

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

MASTER ACADEMIQUE EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : Maintenance industrielle

THEME

Dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents à double excitation

Proposé et dirigé par :

Mr. LADGHEM CHIKOUCHE Brahim

Présenté par :

AIMEUR Amar

BENNOUIOUA Hadj

Année Universitaire : 2017 / 2018

N° d'ordre :

Remerciements :

Tout d'abord, nous remercions Dieu le tout-puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a données durant tous ces années d'études.

Nous remercions notre exceptionnel encadreur M. LADGHEM CHIKOUCHEBrahim d'abord de nous avoir fait confiance, ensuite de nous avoir laissé la liberté et le temps nécessaire d'enquêter sur des questions qui nous étaient apparues intéressantes, ainsi sans ses orientations et ses suggestions les plus inestimables, ce mémoire n'aurait jamais pu voir le jour. Nous exprimons notre profonde et sincère gratitude à toutes les personnes qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail, et qui nous ont encouragé, soutenu tout au long de ce travail. Un grand merci à M. MABRAK Samir pour ses précieuses aides et orientations. Enfin, nous remercions vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant à cette soutenance.

Dédicace :

Je dédie ce modeste travail :

*A mes chers parents, un grand merci pour tous lessacrifices qu'ils ont
consentis pour faire de moi ce que je suis.*

Ames sœurs et frères pour leur encouragement.

*A mes oncles et tantes et toute la famille Bennouiouaet toute la famille
aimeur.*

*A mes amis et collègues, surtout le Dr BENYOUSSEF Lakhdhar, le Dr
BEN MAKHLOUFI Ammar, le Dr KHADDAR Saàd, le Dr MAMMERI
Bachir, SAHRAOUI Ahmed et GATTAF Houssam.*

Et à ceux qui m'aiment.

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

NOTATION

INTRODUCTION GÉNÉRALE..... 1

CHAPITRE I :Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1Introduction.....3

I.2Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents.....3

I.2.1Structures à flux radial (RFPM).....4

I.2.2Structures à aimants déposés en surface.....4

I.2.3Les machines à concertation de flux.....5

I.2.4 Structures à aimants encastrés.....7

I.2.5Structures à aimants enterrés7

I.2.6 Structures à flux axial(AFPM).....8

I.2.7Structures à aimants enterrés.....10

I.3Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....11

I.4Principe de fonctionnement de la MSAP.....12

I.4.1Avantages de la MSAP.....12

I.4.2Inconvénients de la MSAP.....12

I.4.3Les domaines d’application de MSAP.....13

I.5Configuration des machines PMSM etBDCM.....13

I.6Différents modes d’alimentation des MSAP.....14

I.6.1Alimentation par un Commutateur de Courant14

I.6.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux.....14

I.6.1.2. Alimentation par courants rectangulaires.....14

I.6.2Alimentation par un Onduleur de Tension15

I.7Les aimants permanents.....16

I.7.1Caractéristiques générales des aimants permanents16

I.7.2Les différents types d’aimants permanents 17

I.8 Conclusion18

CHAPITRE II: Modélisation d'un Msap

II.1 Introduction 19

II.2 Description 2D du champ électromagnétique dans les machines électriques19

II.3 Modélisation des machines synchrones 20

 II.3.1 Méthodes Analytiques 20

 II.3.1.1 Coefficient de Carter 20

 II.3.1.3 Equations générales de MAXWELL..... 22

 II.3.1.3.1. Le modèle électrostatique..... 23

 II.3.1.3.2. Le modèle magnétostatique vectorielle 23

 II.3.2 Méthodes Semi-Analytique..... 24

 II.3.2.2. Méthode des réseaux de perméances..... 25

 II.3.2.3. la méthode de transformation conforme..... 25

 II.3.2 Méthodes Numériques..... 26

 II.3.2.1. La Méthode Les différences finies..... 27

 II.3.2.2. La Méthode des intégrales des frontières (MIF) 27

 II.3.2.3. La Méthode Les volumes finis..... 27

 II.3.2.4. La Méthode Des éléments Finis..... 28

 II.3.2.4.1 Analyse par éléments finis, logiciel utilisé 28

 a- Résolution par la méthode des éléments finis 28

 b- Description du logiciel FEMM..... 29

 II.3.3 Maillage sur FEMM..... 31

II.4 Conclusion.....33

Chapitre III :Dimensionnement optimal d'un Msap:

III.1Introduction.....	34
III.2Dimensionnement Optimal d unmotorsynchron a aimant permanent.....	34
III.2.1Contraintes du dimensionnement	34
III.3Conception optimale de machines synchrones à aimants permanents	34
III.3.1 Sources harmoniques des pertes dans les aimants.....	34
III.4Résultat de simulation.....	35
III.4.1Couple électromagnétique.....	35
III.4.2couple réductant rotorique	39
III.4.3 Couple de détente.....	41
III.4.4. Couple reluctant statorique.....	42
III.5. Conclusion.....	43
CONCLUSION GENERALE	44
BIBLIOGRAPHIE	45

CHAPITRE I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Figure I.1 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial.....	3
Figure I.2 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.....	4
Figure I.3 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).....	5
Figure I.4 : Effet de la concentration du flux.....	5
Figure I.5 : Section de la Machine Synchrone à Concentration du Flux, avec les ponts tangentiels en cercles.....	6
Figure I.6 : Structure à aimants encastrés.....	7
Figure I.7 : Structure à aimants enterrés.....	7
Figure I.8 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator	9
Figure I.9 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.....	9
Figure I.10 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.....	9
Figure I.11 : Machine à flux axial 1	10
Figure I.12 : Machine discoïde.....	10
Figure I.13 : Machine à flux axial à bobinage sur dents	10
Figure I.14 : Différents types de rotors d'une MSAP.....	11
Figure I.15 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	12
Figure I.18 : Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant.....	15
Figure I.16 : Cycle d'hystérésis.....	16
Figure I.17 : Courbe de désaimantation.....	16

CHAPITRE II : Modélisation d'un Msap

Figure II.1 : Facteur de Carter k_c	21
Figure II.2 : Modélisation d'un électroaimant par un réseau simple de perméances	25
Figure II.3 : Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan S.....	26
Figure II.4 : Principales étapes de la transformation conforme.....	26
Figure II.5 : L'interface interactive du logiciel FEMM.....	31

LISTE DES FIGURES

Figure II.6.1 :Représentation du maillage.....	32
Figure II.6.2 :Maillageentrefer.....	32

CHAPITRE III:Dimensionnement optimal d'un Msap:

Figure III.1 :Résultats de simulation de couple électromagnétique pour la machine	36
Figure III.2 :Résultats de simulation de couple électromagnétique pour la machine.....	37
Figure III.3 :Résultats de simulation de couple électromagnétique.....	38
Figure III.4:Résultats de simulation de couple réductant rotorique pour la machine	39
FigureIII.5. Résultats de simulation de couple réductant rotorique pour la machine (20/7.5).....	40
Figure.III.6. Résultats de simulation de couple réductant rotorique pour la machine (20/10).....	40
Figure.III.7. Résultats de simulation de couple de détente pour la machine (20/5).....	41
Figure.III.8. Résultats de simulation de couple de détente pour la machine (20/7.5).....	41
Figure.III.9. Résultats de simulation de couple de détente pour la machine (20/10).....	42
Figure.III.10 Résultats de simulation de couple reluctant statorique pour la machine (20/5).....	42
Figure.III.11Résultats de simulation de couple reluctant statorique pour lamachine (20/7.5).....	42
Figure.III.12.Résultats de simulation de couple reluctant statorique pour la machine (20/10).....	42

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents :

Tableau I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants18

Chapitre II :Modélisation d'une MSAP

Tableau II.1 : Equivalence des flux et potentiels pour différents domaines physique.....24

Chapitre III :Dimensionnement optimal d'un MSAP

Tableau.III.1 : Paramètre de la machine.....35

Tableau.III.2 :taux d'ondulation de la machine (20/5).....36

tableau.III.3 : taux d'ondulation de la machine (20/7.5).....37

tableau.III.4. : taux d'ondulation de la machine (20/7.5).....38

Liste des symboles

R2 : Rayon d'alésage.
R1 : Rayon externe de l'aimant.
 γ : Le moment du couple.
 p : Nombre de paires de pôles de l'enroulement de l'induit.
 V : Potentiel scalaire électrique.
 E : Champ électrique.
 B : Induction magnétique.
 H : Champ magnétique.
 D : Induction électrique.
 ρ : Densité volumique de charge électrique.
 J : Densité du courant électrique.
 ϵ : Permittivité électrique.
 M : Perméabilité magnétique.
 ζ : Conductivité électrique.
 βr : Arc polaire rotorique.
 u : La tension de la phase.
 e : La tension magnétomotrice.
 A : Potentiel vecteur magnétique.
 T_0 : Taux d'ondulation
 C_{\max} : couple électromagnétique max.
 C_{\min} : couple électromagnétique min.
 C_{moy} : couple électromagnétique moyenne.
MEF: Méthode des éléments finis.
EDP : Equations aux dérivées partielles.
 P : La perméance.
(MDF): La Méthode Les différences finies.
(MIF): La Méthode des intégrales des frontières.
(MVF): La Méthode Les volumes finis.
MSAP: Machine synchrone à aimant permanent.
FEMM: Finite Element Method Magnetics.

Introduction générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents à une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation.

L'optimisation des dimensions géométriques de la machine ainsi que la prédiction précise de son fonctionnement exige la connaissance de la répartition du champ magnétique dans toutes les régions actives de la machine. Également, le calcul du champ magnétique est le moyen le plus précis pour la détermination des paramètres électromagnétiques des machines en fonctionnement non linéaire. Pour cette raison, il est indispensable d'employer une méthode numérique, capable de fournir une précision élevée dans le calcul du champ avec le moins d'équations possibles, tel que la plus performante est la méthode des éléments finis MEF. Pour plusieurs combinaisons de courants d'excitation et des positions angulaires du rotor, on est amené à calculer le champ magnétique. Plusieurs logiciels de modélisation sont basés sur le principe de la méthode des éléments finis tel que le logiciel (FiniteElementMethodMagnetics) "FEMM". Ce logiciel nous permet d'évaluer et d'analyser la répartition du flux dans les différentes parties du circuit magnétique.

Objectif du projet : L'objectif principale de ce travail, est une étude générale sur le machine synchrone à aimants permanents (MSAP), dont le but de présenter les meilleurs performances de cette machine, ce mémoire présentera en trois chapitres, selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre sera consacré à une étude générale sur la MSAP on présentera les différentes caractéristiques et leur principe de fonctionnement, en vue de sa conception.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude sur des différentes méthodes de modélisation de la machine synchrone et aussi le logiciel de simulation.

Le troisième chapitre sera consacré à une étude sur le dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents. Nous allons représenter les différents résultats de simulation.

INTRODUCTION GENERALE

Enfin, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus de nos investigations et nous présenterons nos perspectives à ce travail.

I.1.Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui 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. Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils).

Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur 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'écartier cet inconvénient. 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, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé[1].

I.2. 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.1. [2].

