

République algérienne démocratique et populaire
Ministère de l'enseignement supérieur
et de la recherche scientifique
Université de M'sila

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة المسيلة



Département de Génie électrique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme de :

MASTER

En Génie électrique

Option : Réseaux électrique

Thème :

Etude semi-analytique d'une machine synchrone à aimants permanents

Proposé et dirigé par :

Dr. LADHGEM CHIKOUCHE BRAHIM

Présenté par :

SEGHIRI MOHAMED

Année Universitaire : 2020/2021

REMERCIEMENT

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu tout puissant qui nous a donné la santé, le courage et la patience pour mener à bien ce modeste travail.

J'exprime toutes nos profondes reconnaissances à mon encadreur Dr. LADGHEM CHIKOUCHE BRAHIM pour le temps consacré à nous écouter, nous orienter et nous corriger tout au long de notre projet.

J'adresse mes remerciement à tous les membres du jury d'accepter de juger ce modeste travail.

Je termine mes remerciements sans mentionner les membres de ma famille qui, sur le plan humain, m'ont soutenu par leurs encouragements tout au long de mes études.

Enfin, je remercie toute personne de près ou de loin participant pour rendre ce travail réalisable et présentable.

Dédicaces

***A ma chère mère et mon cher père qui ont fait de
moi ce que je suis***

***par leurs sacrifices, à mon frère et mes chères sœurs
et ma petite famille***

Sommaire

Etude semi-analytique d'une machine synchrone à aimant permanent
Erreur ! Signet non défini.

I.1.Introduction général	11
I.2. Introduction	11
I.3.Les aimants permanents	12
I.4.Caractéristiques générales des aimants permanents.....	12
I.5. applications industrielles ainsi ces paramètres sont:	13
I.6.Les différents types d'aimants permanents	13
I.7.Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents.....	15
I.8.Structures à aimants déposés en surface	16
I.9.Structures à aimant encastrés	17
I.10. Structures à aimants enterrés.....	18
I.11.Structures à flux axial (AFPM)	18
I.12.Applications des machines synchrones à aimants permanents	20
I.13.Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	20
I.14. Conclusion.....	23
II.1. Introduction	25
II.2.Modélisation électromagnétiques de la MSAP.....	26
II.3. Equations de Maxwell dans le cadre de la magnétostatique.....	26
II.4. Conditions aux limites	29
II.6. Modélisation analytique par la résolution formelle des équations de Maxwell	31
II.7. Hypothèses adoptées.....	32
II.8. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'entrefer	32
II.9. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'aimant.....	36
II.10. Calcul des constantes	39
II.11. Prise en compte de la saturation	41

II.12. Modélisation de la machine par la méthode hybride	42
II.12. Méthode de couplage	44
II.13. Indentification de la matrice topologique [A] et du vecteur source [B]	45
II.14. Calculs du couple la machine étudiée	45
II.15. Calcul du couple de détente	45
II.16. Validation par éléments finis	46
II.17. Conclusion	46
III.1.Introduction	49
III.2. Présentation de la machine étudiée.....	49
III.3.Présentation du logiciel FEMM.....	49
III.4. Paramètres de la machine	50
III.5.Maillage de la MSAP :	551
III.6. La géométrie et le maillage de la MSAP :.....	51
III.7.Interprétation :	58
III.8. Méthode du bobinage par « étoile des phases »	58
III.9.Effet de la saturation	65
III.10. Comparaison.....	66
III.11. Conclusion.....	66
III.12.Conclusion générale	69
Bibliographie	70
resumé.....	77

Liste des tableaux

tableau 1.I.1.Exemple De Proprietes Magnetique Des Aimants [2bra, 28bra].....	14
Tableau 2.II.1.Zones Des Machines Etudiees.	31
Tableau 3.III.1.Caracteristique Du Type De Machine Etudiees [Lk111]	50
Tableau 4.III.2.Courants Entres Et Courants Sortie	59

Liste des figures

Figure 1.I.Cycle D'hysteresis.....	12
Figure 2.I. Courbe De Desaimantation	12
Figure 3.I.Vue Schematique Des Machines (A) A Flux Radial, (B) A Flux Axial.....	15
Figure 4.I.Exemple De Structures A Rotor Interne Et A Rotor Externe	16
Figure 5.I.Structure A Aimants Deposés En Surface (Rotor Interne)	17
Figure 6.I.Structure A Aimants Encastres	17
Figure 7.I. (A) Avec Concentration De Flux,(B)Structure Classique (C) Structure A Aimant Enterre.	18
Figure 8.I.Structure A Flux Axial Simple Avec Un Rotor Et Un Stator	19
Figure 9.I.Structure A Flux Axial Avec Double Rotor Et Un Stator.	19
Figure 10.I.Struture A Aimantation Axiale Avec Double Stator Et Un Rotor.....	20
Figure 11.I.Photographie De Moteur A Mimant En Geometries Cylindriques.....	21
Figure 12.I.Schema D'une Machine Synchrone A Aimant Permanent.	22
Figure 13.II.1.Conditions Aux Limites Sur Une Machine Tournante.....	30
Figure 14.II.2. Machine Etudiee	31
Figure 15.II.3.Differentes Formes Geometriques De L'aimant Rotorique : Rpm (Barreaux Rectangulaires Aimantes Radialement).	36
La Methode Nodale Est Utilisee Pour Formuler Le Systeme D'equations Du Reseau De Reluctances. Les Inconnues Du Systeme D'equations Du Circuit Genere Sont Les Potentiels Scalaires Magnetiques Dans Chaque Noeud. Pour Un Reseau Elementaire Compose De Quatre Reluctances, Comme L'indique La Figure 16.Ii.6.	42
Figure 17.II.4.Maillage Base Sur La Methode Des Reseaux De Permeances (Sans Source Magnetique Ou Electrique).	42
Figure 18.II.5.Element De Reluctance.	43
Figure 19.II.6.Couplage Des Deux Methodes Au Niveau Du Rayon Interne Du Stator Du Cote De L'entrefer($R=R_2$)	44
Figure 20.III.1.Cartographie Des Lignes D'induction A Vide	52

Figure 21.III.2.Maillage 2-D De La Msap (142787 Nœuds Et 285275 Elements)	52
Figure 22.III.3.Structure De La Machine Etudiee.	53
Figure 23.III.4.Induction Magnetique Tangentielle Par Rapport A La Position θ (Ur=100000)	54
Figure 24.Iii.5.Induction Magnetique Tangentielle Par Rapport A La Position (Ur =100000)	54
Figure 25.III.6.Couple De Detente Pour Ur=100000	55
Figure 26.III.7.Induction Magnetique Tangentielle Par Rapport A La Position θ (Ur=10)	55
Figure 27.III.8.Induction Magnetique Tangentielle Par Rapport A La Position θ (Ur=10)	56
Figure 28.III.9.Couple De Detente Pour Ur=10	56
Figure 29.III.10.Induction Pour Ur=10.....	57
Figure 30.III.11.Induction Due Aux Aimants Pour Ur=100000	579
Figure 31.III.12.Etoile De Phase	591
Figure 32.III.13.Force Magnetomotrice	591
Figure 33.III.14.Structure D'une Machine A 2paire De Poles Avec Bobinage Triphase.....	602
Figure 34.III.15.Induction Due Aux Courants Pour Ur =100000.....	62
Figure 35.III.17.Induction Due Aux Courants Pour Ur=10.....	613
Figure 36.III.18.Induction Courants Tangentielle Par Rapport A Position θ (Ur=100000)	61
Figure 37.III.19.Induction Du Courants Tangentielle Par Rapport A La Position θ (Ur=100000)	62
Figure 38.III.20.Induction Courants Tangentielle Par Rapport A La Position θ (Ur=10)	6264
Figure 39.III.21.Induction Des Courants Tangentielle Par Rapport A La Position θ (Ur=10)	63
Figure.40III.22.Représentation de la courbe B(H) du fer utilisé.....	66
Figure 41.III.23.Induction Courants Tangentielle Par La Methode Hybride.....	67
Figure42.III.24.Induction Des Courants Tangentielle (Saturation).....	68
Figure 43.III.25.induction courants tangentielle par la méthode hybride (saturation).....	67
Figure44.III.26.Induction des courants tangentielle (saturation).....	68

I.1.Introduction général

La machine à aimants permanents a connu une évolution fulgurante depuis le début des années 80. Ce succès est dû essentiellement à la disponibilité d'aimants permanents à grande densité d'énergie d'une part et au développement de l'électronique de puissance d'autre part. L'utilisation des aimants permanents comme inducteurs au niveau des machines électriques induisent plusieurs avantages significatifs tels que: la diminution des pertes par effet Joule, réduction de l'encombrement causé par les enroulements inducteurs, élimination du contact glissant dû aux balais et la réduction du bruit. L'apport le plus significatif les favorisant aux machines électriques conventionnelles est leur couple massique élevé, spécialement dans les applications industrielles exigeantes en encombrement et en puissance [YB07, MD89, MAH04, YB00].

Les apports importants des machines à aimants favorisent leur utilisation à des fins industrielles (industrie de pointe en particulier);l'étude de ce type de machines et la mise en place d'un modèle mathématique reproduisant leur fonctionnement est donc une tâche nécessaire. Les modèles analytiques des machines synchrones à aimants permanents développés durant les dernières années ont vite montré leurs limites quant à la prise en considération effective des phénomènes inhérents au fonctionnement de ces machines. Ils ne sont possibles que moyennant un bon nombre d'hypothèses simplificatrices liées à la linéarité des milieux, la simplicité des géométries...etc. [PH98, FSA91, ASY91, PR08].

La vulgarisation et le développement de l'outil informatique sont parmi les raisons qui ont projeté les méthodes numériques au-devant de la modélisation. L'une des méthodes utilisées à cette fin est la méthode des éléments finis. C'est une méthode puissante qui permet d'intégrer pratiquement tous les phénomènes inhérents au fonctionnement de ces machines tels le mouvement et la saturation [MAH04, SH85, ABS04, MRMF07, SK97].L'utilisation de la méthode des éléments finis conduit à la résolution de systèmes algébriques linéaires creux de grandes dimensions symétriques définis positifs. Cela pose le problème de stockage des matrices, ainsi que les coûts induits par la résolution [RSY01, DPO05].De plus, la prise en compte du mouvement induit constamment une modification des matrices, et la prise en compte de la saturation implique des calculs itératifs contraignants en coût .Les problèmes de stockage et de coût de résolution sont généralement résolus par l'adoption d'une méthode de renumérotation des nœuds du maillage [GP76, 16DCMTL99,YRN05, BITO08].

Dans la méthode des éléments finis, l'utilisation de la méthode de la bande de mouvement pour la prise en compte du mouvement conduit à la reconstruction des éléments. Dans ce travail nous avons modélisé et analysé le comportement d'une machine synchrone à aimant permanent par l'utilisation d'un logiciel élément finis à deux dimensions. Cette modélisation tient compte de la saturation du mouvement.

De la bande de mouvement, cette opération modifie la matrice de rigidité par augmentation de la largeur de bande et profil du système [SLLC92, BTIM07]. Une méthode de renumérotation efficace est donc nécessaire afin de minimiser la largeur de bande et le profil du système et donc la minimisation du temps de résolution. Dans notre étude, notre choix est porté sur une très récente méthode de renumérotation des nœuds d'un maillage donné dites méthode des positions géométriques [BITO08]. Elle est adaptée aux structures cylindriques creuses, dont le cas des machines électriques. Cette méthode elle s'adapte aisément aux méthodes de prise en compte du mouvement dans les machines électriques. L'application de cette méthode induit des temps de renumérotation très faible lors du mouvement en gardant un profil pratiquement constant avec le mouvement donc un gain en temps important. Notre travail consiste en la modélisation électromagnétique d'une machine à aimants permanents en régime statique et dynamique. Cette étude est faite dans le cas linéaire et non linéaire. La méthode utilisée pour la résolution non linéaire Le mouvement étant pris en compte par la méthode de la bande de roulement, l'application de la méthode des positions géométriques est donc une alternative forte intéressante du fait qu'elle est efficace et très adaptée. Les performances de cette méthode sont comparées à celles des méthodes de renumérotations classiques électromagnétiques (réductances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices.

Le second chapitre présente l'utilisation de la méthode hybride pour réaliser la modélisation numérique et de développer les outils nécessaires à la modélisation ainsi qu'un rappel sur les équations de Maxwell et la méthode de résolution des équations différentielles.

Dans le troisième et dernier chapitre, après la détermination détaillée du champ magnétique, nous passons à l'exploitation des résultats à travers la détermination du couple de détente et l'induction magnétique pour pouvoir déterminer les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent pour différents régimes dans la machine à aimants permanents étudiée. De plus, une comparaison des résultats obtenus par rapport à ceux obtenus avec un logiciel libre de calcul éléments finis FEMM (Finite Element Method Magnetics) est effectuée et la méthode hybride et surtout au point de saturation c.à.d. la forme non linéaire.

Chapitre I

I.2. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [1BRA09, A00].

Historiquement, le moteur à courant continu (M.C.C) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de son facilité de commande. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient [BRA09, A00].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes par rapport aux autres type de moteur, alors beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé aussi[BRA09, A00, B84].

Dans ce chapitre nous présenterons les différents types d'aimant ainsi que les principales structures des machines synchrones à aimant permanent et leur domaine d'application.

I.3. Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.1) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [BRA12, BRA89]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe

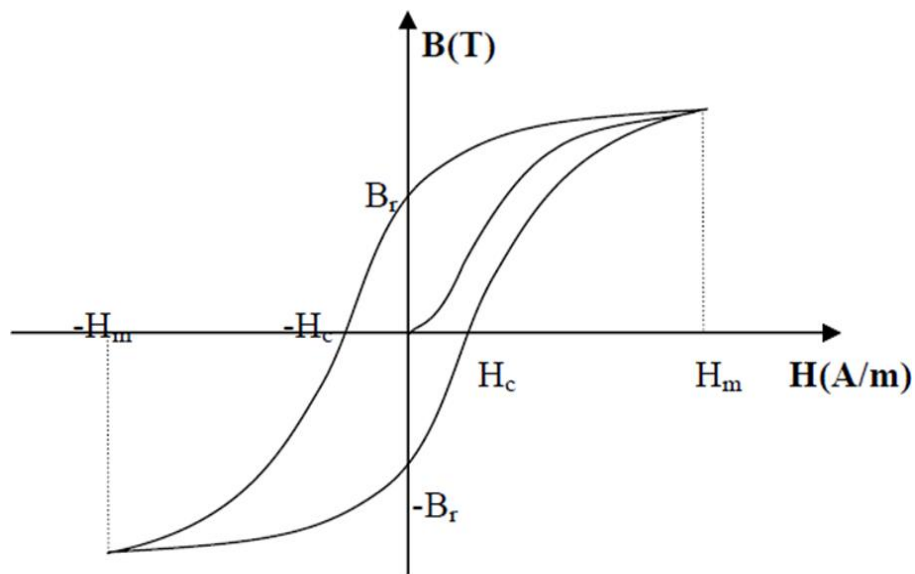


Figure 1.1. cycle d'hystérésis

I.4. Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I.2).

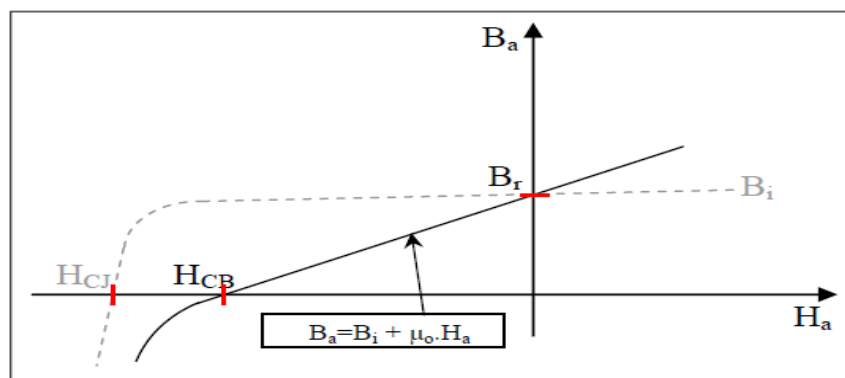


Figure 2.1. Courbe de désaimantation

I.5. applications industrielles ainsi ces paramètres sont:

- L'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- le champ coercitif, H_{CB} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- le champ coercitif de polarisation, H_{CJ} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie $(B \cdot H)_{\max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

I.6. Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [BRA12, BRA89]:

- **Les Alnico:** aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.
- **Les Ferrites:** aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

- **Les alliages métaux – terres rares:** ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l’alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d’énergie emmagasinée dans l’aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d’augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

Le choix de l’aimant est effectué en fonction de caractéristiques recherchées et du prix de l’aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d’aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.

Tableau 1.1.1.exemple de propriétés magnétique des aimants [BRA12, BRA09].

c Type D’aimants	Densité d’énergie (BH) max (kJ/ m3)	Induction rémanente Br. (T) à 25°C	Champ coercitif –HC (kA/m)	Température T max (°C)	Prix (€/kg)
NdFeB	200-380	1.2-1.5	900-2000	140-220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm2 Co17	180-240	1.05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1.1-1.3	130	550	45
Ferrites Strontium	27-35	0.3-04	250	250	6
Ferrites Baryum	8-30	0.2-04	170	100-240	4.5

I.7. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure I.3.

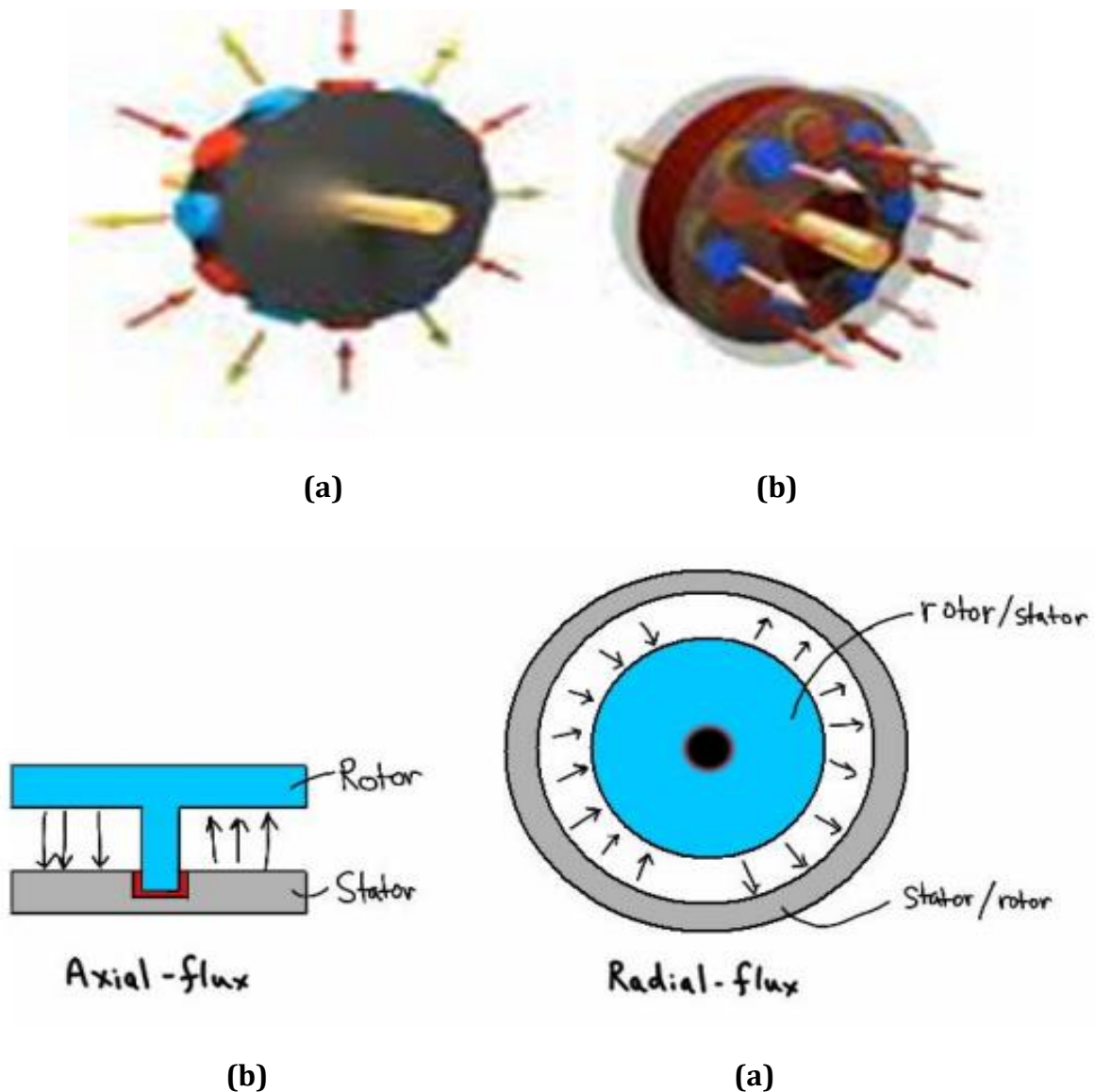
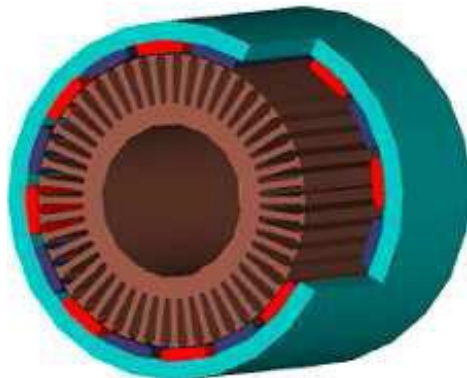
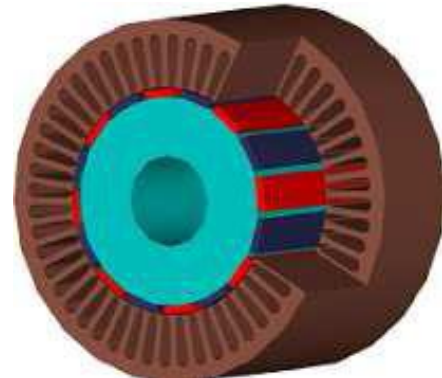


Figure 3.I. vue schématique des machines (a) à flux radial, (b) à flux axial.



