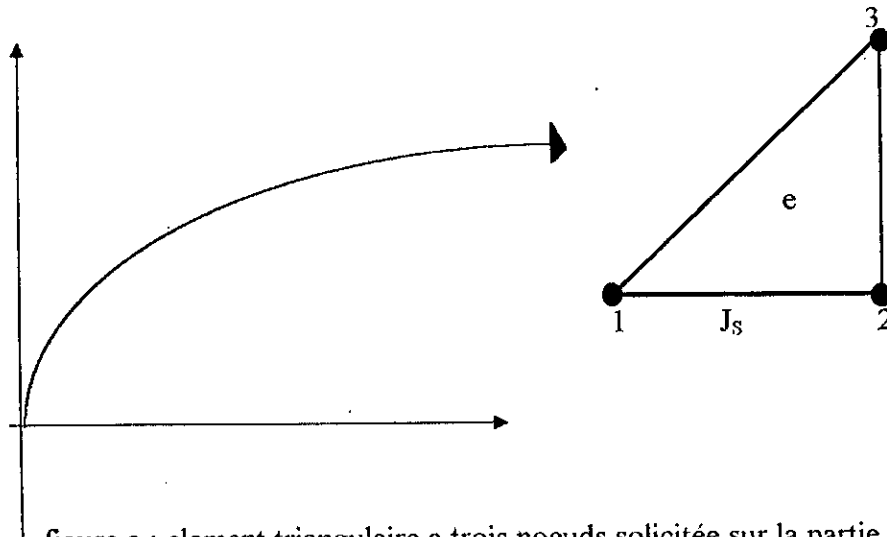


figure a : element triangulaire a trois noeuds sollicitée sur la partie [1 2]

4-Méthode d'intégration numérique utilisée: méthode rectangulaire

$$\int_a^b f(x) \cdot dx = \sum_{i=1}^n f(x_i) \cdot \Delta x_i$$

Où:

 Δx_i : pas d'intégration , $x_1 = a$ et $x_n = b$.