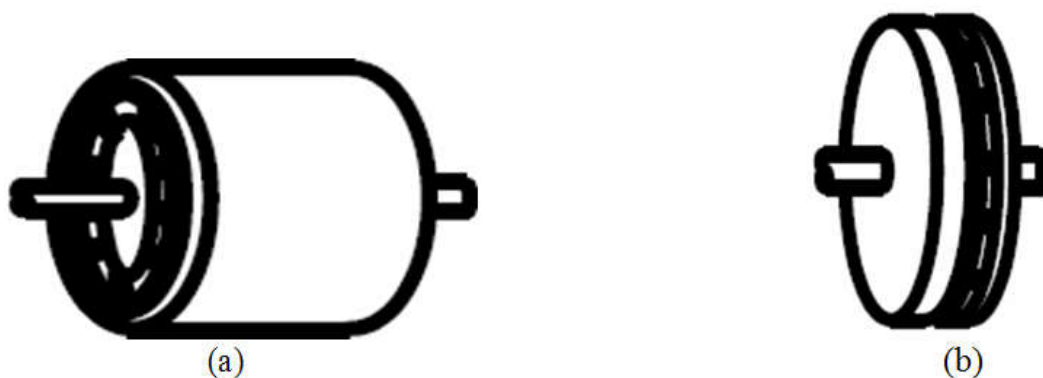


Figure I.1 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial [2].

I.2.1. Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur Figure .I.2. Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés[3].

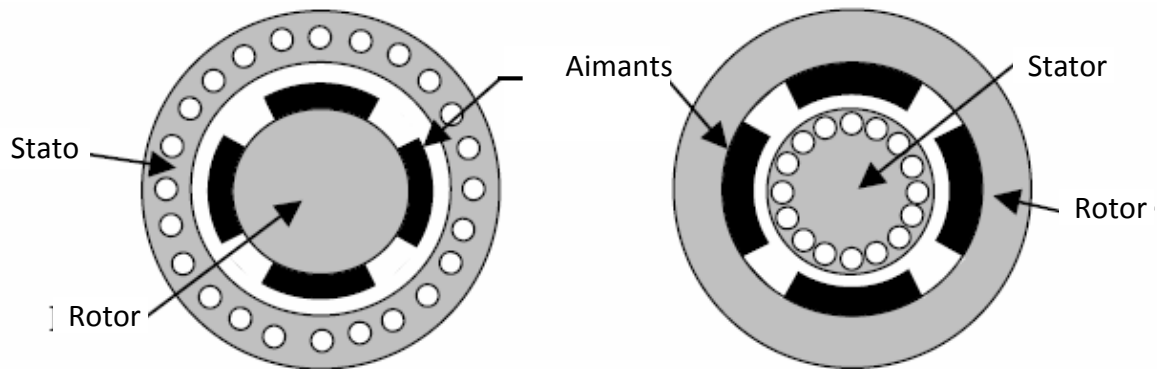


Figure I.2 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe [3].

I.2.2. 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.3. 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 [4].

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[5].

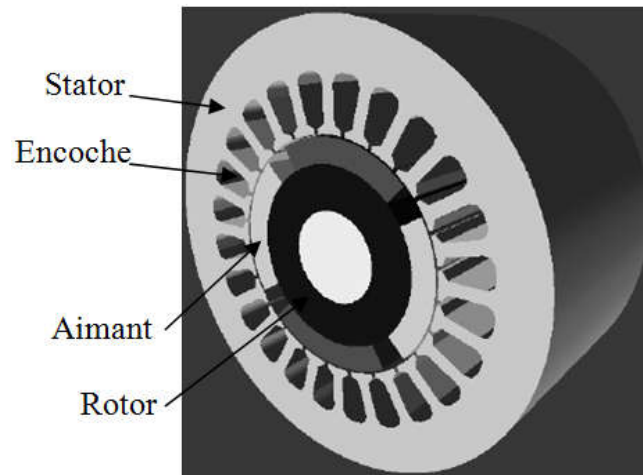


Figure I.3 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne) [5].

I.2.3. Les machines à concertation de flux

On veut maximiser la contribution des aimants. Alors, afin de réussir cette maximisation du flux rotorique, on choisit la machine synchrone à concentration du flux. Parfois les aimants sont polarisés de manière à que le flux se concentre en certains segments du rotor et en proportionnent alors une haute valeur d'induction à l'entrefer. La direction de magnétisation des aimants sera tangentielle. L'effet de la concentration du flux s'appuie sur le principe que deux aimants apportent flux au même temps à l'entrefer, c'est-à-dire, la polarisation des aimants implique que le flux de l'entrefer est deux fois celui d'un aimant, tel comme nous voyons en la figure I.4. [6].

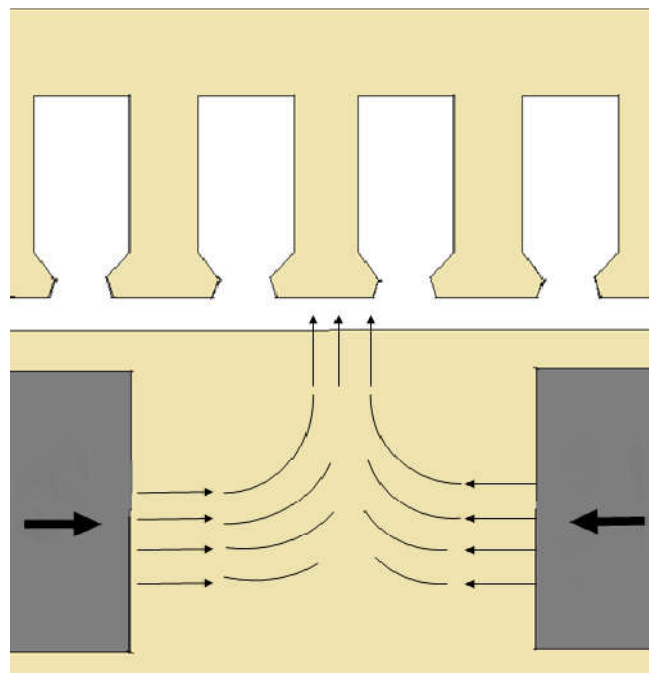


Figure I.4. Effet de la concentration du flux, le flux des deux aimants va tout à l'entrefer [6].

Cet effet de la concentration du flux est très intéressant car nous permet améliorer des performances des aimants individuels. Le même dit que le fait de positionner les aimants proche à l'entrefer permet avoir des niveaux de voltage induit plus hauts aux champs du stator. Sur la figure.I.4 on peut voir ces aimants positionnés radialement dedans le rotor [7].

➤ Ponts tangentiels et introduction à la saturation magnétique

Au même temps, on prétend modéliser un prototype de machine réalisable. Alors, nous plaçons des ponts entre les aimants et l'entrefer. De cette façon nous maintenons les pièces rotoriques entre elles et on obtient une conception monobloc de la tôle. Sur la figure I.5 on présente la vue en coupe de la machine synchrone que nous modéliserons [8].

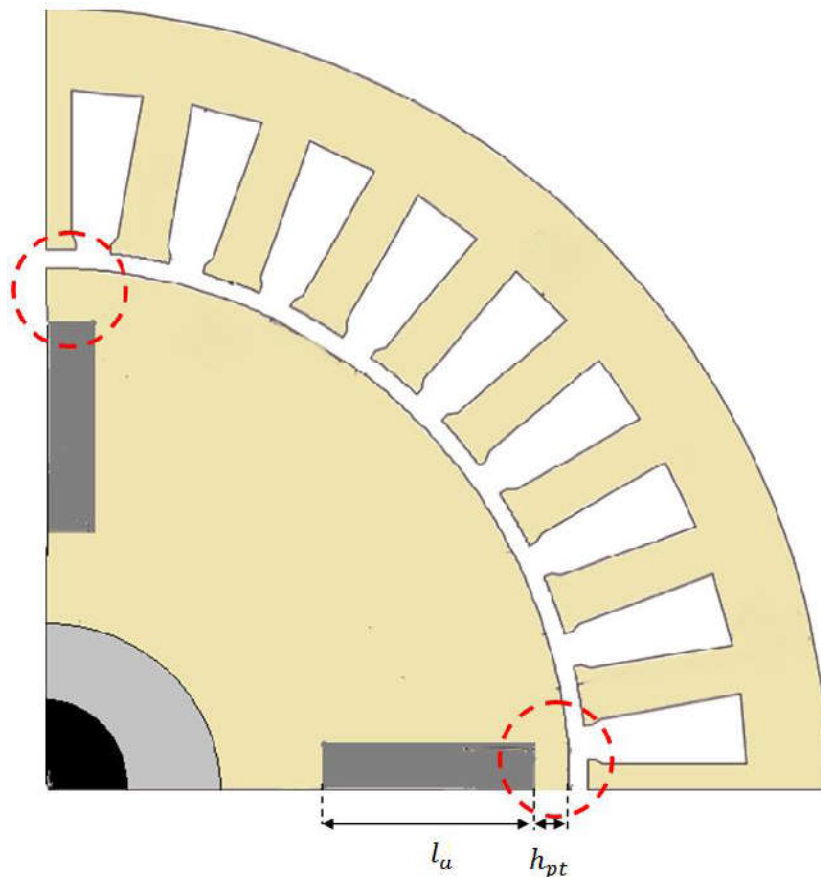


Figure.I.5: Section de la Machine Synchrone à Concentration du Flux, avec les ponts tangentiels encerclés

➤ Aimants Permanents de la tôle rotor

Dit que pendant le design de moteurs à aimants permanents, un des principaux facteurs qu'influent dans le coût est l'aimant utilisé. Lorsqu'on travaille loin du point (BH_{max}), d'énergie maximale de l'aimant, à pleine charge on a besoin de plus matériel magnétique et cela signifie une augmentation du coût. De plus, travailler dehors ce point-là va influencer au comportement du régime stationnaire et transitoire.

Le type d'aimant aussi bien que son volume et sa forme jouent un rôle très important lors des performances de la machine. Explique la démarche quand on veut optimiser la quantité de matière de l'aimant. Détaille beaucoup plus les caractéristiques des aimants permanents, les types et leur application [9].

Si on veut connaître plus sur l'application des aimants aux machines électriques, explique ses caractéristiques et dimensionnement, ainsi que sa modélisation, lorsqu'on doit choisir l'aimant et sa géométrie. Les types d'aimants et ses caractéristiques débordent le champ de la présente étude [10].

I.2.4. Structures à aimants 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 [10].

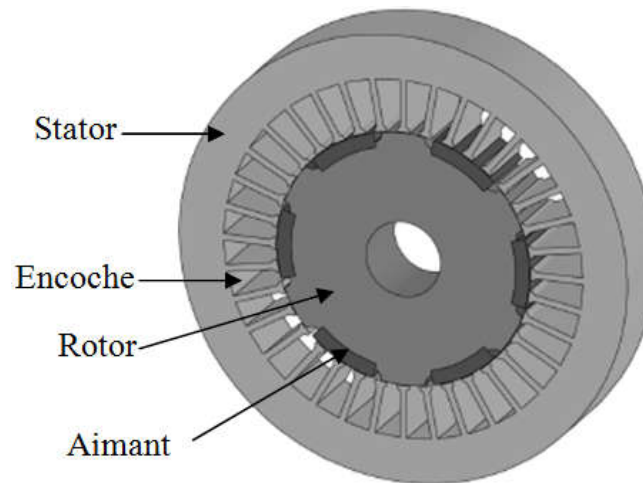


Figure I.6. Structure à aimants encastrés [10].

I.2.5. 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 [10].

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. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation[10].