(a) -rotor intérieur



(b) - rotor extérieur

Figure 4.I. Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe

I.8.Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.5). L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée. La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son

faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [BRA12 ,BRA08].

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

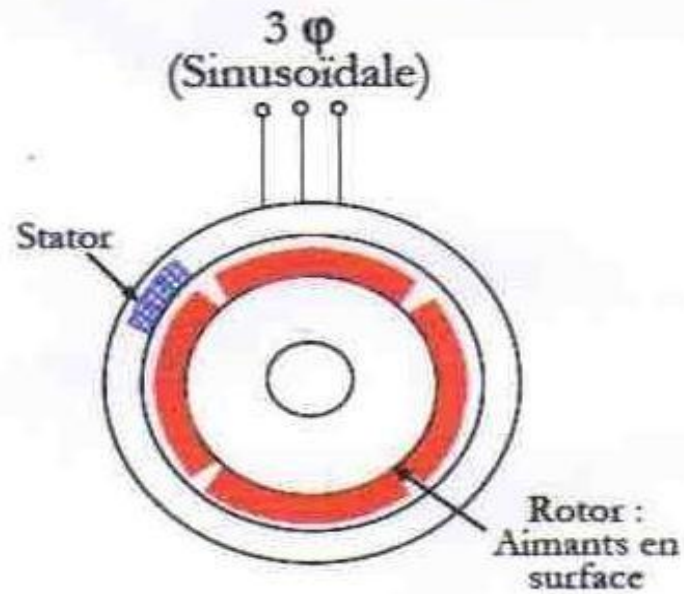
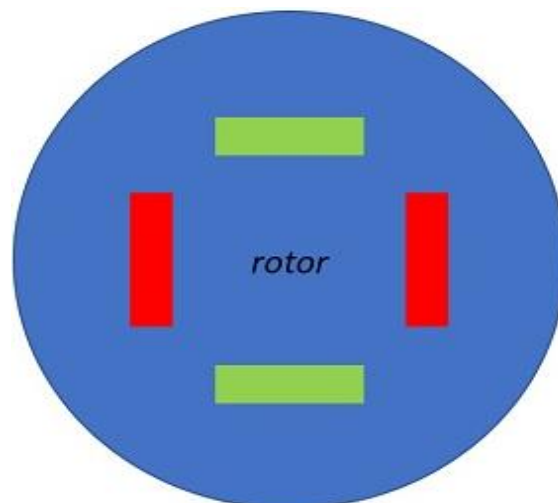


Figure 5.I. Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

I.9. Structures à aimant encastrés :

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (figure I.6). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [BRA12, BRA08, BRA06].



Aimants permanents encastrés

Figure 6.I. Structure à aimants encastrés

I.10. Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (voir Figure I.7), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique. L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer [BRA12, BRA08]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

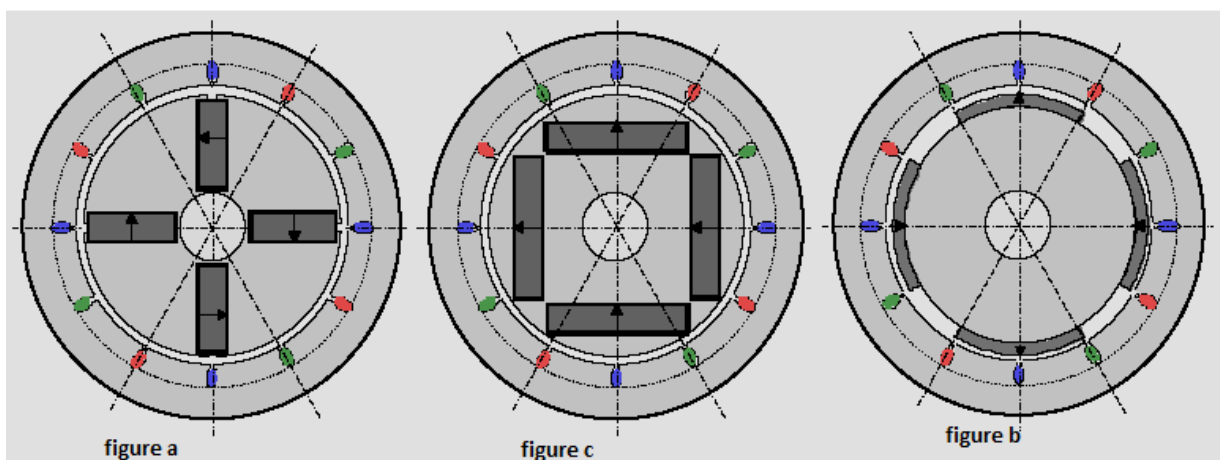


Figure 7.I. (a) avec concentration de flux, (b) structure classique (c) structure à aimant enterré.

I.11. Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales [BRA12, BRA08, BRA05]. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent: celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.8) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.9) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure

I.10). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [BRA12, BRA06].

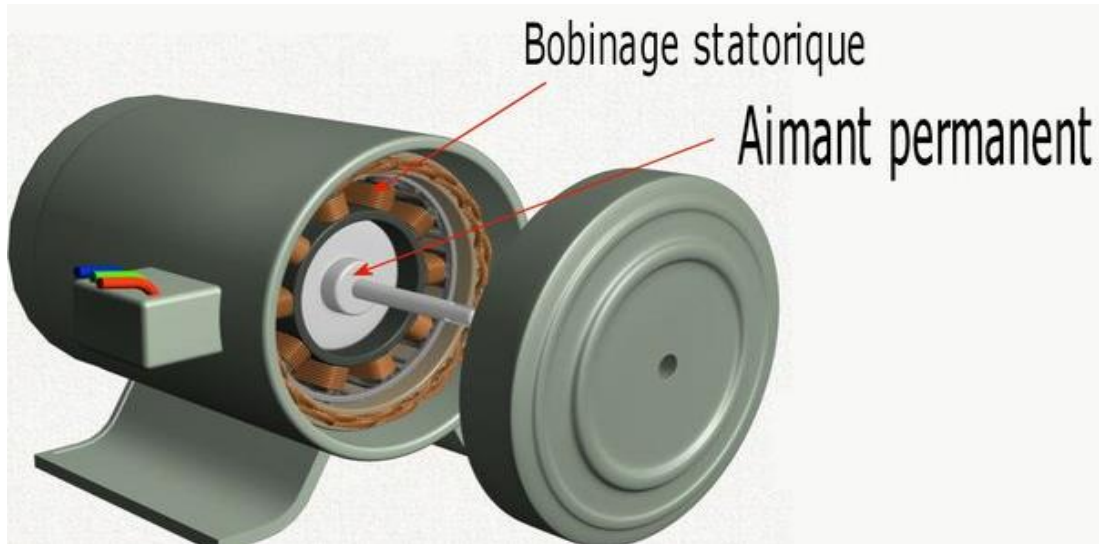


Figure 8.I. Structure a flux axial simple avec un rotor et un stator

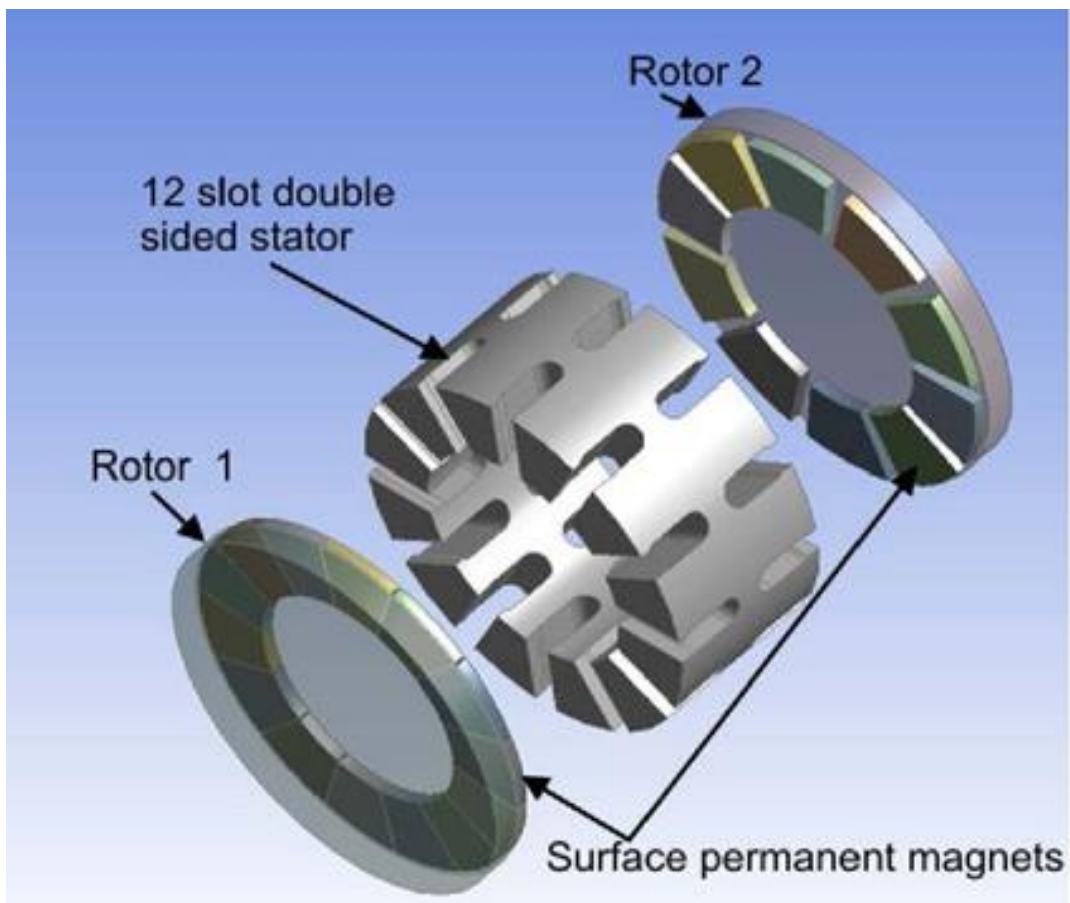


Figure 9.I. Structure a flux axial avec double rotor et un stator.

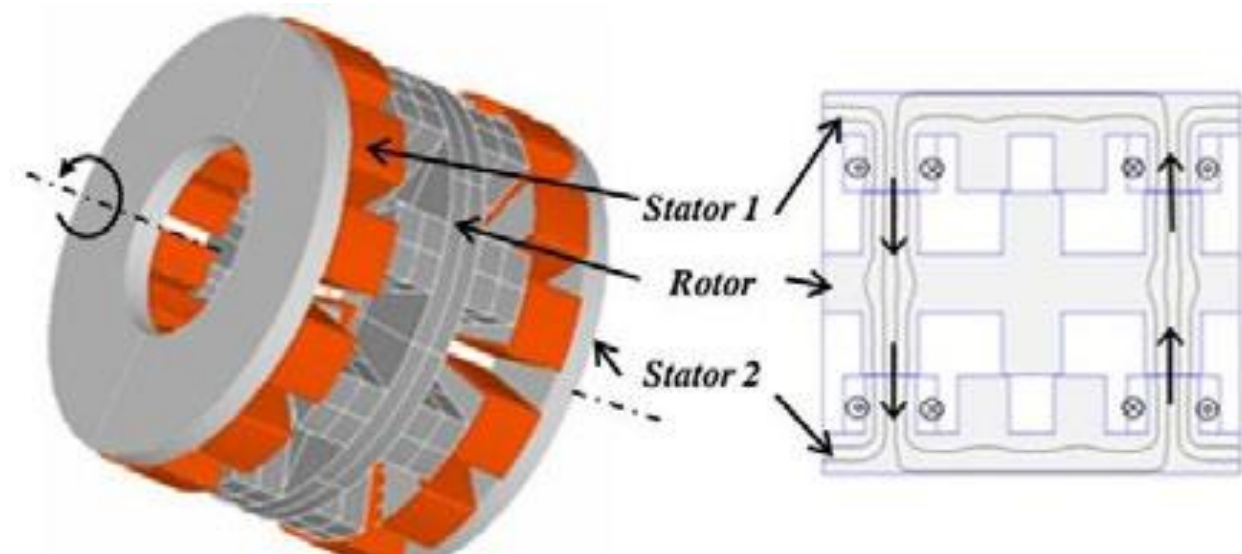


Figure 10.I. Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

I.12.Applications des machines synchrones à aimants permanents

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines-outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).

I.13.Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

Chapitre I – Généralités sur les machines à aimants permanents

- les machines synchrones à rotor bobiné
- les machines synchrones à réluctance
- les machines synchrones à aimants permanents.

Nous intéresserons plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé). La machine synchrone à aimant permanent est devenue compétitive par rapport à la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance.



Figure 11.I. Photographie de moteur à aimant en géométries cylindriques.

Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° .

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :

- rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

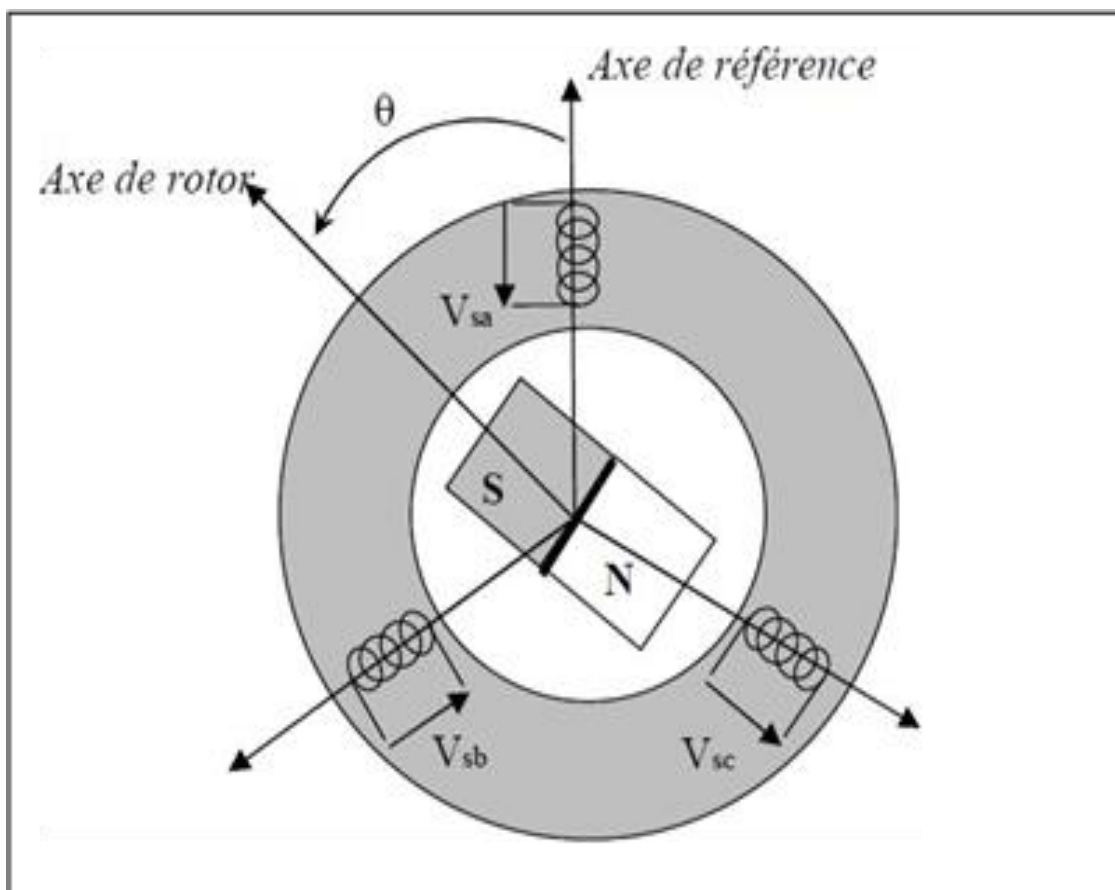


Figure 12.I. Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.

I.14. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une revue des principales structures des machines à aimants permanents existantes, ainsi que leur domaine d'application. La multitude des structures caractérisant ces machines, associée à la diversité des nuances d'aimants et à la régression relative du prix de revient des aimants permanents et surtout la constante évolution des techniques de commande augmentent leur intérêt, notamment avec tous les avantages qu'elles procurent (couple massique élevé, miniaturisation aisée, séparation du rotor et du stator...). Avec l'évolution du marché des aimants, ces machines peuvent surclasser les machines conventionnelles dans certaines applications, notamment la machine asynchrone connue pour sa robustesse et son moindre coût. La multiplicité des structures fait que la modélisation n'est pas une chose aisée. On a recours à une modélisation électromagnétique. Cette dernière repose en général sur des méthodes de discrétisation numérique. L'une des méthodes les plus utilisées en ce sens est la méthode des éléments finis. C'est une méthode puissante qui permet d'intégrer pratiquement tous les phénomènes inhérents au fonctionnement de ces machines.

Chapitre II

II.1. Introduction

Lorsqu'il s'agit de déterminer les paramètres (couple, induction,...) d'une machine synchrone à aimant permanent en situation de fonctionnement réel, les hypothèses du modèle simplifié. Le modèle triphasé représente le comportement électrique, il néglige les phénomènes magnétiques ou électriques tels que les courants de Foucault, la saturation magnétique et l'effet de la géométrie complexes (encoches, entrefer...). Dans ces conditions les approches numériques basées sur les méthodes des éléments finis en 2D restent à ce jour les plus fiables en prenant en compte la géométrie réelle de la machine et les non linéarité des matériaux. La considération du comportement électromagnétique local de la machine permet d'avoir une modélisation plus précise. La solution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques et la prise en considération des équations électriques représentant le circuit d'alimentation de la machine, permet de réduire les simplifications faites dans les modèles classiques et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine réelle.

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que :

- Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propre et mutuelle sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.
- La longueur de la machine est supposée infiniment grande pour que les effets d'extrémité soient négligeables

Dans ce chapitre, la modélisation est faite en deux dimensions 2D afin de réduire le temps de calcul ainsi que l'espace mémoire utilisé. Les effets d'extrémités et d'inclinaison d'encoche ont été négligés.

II.2. Modélisation électromagnétiques de la MSAP

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes les plus utilisées dans la modélisation électromagnétique des machines électriques tournantes [PMKV70, MNO 89]. Sa particularité réside dans le fait qu'elle permet d'intégrer diverses méthodes de prise en compte des phénomènes inhérents au fonctionnement de ces machines, tels les phénomènes de saturation magnétique, les couples pulsatoires dû à un entrefer variable ainsi que les mouvements relatifs des parties statorique et rotorique [R43].

Au profit des avantages qu'elles présentent, les machines à aimants permanents attirent l'attention des industriels et des chercheurs. De ce fait, dans ce présent chapitre, nous nous proposons d'appliquer la méthode des éléments finis à la modélisation des machines à aimants permanents dans le cas général ; puis de façon particulière à la machine à aimants permanents de type surfacique. En premier, l'étude porte sur le cas magnétique linéaire, ensuite la saturation est prise en compte par la méthode de Newton Raphson. Une comparaison des résultats obtenus par ces deux différents cas est effectuée. Un programme Fortran 90 est réalisé et appliqué de façon particulière à la machine à aimants permanents de type surfacique. Compte. Si l'on cherche une modélisation plus générale des machines électriques, il faut faire appel à la résolution simultanée des équations du champ dans la structure magnétique et des équations du circuit extérieure d'alimentation [JAN03, GD84]. Cette technique consiste à résoudre en pas à pas dans le temps, l'ensemble des équations aux dérivées partielles du champ électromagnétique et des équations intégral-différentielles des circuits électriques. La prise en compte des mouvements peut être alors effectuée en écrivant les équations du champ dans deux référentiels distincts respectivement liés à la partie fixe et à la partie mobile. La liaison entre ces deux référentiels est alors dans l'entrefer, régions magnétique, sans source et non conductrice [R43, GD84].

II.3. Equations de Maxwell dans le cadre de la magnétostatique

Les équations de Maxwell sont les équations de base traduisant les phénomènes électromagnétiques. Le but de la modélisation électromagnétique est essentiellement la détermination de grandeurs locales telles que le champ magnétique et les courants électriques.

La mise en œuvre d'un modèle mathématique d'équations aux dérivées partielles représentant et caractérisant un système d'étude repose sur les équations de Maxwell qui sont la base de l'électromagnétisme. L'objet de ce chapitre est d'établir à partir des équations de Maxwell les équations aux dérivées partielles régissant les phénomènes électromagnétiques dans la machine étudiée. La détermination du champ électromagnétique est d'un grand intérêt lors de la conception des machines électriques. En effet, le dimensionnement et l'évaluation d'une machine synchrone reposent sur la connaissance des inductions dont découle le calcul des efforts dans les conducteurs, des ampères-tours consommés dans les circuits magnétiques, des flux utiles, des flux de fuite, des réactances, etc. L'analyse de ces phénomènes électromagnétiques est basée sur la résolution des équations de Maxwell suivantes :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = J + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II-1})$$

$$\overrightarrow{\text{div}} \vec{B} = 0 \quad (\text{II-2})$$

où \vec{H} et \vec{B} sont respectivement le champ magnétique et l'induction magnétique, \vec{D} est l'induction électrique, J est la densité volumique de courant. Le modèle magnétostatique s'applique aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension sont indépendantes du temps et dans lesquels il n'y a aucune pièce en mouvement. C'est le cas des dispositifs statiques pour lesquels les champs sont créés par des aimants permanents. Dans ces conditions, on obtient la forme locale du théorème d'Ampère :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = J \quad (\text{II-3})$$

Cette relation signifie que la densité de courant est conservative :

$$\overrightarrow{\text{div}} \vec{J} = 0 \quad (\text{II-4})$$

Le comportement électrique et magnétique des différents milieux du domaine est pris en compte par les lois de comportement. Dans un problème d'électrotechnique, la conductivité électrique est généralement supposée constante ou nulle dans chaque milieu. On obtient alors une relation de la forme

$$\vec{J} = J_{source} + \sigma \vec{E} \quad (II-5)$$

Où σ, J_{source} sont respectivement la conductivité électrique et la densité volumique de charges électriques. Si on néglige le phénomène d'hystérésis du circuit magnétique, il est possible de représenter l'induction magnétique sous la forme :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (II-6)$$

Où μ_0 est la perméabilité de l'air et μ_r la perméabilité relative. Pour les matériaux ferromagnétiques, on peut utiliser des modèles relativement complexes qui tiennent en compte du phénomène d'hystérésis mais leur introduction dans des modèles numériques conduit à une augmentation du temps de calcul qui peut être acceptable en 2D mais qui devient exorbitant en 3D.

Dans le cas des matériaux durs (aimants permanents), le phénomène de rémanence est introduit, et on obtient une loi de la forme :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{M} \quad (II-7)$$

Où \vec{M} représente l'induction rémanente. Pour la plupart des aimants véritablement permanents, la perméabilité est considérée comme constante et proche de celle de l'air. Comme \vec{B} est un champ de vecteur à divergence nulle, l'induction magnétique dérive d'un potentiel vecteur magnétique tel que:

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (II-8)$$

La résolution des équations de Maxwell et des lois de comportement associées peut être obtenue en considérant les champs comme inconnues. Néanmoins, on préfère exprimer les champs magnétiques en fonction de potentiels qui peuvent être scalaires ou vectoriels. On peut calculer aisément l'induction magnétique \vec{B} si le potentiel vecteur magnétique \vec{A} est connu. Helmholtz (Le théorème de Helmholtz) a démontré qu'un vecteur ne peut être défini que si son rotationnel et sa divergence sont à la fois donnés [KAC55]. Dans ce cas, la Relation (II.8) ne suffit pas pour définir le vecteur \vec{A} ; il faut donc en plus définir sa divergence. Pour pallier ce problème, on utilise la jauge de Coulomb :

$$\overrightarrow{\text{div}} \vec{A} = 0 \quad (\text{II-9})$$

En tenant compte des Eqs (II.7), (II.8) et (II.9), on peut écrire :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = -J + \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \vec{M} \right) \quad (\text{II-10})$$

Pour chaque région, les inductions radiale et tangentielle s'expriment selon les relations suivantes :

$$B_r(r, \theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial \theta} \quad (\text{II-11})$$

$$B_\theta(r, \theta) = \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} \quad (\text{II-12})$$

II.4. Conditions aux limites

Quel que soit le degré de complexité des géométries des structures, on distingue deux types de conditions qui séparent deux domaines adjacents ; l'un selon la direction tangentielle et l'autre selon la direction radiale. La continuité de la composante normale est possible si deux domaines adjacents ont la même perméabilité relative. Il s'agit de la conservation du flux ou de la composante normale de l'induction magnétique lors du passage entre deux milieux adjacents. Le cas échéant la perméabilité relative du milieu sera introduite pour les

composantes radiale et tangentielle du champ magnétique entre deux domaines adjacents. Dans le cas des machines tournantes, deux cas peuvent se présenter selon le domaine d'étude figure.3.II.1.

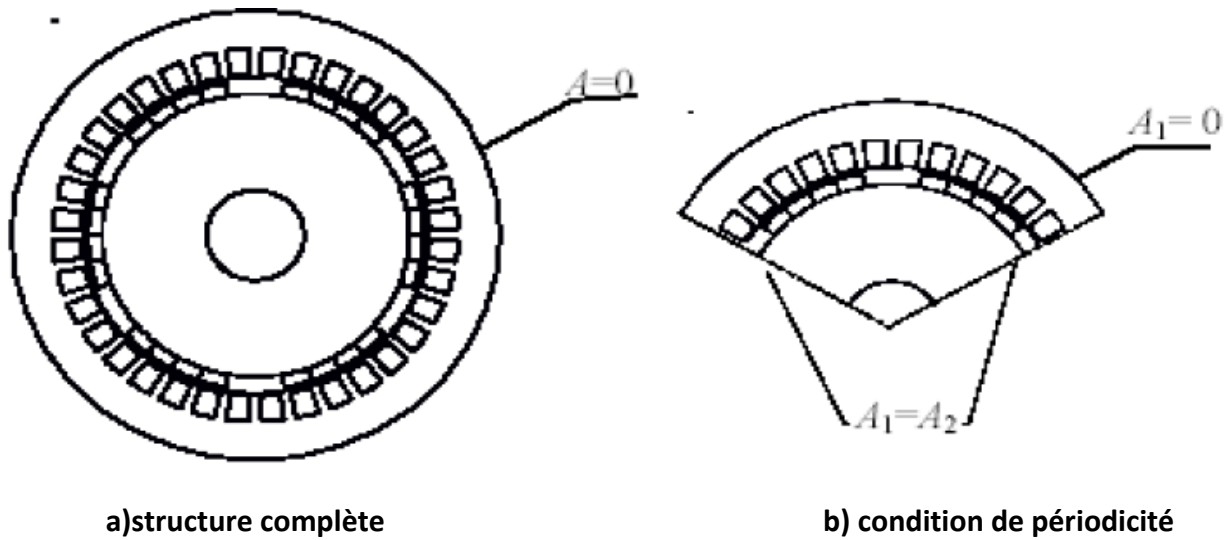


Figure 13.II.1. Conditions aux limites sur une machine tournante.

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 = \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 \quad (\text{II-13})$$

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \cdot \vec{H}_2 = \vec{J}_s \quad (\text{II-14})$$

Les conditions aux limites permettent de calculer les constantes des expressions des potentiels vecteurs établies dans chaque zone constitutive de la machine. Deux types de conditions aux limites peuvent être distingués : Conditions aux frontières du domaine d'étude de type « *Dirichlet* » ou de type « *Newman* » [PMVK70].

II.5. Définition du modèle de la machine synchrone à entrefer lisse à aimants biseautés montés sur la surface rotorique :

La machine étudiée est une machine synchrone constituée d'un rotor interne cylindrique comportant des aimants de forme biseautés à aimantation ortho-radiale et d'un stator encoché où le bobinage triphasé est réparti symétriquement à pas diamétral. La géométrie du moteur est paramétrée selon la Figure.14.II.2.

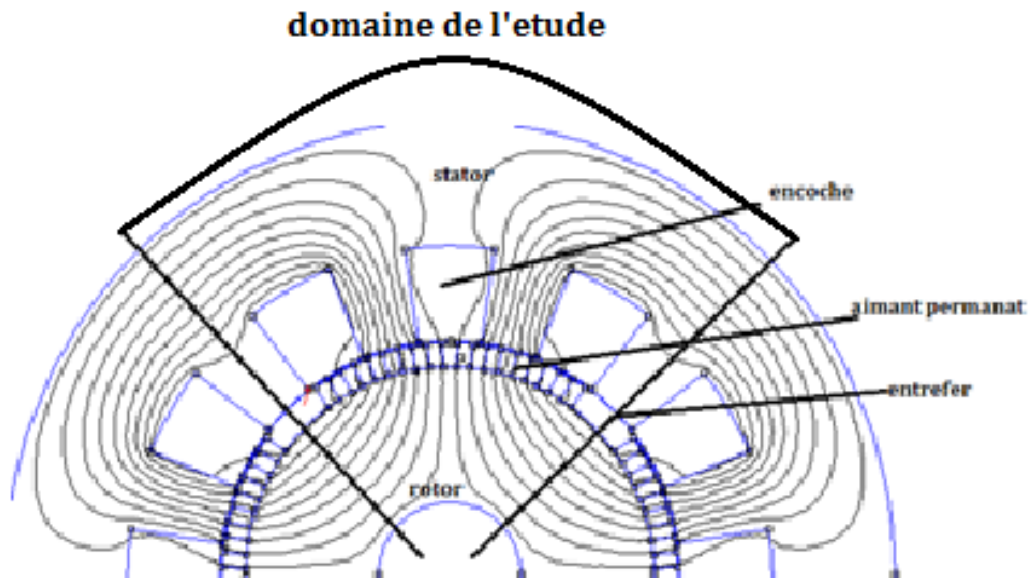


Figure 14.II.2. Machine étudiée

Le rotor possède $2p$ pôles identiques et symétriques par rapport à leurs axes. Tous les aimants ont la même épaisseur ; leurs intensités d’aimantation sont considérées constantes et leur perméabilité relative est supposée égale à l’unité. Le stator est séparé du rotor par un entrefer considéré constant et de faible épaisseur. Les encoches sont de type semi-ouvert et leurs parois sont supposées orthogonales.

La machine est décomposée en quatre zones selon la position angulaire mécanique (θ) et radiale (r) Tableau 2.II.1 :

Tableau 2.II.1.zones des machines étudiées.

Zone		Domaine	Perméabilité relative
1	$R_0 \leq r < R_1$	Aimants	1
2	$R_1 \leq r < R_2$	Entrefer	
3	$\theta_i - w/2 \leq \theta \leq \theta_i + w/2$ $R_2 \leq r < R_3$	Encoches	

II.6. Modélisation analytique par la résolution formelle des équations de

Maxwell

Notre modèle analytique est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell dans les régions à perméabilité uniforme généralement égale à l’unité. Pour se faire, on adopte la

méthode des sous domaines qui consiste à subdiviser la machine en plusieurs domaines. L'avantage de cette approche repose sur la précision parfaite des résultats, bien sûr, sous des hypothèses simplificatrices et des contraintes fixées.

II.7. Hypotheses adoptees

- La longueur de la machine est importante. L'étude du champ électromagnétique est considérée comme un problème bidimensionnel (2D) ce qui rend les effets de bord négligeables.
- L'hystérésis est négligeable.
- Les courants de Foucault dans le fer sont négligés.
- La caractéristique de la désaimantation de l'aimant est supposée linéaire.
- Les contraintes mécaniques et thermiques sont supposées constantes.

Pour résoudre l'Eq. (II.10), nous allons avoir recours à la méthode de séparation des variables. Elle exprime la solution comme une somme de séries de Fourier.

L'Equation (II.10), en coordonnées polaires, s'écrit ainsi :

$$\nabla^2 A = \frac{\partial^2 A(r, \theta)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A(r, \theta)}{\partial \theta^2} = -\mu_0 J + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right) \quad (\text{II-15})$$

où M_r , sont les composantes de l'aimantation rémanente \vec{M} de l'aimant.

On commence notre calcul au niveau de la zone présentant le calcul le plus simple et manquant de solutions particulières.

II.8. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'entrefer

Cette zone est limitée entre les rayons. $R_1 \leq r < R_2$, Figure. (II.6)

Puisqu'il n'y a aucune source magnétique ou/et électrique dans cette zone homogène, l'Eq. (II.15) devient :

$$\nabla^2 A^{\text{II}} = 0 \quad (\text{II-16})$$

En utilisant la méthode de séparation de variables, le potentiel vecteur magnétique peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{A}^{\text{II}}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{R}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}) \quad (\text{II-17})$$

Où (r) et (θ) sont des fonctions qui ne possèdent qu'une seule variable. En utilisant les Eqs. (II.16) et (II.17), et on obtient :

$$\mathbf{T} \cdot \mathbf{R}'' + \frac{1}{r} \mathbf{T} \cdot \mathbf{R}' + \frac{1}{r^2} \mathbf{T}'' \cdot \mathbf{R} = \mathbf{0} \quad (\text{II-18})$$

En multipliant l'Eq. (II.18) par $(r^2/T \cdot R)$ et en ajoutant le coefficient de séparation λ , on obtient :

$$r^2 \frac{\mathbf{R}''}{\mathbf{R}} + r \frac{\mathbf{R}'}{\mathbf{R}} = -\mathbf{T}'' \mathbf{T} = \quad (\text{II-19})$$

On peut maintenant séparer les fonctions R et T par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \mathbf{R}^2 \mathbf{R}'' + r \mathbf{R} - \lambda \mathbf{R} = \mathbf{0} & (\text{II-20}) \\ \mathbf{T}'' + \lambda \mathbf{T} = \mathbf{0} & (\text{II-21}) \end{cases}$$

Les deux dernières équations sont des équations homogènes de deuxième ordre ; les solutions peuvent être déterminées en appliquant le principe de Cauchy-Euler pour (II-20) et le principe de Sturm-Liouville pour (II-21).

Pour l'Eq. (II.20), elle est sous forme :

$$r^2 \frac{\partial^2 \mathbf{A}(r)}{\partial r^2} + a_1 r \frac{\partial \mathbf{A}(r)}{\partial r} + a_2 \mathbf{A}(r) = \mathbf{0} \quad (\text{II-22})$$

Avec $a_1=1$ et $a_2=-\lambda$.

Supposant que : $A(r)=a \cdot r^m$, on obtient :

$$\mathbf{m}(\mathbf{m} - \mathbf{1}) + \mathbf{m} - \lambda = \mathbf{0} \quad (\text{II-23})$$

Les solutions possibles de l'Eq. (II-23) dépendent de la valeur de λ . Ce dernier peut être positive, nul ou négatif. Pour résoudre notre problème, il nous faut tenir compte de tous les cas.

a) Si λ est nul (régime critique)

$$\begin{cases} \mathbf{R}(\mathbf{r}) = \mathbf{C}_{11}\mathbf{I}_n(\mathbf{r}) + \mathbf{C}_{12} & \text{(II-24)} \\ \mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{C}_{13}\boldsymbol{\theta} + \mathbf{C}_{14} & \text{(II-25)} \end{cases}$$

Sachant que le potentiel vecteur est une fonction périodique de période L :

$$\begin{cases} \mathbf{T}(\mathbf{0}) = \mathbf{T}(\mathbf{L}) & \text{(II-26)} \\ \mathbf{T}'(\mathbf{0}) = \mathbf{T}'(\mathbf{L}) & \text{(II-27)} \end{cases}$$

La solution finale de l'Eq. (II.25) est :

$$\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{1} \quad \text{(II-28)}$$

La fonction $T(\boldsymbol{\theta})$ est différente de zéro, donc λ est une valeur propre « Eigenvalues » :

$$\mathbf{A}_{\lambda=0}^{\text{II}}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{C}_{11}\mathbf{I}_n(\mathbf{r}) + \mathbf{C}_{12} \quad \text{(II-29)}$$

b) Si λ est négatif (régime apériodique)

Nous mettons $\lambda = -\mu^2$, avec $\mu > 0$

La solution des Eqs. (II.20) et (II.21) respectivement est sous la forme :

$$\begin{cases} \mathbf{R}(\mathbf{r}) = \mathbf{C}_{21}\sin(\boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{I}_n) + \mathbf{C}_{22} + \cos(\boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{I}_n(\mathbf{r})) & \text{(II-30)} \\ \mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{C}_{23}\mathbf{e}^{\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{C}_{24}\mathbf{e}^{-\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{\theta}} & \text{(II-31)} \end{cases}$$

Suivant les conditions initiales citées pour les Eqs. (II.26) et (II.27), les Eqs. (II.30) et (II.31) aboutissent aux fonctions non propres. Comme conséquence, cette phase n'est pas utile

c) Si λ est positif (régime pseudopériodique)

Nous supposons que $\lambda = \mu^2$, avec $\mu > 0$

$$\begin{cases} \mathbf{R}(\mathbf{r}) = \mathbf{C}_{31}\mathbf{r}^\mu + \mathbf{C}_{32}\mathbf{r}^{-\mu} & \text{(II-32)} \\ \mathbf{T}(\theta) = \mathbf{C}_{33}\cos(\mu\theta) + \mathbf{C}_{34}\sin(\mu\theta) & \text{(II-33)} \end{cases}$$

En appliquant les mêmes conditions que pour les Eqs. (II.26) et (II.27), on obtient :

$$\begin{cases} \mathbf{C}_{33}(1 - \cos(\mu L)) = \mathbf{C}_{34} \sin(\mu L) & \text{(II-34)} \\ \mathbf{C}_{34}(1 - \cos(\mu L)) = -\mathbf{C}_{33}\sin(\mu L) & \text{(II-35)} \end{cases}$$

Soit :

$$\mathbf{C}_{33} = -\frac{\mathbf{C}_{34}(1-\cos(\mu L))}{\sin(\mu L)} \quad \& \quad 2\mathbf{C}_{34}(1 - \cos(\mu L)) = 0 \quad \text{(II-36)}$$

Si $\mathbf{C}_{34} = 0$, elle satisfait l'Eq. (II.36), mais on va avoir $\mathbf{C}_{33} = 0$. Dans ces conditions $T(\theta)=0$, donc la fonction n'est pas propre. Cependant, si :

$$(1 - \cos(\mu L)) = 0 \Rightarrow \mu = 2\pi n/L' \quad (n = 1, 2, 3 \dots) \quad \text{(II-37)}$$

Les valeurs de n doivent être supérieures à 1 ; elles sont conditionnées par $\mu > 0$:

$$\mathbf{T}(\theta) = \mathbf{C}_{33}\cos\left(\frac{2\pi n}{L}\theta\right) + \mathbf{C}_{34}\sin\left(\frac{2\pi n}{L}\theta\right) \quad \text{(II-38)}$$

Si $L = 2\pi/p$

$$\begin{cases} \mathbf{R}(\mathbf{r}) = \mathbf{C}_{31}\mathbf{r}^{np} + \mathbf{C}_{32}\mathbf{r}^{-np} & \text{(II-39)} \\ \mathbf{T}(\theta) = \mathbf{C}_{33}\cos(np.\theta) + \mathbf{C}_{34}\sin(np.\theta) & \text{(II-40)} \end{cases}$$

L'expression du potentiel vecteur est la suivante :

$$\mathbf{A}_{\lambda>0}^{\text{II}}(\mathbf{r}, \theta) = (\mathbf{C}_{31}\mathbf{r}^{np} + \mathbf{C}_{32}\mathbf{r}^{-np}) \times (\mathbf{C}_{33}\cos(np.\theta) + \mathbf{C}_{34}\sin(np.\theta)) \quad \text{(II-41)}$$

Nous pouvons maintenant écrire l'expression semi finale du potentiel qui est la somme du potentiel indiquée par les Eqs. (II.29) et (II.41)

$$\begin{aligned}
 A^{\text{II}}(\mathbf{r}, \theta) = & C_1^{\text{II}} \ln(r) + C_2^{\text{II}} + \sum_{n=1}^{\infty} (C_3^{\text{II}} r^{np} + C_4^{\text{II}} r^{-np}) \times \sin(np \cdot \theta) \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} (C_5^{\text{II}} r^{np} + C_6^{\text{II}} r^{-np}) \times \cos(np \cdot \theta), r > 0
 \end{aligned}
 \tag{II-42}$$

Le potentiel vecteur au niveau de l'entrefer est une fonction alternative et périodique ce qui conduit à ce que sa valeur moyenne soit nulle sur sa période, donc, le terme continu est nul.

$$C_1^{\text{II}} \ln(r) + C_2^{\text{II}} = 0 \tag{II-43}$$

II.9. Solution du potentiel vecteur magnétique au niveau de l'aimant

Pour simplifier notre calcul, nous allons, dans cette partie, modéliser la forme classique RPM comme l'indique la Figure. (II.6) [KAC15]. Le principe du calcul est le même que celui effectué précédemment. L'écriture semi finale du potentiel au niveau de la zone (I) peut s'écrire comme suit :

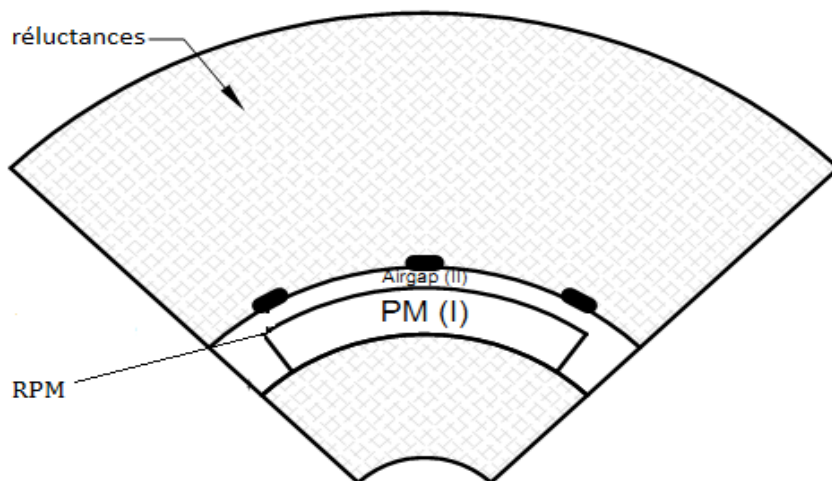


Figure 15.II.3. Différentes formes géométriques de l'aimant rotorique : RPM (barreaux rectangulaires aimantés radialement).