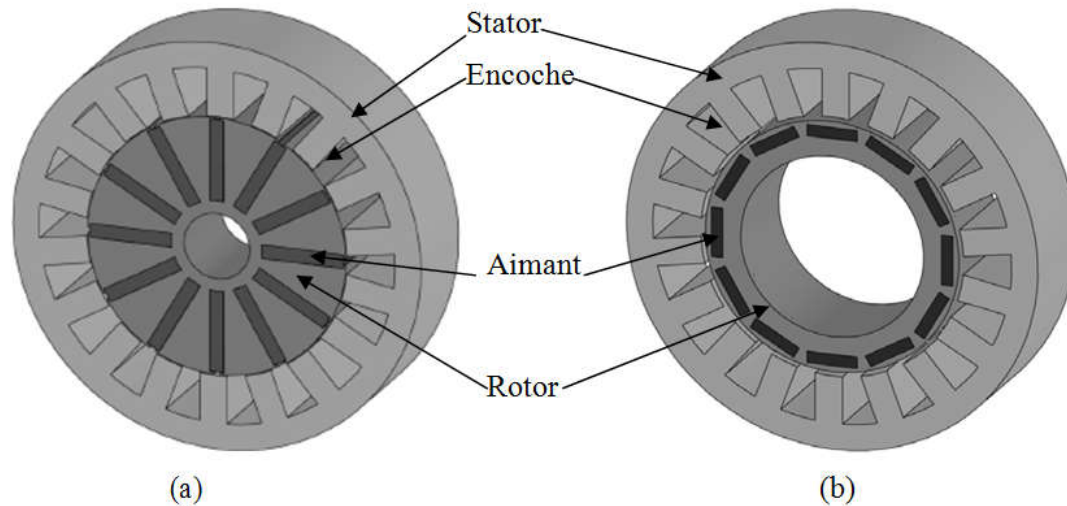


Figure.I.7 : Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique[10].

I.2.6. 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[11].

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 des ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très proetteuse [11].

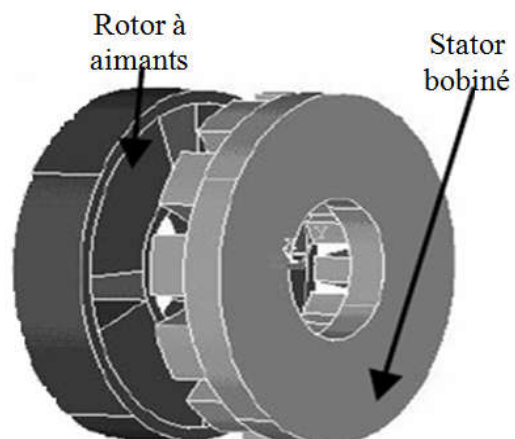


Figure .I.8. Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator[11]

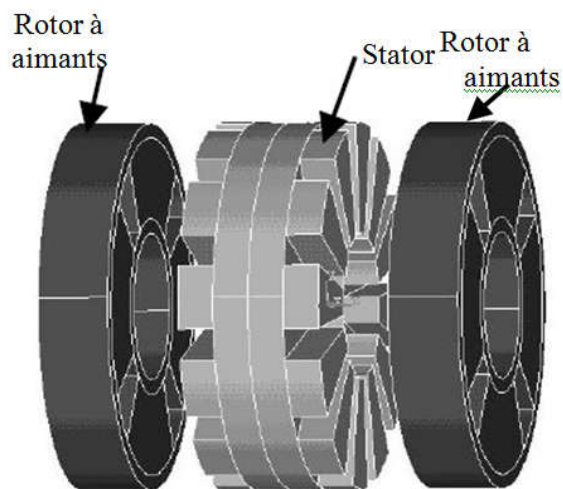


Figure .I.9. Structure à flux axial avec double rotor et un stator [11]

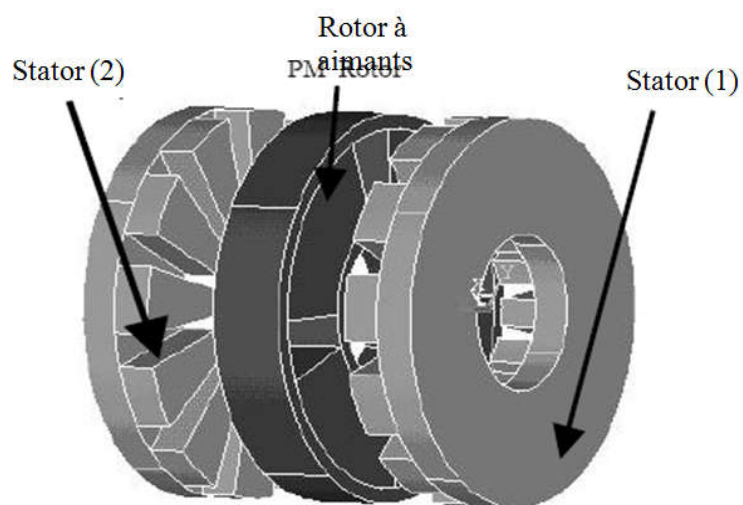


Figure .I.10. Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor [11]

I.2.7. Machines à flux axial à bobinage sur dents

Récemment, sont apparues des moteurs avec un bobinage sur dents Figure I.11. En plus de réduire les pertes Joule dues au bobinage, ce bobinage permet aussi de gagner en encombrement.

Ainsi les machines peuvent obtenir de meilleures puissances massiques mais aussi de meilleurs rendements. Pour obtenir un bon fonctionnement de la machine, une étude sur la façon de bobiner est très importante. Grâce à cette liberté de bobinage, un grand nombre de concepts ont vu le jour dépendant du nombre de pôles et d'encoches que l'auteur a choisi. Avec ce type de bobinage, les structures globales restent les mêmes c'est-à-dire qu'il est possible de réaliser des machines discoïdes à bobinages sur dents avec un entrefer ou plusieurs entrefers [12].

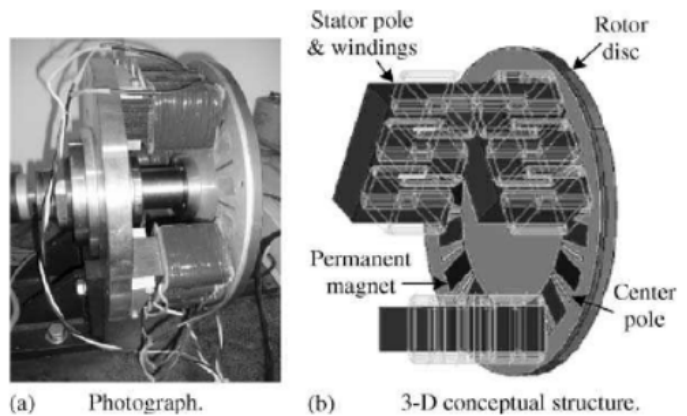
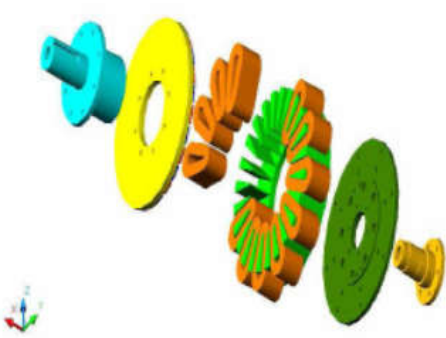


Figure I .11. Machine à flux axial 1

Figure I .12. Machine discoïde 1 stator / 1

stator/1rotor avec bobinage sur dentrotor[12]à bobinage sur dents et pôles entrés[12]

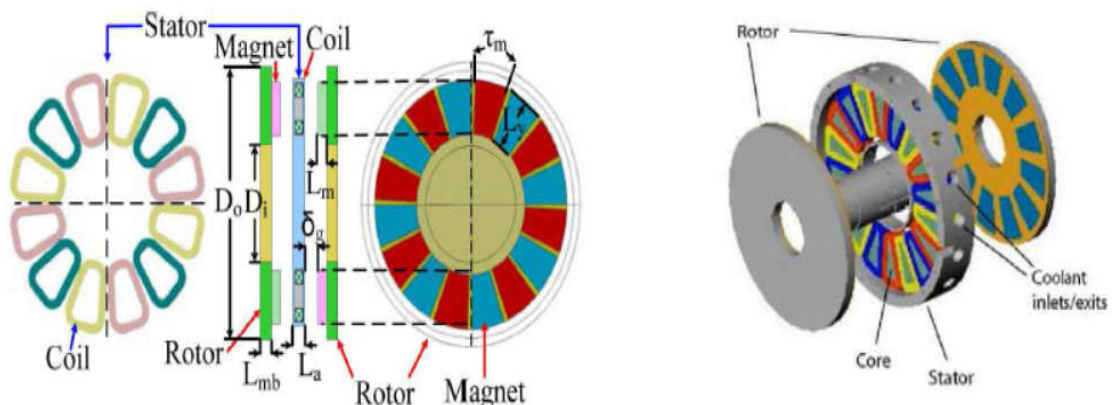


Figure .I.13. Machine à flux axial à bobinage sur dents 1 stator / 2 rotors[12].

I.3.Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone[12].

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques.

- Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.

- Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le rotor possède différentes configurations. Figure.I.14. montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure(I.14 .a.) Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.

-Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.14.b).

- Enfin la figure (I.14.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale[12].

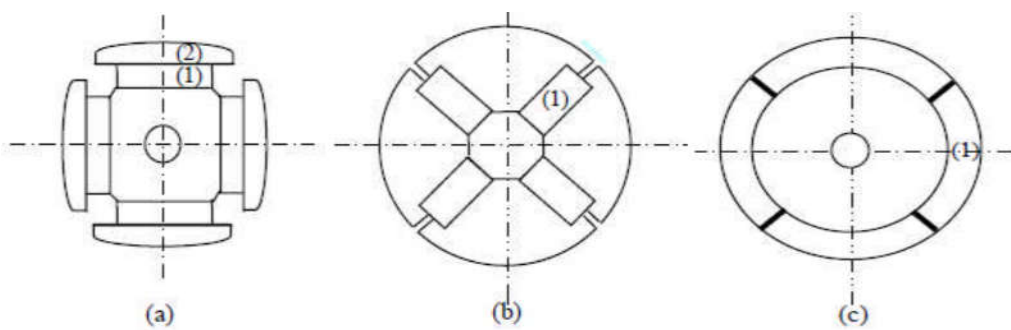


Figure.I.14. Différents types de rotors d'une MSAP.
(a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2),
(b) aimants permanents (1) noyés,
(c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor

I.4. Principe de fonctionnement de la MSAP

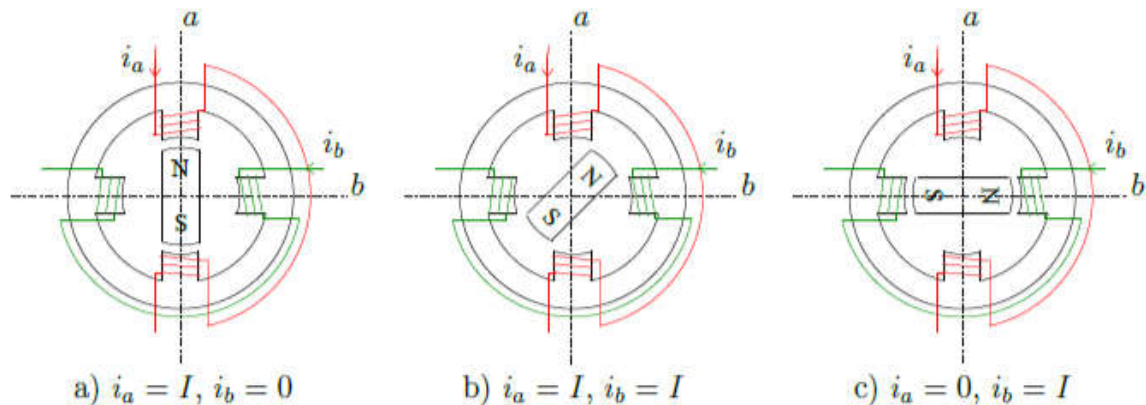


Figure I.15. Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure I.15 représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (I.15.a) à la Figure (I.15.c).

Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois Figure (I.15.b). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure[13].

I.4.1. Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de :

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l’évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d’équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse [13].

I.4.2. Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps
- Présences les couples parasite (coupledétente).
- La température élevée. [13].

I.4.3. Les domaines d'application de MSAP

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous marins
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne [14].

I .5. Configuration des machines PMSM etBDCM

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou de tension. Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor. Selon la commande utilisée, l'onduleur peut générer différentes formes d'onde du courant. En effet, les machines citées précédemment peuvent être classées, selon le mode d'alimentation, en deux grandes catégories:

- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m sinusoïdale, appelées communément PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), alimentées par des courants sinusoïdaux.
- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale, appelées communément BDCM ou BLDC (Brushless Direct Current Motor), alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120° ou 180° .

Les PMSM sont généralement utilisées pour assurer un contrôle à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution dont le coût peut dépasser celui de la machine. Cette machine développe un couple ne comportant que de faibles ondulations. Elle trouve son application dans le domaine des machines outils tel que les polisseuses, fraiseuses, rectifieuse, ect...

Les BDCM nécessitent un capteur de position et une commande plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, il suffit de connaître la position du rotor à

chaque 60° , c'est à dire 6 fois par période électrique. Les BDCM présentent un couple élevé mais comportent des ondulations importantes qui sont inacceptables dans les applications à grandes performances. Ces ondulations sont essentiellement dues à l'effet retardateur des inductances des enroulements du stator lors de la commutation des courants[14].

I .6.Différents modes d'alimentation des MSAP

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire .Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économiques, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement. Afin d'évaluer ces deus modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux technique leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [14].

I .6.1. Alimentation par un Commutateur de Courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les F.E.M. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\vartheta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\vartheta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant)[14].

I .6.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux

Pour réaliser des courants de référence de forme sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de la position du rotor possédant une bonne définition angulaire ou bien, plus rarement, faire l'estimation de celle-ci. En pratique, les courants de référence de forme sinusoïdale sont obtenus au moyen de mémoires adressées à partir du codeur de position et lues par des convertisseurs numérique-analogique. L'amplitude de ces courants peut être ajustée en changeant la valeur de la tension de référence de ces convertisseurs. Les courants réels circulant dans la machine sont mesurés par des capteurs qui doivent nécessairement posséder un isolement galvanique. Pour mettre en oeuvre le système de contrôle des courants qui élabore la commande des interrupteurs de l'onduleur à partir de la comparaison des courants réels et des courants de références[14].

I .6.1.2. Alimentation par courants rectangulaires

Les courants ont la forme de créneaux de 120° de largeur. Il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant. Tous les 60° , le courant est commuté d'une phase à l'autre comme représenté sur la figure.I.18. Le couple apparait donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développé par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement. Il est

clair que si l'on cherche à minimiser les ondulations du couple résultant, les courbes de FEM de deux phases alimentées à courant constant doivent avoir une variation trapézoïdale en fonction de la position du rotor, avec un palier de largeur suffisante (plus de 60°). On peut également noter que si le critère essentiel est la minimisation des ondulations du couple, les courants doivent être centrés par rapport aux courbes des FEM. Cela revient à un décalage nul entre les ordres de commutation et les FEM. La différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, seule la position du rotor au moment des commutations est nécessaire [14].

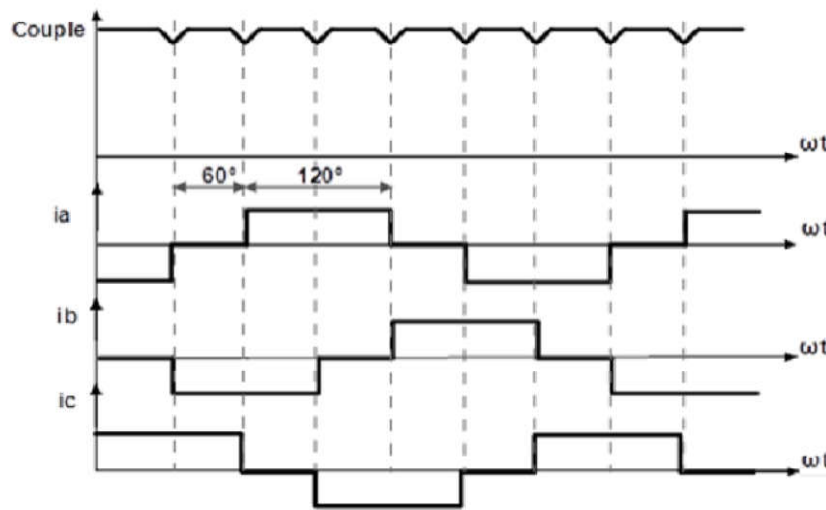


Figure. I.18 : Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant [14].

I .6.2. Alimentation par un Onduleur de Tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statorique de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsion MLI) ou (Pulse Width Modulation PWM, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées sur les

performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés [14].

I.7.1. Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis figure.I.19 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. La seconde magnétique est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe [15].

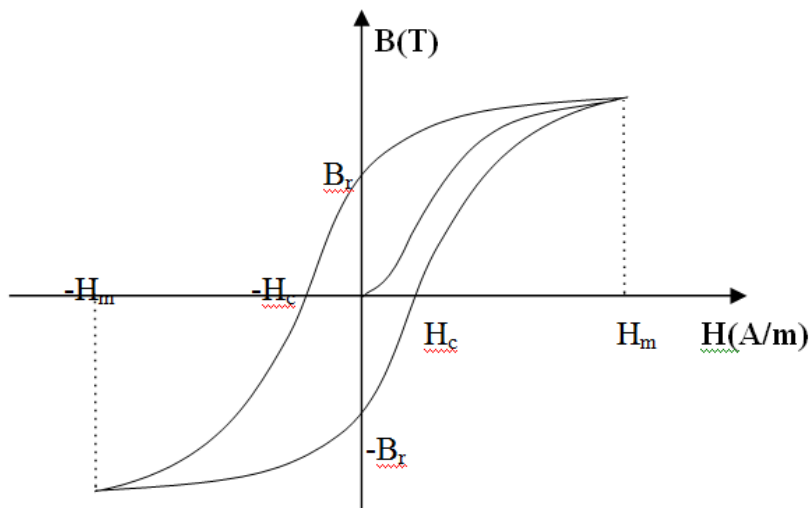


Figure I.16 : Cycle d'hystérésis [15].

I.7.2. Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième de son cycle d'hystérésis voir figure.I.20

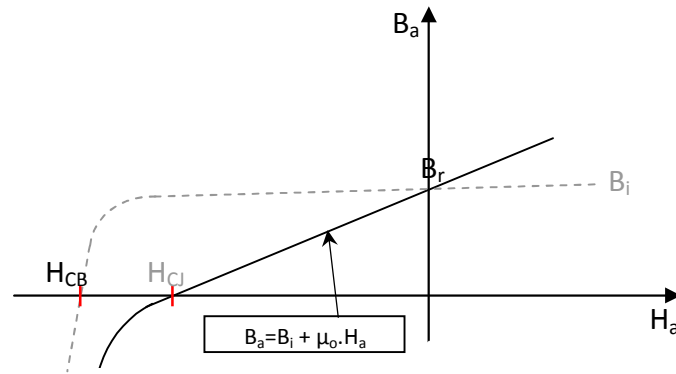


Figure.I,17. Courbe de désaimantation

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. 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, $(B.H)_{max}$: 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) [15].

1.7.3. 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 :

a) 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 part 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.

b) 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 [6].

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 [15].

Le choix d'aimant est effectué en fonction des 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 I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants [15].

Type d'aimants	Densité d'énergie (BH) _{max} (kJ / m ³)	Induction rémanente Br (T) à 25°C	Champ coercitif -H _c (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
Sm ₂ Co ₁₇	180–240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50–85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites Strontium	27–35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites Baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude générale sur la machine synchrone, au premier temps, une représentation des différents types de machines synchrones à aimants permanents est faite, au deuxième temps nous avons passé de montrer les avantages, les inconvénients et aussi les domaines d'application de cette machine. Finalement nous avons étudié les différents systèmes d'alimentation.

II.1. Introduction

Au niveau de ce chapitre nous présentons la modélisations analytiques et semi analytiques existantes basées sur les équations de Maxwell et la modélisations numérique basées sur les méthodes des éléments finis en 2D ce jour les plus fiables en prenant en compte la géométrie réelle de la machine et la linéarité des matériaux, présentation logecial FEMM

II.2. Description 2D du champ électromagnétique dans les machines Electriques.

Le calcul du champ magnétique au niveau d'une machine électrique tournante est un problème tridimensionnel. Néanmoins, sur une longueur importante de la machine, on peut considérer que les champs magnétiques sont situés dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation et que les courants inducteurs et induits sont parallèles à cet axe. Toutefois, l'approximation 2D ne permet pas de prendre en compte les effets d'extrémités. Les vecteurs inductions magnétiques \vec{B} et champ magnétiques \vec{H} étant contenus dans le plan d'étude, on peut alors choisir un potentiel vecteur magnétique \vec{A} (dans le cas d'un problème formulé en termes de potentiel vecteur) n'ayant qu'une seule composante suivant l'axe de la machine. Cette composante ne dépend que des coordonnées x, y et du temps t [7].

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A(x, y, t) \end{pmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

Le potentiel vecteur magnétique vérifie la jauge de Coulomb de façon implicite. L'induction magnétique \vec{B} , dérivant de ce potentiel, a pour composantes [7].

$$\vec{B} = \begin{pmatrix} + \frac{\partial A}{\partial y} \\ \frac{\partial B}{\partial x} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

Les équations gouvernant la diffusion du champ électromagnétique sont [7] :

$$\text{div}(v \text{grad}(\vec{A})) - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + J_s = 0 \quad (\text{II. 3})$$

où J_s désigne la densité de courant source.

En absence de densité de courant superficielle, les conditions de passage entre deux milieux

(1) et (2) sont [7]:

$$A_1 = A_2 \quad (\text{II. 4})$$

$$V_1 \frac{\partial A_1}{\partial n} = V_2 \frac{\partial A_2}{\partial n} \quad (\text{II. 5})$$

Dans le cas où il y a un mouvement différentiel entre les milieux 1 et 2, le potentiel vecteur magnétique et le champ magnétique tangentiel conservent leurs continuités (invariants relativistes du premier ordre) de sorte que si le milieu (1), référencé par R1, est animé à la vitesse v par rapport au milieu (2), référencé par R2, il s'ensuit[7]

$$A_1(\vec{x} + \vec{v}t, t) \Big|_{R_1} = A_1(\vec{x}, t) \Big|_{R_2} \quad (\text{II. 6})$$

$$V_1 \frac{\partial A_1}{\partial n}(\vec{x} + \vec{v}t, t) \Big|_{R_1} = V_1 \frac{\partial A_1}{\partial n}(\vec{x}, t) \Big|_{R_2} = V_2 \frac{\partial A_2}{\partial n}(\vec{x}, t) \Big|_{R_2} \quad (\text{II. 7})$$

II.3. Modélisation des machines synchrones

La modélisation de ces machines synchrones peut être réalisée selon trois types de méthodes différentes :

- les méthodes analytiques
 - les méthodes semi-analytique ou semi-numérique
 - les méthodes numériques
- qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients.