Si $np \neq 1$:

$$\begin{aligned} A^l(r, \theta) = & C_1^l \ln(r) + C_2^l + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_3^l r^{np} + C_4^l r^{-np} + \frac{M_{rsn}}{1 - np^2} r \right) \times \sin(np \cdot \theta) \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_5^l r^{np} + C_6^l r^{-np} + \frac{M_{rcn}}{1 - np^2} r \right) \times \cos(np \cdot \theta), r > 0 \end{aligned} \quad (\text{II-44})$$

Si $np=1$:

$$\begin{aligned} A^l(r, \theta) = & C_1^l \ln(r) + C_2^l + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_3^l r + C_4^l r^{-1} + \frac{M_{rsn}}{2} r \ln(r) \right) \times \sin(\theta) \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_5^l r + C_6^l r^{-1} + \frac{M_{rcn}}{2} r \ln(r) \right) \times \cos(\theta), r > 0 \end{aligned} \quad (\text{II-45})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} M_{rsn} = np \cdot M_{nr_2} - Mn\theta_1 \end{cases} \quad (\text{II-46})$$

$$\begin{cases} M_{rcn} = -(np \cdot M_{nr_1} + Mn\theta_2) \end{cases} \quad (\text{II-47})$$

Dans le cas d'une aimantation purement radiale :

$$\begin{cases} M_{rsn} = \frac{4B_{rm}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right) \sin\left(\frac{n\tau}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{II-48})$$

$$\begin{cases} M_{rcn} = \frac{4B_{rm}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right) \cos\left(\frac{n\tau}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{II-49})$$

B_{rm} , sont respectivement l'induction rémanente de l'aimant, le rapport arc polaire/pas polaire et l'écart entre la position de l'aimant et l'axe à l'origine.

Les aimantations radiale et tangentielle respectivement peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1}^{\infty} M_{nr1} \cos(np \cdot \theta) + M_{nr2} \sin(np \cdot \theta) \end{cases} \quad (\text{II-50})$$

$$\begin{cases} M_\theta = \sum_{n=1}^{\infty} M_{n\theta1} \cos(np \cdot \theta) + M_{n\theta2} \sin(np \cdot \theta) \end{cases} \quad (\text{II-51})$$

Si $np=1$:

$$A^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_3^I r + C_4^I r^{-1} + \frac{M_{rs1}}{2} r \ln(r) \right) \times \sin(\theta) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_5^I r + C_6^I r^{-1} + \frac{M_{rc1}}{2} r \ln(r) \right) \times \cos(\theta), r > 0 \quad (\text{II-59})$$

II.10. Calcul des constantes

Jusqu'à présent, nous avons écrit les conditions aux limites entre les différentes zones de la machine et du fer rotorique et statorique. Cela nous a permis de simplifier quelque peu les expressions des potentiels vecteurs magnétiques. Néanmoins, il reste des inconnues à déterminer pour connaître parfaitement l'état magnétique de la machine. Ces inconnues vont être déterminées en écrivant les conditions de continuités entre les différentes zones elles-mêmes. Nous allons ranger toutes les inconnues restantes dans un vecteur que nous appelons [X]. Ensuite, nous écrirons un système d'équations linéaires permettant de déterminer ce vecteur. La résolution de cette partie du problème sera obtenue numériquement. Les conditions de continuités sont :

a) Au niveau de $r=R_0$

$$H_{\theta}^I(R_0, \theta) = 0 \quad (\text{II-60})$$

b) Au niveau de $r=R_1$

$$B_r^I(R_1, \theta) = B_r^{II}(R_1, \theta) \quad (\text{II-61})$$

$$H_{\theta}^I(R_1, \theta) = H_{\theta}^{II}(R_1, \theta) \quad (\text{II-62})$$

c) Au niveau de $r = R_2$

$$B_r^{II}(R_2, \theta) = B_r^{III}(R_2, \theta) \quad (\text{II-63})$$

$$H_{\theta}^I(R_2, \theta) = H_{\theta}^{II}(R_2, \theta) \quad (\text{II-64})$$

Avec l'application de ces conditions aux limites, le problème de magnétostatique peut être résolu. Le système d'équations linéaires, permettant la détermination complète de toutes les inconnues composant le vecteur des inconnues $[X]$, peut être écrit sous la forme matricielle indiquée dans l'Eq. (II.65). La complexité des équations semble cependant être un frein à une résolution purement analytique [KAC12]. C'est la raison pour laquelle nous avons opté pour une résolution numérique. Celle-ci conduira à des temps de calculs plus importants qu'avec une solution analytique mais sera tout de même moins coûteuse qu'une résolution purement numérique de type éléments finis.

$$[A][X] = [B] \quad \text{(II-65)}$$

$[A]$ est la matrice topologique inversible dont les éléments dépendent de la géométrie de l'espace d'étude ; $[B]$ est le vecteur source dont les éléments dépendent de la répartition spatiale et des propriétés physiques des sources de champ magnétique (aimantation et densité de courant) et $[X]$ est le vecteur des inconnues qui correspondent aux coefficients du potentiel vecteur magnétique dans les différentes régions considérées de la machine.

Les dimensions du système constituent un point de discussion ; il dépend du nombre d'harmoniques ainsi que du nombre de zones actives de la machine où le nombre dominant est celui des couches de l'aimant. L'augmentation du nombre d'harmoniques considérés permet dans une certaine mesure d'augmenter la précision du calcul du champ magnétique. Cependant, au-delà d'un certain nombre d'harmoniques, le calcul devient mal conditionné et consomme un peu plus de temps surtout s'il s'agit d'une Étude paramétrique [KAC10]. Une fois que la précision des résultats est fixée, le calcul

Du potentiel vecteur magnétique est possible en tous points actifs de la machine. Le temps de calcul sera fonction de ces paramètres. Pour cela, le choix de la méthode de calcul numérique est primordial pour éviter de rencontrer un problème de mauvais conditionnement et d'instabilité du système.

Il existe deux grandes familles de méthodes de résolution :

a) Les méthodes directes qui permettent de résoudre le système soit par triangularisation ou soit par factorisation de la matrice $[A]$. Les principales méthodes sont :

Le pivot de Gauss.

- La factorisation LU.
- La factorisation de Cholesky.
- Les factorisations de Householder et QR.

Ces méthodes sont utilisées pour les matrices pleines et les petits systèmes.

b) Les méthodes itératives qui introduisent une notion de convergence vers la solution. Les principales méthodes sont :

- Méthode de Jacobi.
- Méthode de Gauss-Seidel.
- Méthode du gradient conjugué.

II.11. Prise en compte de la saturation

Comme le modèle analytique cité dans la première partie de ce chapitre II ne s'applique pas pour étudier le phénomène de saturation à cause de l'hypothèse qui impose que la perméabilité relative du circuit magnétique soit infinie. Nous allons exploiter d'autres méthodes pour analyser l'effet de la saturation sur le type de machines étudiées.

La méthode des éléments finis est très connue pour sa puissance de calcul numérique en 2D et en 3D. Elle permet de modéliser des phénomènes multi-physiques couplés.

Cependant, les paramètres optimaux d'un tel système électromécanique sont le point

Négatif de cette méthode à cause des itérations de calcul liées à la caractéristique magnétique $B(H)$. Une autre méthode dite hybride est considérée être l'une des méthodes efficaces pour

résoudre les équations du champ en statique et en dynamique dans les machines électriques à structures complexes [SAYG15, YMGYG15, SAG16]. Son principe est simple ; les géométries de la machine sont subdivisées en plusieurs domaines comme cela est indiqué dans la première partie de ce deuxième chapitre. Généralement, les zones les plus perméables au champ magnétique sont réservées pour les réseaux de perméances alors que les autres zones, comme l'entrefer ou les aimants, sont gardées pour la partie analytique.

II.12. Modélisation de la machine par la méthode hybride

Les performances de la machine peuvent être calculées en régime linéaire ou en régime saturé. Si nous supposons que la perméabilité est constante alors le flux obtenu par cette méthode est linéaire. Dans le cas où on tient compte de la caractéristique $B(H)$ des matériaux magnétiques de la machine, on arrive à déterminer la distribution du flux en régime saturé du circuit magnétique. La Figure 17.II.4 présente un réseau de ré reluctances associé au stator seulement.

- Le nombre et le pas de discrétisation, vertical ou horizontal, est choisi de telle sorte que les résultats ne présentent pas de fluctuations.
- Le pas de discrétisation n'est pas forcément constant ; il dépend des géométries de la machine et du niveau ou de la zone de simulation.

La méthode nodale est utilisée pour formuler le système d'équations du réseau de ré reluctances. Les inconnues du système d'équations du circuit généré sont les potentiels scalaires magnétiques dans chaque nœud. Pour un réseau élémentaire composé de quatre ré reluctances, comme l'indique la Figure 18.II.5.

Comme on peut étudier la machine dans deux formes linéaire et non linéaire on utilisant la méthode hybride et celle des éléments fini qui vas nous permettre d' arriver à déterminer la distribution du flux en régime saturé du circuit magnétique et même avant la saturation cela nous allons le voire dans le dernier chapitre ou bien le 3ème chapitre représenter dans les dernières figures.

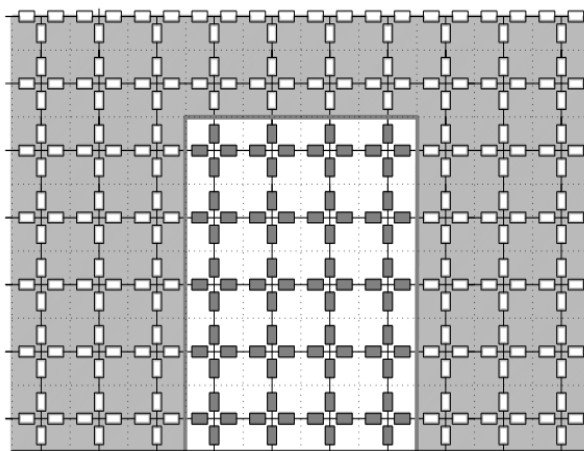


Figure 16.II.4. Maillage basé sur la méthode des réseaux de perméances (sans source magnétique ou électrique).

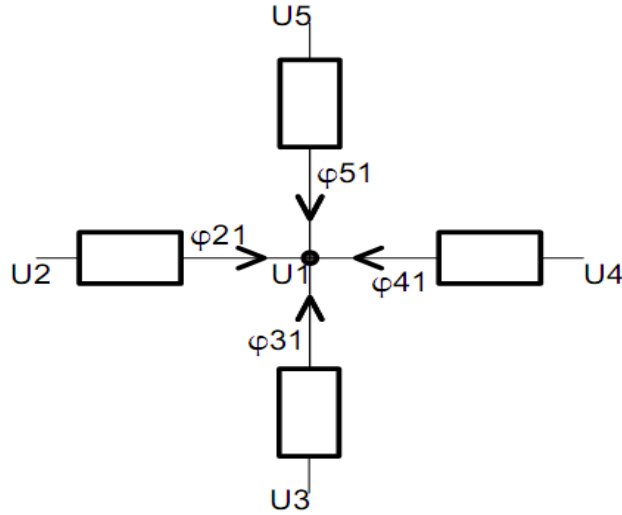


Figure 17.II.5. Elément de réluctance.

$$\sum_{\substack{j=a \\ i \neq j}}^b \varphi_{ij} = 0 \tag{II-66}$$

Où $j = [a b]$ est un intervalle regroupant toutes les perméances (généralement égal à 4) croisées avec le nœud (i).

$$U_i - U_j = -\mathfrak{R}_{ij} \varphi_{ij} = -\frac{1}{P_{ij}} \varphi_{ij} \tag{II-67}$$

$\mathfrak{R}_{ij}, P_{ij}$ Sont respectivement, la réluctance et la perméance entre les noeuds (i) et (j). Leurs expressions sont définies par leur perméabilité relative (μ_r), la longueur (L) et la section (S) :

$$\mathfrak{R}_{ij} = \frac{1}{P_{ij}} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{L}{S} \tag{II-68}$$

Nous pouvons généraliser le réseau sous la forme suivante :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^n P_{ij} \right) U_i - \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^n P_{ij} U_j = 0 \tag{II-69}$$

L'Equation (II.69) peut être appliquée à tous les nœuds sauf à ceux qui se trouvent au niveau de l'interface entre le stator et l'entrefer. Donc, la valeur de (i) peut être égale à

$(NL-1)$ où NL et NC représentent respectivement le nombre de nœuds dans une ligne et dans une colonne. Le système d'équations correspondant est exprimé en utilisant la formulation matricielle suivante :

$$[P][U] = [\varphi] \quad (\text{II-70})$$

$[P]$ est une matrice carrée $(m \times m)$; $[\varphi]$ est un vecteur de source de $(m \times 1)$ et $[U]$ est un vecteur de potentiels (les inconnues) à déterminer de $(m \times 1)$.

II.12. Méthode de couplage

Dans cette partie, l'utilisation du potentiel scalaire est indispensable pour combiner entre l'analyse analytique et celle numérique. La zone du rotor n'a pas besoin d'être discrétisée car celle-ci ne dispose pas de géométries complexes ou de sources électriques et/ou magnétiques ce qui empêche sa saturation magnétique. Nous pouvons considérer que la discrétisation n'est réservée qu'au niveau du stator.

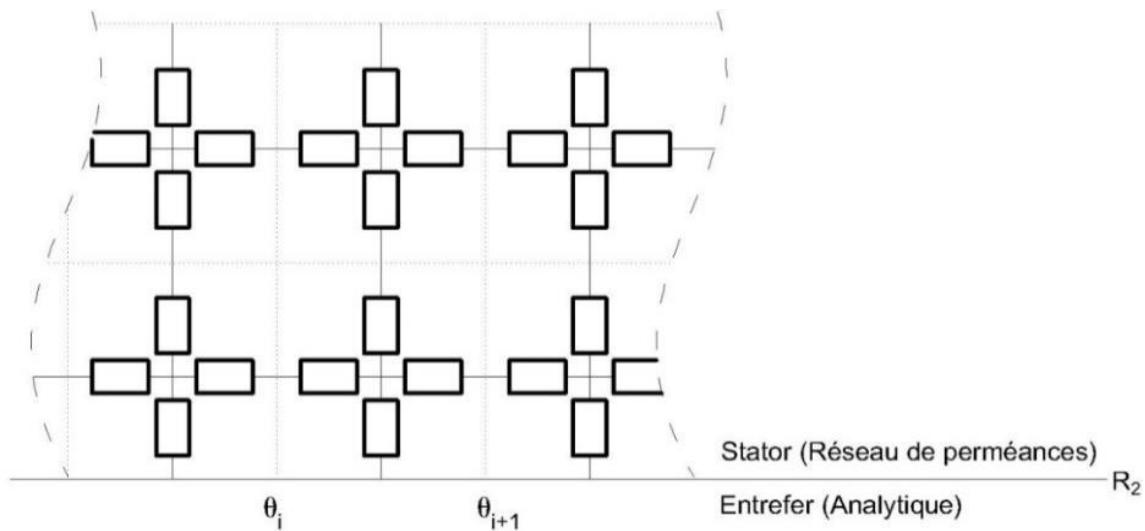


Figure 18.II.6. Couplage des deux méthodes au niveau du rayon interne du stator du côté de l'entrefer($r=R_2$)

Dans ces conditions, le couplage entre les deux modèles est obtenu en égalisant le potentiel scalaire magnétique au niveau du rayon d'alésage statorique et en calculant les flux entrants pour les nœuds à l'interface (Figure.16.II.4) en utilisant la composante radiale de l'induction obtenue par la méthode analytique

II.13. Identification de la matrice topologique [A] et du vecteur source [B]

Nous pouvons combiner entre les deux méthodes en rassemblant toutes les inconnues sous la forme suivante :

$$[A][X] = [B] \quad (\text{II-71})$$

où [X] est un vecteur des inconnues et [A] est une matrice regroupant tous les éléments qui dépendent de la forme géométrique de la machine au niveau des frontières entre les différentes régions et des propriétés magnétiques des différents matériaux utilisés et [B] est un vecteur source.

II.14. Calculs du couple la machine étudiée

Les décisions prises lors de la phase de pré dimensionnement impactent fortement sur tout le processus de développement des solutions imposées. Un nouveau cahier des charges nécessitant l'investigation de nouvelles structures de machines et la recherche de dimensionnements adaptés pouvant satisfaire les exigences et les spécificités techniques relatives aux performances à réaliser ainsi que les contraintes techniques à respecter. Le modèle analytique développé dans les parties précédentes de ce chapitre permet de fournir un environnement approprié pour la conception optimale des machines électriques ou même, de manière générale, d'un dispositif électrotechnique. La solution globale de la distribution du champ magnétique permet de prévoir la qualité des performances à travers le calcul des grandeurs globales (f.é.m., inductances propres et mutuelles, forces et couples à vide et en charge, pertes électromagnétiques...).

II.15. Calcul du couple de détente

vibrations ou du bruit acoustique indésirable dans l'arbre. On applique le tenseur des contraintes de Maxwell sur une surface cylindrique située au milieu de l'entrefer entourant le rotor. Son expression est donnée par :

$$CT(\theta) = \frac{R^2 L_u}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_r^{II}(r, \theta) \cdot B_\theta^{II}(r, \theta) \quad (\text{II-72})$$

ou R_0 sont respectivement le rayon situé au niveau de l'entrefer, la longueur utile de la machine et la perméabilité relative du vide.

II.16. Validation par éléments finis

Comme le problème est bidimensionnel, il est donc intéressant de valider, dans certaines conditions, les solutions du modèle analytique par un outil d'analyse numérique par éléments finis en utilisant le code FEMM. La solution du problème s'obtient par discrétisation en appliquant un maillage à l'ensemble des structures étudiées. Le domaine d'étude est recouvert de mailles et comporte un nombre défini de nœuds. Le potentiel en un nœud s'exprime en fonction des potentiels des nœuds voisins, des caractéristiques des milieux magnétiques environnants et des sources existantes.

Lors de la discrétisation, la précision du résultat dépend du nombre de points. La précision augmente avec la finesse du maillage. Cependant, la taille des matrices augmente aussi avec cette précision. Le choix du maillage résulte d'un compromis entre

La précision souhaitée et la durée du calcul qui dépend essentiellement de plusieurs facteurs :

- L'augmentation du nombre d'harmoniques considérés permet dans une certaine mesure d'augmenter la précision du calcul. Cependant, au-delà d'un certain nombre d'harmoniques, le calcul devient mal conditionné et consomme un peu plus de temps surtout s'il s'agit d'une étude paramétrique [RSY01].
- Choix de la structure à étudier soit en statique ou en dynamique.
- Le circuit magnétique est choisi en régime linéaire ou en régime de saturation.
- Contribution de l'outil informatique.

La résolution du système d'équations résultant de la discrétisation permet de déterminer l'ensemble des valeurs du potentiel magnétique aux nœuds du maillage. La solution obtenue avec un modèle par calcul du champ contient toutes les informations sur les caractéristiques du système électromagnétique. L'exploitation de ces informations permet de tracer des équipotentielles ou les lignes d'induction, la densité de courant et aussi de calculer des principales grandeurs physiques comme : l'induction, le flux, l'inductance et les efforts.

II.17. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté principalement les équations de Maxwell et les relations

de milieu, à partir de la combinaison de ces équations nous avons aboutis aux principaux modèles qui sont adaptés à l'étude de la machine synchrone à aimants permanents.

Au cours de ce chapitre, deux structures des aimants, classique et biseautée, ont été proposées pour modéliser une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface rotorique. La modélisation traitée est celle en 2D formulée en coordonnées polaires à partir des équations de Maxwell dans le cadre de la magnétostatique. Ces équations sont la base de tout modèle destiné au dimensionnement d'un système électromécanique car elles assurent la cohérence géométrique et physique des solutions. Elles permettent aussi d'imposer des contraintes structurelles ou autres.

Par la suite dans le 03ème chapitre on à utiliser la méthode analytique, qui permet de modéliser linéairement la distribution du potentiel vecteur dans toutes les zones homogènes, comme les aimants, l'entrefer et les encoches. La méthode analytique appliquée est une alternative à celle de Carter au niveau de l'entrefer à la méthode semi-analytique comme la transformation conforme. La deuxième méthode est une approche hybride qui permet de tenir compte de la saturation locale ou globale du circuit magnétique.

La modélisation électromagnétique basée sur le premier ou le deuxième modèle est générale dans le sens où elle est applicable à des machines synchrones multipolaires à aimants permanents montés en surface possédant une aimantation quelconque avec ou sans pièces polaires à rotor intérieur ou extérieur.

Chapitre III

III.1.Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. L'objectif de toute démarche est d'affiner le modèle en analysant avec précision les phénomènes magnétiques. On distingue souvent deux méthodes: analytique et par éléments finis (parfois une troisième approche consiste à coupler les deux méthodes hybride). La modélisation permet de s'affranchir de ces difficultés si l'on possède des modèles de machine électrique dédiés au diagnostic, c'est-à-dire des modèles de fonctionnement sains mais aussi des modèles de fonctionnement en présence de défaut. En effet, les méthodes de modélisation jouent actuellement un rôle important dans la capitalisation des connaissances de l'état de la machine, du procédé et de la caractérisation des défaillances. Il existe à ce jour plusieurs méthodes de modélisation adéquates comme la méthode des éléments finis, la méthode des réseaux de perméances ou des méthodes analytiques. Grâce à ces approches, il est possible de décrire le comportement de la machine.

III.2. Présentation de la machine étudiée

La machine étudiée est une machine triphasée à aimants permanents insérés au niveau du rotor. Son stator encoché porte un bobinage répartis régulièrement sur sa périphérie.

III.3.Présentation du logiciel FEMM

Pour que la méthode des éléments finis soit efficace dans les applications industrielles, il faut utiliser des programmes d'assistance de données et à l'interprétation des résultats. Les programmes sont compliqués, car ils doivent exécuter des opérations très divers ce qui a donné naissance à des programmes généraux qui sont à présent très répandue [SOF03].

Parmi ces programmes, on distingue le logiciel FEMM que nous adoptons pour la résolution du problème magnétique, vue sa disponibilité et sa facilité et rapidité de résolution. FEMM est une suite de programme pour résoudre des problèmes statiques et de basses fréquences en

magnétisme. Les programmes actuels s'adressent aux problèmes bidimensionnels dans les domaines cartésiens et asymétriques.

III.4. Paramètres de la machine

Les principales caractéristiques de la machine étudiée sont indiquées dans le Tableau (III.1). On commence par s'intéresser aux paramètres liés aux dimensions géométriques de la machine. Le dimensionnement de la machine est l'étude permettant de définir les caractéristiques/dimensions de la machine afin de répondre à des besoins bien spécifiques. La force magnétomotrice au niveau de l'entrefer est calculée afin de s'assurer que le champ antagoniste n'atteigne pas des valeurs provoquant une démagnétisation irréversible des aimants [S11].

Tableau 3.III.1.caractéristique du type de machine étudiées [DOG11]

Dénomination	Désignation	valeur[<i>unité</i>]
Aimantation rémanent des aimants de types $N_d F_e B$	B_r	1.28 [T]
Perméabilité des aimants	μ_r	1
Nombres d'encoches statorique	Q_s	12
Ouverture de l'isthme d'encoche	w	16°
Nombres de paires de pôles	p	2
Rayon interne du fer rotorique	R_m	20.00 [mm]
Rayon externe du fer rotorique	R_0	57.5 [mm]
Rayon d'alésage	R_2	64.65 [mm]
Rayon externe de la machine	R_3	125.00 [mm]
Hauteur des encoches	H_e	26.00 [mm]
Longueur active	L_u	150.00 [mm]
Epaisseur des aimants	e_a	06.50 [mm]
Epaisseur de l'entrefer	e	00.65 [mm]

III.5. Maillage de la MSAP :

Le maillage dans l'entrefer doit être bien réglé, Car on doit étudier la variation des grandeurs électromagnétiques et mécaniques en fonction de la position du rotor afin d'avoir les caractéristiques de la machine modélisée, on fait tourner d'un angle quelconque le rotor, cependant au fur et mesure que l'angle de déplacement augmente, la distorsion des éléments de la région de l'entrefer (la bande de roulement) augmente aussi, ce qui provoque des difficultés d'ordre numérique donc le maillage de la région de l'entrefer doit être régulier (la méthode des éléments finis donne de bons résultats avec des éléments réguliers). l'utilisation de la bande de roulement, une fonction du logiciel Maple, nous a permis de considérer la rotation du rotor en étude magnéto-évolutive sans pour autant effectuer un nouveau maillage de la machine à chaque position du rotor.

III.6. La géométrie et le maillage de la MSAP :

La figure III.3.2 représente le modèle géométrique transversal de la MSAP. Présente répartition des lignes de champ dans la machine En fonctionnement à vide (aimants seuls)

III.7. Machine synchrone à aimants permanents : est celle donnée par la figure (20III.1) La figure (21.III.2) montre les lignes iso valeurs du potentiel vecteur magnétique où apparaissent les quatre pôles de la MSAP. La figure (30.III.11) représente la distribution de l'induction magnétique où la valeur maximale de l'induction magnétique.

Le tracé de la géométrie d'étude a été réalisé à l'aide d'un logiciel f.e.m.m (Finite Element Method Magnetics) version 4.2, ce logiciel présente une interface de dessin facile à manipuler, permet d'effectuer des maillages de type Delaunay sur les structures dessinées et créer des fichiers de données des maillages accessibles aux utilisateurs. [S11]

Le maillage effectué de la géométrie est donnée par la figure (21.III.2) est triangulaire, réalisé automatiquement en utilisant le logiciel f.e.m.m, le nombre de noeuds et des éléments sont respectivement (142787), (285275).

Le Maillage de la MSAP : comporte 142787 noeuds et 285275 éléments

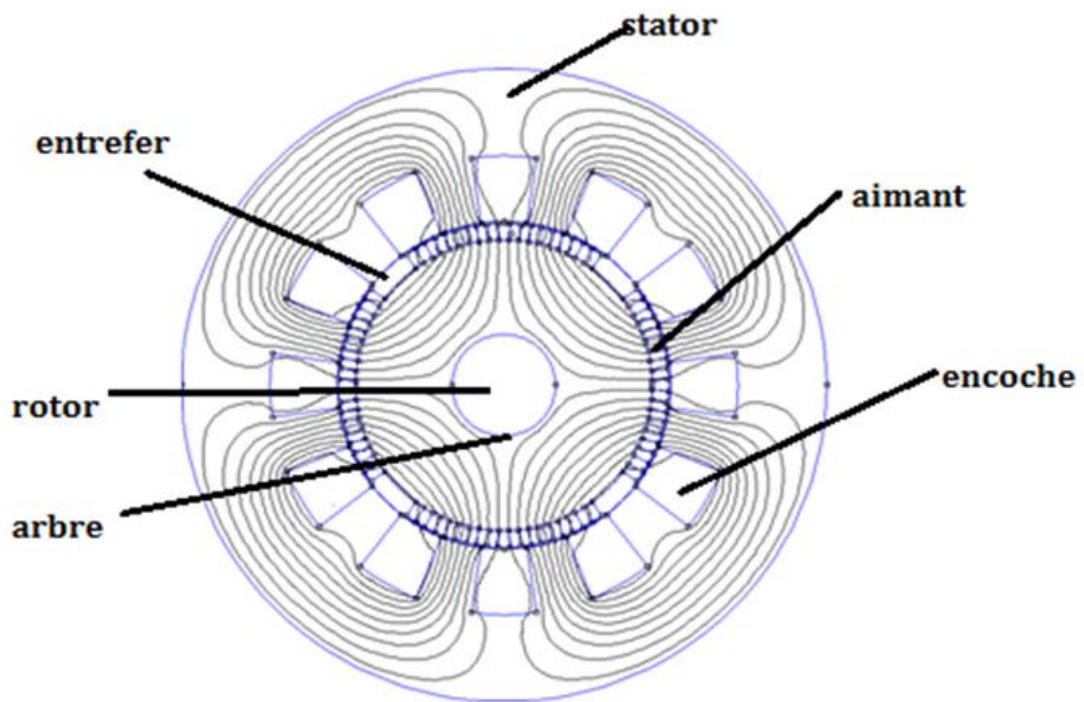


Figure 19.III.1. Cartographie des lignes d'induction à vide

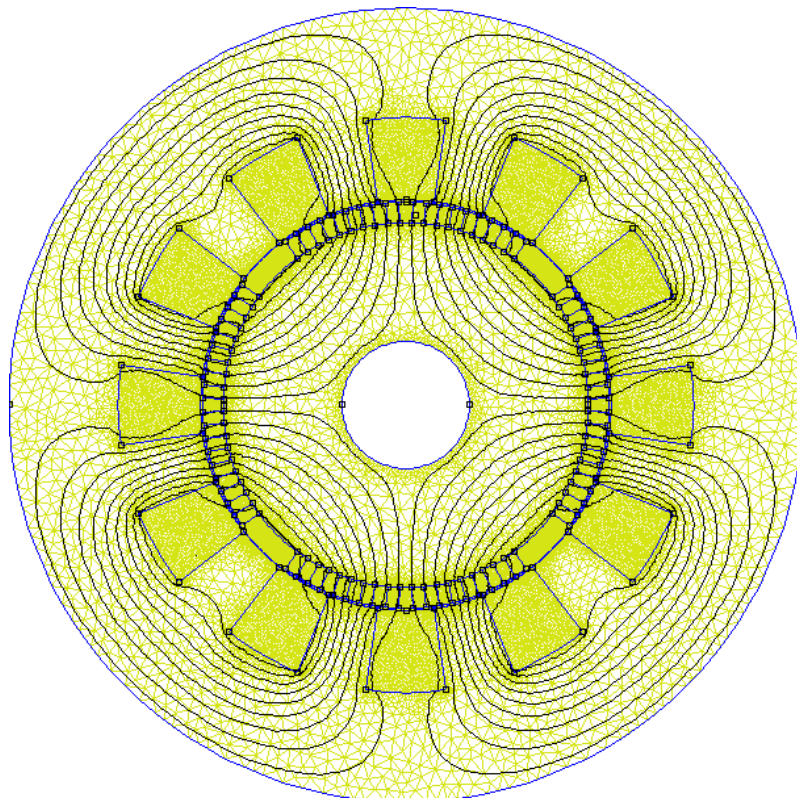


Figure 20.III.2. Maillage 2-D de la MSAP (142787 nœuds et 285275 éléments)

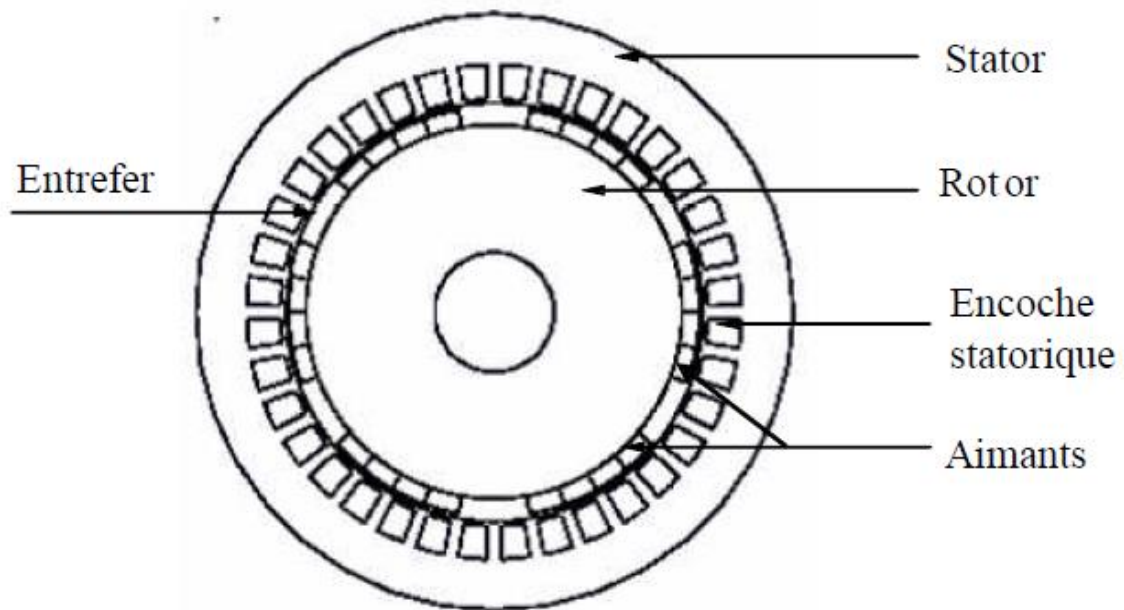


Figure 21.III.3. Structure de la machine étudiée.

III.8. Répartition de l'induction au niveau de la surface des aimant :

On remarque que la composante radiale de l'induction présente une allure proche d'une forme périodique, avec une amplitude pratiquement constante. Les valeurs d'amplitude sont proches de celles trouvées au niveau du rayon d'alésage. L'induction dans l'entrefer mécanique peut donc être considérée constante.

Le calcul analytique des machines à aimants permanents présente des expressions simples pour le champ. La répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par les dimensions (hauteur, ouverture d'angle et épaisseur d'entrefer) des aimants.

Nous étudions dans ce qui suit l'influence des paramètres directs intervenant dans le dimensionnement des aimants dans le prototype étudié en faisant varier successivement: l'aimant chaque angle et simulé a chaque fois et voir les résultats, avec la méthode des éléments fini et la méthode hybride. Les résultats sont présentés dans les figures qui suivent.

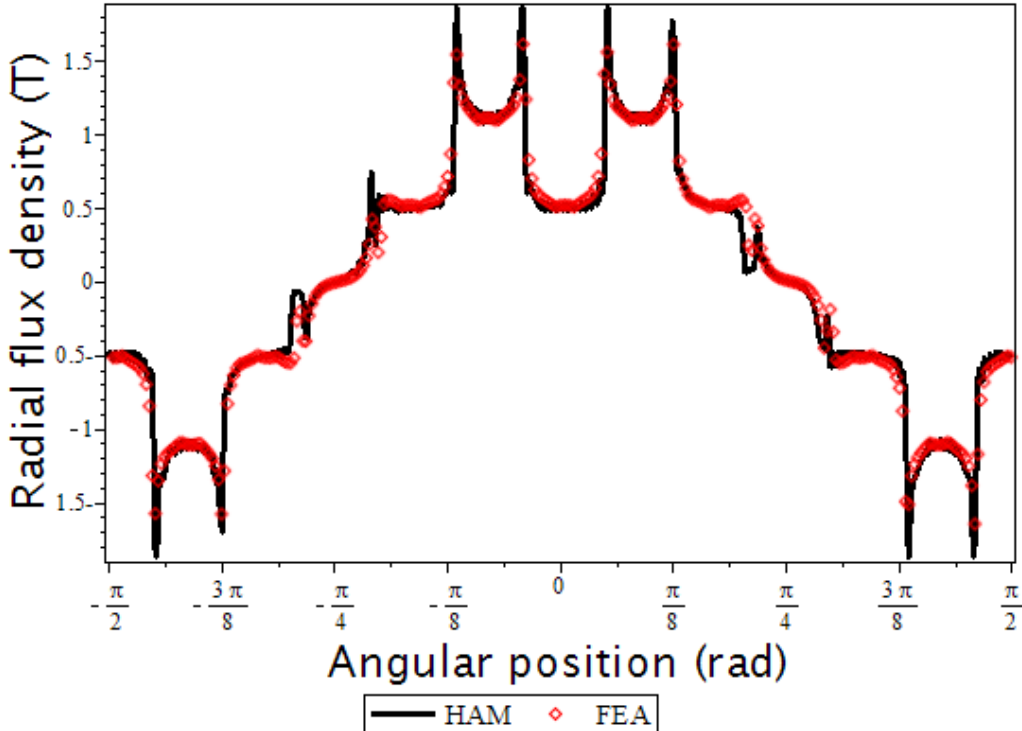


Figure 22.III.4. Induction magnétique radiale par rapport a la position θ ($ur=100000$)

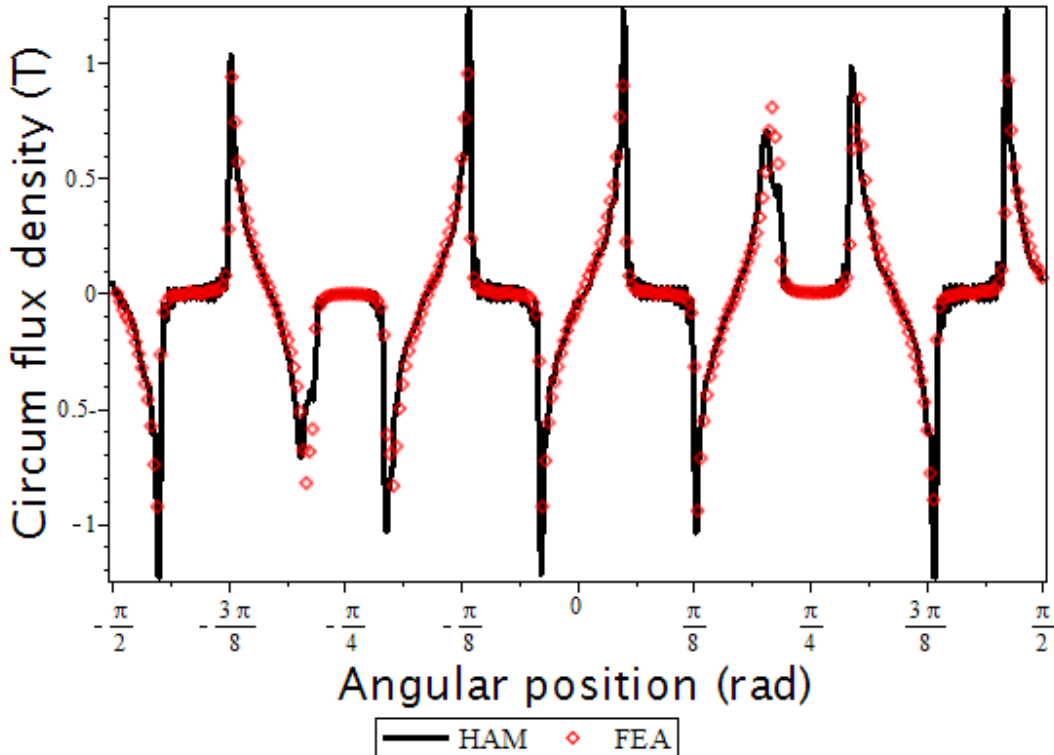


Figure 23.III.5. Induction magnétique tangentielle par rapport a la position ($ur = 100000$)

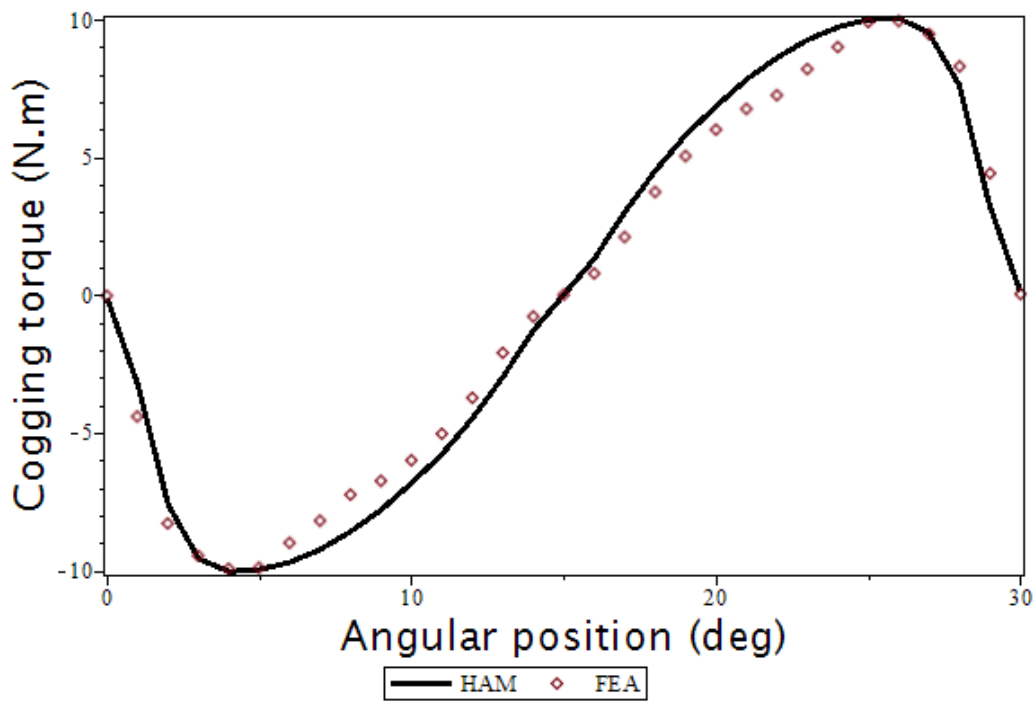


Figure 24.III.6. Couple de détente pour $ur=100000$

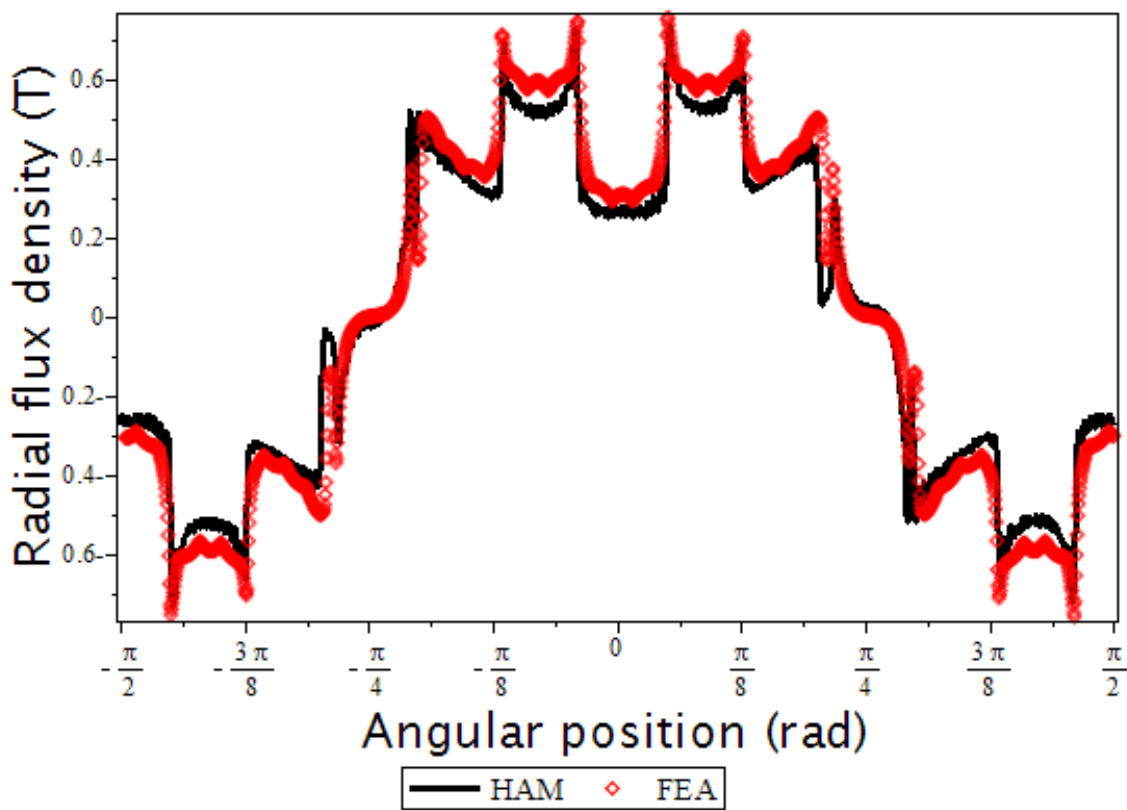


Figure 25.III.7. Induction magnétique radiale par rapport à la position θ ($ur=10$)