II.3.1. Méthodes Analytiques

La méthode analytique est très souvent utilisée pour modéliser les machines. Le point fort de cette méthode est son temps d'exécution très faible. La granularité obtenue avec cette méthode dépend fortement des hypothèses qui ont été posées. Il est tout à fait possible d'obtenir un modèle très fin, bien meilleur que par une méthode éléments finis, mais les hypothèses émises sont souvent incompatibles avec la modélisation souhaitée.

Ainsi il est tout à fait possible de calculer le champ magnétique et électrique exact d'un conducteur de section ronde soumis à un courant alternatif haute fréquence et d'observer l'effet de peau. Par contre il ne sera pas possible de modéliser des conducteurs de sections rectangulaires sauf à faire l'hypothèse d'un conducteur infiniment long sur une dimension[14].

L'utilisation des méthodes analytiques demande donc d'analyser et de poser les bonnes hypothèses et oblige donc le concepteur de très bien connaître le comportement des composants magnétiques afin d'être sûr de la validité et des limites du modèle. La modélisation analytique telle qu'elle a été présentée, se base sur les équations physiques régissant le composant. D'autres méthodes analytiques existent permettant de modéliser un système. Il est ainsi possible d'utiliser des surfaces de

réponses obtenues par plan d'expérience. La transformation conforme est également une méthode analytique puissante, permettant de résoudre le problème en partant d'une géométrie simple. Cette méthode a été beaucoup utilisée pour calculer analytiquement le champ magnétique dans l'entrefer d'une machine électrique [14].

II.3.1.1 Coefficient de Carter

Le coefficient de Carter k_c transforme une structure à encoches en une structure lisse par conservation de l'induction moyenne dans l'entrefer. Les transformations conformes sont appliquées en tenant compte des hypothèses suivantes :

- perméabilité des parties ferromagnétiques infinie ($\mu \rightarrow \infty$) ;
- encoches statoriques infiniment profondes.

Il est intéressant de remarquer que l'entrefer total avec Carter prend en compte l'entrefer réel et l'épaisseur des aimants, considérés comme de l'air. La figure II.1 montre l'influence de l'entrefer et de l'espace entre les têtes de dents sur le facteur de Carter k_c pour un diamètre d'alésage, 27 dents statoriques et une largeur de dents de 18 mm. Lorsque le rapport entre $\delta + ea$ et l'espace entre les têtes de dents est relativement petit (plus petit que 0.1), l'effet d'encoches est très marqué et l'entrefer équivalent peut passer du simple au double. Inversement, lorsque ce rapport est grand, le champ magnétique dans l'entrefer n'est que très peu influencé par les encoches ce qui fait tendre k_c vers 1 [4].

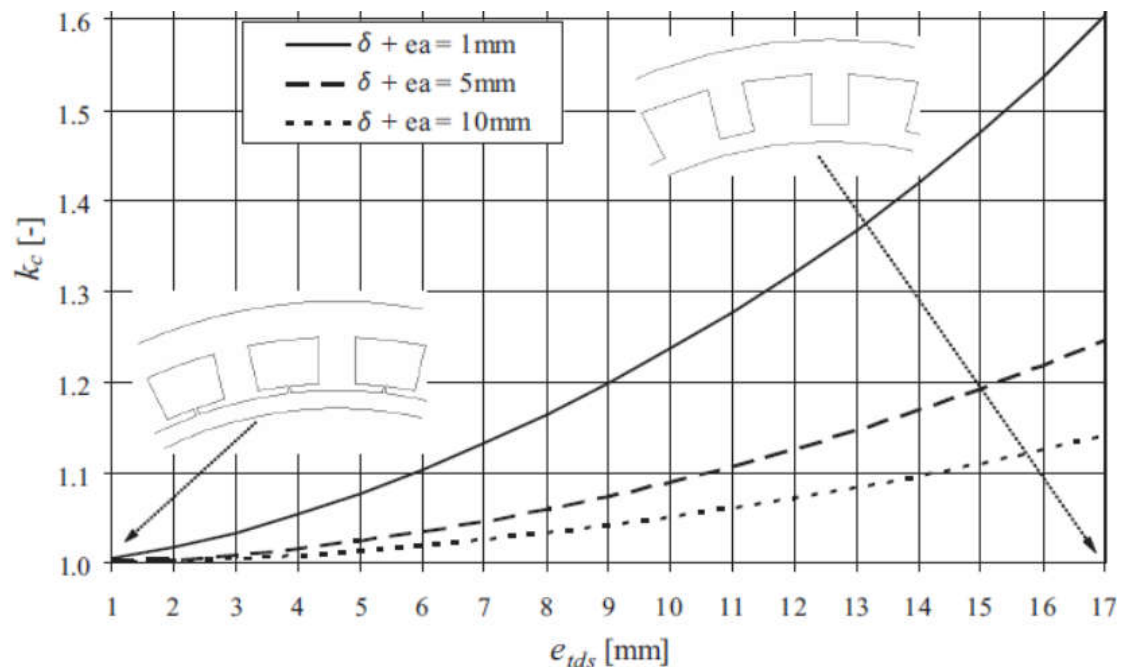


Figure II.1. Facteur de Carter k_c ($d_a = 300$ mm, $Z_n = 27$) [4].

Dans notre cas, nous présentons la méthode analytique pour le calcul des machines synchrones à aimants permanents, basée sur les équations de Maxwell sous forme intégrales.

II.3.1.3. Equations générales de MAXWELL

Les équations de MAXWELL sont la formulation mathématique complète qui régit tous les phénomènes électromagnétiques de tous dispositifs. Ces équations sont généralement interdépendantes de faite que les phénomènes magnétiques et électriques sont couplés [8].

Ainsi qu'elles sont valables dans les différents milieux (air, milieu non homogènes, non linéaires et anisotropes...)

Ces équations sont[8] :

- Equation de Maxwell-Faraday

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 8})$$

- Equation de Maxwell-Ampère

$$\left. \begin{array}{l} \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J}_{total} \\ \vec{J}_{total} = \vec{J}_C + \vec{J}_D \end{array} \right\} = \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J}_C + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II. 9})$$

- Equation de conservation du flux magnétique

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 10})$$

- Equation de Maxwell-Gauss

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II. 11})$$

Lois constitutives des milieux $B = \mu(H).H$ ou $H = \nu(B).B$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \text{ où } \epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (\text{II. 12})$$

\vec{E} : Vecteur champ électrique [V/m]

\vec{B} : Vecteur induction magnétique [T]

\vec{H} : Vecteur Champ magnétique [A/m]

\vec{D} : Vecteur induction électrique (vecteur déplacement électrique [C/m2])

σ : Densité volumique de charge électrique [C/m3]

\vec{J}_C : Vecteur densité du courant électrique de conduction [A/m2]

\vec{J}_D : Vecteur densité du courant électrique de déplacement [A/m2]

ϵ : Permittivité électrique [F/m]

μ : Perméabilité magnétique [H/m]

σ : Conductivité électrique [S / m]

ν : Réductivité magnétique [m/H]

À ces équations doit être associé la loi d'ohm généralisée

$$\vec{J}_C = \vec{J}_{ex} + \sigma \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II. 13})$$

Avec :

\vec{u} : Vecteur vitesse des pièces conductrices susceptible de se déplacer [m /s]

σ : Conductivité électrique [s/m]

\vec{J}_{ex} : Densité du courant d'excitation (source) [A/m2]

σ : Densité des courants induits du champ électrique E [A/m2]

Par les équations de MAXWELL nous allons présenter des modèles plus simples du couplage électromagnétique entre effets magnétiques et les effets électriques peuvent être dans certains cas découplés.

II.3.1.3.1. Le modèle électrostatique

Dans ce modèle la répartition des charges électriques fixes ne dépend pas de temps de ce fait le champ magnétique crée ne varie pas dans le temps

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (\text{II. 14})$$

Les expressions des équations de ce modèle est comme suit

$$\text{Div} \vec{D} = \rho \quad \text{rot} \vec{E} = 0 \quad (\text{II. 15})$$

$$(\text{II. 16})$$

$$D = \epsilon E \quad (\text{II. 17})$$

La relation (II.15) permet de définir une fonction potentiel scalaire électrique V , telle que

$$\vec{E} = -\text{Grad} V \quad (\text{II. 18})$$

Le modèle se ramène alors à l'équation

$$\text{Div}(\epsilon \text{Grad} V) + \rho = 0 \quad (\text{II. 19})$$

II.3.1.3.2. Le modèle magnétostatique vectorielle

Comme dans le modèle précédent, on suppose que le champ magnétique soit produit par des sources indépendantes du temps le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0$ et les champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{B} sont découplés, par contre, on désire modéliser un objet parcouru par des courants non nuls. On obtient alors les équations suivantes :

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{II. 20})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 21})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II. 22})$$

La relation $\text{Div} \vec{B} = 0$ permet de définir une fonction vectoriel a appelée potentiel vecteur magnétique, tel que

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (\text{II. 23})$$

Pour que \vec{A} soit totalement défini, on doit fixer sa divergence en utilisant la jauge de coulomb

$$\text{Div} \vec{A} = 0 \quad (\text{II. 24})$$

D'après les équations (II.24), (II.26), (II.27), on obtient

$$\overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}\right) = \vec{j} + \overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\vec{B}_r\right) \quad (\text{II. 25})$$

II.3.2. Méthodes Semi-Analytique

La méthode semi-analytique cherche à mettre le problème sous forme de circuit électrique équivalent. Chaque élément du circuit est déterminé analytiquement et la résolution est numérique en mettant le problème sous forme matricielle grâce aux équations de Kirchhoff. Il suffit alors d'un schéma numérique d'inversion de matrice

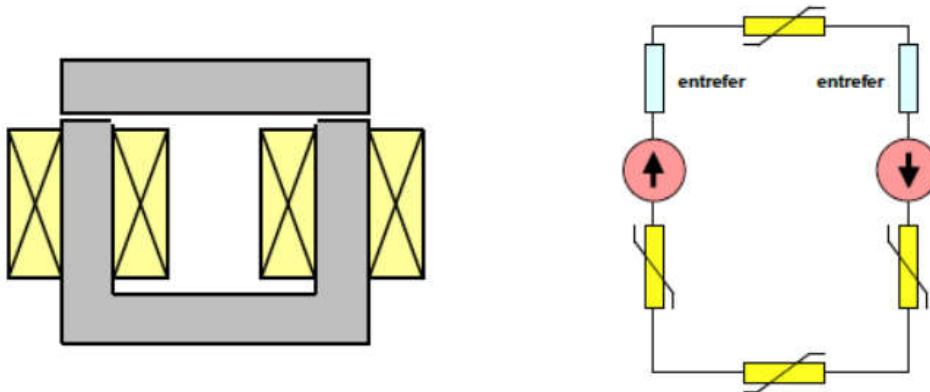
afin d'obtenir les différents potentiels et flux inconnus. Cette méthode à constantes localisées se base sur la notion de tube de flux [14].