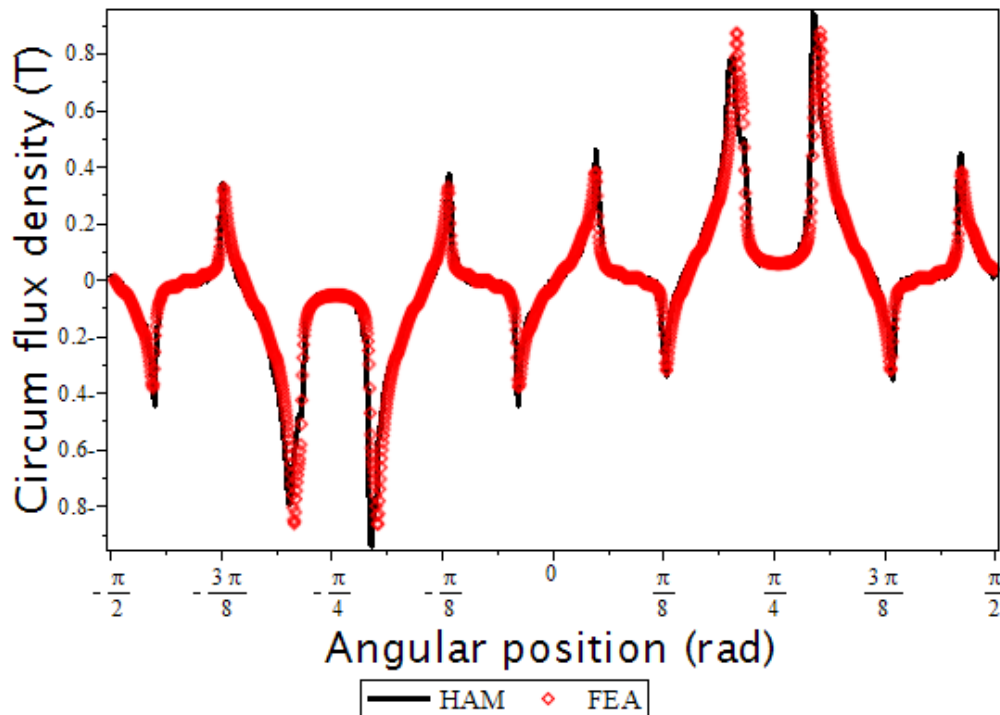


Figure 26.III.8. Induction magnétique tangentielle par rapport à la position θ ($ur=10$)

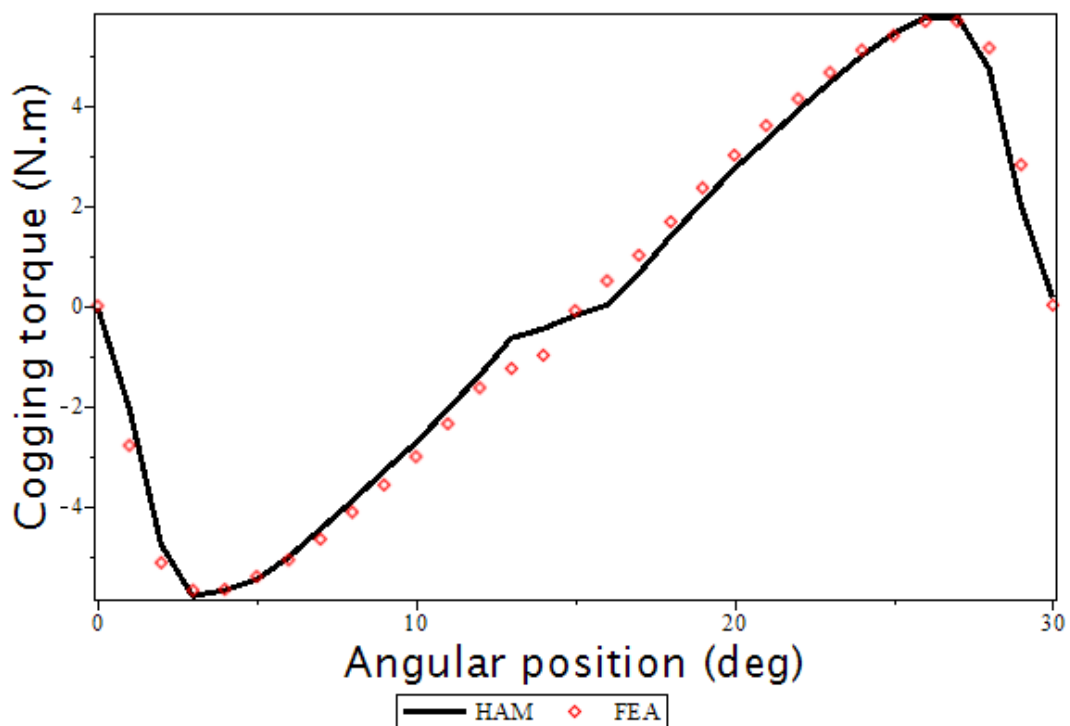


Figure 27.III.9. Couple de détente pour $ur=10$

La figure (28.III.9.) montre l'allure du couple électromagnétique statique de la MSAP avec la méthode hybride.

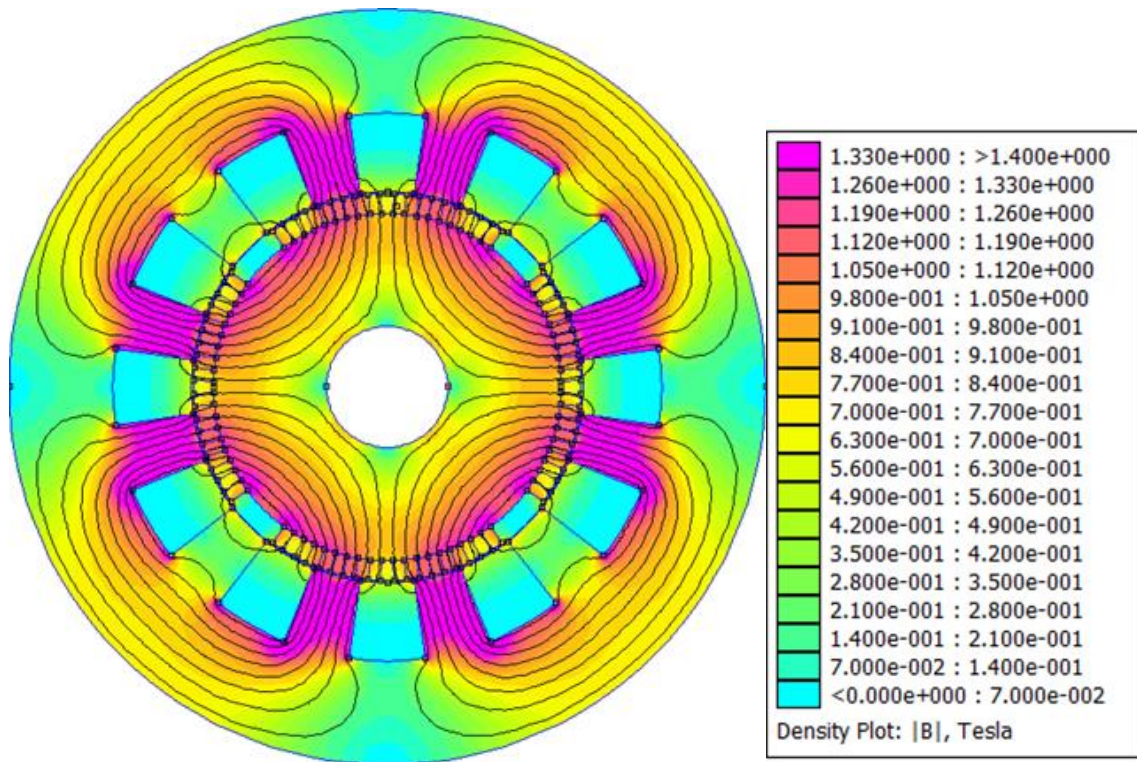


Figure 28.III.10. Induction pour $ur=10$

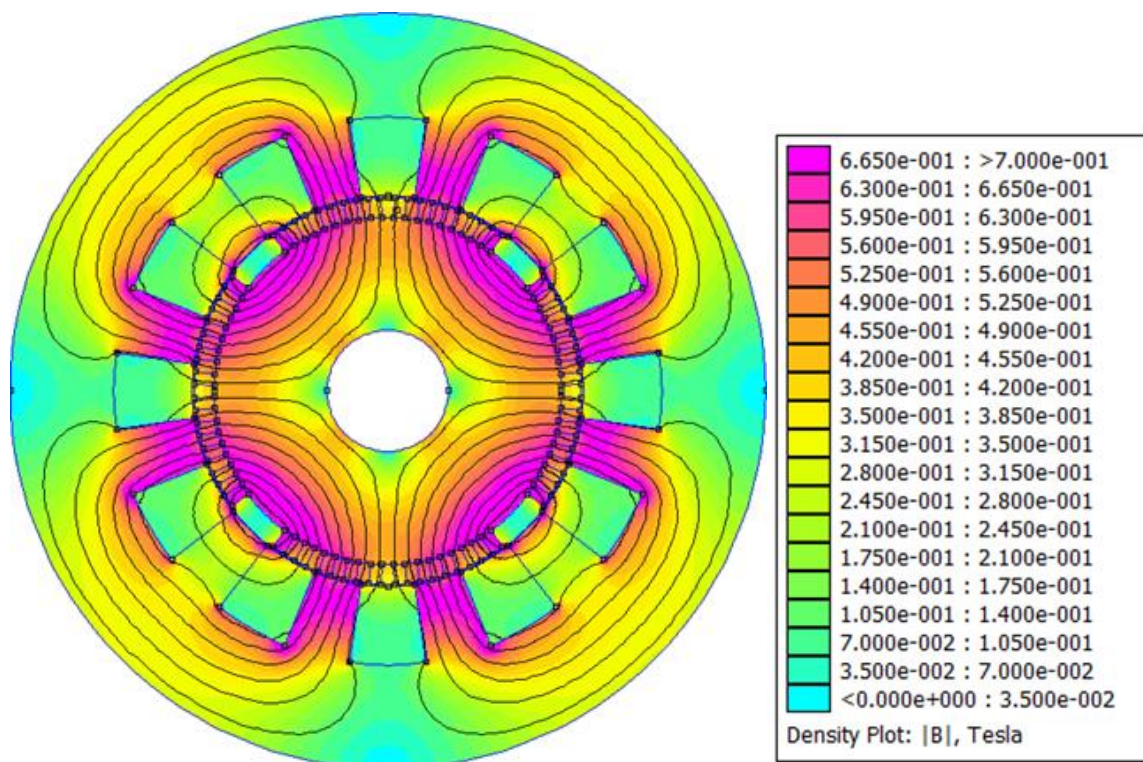


Figure 29.III.11. Induction due aux aimants pour $ur=100000$

III.9. Interprétation :

a- L'influence de l'aimant sur lignes du champ: La répartition des lignes du champ dû aux aimants seuls sont uniformes pour chaque pôle magnétique pour les aimants permanents à travers toute la structure. Les lignes de champ ne pénètrent pas dans les encoches, cela est dû au fait que les encoches sont en cuivre qui ont une perméabilité faible, cela engendre une diminution de flux.

b- L'influence de l'aimant sur l'induction : Nous constatons que la nature de l'aimant influe sur l'induction magnétique de la machine pour cause des différences entre les valeurs de l'induction rémanente de chaque type d'aimants. Plus l'induction rémanente est grande, plus la valeur maximale de l'induction augmente.

III.10. Méthode du bobinage par « étoile des phases »

Pour procéder au bobinage de leurs machines, les ingénieurs doivent choisir les encoches adéquates pour chaque bobine et pour chaque phase. Ce choix peut être réalisé grâce à la méthodologie bien connue et prenant pour base l' « étoile de phases » (Star of slots) [BIAA06], [BIAB06], [CHE10], [PER07], [DOG11]. En fait, l'étoile des phases représente les vecteurs du fondamental électrique du fém. induite dans chaque encoche. Egalement, pour chaque bobine, nous disposons d'un conducteur allé et d'un conducteur retour. Etant donné que ces deux conducteurs sont toujours espacés d'un angle fixe connu, nous pouvons nous contenter de représenter un seul conducteur afin de faciliter la lisibilité de l'étoile des encoches. Ainsi, les conducteurs choisis à partir de l'étoile des encoches seront placés, par exemple, dans la première couche du bobinage.

$Z=12$ encoches, $2P=4$ (04poles), $3\emptyset$ phases

$q = \frac{z}{2pm}$ Nombre d'encoches par pole et par phase

$q = \frac{12}{4*3} = 1$ (Pas diamétral) entier

En utilisant l'étoile de phase

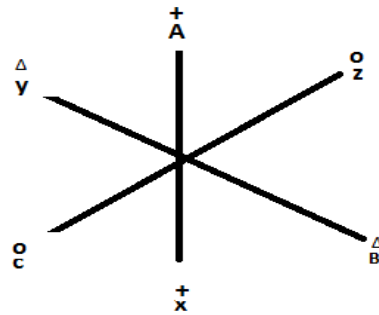


Figure 30.III.12.etoile de phase

Bobinage en simple couche sur un pôle.

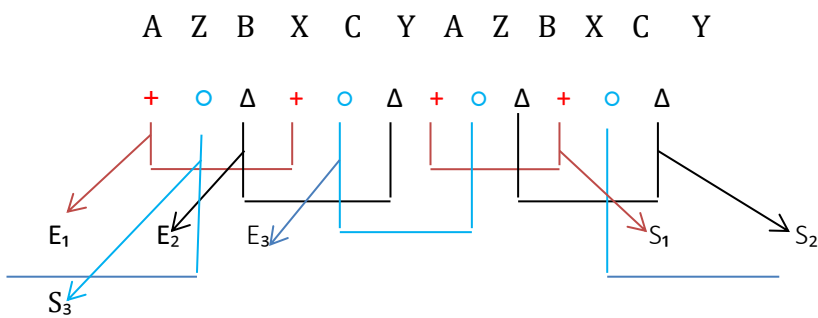


Tableau 4.III.2. Courants entrés et courants sortie

Courants entrés	courants sortie
A=+	X=-
B=-	Y=+
C=0	Z=0

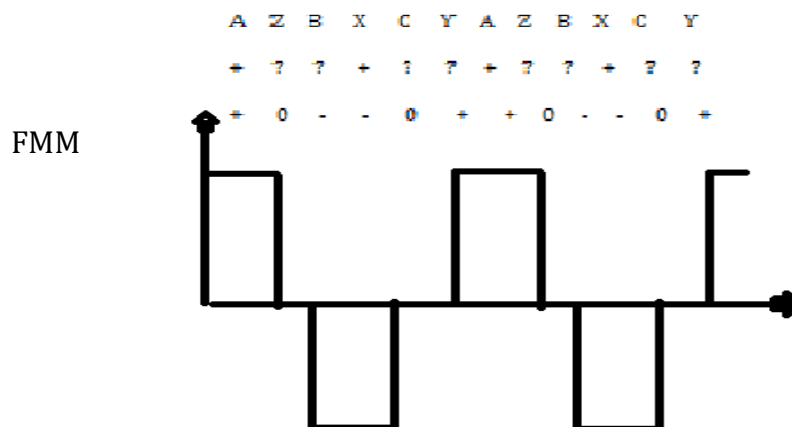


Figure 31.III.13. Force magnétomotrice

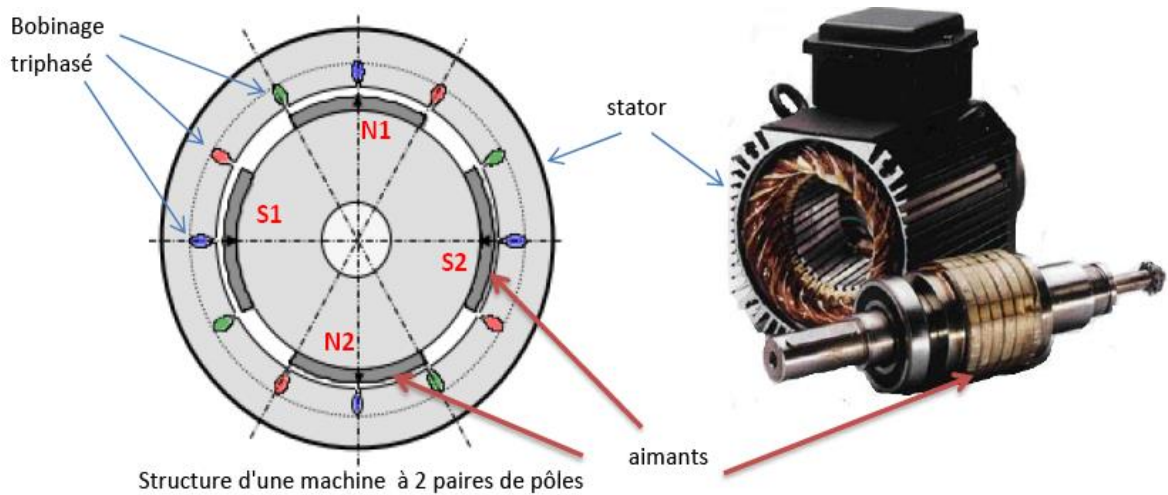


Figure 32.III.14. Structure d'une machine à 2 paire de pôles avec bobinage triphasé.

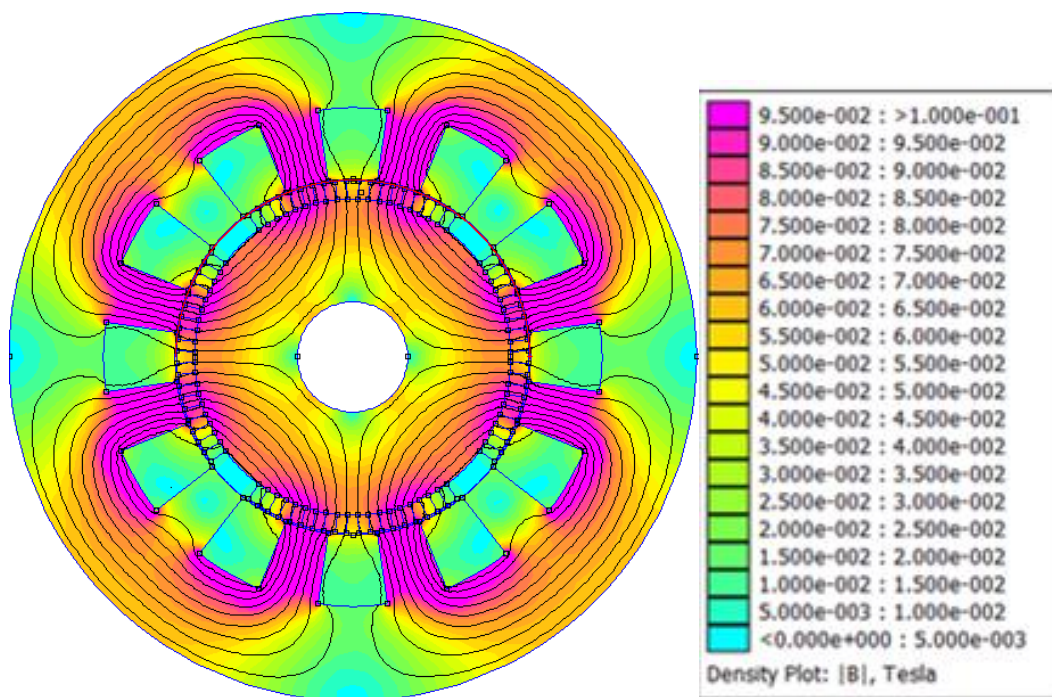


Figure 33.III.15. Induction due aux courants pour $u_r = 100000$

Nous traçons sur la Figure 34.III.15 et la Figure 34.III.16. le profil d'induction pour cette machine à 2 paires de pôles à la position initiale où nous remarquons dans un premier temps la symétrie de la distribution de flux ainsi que sa concentration au niveau de la dent.

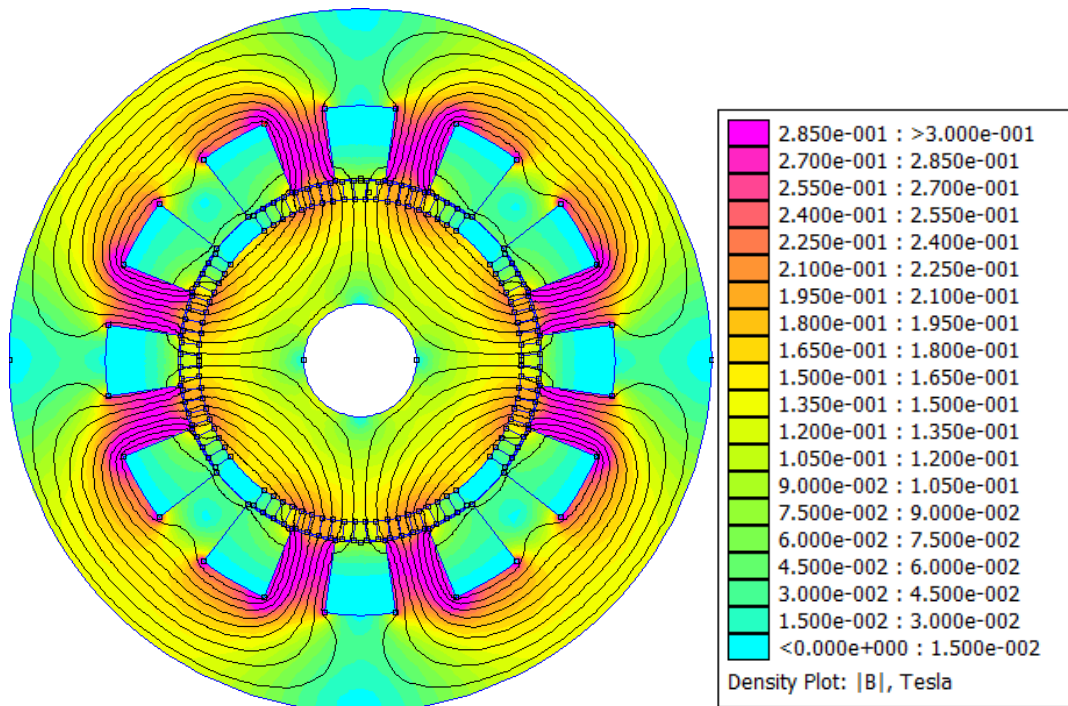


Figure 34.III.16. Induction due aux courants pour $ur=10$

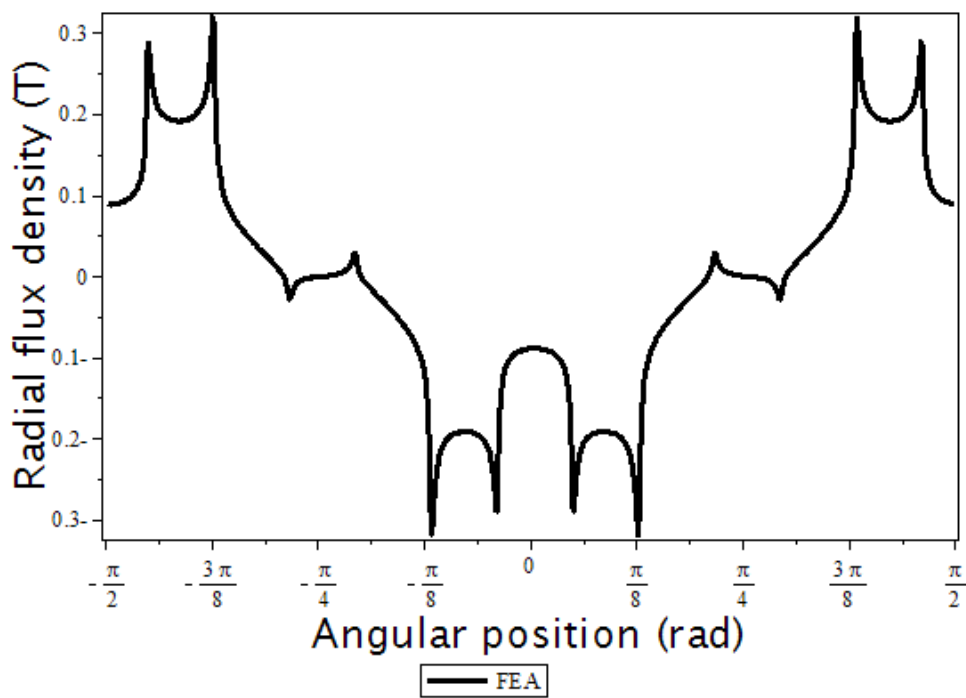


Figure 35.III.18. Induction courants tangentielle par rapport a position θ ($ur=100000$)

Les courants d'induit augmentent l'induction d'un côté du pôle et la réduisent de l'autre côté. Ce phénomène est très visible sur la courbe représentée en figure 36.III.18.

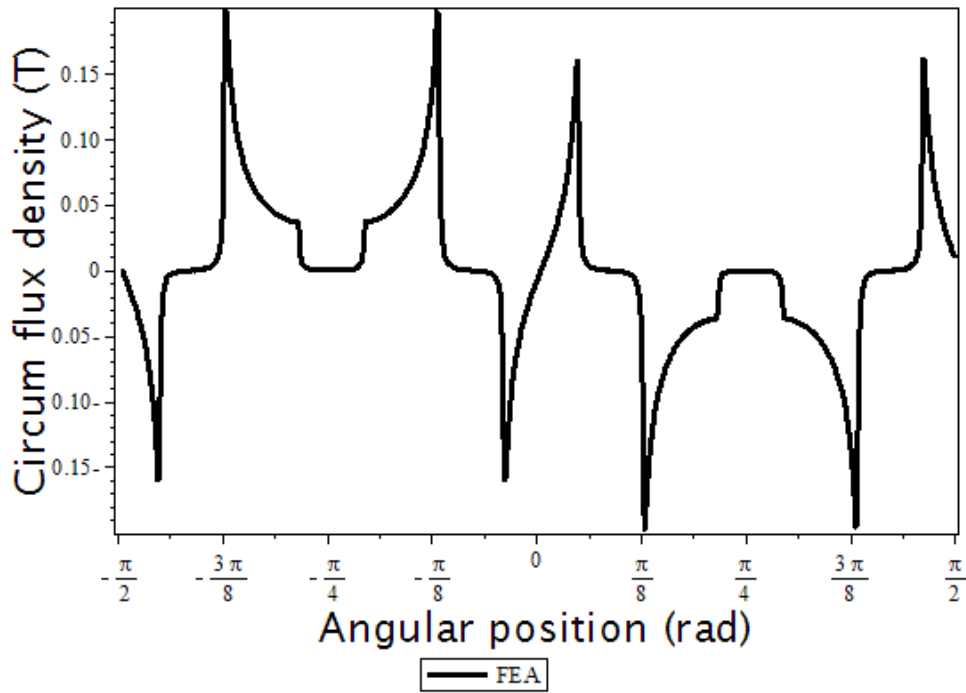


Figure 36.III.19. Induction du courants tangentielle par rapport a la position θ ($ur=100000$)

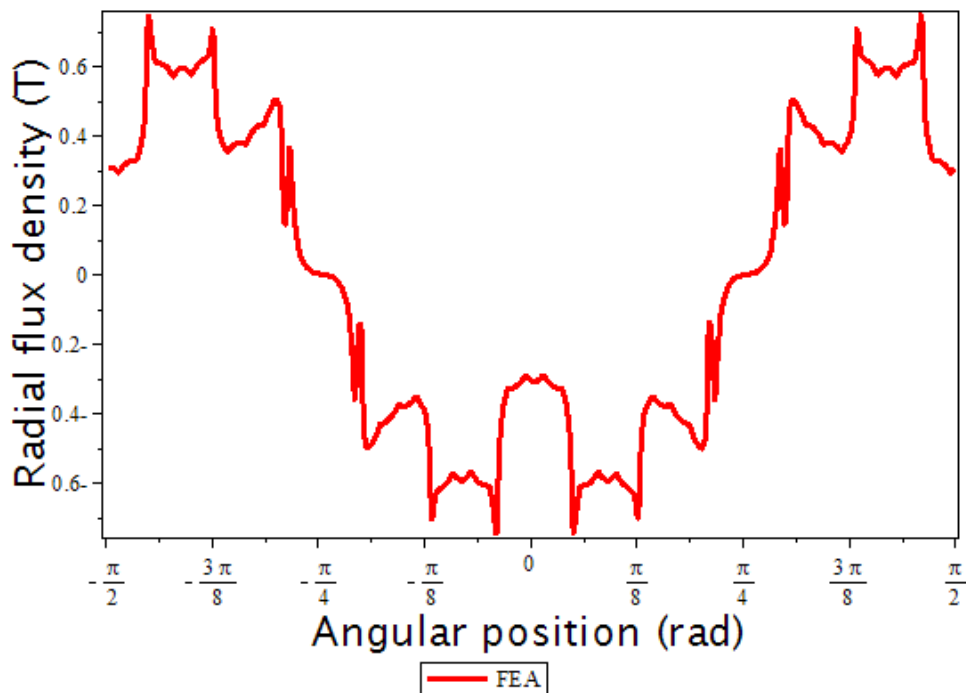


Figure 37.III.20. Induction courants tangentielle par rapport à la position θ ($ur=10$)

Les valeurs maximales d'induction avoisinent les 1.28 T. L'effet des dentures sur la répartition de la composante normale de l'induction est bien visible sur la figure38.III.20.

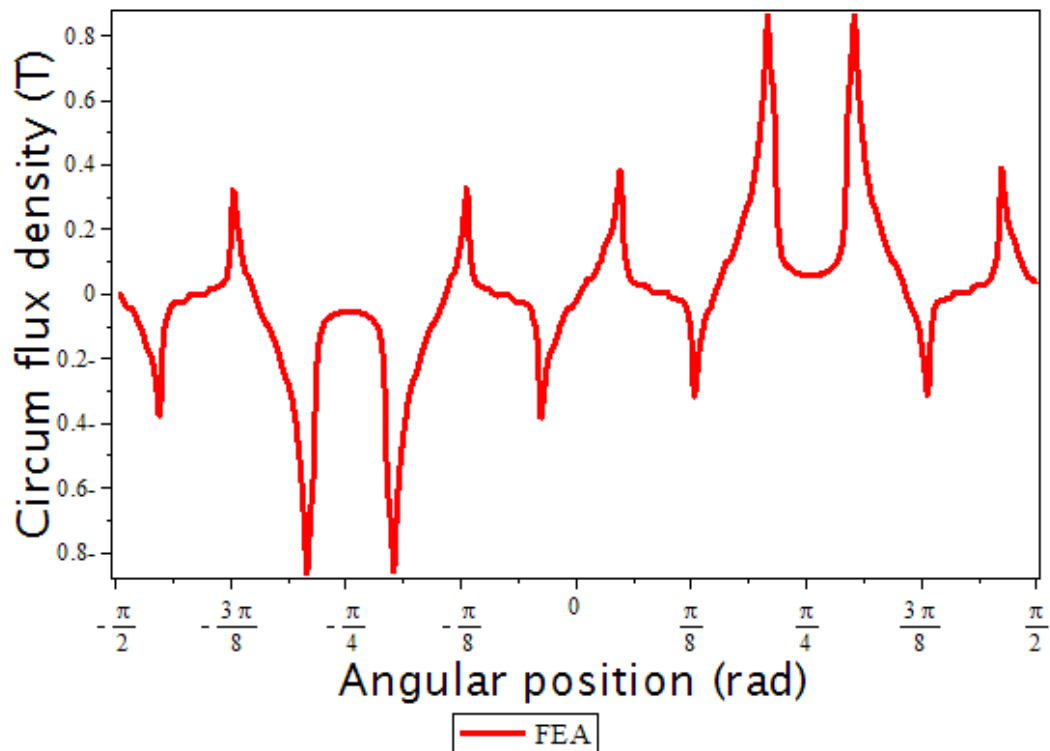


Figure 38.III.21. Induction des courants tangentielle par rapport a la position θ (ur=10)

III.10.Effet de la saturation :

Dans cette partie, nous exploitons les deux méthodes hybride et éléments finis pour déterminer la distribution du champ magnétique en tous points de la machine. La méthode la plus rapide est utilisée pour étudier l'effet du phénomène de saturation du circuit magnétique sur les performances de la machine.

L'étude est faite seulement par 12 encoches répartie sur chaque aimant 03 encoches les figure qui suivent représente la répartition de l'induction magnétique dans les différentes parties du circuit magnétique de la machine pour un calcul linéaire et non linéaire en tenant compte de la saturation. Comme attendu, les inductions magnétiques dans la machine se concentrent dans les dents notamment celles qui font face au milieu des aimants.

Saturation avec la méthode hybride

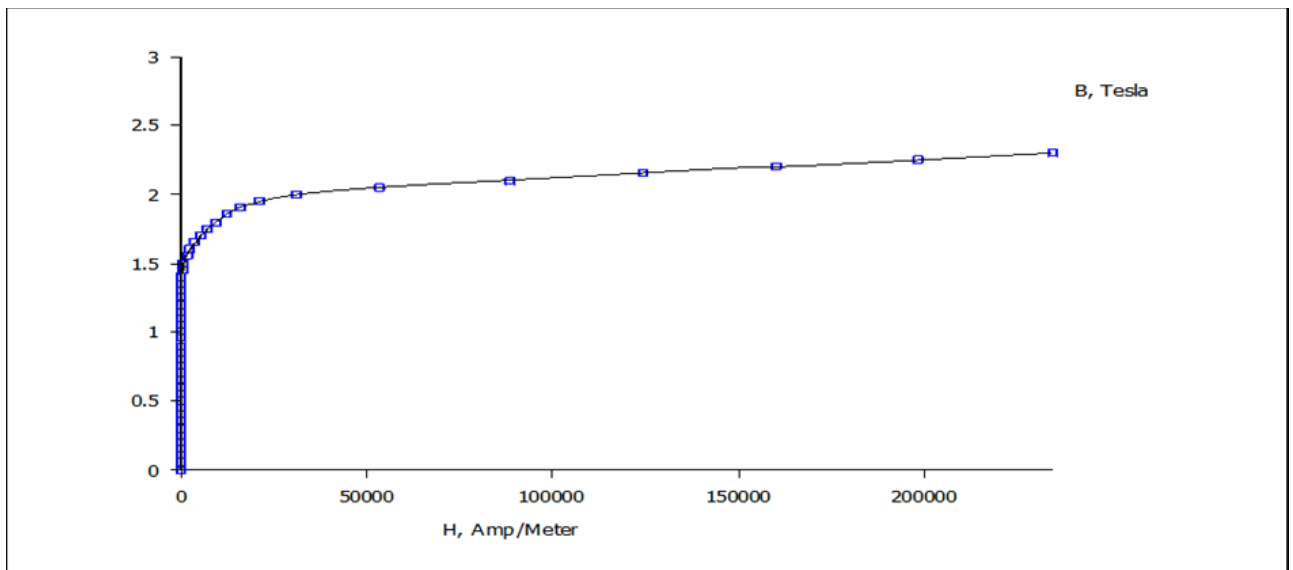


Figure.40III.22. Représentation de la courbe B(H) du fer utilisé

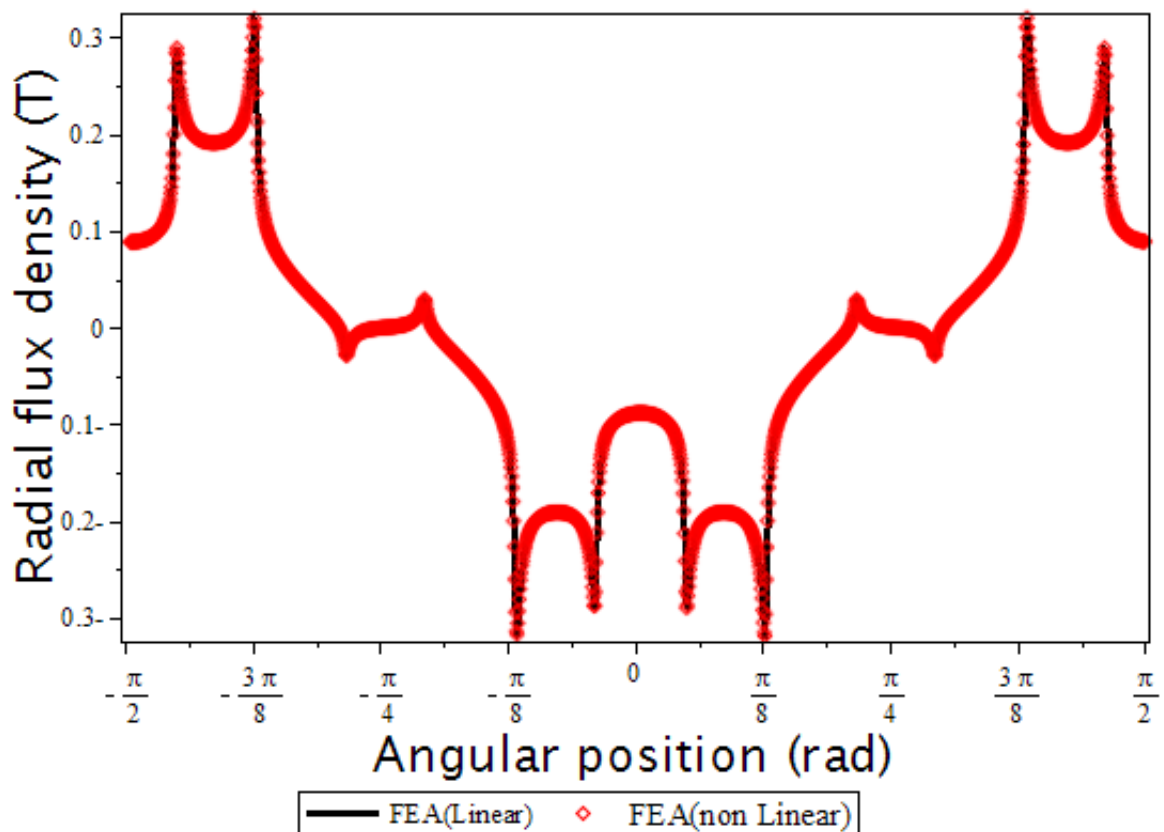


Figure.41.III.23. Induction des courants radiale (saturation)