Ce tube de flux unidirectionnel est conservatif. Toutes les lignes de flux entrant par une extrémité en ressortent par l'autre, exprimant ainsi la notion de divergence nulle d'un point de vue physique. Le tableau (II.1) donne la correspondance entre les potentiels et les flux pour différentes physiques. Le lien entre potentiel et flux est donné par la loi d'Ohm et permet de définir des résistances équivalentes pour chaque physique. La complexité des réseaux à constantes localisées réside dans le fait que l'utilisateur doit connaître préalablement la direction des lignes de champ. La granularité de cette méthode dépend grandement du nombre d'éléments constituant le réseau et les hypothèses émises. La figure II.2. montre la modélisation magnétique d'un électroaimant par une méthode semi-analytique [14]. Celle-ci reste simple avec peu d'éléments

	Potentiel	Flux
Électrique	V	A
Thermique	°K	W
Magnétique	A	Wb
Mécanique	m	N

Tableau II.1: Equivalence des flux et potentiels pour différents domaines physiques.

La précision est faible mais permet d'obtenir un modèle facile à mettre en place, avec la possibilité d'insérer une courbe de non-linéarité du matériau (élément en jaune sur la figure)[14].



figureII.2:Modélisation d'un électroaimant par un réseau simple de perméances[14].

II.3.2.2. Méthode des réseaux de perméances

Le principe de la méthode des réseaux de perméances est la décomposition en tubes de flux élémentaires du circuit magnétique de la machine. Un circuit de perméances représentant la géométrie de la machine est réalisé, dont chaque perméance est calculée à partir d'un tube de flux. Ce circuit peut être assimilé à un circuit électrique habituel à la différence près que ce sont les flux et les différences de potentiels magnétiques qui entrent en jeu à la place des courants et des différences de potentiels électriques. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine asynchrone. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances d'entrefer variables selon la position angulaire du rotor[15].

C'est une représentation moins fine que les éléments finis, mais plus détaillée que la modélisation analytique. L'avantage de cette méthode est qu'elle permet une résolution numérique rapide. Son inconvénient est que, si la paramétrisation des perméances des armatures statoriques et rotoriques est facile, La détermination de certaines perméances peut nécessiter une étude et un développement particulier, l'utilisation de la méthode des éléments finis par exemple, ce qui est notamment le cas des perméances d'entrefer [15].

II.3.2.3. la méthode de transformation conforme

La transformation conforme est la représentation d'une surface limitée liée à un plan d'une autre variable complexe. La distribution du champ entre les frontières d'une forme complexe, comme la structure d'ouverture des encoches, est généralement difficile à calculer, il devient donc approprié de trouver une transformation permettant de modifier un plan complexe en un autre dont lequel les

formes des frontières deviennent plus simples et pour lesquelles la distribution du champ est régulière et connue[16].

Le principe de base de cette méthode est expliquée dans le cas où l'encoche est infiniment profonde comme le montre la Figure.II.3. L'idée est de transformer la forme géométrique de cette Figure en une forme sans encoche dont laquelle la solution peut être déterminée en utilisant les méthodes décrites dans le chapitre precedent[16].

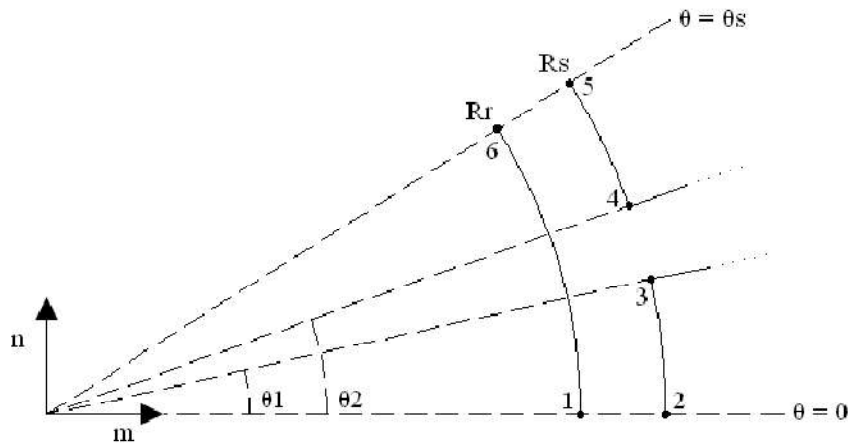


Figure (II.3). Représentation de l'ouverture de l'encoche dans les plans[16].

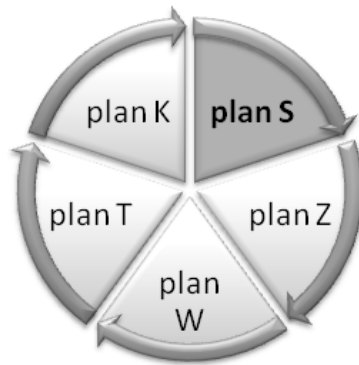


Figure (II.4). Principales étapes de la transformation conforme[[16]].

L'idée principale de cette solution est de tracer de nouveau les géométries de lamachine dans le plan complexe où la forme réelle de l'encoche existe. A partir de cette transformation, on suppose que la profondeur de l'encoche est infiniment profonde. En outre, la profondeur de la pénétration du champ dans l'ouverture de l'encoche est habituellement petite. Ainsi, la profondeur de l'encoche qui tend vers l'infini aura un effet négligeable sur les résultats et en même temps cette transformation sera considérablement simplifiée[16].

II.3.3. Les méthodes numériques

La méthode analytique, basée sur les équations de Maxwell sous forme intégrales, peut approcher la solution sans toutefois assurer la précision requise. La prise en compte de l'effet d'encochage par la fonction perméance réelle n'est pas suffisante pour avoir

une modélisation fine des ondulations du couple et les encoches rotoriques ne peuvent être considérées. Pour cela, la plupart des concepteurs, des industriels et des chercheurs font appel aux méthodes numériques qui sont plus ou moins utilisées selon le problème et la structure à étudier. Ces méthodes sont soit utilisées seules ou couplées entre elles. Parmi ces méthodes nous citerons la méthode des différences finies, la méthode des intégrales de frontières, la méthode des volumes finis et finalement la méthode des éléments finis[7]. Dans le cas des structures étudiées dans notre travail, en appliquant la méthode des éléments finis.

II.3.3.1. La Méthode des différences finies

La méthode des différences finies est de loin la plus intuitive parmi les méthodes d'approximation des EDP. Concrètement, l'idée de base consiste à approximer les dérivées (spatiales ou temporelles) des équations aux dérivées partielles en utilisant des développements de Taylor. Un des avantages majeurs de cette méthode est sa simplicité de mise en œuvre. De plus, le passage à des approximations d'ordre élevé peut se faire à un coût de calcul faible. L'inconvénient de la méthode des différences finies est la précision et la manque de flexibilité. Cela provient du fait que l'application de cette méthode nécessite plus de régularité de la solution et du maillage [17].

II.3.3.2. La Méthode des intégrales des frontières (MIF)

Cette méthode est basée sur la discrétisation des frontières du domaine, en utilisant pour cela le théorème de GREEN, Elle est limitée à la résolution des systèmes linéaires [18].

II.3.3.3. La Méthode des volumes finis (MVF)

La méthode des volumes finis consiste à effectuer un bilan local sur des volumes élémentaires (les éléments du maillage), en intégrant sur ces éléments les équations écrites sous forme de loi de conservation. Cette approche exprime les échanges qui s'opèrent entre les différents éléments du maillage via la définition de flux numériques aux interfaces. Ce formalisme se révèle alors particulièrement adapté à la résolution des équations de conservation (et en particulier celles issues de la mécanique des fluides) car les formulations discrètes qui en résultent font intrinsèquement apparaître la conservation des quantités physiques telles que la masse ou l'énergie. Avec un choix de formulation des flux adaptés, la méthode des volumes finis peut également facilement traiter les chocs dans le système physique sans engendrer d'oscillations parasites [17].

De plus, étant facile à mettre en œuvre sur des éléments quelconques (en particulier les simplexes), elle permet de traiter des géométries complexes avec des volumes de forme quelconque. Néanmoins cette méthode est difficilement étendue à des ordres élevés car la préservation de la stabilité et de principes du maximum tels que la positivité d'une densité imposent d'utiliser des limitations dans les reconstructions des formes des solutions au sein d'une cellule ce qui implique une perte d'ordre locale [17].

Des méthodes s'affranchissant des contraintes de principe du maximum et autorisant des oscillations ont alors été développées, l'idée étant de maîtriser l'amplitude des oscillations. Toutefois, peu de résultats théoriques de convergence pour les méthodes générales de type volumes finis sont disponibles, la plupart d'entre eux limitant l'ordre maximal accessible des méthodes utilisées lorsque l'on veut garder de bonnes propriétés de stabilité [17].

II.3.3.4.1 La méthode des éléments finis

Cette méthode est très couramment employée lors de l'étude des systèmes électromagnétiques complexes. Elle permet d'obtenir des résultats de calcul avec une très bonne précision et d'étudier de façon précise la répartition interne du flux magnétique, en prenant en compte les phénomènes de saturation et de création de courants de Foucault à l'intérieur des matériaux. Cette méthode est fondée sur la résolution des équations de Maxwell[9].

Elle est utilisée pour la résolution des équations aux dérivées partielles (EDP), dans tous les domaines des sciences de l'ingénieur.

II.3.3.4.2 Logiciel utilisé

La résolution par des techniques analytiques de l'équation est souvent limitée à des géométries simples. Lorsque le domaine de résolution est non linéaire à géométrie complexe, le recours à des techniques numériques telles que la méthode des différences finis, la méthode des intégrales de frontières, la méthode des éléments finis ou encore des méthodes mixtes s'impose[10]:

a-Résolution par la méthode des éléments finis

Vues sa généralisation et sa capacité à résoudre les problèmes les plus complexes (linéaires ou non linéaires, stationnaires ou dépendants du temps) et grâce au développement de l'outil informatique en termes de temps de calcul et de capacité de stockage, la méthode des éléments finis (MEF) est de nos jours, de plus en plus utilisée. Elle est particulièrement indiquée dans le processus de conception des machines électriques[10].

Son principe consiste en un découpage du domaine d'étude en éléments de dimensions finies, de formes diverses (triangles, rectangles, quadrilatères,...) à l'intérieur desquels le potentiel vecteur est approché par un polynôme ; Elle ne s'applique pas directement sur les équations aux dérivées partielles mais sur une forme intégrale de celles-ci. Cette formulation intégrale peut être de type variationnelle ou à résidus pondérés.

La méthode variationnelle de Ritz consiste en la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments du domaine d'étude;

Pour les systèmes électromagnétiques, la fonctionnelle énergie est :

Par contre la méthode des résidus pondérés permet de traiter directement l'équation aux dérivées partielles sans passer par un principe variationnel. Elle consiste à projeter l'équation à résoudre sur une base de fonctions indépendantes W appelées fonctions de pondération ayant des conditions de dérivabilité déterminées et à rechercher le potentiel vecteur A vérifiant les conditions aux limites et de passage[10].

$$\iint_{\Omega} w$$

En conséquence, la résolution par la méthode des éléments finis des équations du champ électromagnétique dans un domaine donné enferme les étapes suivantes:

- Discrétisation du domaine.
- Interpolation élémentaire (choix de la fonction d'interpolation).
- Formulation intégrale par l'intermédiaire de la méthode de Ritz ou de la méthode de Galerkin.
- Résolution du système d'équations.