Saturation avec la méthode hybride

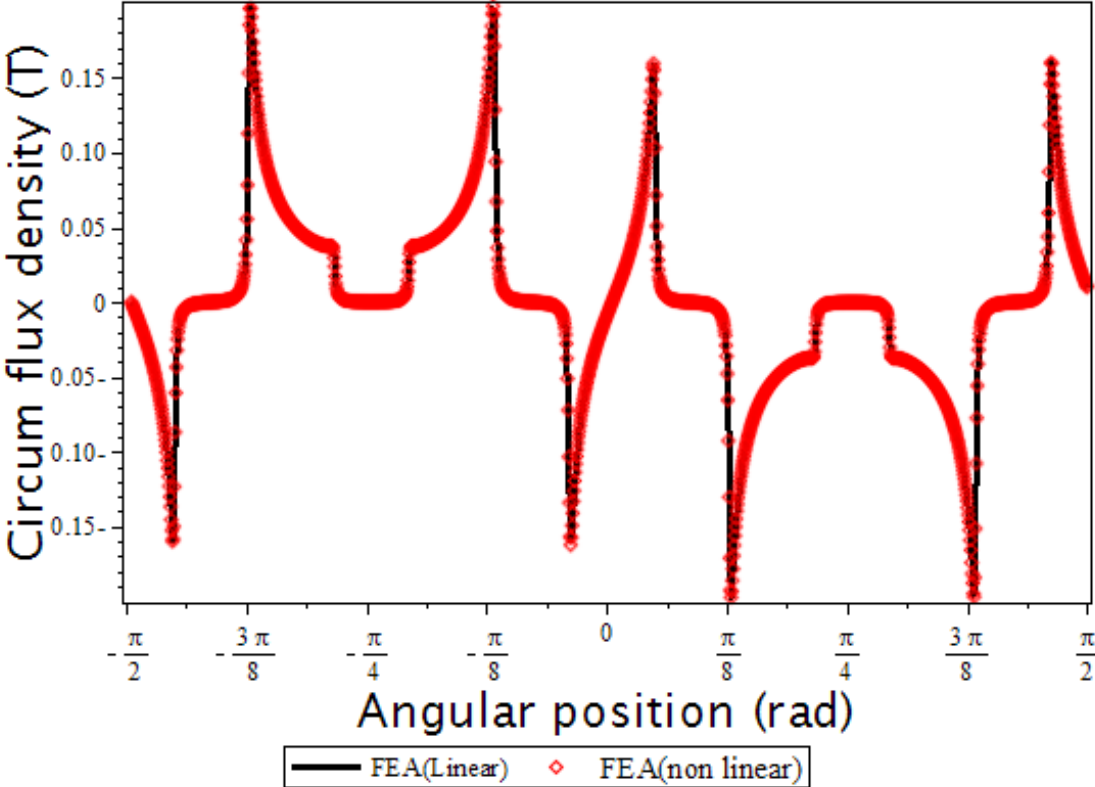


Figure42.III.24. Induction des courants tangentielle (saturation)

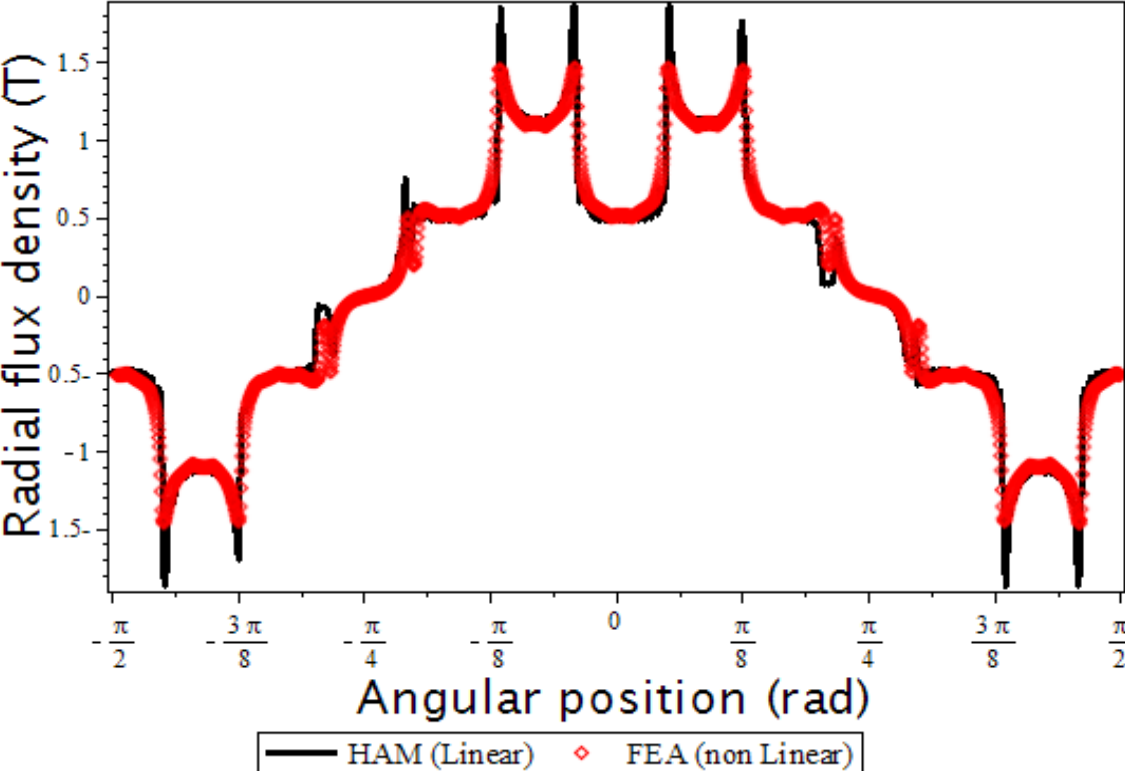


Figure.43.III.25. Induction des courants radiale (saturation)

Saturation avec la méthode hybride

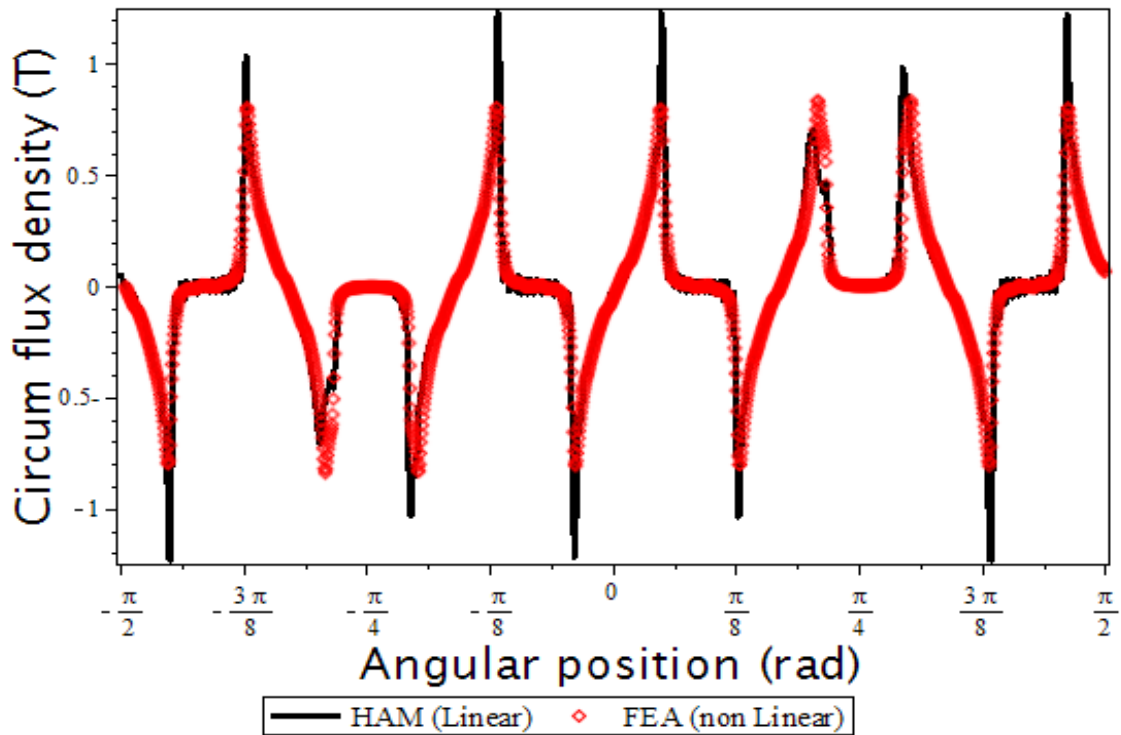


Figure44.III.26. Induction des courants tangentielle (saturation)

III.11. Comparaison

Si on fait une comparaison entre les résultats de simulation trouvés par la méthode numérique basée sur l'élément fini et les résultats trouvés par la méthode hybride, on remarque que dans les deux cas on a trouvé les mêmes allures des résultats pour une charge linéaire ou bien non linéaire. Concernant les inductions magnétiques radiale et tangentielle par rapport à la position θ et la même chose pour l'allure de la courbe du couple de détente est pratiquement pareil, au niveau de la saturation magnétique on a vu les Inductions magnétiques radiale et tangentielle par rapport à la position θ pour dans les trois cas. La même chose ce qui concerne les courbes des courants statorique.

III.12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré qu'il est possible d'utiliser la méthode hybride et celle des éléments finis FEMM 2d pour simuler le fonctionnement d'une MSAP. Les résultats trouvés ne sont pas différents. Cette différence est due essentiellement à la prise en compte des phénomènes le nombre de la reluctance insuffisante, et de l'entrefer. Alors nous a permis aussi de résoudre dans FEMM la partie magnétique et la résolution par la méthode hybride.

Conclusion générale

Conclusion générale

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques la plus efficace et la plus utilisée pour l'étude et la conception des dispositifs électromagnétiques.

Pour des configurations complexes comme celles des machines électriques, la méthode des éléments finis est une méthode puissante pour la résolution des problèmes de champ électromagnétique. Les apports importants des machines à aimants modernes augmentent leur domaine d'utilisation de plus en plus; l'étude de ces machines est donc indispensable. Notre travail apporté sur la modélisation électromagnétique d'une machine à aimants permanents de type surfacique avec la méthode des éléments finis en régime statique et dynamique. Pour l'étude de la machine dans le cas linéaire, un programme de résolution éléments finis est établi dans le but de résoudre l'équation du potentiel vecteur magnétique dans la machine. Le programme fourni les résultats des lignes de champ dans la machine, la répartition de l'induction magnétique et le potentiel vecteur magnétique le long de l'entrefer.

Les machines électriques étant tournantes ; leur étude nécessite l'utilisation de techniques de prises en compte du mouvement des parties tournantes. La prise en compte des mouvements est fait avec diverses méthodes avec et sans remaillage .L'une des méthodes avec remaillage qui est très utilisée est la méthode de la bande de roulement.

Dans notre travail, nous avons appliqué une très récente méthode de réduction de profil; méthode caractérisée par une mise en œuvre facile comparativement aux autres méthodes de renumérotation. Elle est basée sur une renumérotation des nœuds en établissant un lien direct entre la position géométrique des nœuds), leur renumérotation. Elle peut être adaptée pour dissocier les maillages de deux structures statorique et rotorique et procéder à une renumérotation séparée des deux parties; elle peut donc être exploitée pour prendre en compte le mouvement par la méthode de la bande de mouvement.

La méthode présentée est dédiée aux maillages réseau de perméance des structures circulaires. Elle peut être modifiée par le couplage avec d'autres méthodes de renumérotation afin qu'elle s'adapte à des structures non circulaires. Le programme de résolution éléments finis établi ne

tient pas compte du circuit électrique extérieur, La prise en compte du circuit électrique permet l'élaboration d'un modèle de résolution éléments finis complet et l'intégration de la méthode des positions géométriques dans ce cas permettra de minimiser des temps de résolution importants induis par la prise en compte du circuit électrique dans les machines électriques tournantes.

Bibliographie

- [YB07] Y.B. Boutora, "Elaboration de nouvelles méthodes de renumérotation des maillages en vue d'une modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents avec la méthode des éléments finis", thèse de doctorat, ENP, Alger, 2007.
- [MD89] M. Chiampi, D. Chiarabaglio "Finite element analysis of permanent magnet motor", IEEE Transactions on magnetic, vol.25, No. 5, September 1989.
- [MAH04] M. A. Jabbar, H. Phya, "Modelling and simulation of brushless permanent magnet DC motor in dynamic conditions by time stepping technique", IEEE Transactions on industry applications, vol. 40, No.3, May/June 2004.
- [YB00] Y. Boutora, "Calcul d'une BDCM excitée par des aimants à aimantation parallèle", mémoire de magister, UMMTO, Tizi-Ouzou, 2000.
- [PH98] P. Thelin, H. P. Nee, "Analytical calculation of the air gap flux density of PM-motors with buried magnets", proceeding of ICEM' 98, Istanbul, Turkey, September, vol. 2, pp. 1161-1171.
- [FSA91] F.M. Sargos, A. Rezzoug, "Calcul analytique du champ engendrer par des aimants dans l'entrefer d'une machine à rotor denté", J. Phys. III, Janvier 1991, PP.103-110.
- [ASY91] A. Rezzoug, F.M. Sargos, A. Youmsi, "Analytical study of permanent magnet cylindrical synchronous machines fed by rectangular currents", Conf. on the evolution and modern aspects of synchronous machines, August 27-29, 1991, Zurich, pp.1071-1075.
- [PR08] P. Ragot, "Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents", thèse de Doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne, Septembre 2008.
- [SH85] S. Ratnajeevan and H. Hoole, "Rotor motion in the dynamic finite element analysis of rotating electrical machinery", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-21, No.6, pp.2292-2295, November 1985.
- [ABS04] O. J. Antunes, J. P. A. Bastos and N. Sadowski, "Using High-Order Finite Elements In Problems With Movement", IEEE Transactions on Magnetics, Vol 40. No. 2, March 2004, PP. 529-532.
- [SK97] S. Shoujun, K. Kung, T. G. Hen "Finite element method based on equivalent magnetic energy method for computation of 2D nonlinear current field", Journal of Shangai University, vol.1, No.3, December 1997.
- [RSY01] R. Chen, S.Y. Yung, "SSOR preconditioned conjugate gradient method for solution of large sparse linear equations from vector FEM", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001.

[DPO05] D. P. O’Leary, “Solving Sparse Linear Systems: Taking the Direct Approach”, Computing in Science and Engineering, vol.7, issue 5, Sept – Oct 2005, pp. 62 – 67.

[YRN05] Y. Boutora, R. Ibtouen, N. Takorabet, “Maillage et minimisation de largeur de bande pour les structures cylindriques creuses”, Worskshop sur la modélisation en électrotechnique et mécanique, AJOT – MEM’05, ISSN 1111-357X, ENP Alger, 13 – 14 Avril 2005, pp. 21-26.

[SLLC92] S. Sadowski, L. Lefèvre, L. Lajoie-Mazenc, and C.Cros, “Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement”, IEEE Trans.On Magnetic. vol.28, No.2, March 1992, pp. 1410–1413.

[BTIM07] B. Boutora, T. Takorabet, I. Ibtouen, and M. Mezani, “A new method for minimizing the bandwidth and profile of square matrices for triangular finite element mesh”, IEEE Trans.On Magnetic. vol. 43, No.4, April 2007, pp. 1513– 1516.

[BITO 08] B. Boutora, I. Ibtouen, T. Takorabet, O. Olivier, “A new fast renumbering mesh method for taking into account of movement for cylindrical structures in finite elements analysis”, 13th CEFC, Athenes, 01-04 May.2008, PP 47.

[BRA09] B.R. Benbrahim A. Amel, «Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Magistère à université de Batna, juin 2009.

[B84] B. Leonhard, "Control of AC Drives", spring, Verlag, Berlin, 1984.

[A00] A. KADDOURI " Étude d’une Commande Non Linéaire Adaptative d’une machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec, 2000.

[BRA12] B. BOUKAIS R. A Boussad, « contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012.

[BRA08] B. R. A. Saou, “Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux“, Thèse de doctorat d’état, ENP d’Alger, 2008

[BRA05] BRA. Parviainen., “Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines,” Thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.

[BRA06] B. Singh R.A. Singh, S. Dwivedi, “A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines” IE(I) Journal–EL, pp. 63-73, vol87, June 2006.

[BRA09] B. R. A. Bernard MULTON, “Application des aimants aux machines électriques “, notes de cours version2009. Ecole normale supérieure de Cachan. <http://e-mecatronique.bretagne.ens.cachan.fr>

- [BRA89] B.R.A Lacroux, " Les aimants permanents ", Edition technique et documentation, 1989.
- [SOF03] S.www.femm.foster-miller.net, O.F. David Meeker, Finite Element Method Magnetics, version 3.3, March 14, 2003.
- [S11] S. Ounnadi, « Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents », Mémoire de Magistère, UMMTO, 2011.
- [BIAA06] B.I Bianchi et A.A « Design Considerations for Fractional-Slot Winding Configurations of Synchronous Machines », IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 42, No. 4, Juillet/Août 2006.
- [BIAB06] B. I. Bianchi et A.B. D. Pré, « Use of the Star of Slots in Designing Fractional-Slot Single-Layer Synchronous Motors », IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 153, Iss. 3, Mai 2006.
- [CHE10] J. C. Chen et H. E. Zhu, « Winding Configurations and Optimal Stator and Rotor Pole Combination of Flux-Switching PM Brushless AC Machines », IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 25, No. 2, June 2010
- [PER07] P. Perret, E. Foggia, R. Rullière et P. Tixador, « Entraînements Electriques 2 – Machines Electriques Industrielles », Edition Lavoisier, 2007
- [DOG11] D. Dogan, O. Wurtz, G. Foggia et L. Garbuio, « Analysis of Slot-Pole Combination of Fractional-Slots PMSM for Embedded Applications », IEEE International Aegean Conference On Electric Machines & Power Electronics, ACEMP'11, Istanbul, Turquie, Sept. 2011
- [KAC55] K. A. Morse, C. Feshbach, "Methods of theoretical physics". Mcgraw-Hill, 1955.
- [KAC15] B. Ladghem Chikouche, K. Boughrara and R. Ibtouen, "Cogging Torque Minimization of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines Using Hybrid Magnet Shapes," Progress In Electromagnetics Research B, Vol.62, pp 49-61, 2015.
- [KAC12] K. Jiajing Fu and A. Changsheng C. Zhu, "Subdomain Model for Predicting Magnetic Field in Slotted Surface Mounted Permanent Magnet Machines with Rotor Eccentricity", IEEE Trans on Magn, Vol. 48, No. 5, 1906-1917, Oct 2012.
- [KAC10] K. Gysen, A. Meessen, C. Paulides and E. A. Lomonova, "General formulation of the electromagnetic field distribution in machines and devices using Fourier analysis", IEEE Trans. on Magn, Vol. 46, No. 1, pp. 39–52, January 2010.
- [SAG16] S. Ouagued, A. Amara, and G. Barakat, "Cogging Force Analysis of Linear Permanent Magnet Machines Using a Hybrid Analytical Model", IEEE Trans on Magn, Vol. 52, N°7, DOI: 10.1109/TMAG.2016.2521825, 2016.

[JAN03] J. Pedro, A. Bastos, N. Sadowski, “Electromagnetic modeling by finite element methods”, Library of Congress cataloguing in publication data, 2003.

[PMVK70] P. Silvester, M.V.K. Chari, “Finite element solution of saturable magnetic field problems”, IEEE Transactions on power apparatus and systems, vol.PAS-89, N° 7, Sept /Oct 1970.

[MNO89] M. N. O. Saduki, “A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems”, IEEE Transactions on education, vol.32, No. 2, May 1989.

[R43] R.Courant, “Variationnal Methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations”, bull.am.math.soc. , vol.49, 1943.

[GD84] G. Dhatt, D. Touzot “Une présentation de la méthode des éléments finis”, Editions Maloinés, Paris, 1984.

Résumé

Ce travail porte sur le prédimensionnement des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface du rotor. L'objectif de ce mémoire est de traiter un couplage entre deux méthodes différentes. Les approches de calcul, adoptées au niveau de notre étude, pour déterminer la distribution du champ magnétique au niveau des aimants, de l'entrefer et des encoches sont basées sur les équations de Maxwell. Une première approche analytique (sous domaines) est développée. Elle permet un calcul précis des paramètres géométriques de la machine en régime linéaire. Pour tenir compte de la saturation des matériaux ferromagnétiques, une deuxième approche est développée. Celle-ci fait appel au modèle analytique de la première approche et aux réseaux de perméances. La validité des modèles développés est vérifiée en comparant les résultats obtenus avec ceux issus d'un logiciel basé sur la méthode des éléments finis.

Mots clés : Couple de détente, Equations de Maxwell, Machines synchrones à aimants permanents, Eléments finis, Méthode analytique, Méthode hybride, Réseaux de perméance.

Abstract

This work deals with the modelling of permanent magnet synchronous machines in order to make a coupling between tow different methods. The first accurate linear analytical subdomain model for computation of magnetic field in surface-mounted permanent-magnet machines is presented in the second part of this work. It is derived by solving the field governing equations in each simple and regular subdomain, i.e., magnet, air-gap and stator slots. The second hybrid analytical modelling approach, based on a direct coupling of analytical solution of Maxwell's equations with reluctance networks is presented with the goal is to take into account the saturation effect. The results obtained with the developed models are compared with finite elements analysis ones and a good agreement between them are obtained.

Keywords: Analytic Method, Cogging torque, Finite element, Hybrid Method, Maxwell equation's, Reluctance networks, Synchronous permanent magnet machines

ملخص

يناول العمل الطروح من المذكورة دراسة التصميم الامثل للالات المتزامنة ذات المغنطيسي الدائم الموضوع على السطح الدوار وهذا من خلال استعمال طريقتين مختلفتين. مجموعه من الدراسات والابحاث تم مناقشتها في هذه الأطروحة تعتمد المقاربات الحسابية المطبقة في هذه الأطروحة على معادلات ماكسويل في الإحداثيات القطبية وهذا من اجل تحديد توزيع المجال المغنطيسي في عدة مناطق الفعالة من الحرك. النهج الأول هو تحليل يتم وضعه للحساب الهندسي الدقيق للآلة في النظام الخطي. الطريقة الثانية تناولت تأثير التشبع المغنطيسي.

صحة النماذج المدروسة تم مراجعتها باستعمال الطريقة العددية المسندة على العناصر المتناهية. كلمات مفاتيح: المحركات المتزامنة، المغنطيسي الدائم، عزم التمسك، متعدد الطبقات، العناصر المتناهية.