De nos jours on dispose d'une variété de logiciels de calcul par éléments finis. Parmi eux ANSYS, MAXWELL, FLUX 2D/3D, COMSOL et FEMM sont probablement les plus populaires[10].

b-Description du logiciel FEMM

FEMM est un ensemble de programmes pour la résolution, en basse fréquence, par la méthode des éléments finis, des problèmes magnétostatiques et électrostatiques bidimensionnels dans un domaine plan ou axisymétrique. Ce logiciel est disponible en ligne sous licence GPL sur le site internet FEMM. Son caractère convivial et ses performances intéressantes en font un outil attrayant pour une conception assistée par ordinateurs de dispositifs électrotechniques[10].

Le logiciel FEMM se divise essentiellement en trois parties :

- **Le pré processeur** de FEMM est utilisé pour dessiner la géométrie du domaine d'étude, définir les matériaux le constituant, ainsi que les conditions aux limites.

Le tracé d'une géométrie donnée se fait habituellement en quatre étapes pas nécessairement séquentielles:

- Placer les noeuds définissant le domaine d'étude.
- Connecter les différents noeuds entre eux par des segments de droites ou d'arcs selon la géométrie du domaine à dessiner

Affecter à chaque région géométrique prédéfinie le matériau qui lui correspond (air, fer, cuivre, ...), ainsi que la taille du maillage associée. Le logiciel dispose d'une bibliothèque de matériaux qui peut être enrichi par l'utilisateur.

- Définir le schéma ou les données des sources (courant, densité de courants)

- Indiquer les conditions aux limites sur les frontières spécifiques du domaine d'étude..

Le domaine ainsi obtenu, constitué d'un certain nombre de milieux différents, est discrétisé en petits éléments par un maillage triangulaire, chaque triangle étant repéré par ses trois sommets. Dans chaque élément, le potentiel vecteur est approché par un polynôme du premier degré

- **Le Solvertient** compte des données décrivant le problème et résout les équations de Maxwell pour obtenir, les valeurs du champ magnétique dans l'ensemble du domaine d'étude. La résolution de l'équation aux dérivées partielles se fait par le biais de la formulation variationnelle de Ritz qui est basée sur la minimisation de la fonctionnelle énergie. Le processus de discrétisation par éléments finis aboutit à un système d'équations algébrique non linéaire, de forme matricielle dont les inconnus représentent les valeurs nodales du potentiel vecteur. La résolution est obtenue par la méthode du gradient conjugué.
- **Le Post-processeur** : c'est un programme graphique qui permet de visualiser les résultats de calcul du champs obtenus par le solver sous forme de graphes. Il permet entre autre de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux. La figureII .5. illustre l'interface interactive du post processeur.

Ce programme peut fonctionner dans trois modes différents.

- en mode point, l'utilisateur peut inspecter les valeurs du champ dans n'importe quel point du domaine étudié.
- en mode contour, l'utilisateur peut, relever et tracer le long d'un contour prédéterminé diverses grandeurs du champ telles que le potentiel vecteur, les composantes normales et tangentielles de l'induction magnétique et du champ magnétique, le flux, et déterminer l'effort produit ou le couple engendré ...etc.
- le mode bloc permet à l'utilisateur de définir un sous domaine dans la région solution et une quantité d'intégrales de surface ou de volume peuvent être obtenues sur les sous domaines. Ces intégrales incluent l'énergie magnétique, la coénergie magnétique, l'inductance, les différents types de pertes, le courant total, le couple, etc....

Par ailleurs, le compilateur Lua a été intégré dans le logiciel FEMM pour permettre à l'utilisateur de créer des programmes, écrits en langage Lua, facilitant la construction et l'analyse des géométries ainsi que l'évaluation des résultats du post processeur[10].

De plus, toutes les boites de dialogues du logiciel FEMM sont analysées par le compilateur Lua, en permettant l'entrée d'équations ou expressions mathématiques en lieu et place de valeurs numériques. Le code source Lua, ainsi qu'une documentation détaillée au sujet de la programmation en langage Lua, peuvent être obtenu sur<http://www.lua.org>

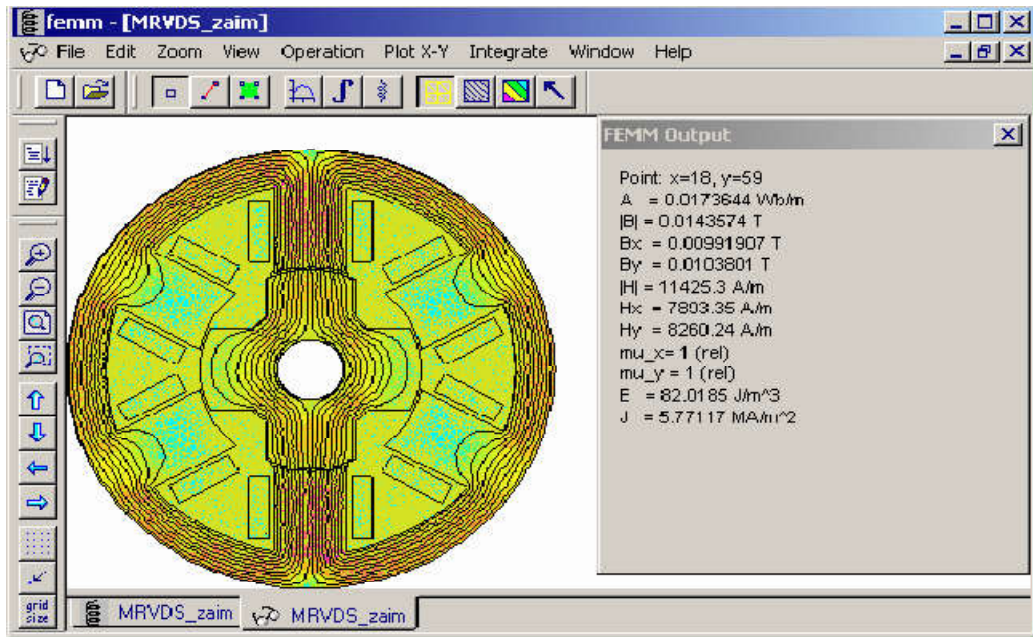


Figure II.5 L'interface interactive du logiciel FEMM

II.3.4. Maillage sur FEMM

Les différentes procédures suivies pour discrétiser la géométrie sont :

- création d'un système de discrétisation
- discrétisation des segments et arcs (on impose la méthode utilisée par le logiciel pour le découpage).
- maillage des différentes faces (on spécifie la forme des éléments).
- Les différentes surfaces ainsi délimitées, sont ensuite découpées en éléments finis et constituent le maillage du problème figure II.[1].

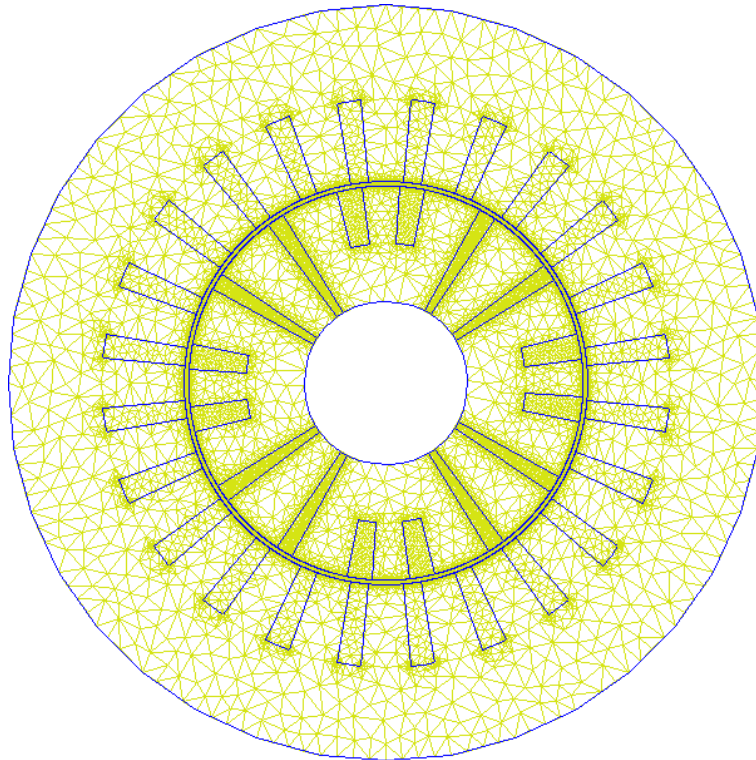


figure II.6. Représentation du maillage

Pour étudier la variation des grandeurs électromagnétiques et mécaniques, il est impératif de mailler de façon très fine l'entrefer de la machine. La figure II.2 nous montre un exemple de maillage de notre dispositif. Pour représenter le mouvement du rotor par rapport au stator, nous avons utilisé une bande de roulement[11]. Cette technique est implémentée dans le logiciel FEMM.

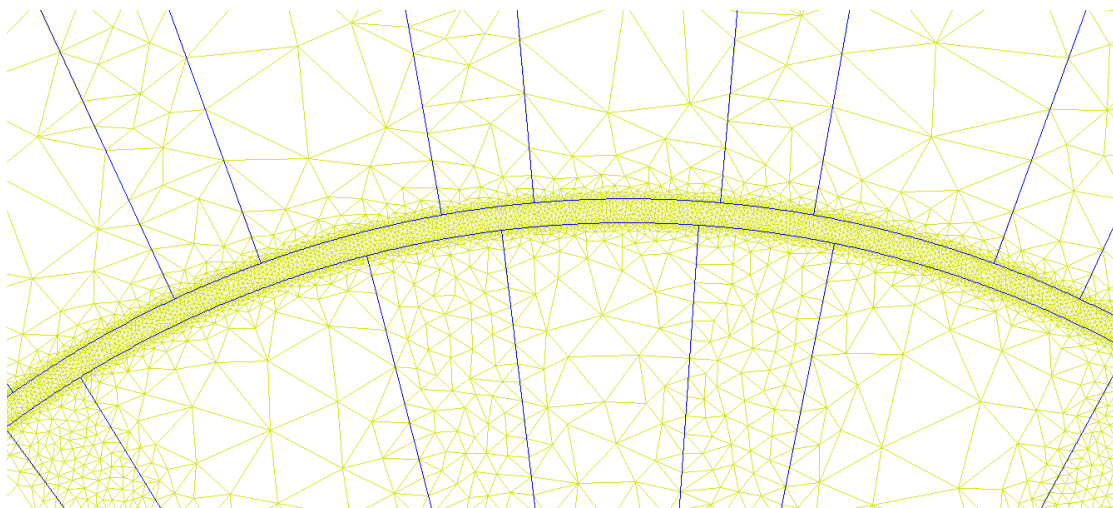


Figure II.7 maillage entrefer

II.4.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré les différents types de modélisation de la machine synchrone à savoir la méthode analytique et la méthode numérique, après on a passé à expliquer le logiciel utilisé lors de la modélisation. Nous avons fini le chapitre par unereprésentation montrent le principe de fonctionnement du logiciel FEMM.

Le chapitre suivant sera consacré la dimensionnent et la simulation de la machine synchrone à aimant permanent.

III.1. Introduction

Le dimensionnement de la machine permettant de définir les caractéristiques/dimensions de la machine afin de répondre à des besoins bien spécifiques. Ces besoins sont souvent formulés dans un cahier des charges qui définit les performances attendues de la machine et les nombreuses contraintes qu'elle doit satisfaire.

Dans ce dernier chapitre nous exposons une simulation des couples (électromagnétique, relectant et détente) en utilise logiciel **Femm42**.

III.2.1 Dimensionnement optimal d'un moteur synchrone à aimant permanent

Le dimensionnement optimal des machines électriques revient souvent à maximiser sa puissance tout en minimisant son volume ou sa masse. La procédure doit tenir compte des différentes contraintes. On doit, par exemple, vérifier que la température n'excède pas celle maximale admissible. Comme indiqué auparavant, nous nous intéressons aux modélisations numériques présentées dans les chapitres précédents. Ces modèles numériques permettent un dimensionnement optimal des machines à aimants relativement rapide. Nous commencerons par présenter deux démarches de conception optimale des machines synchrones à aimants permanents. Nous continuerons en présentant le dimensionnement optimal de ces machines.

III.2.2. Contraintes du dimensionnement

Le dimensionnement doit respecter les différentes contraintes suivantes :

- La température du bobinage ne devra pas excéder la température limite
- La température des aimants ne doit pas excéder leur température maximale
- L'induction dans les dents et dans la culasse ne doit pas dépasser l'induction de saturation du matériau ferromagnétique. Dans le cas de tôles spécifiques à la haute fréquence, l'induction de saturation est de l'ordre de 1.25 T.
- Le champ magnétique provenant du bobinage du stator ne doit pas dépasser le champ démagnétisant d'aimant H_c ; J donné par les constructeurs. Le champ magnétique provenant de la réaction magnétique d'induit se calcule à partir de la formulation en potentiel vecteur magnétique.

III.3. Conception optimale de machines synchrones à aimants permanents

Dans le cas des machines électriques, l'objectif est souvent de maximiser leurs performances tout en réduisant leur volume ou leur masse en respectant les différentes contraintes du cahier des charges.

III.3.1 Sources harmoniques des pertes dans les aimants

Lors de l'analyse des pertes dans les aimants, nous avons distingué deux sources harmoniques engendrant des pertes au rotor :

- Les harmoniques d’encoches : la variation de perméance entre une encoche et une dent entraîne des ondulations d’induction dont la fréquence est proportionnelle au nombre de dents et à la vitesse du rotor ;
- Les harmoniques de courant : l’association de la machine synchrone et de l’électronique de puissance entraîne des harmoniques de courant. Selon l’inductance synchrone de la machine, ces harmoniques sont plus ou moins atténués ;
- Les harmoniques d’espace : la distribution du bobinage dans les encoches crée une répartition non sinusoïdale des forces magnétomotrices. Les harmoniques d’espace s’associent aux harmoniques de courant pour induire des courants de Foucault dans les aimants.

III.4. Résultat de simulation

Tableau.III.1. Paramètre de la machine

Dimension	symbole	Paramètre
10 (mm)	ecul	épaisseur de la culasse statorique
10 (mm)	eenc	hauteur des encoches
34.025 (mm)	Rs	rayon intérieur statorique
0.55 (mm)	e	épaisseur de l’entrefer
Variable	α	Angle ouverture d'aimant
1 (T)	B	Induction
24 (encoche)	Z	Nombre d'encoche
200 (spire)	N	Nombre de spires
Variable	I_r	Valeur de courant rotorique
Variable	I_s	Valeur de courant statorique
150 (mm)	L	Longueur de la machine
4 pole	P	nombre de paires de poles
50 (spire)	N	Nombre de spires dans le rotor
Variable	α_{ai}	Angle ouverture entre les aimants

III.4.1 Couple électromagnétique

$$T_0 = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{moy}} * 100 \tag{III. 1}$$

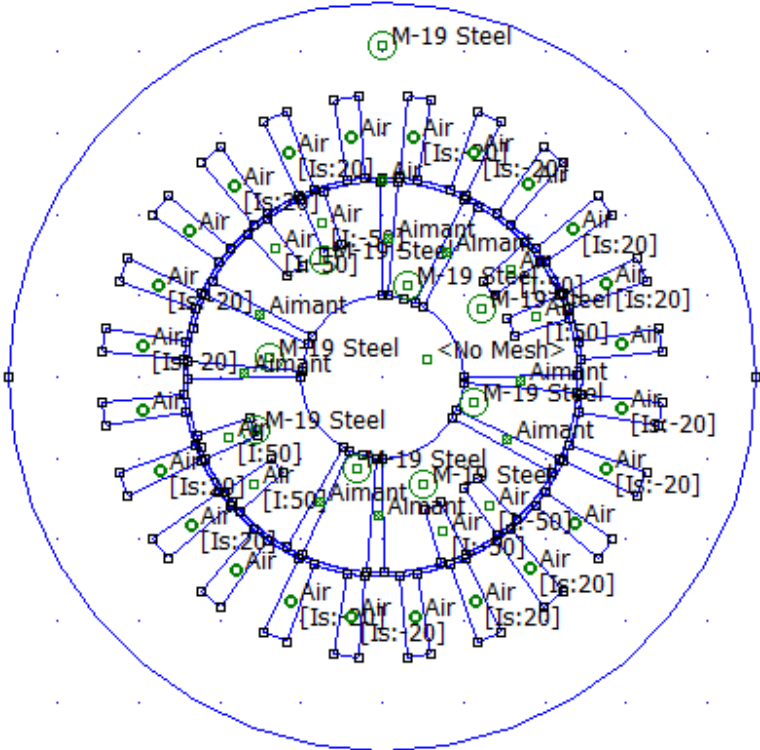
T_0 =Taux d ondulation

C_{max} = couple électromagnétique max

C_{min} = couple électromagnétique min

C_{moy} = couple électromagnétique moyenne

Machine (20/5) :



Machine (20/5) :

20 = angle d' ouverture enter les aimant .

5 = angle d' ouverture des aimant .

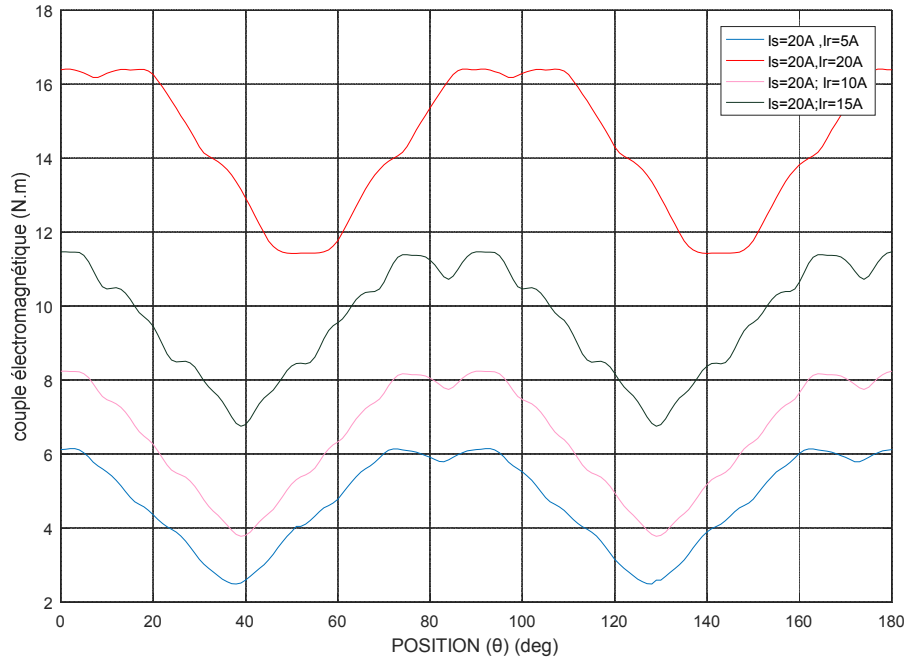


Figure III.1. Résultats de simulation de couple électromagnétique pour la machine (20/5)

Tableau.III.2.taux d'ondulation de la machine (20/5)

Courant rotorique Ir(A)	Courant statorique Is(A)	Taux d ondulation %
Ir=20A	Is=20A	34.8192%
Ir=15A	Is=20A	49.1273%
Ir=10A	Is=20A	69.1274%
Ir=5A	Is=20A	77.5667%

Commentaires:

Au début, on fixe le courant statorique à 20A et varier le courant rotorique, nous remarquons que la courbe pour Is=20A et Ir=20A donne meilleur résultat par rapport aux autres courbes puisque la valeur moyenne du couple électromagnétique est supérieur et le taux d'ondulation inférieur par rapports aux autres résultats.

Machine (20/7.5):

20 = angle d' ouverture enter les aimant .

7.5 = angle d' ouverture des aimant .

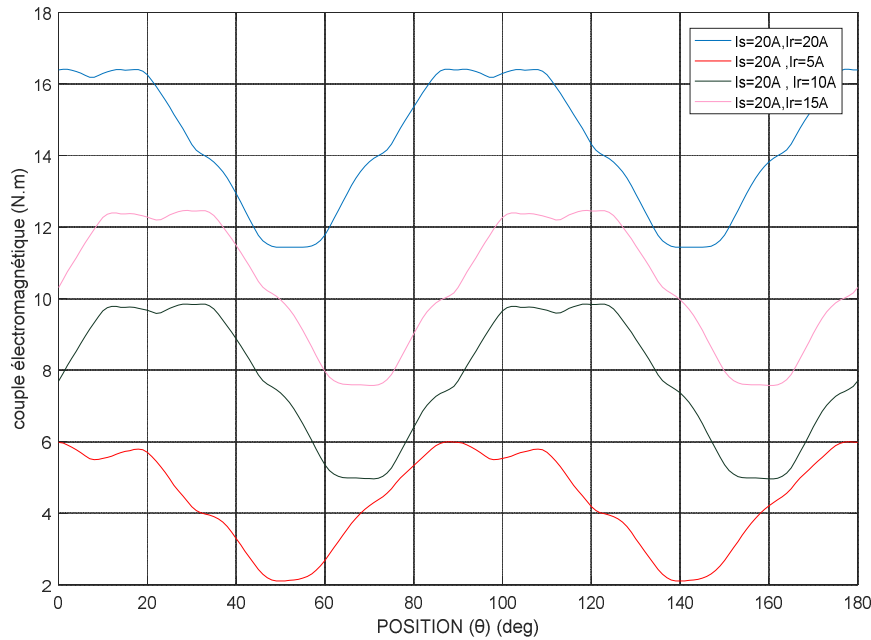


Figure.III.2. Résultats de simulation de couple électromagnétique pour la machine (20/7.5)

tableau.III.3 taux d'ondulation de la machine (20/7.5)

Courant rotorique Ir(A)	Courant statorique Is(A)	Taux d ondulation %
$\underline{I_r}=20A$	$\underline{I_s}=20A$	34.8192%
$\underline{I_r}=15A$	$\underline{I_s}=20A$	47.1767%
$\underline{I_r}10A$	$\underline{I_s}=20A$	63.0423%
$\underline{I_r}=5A$	$\underline{I_s}=20A$	89.6505%

Commentaires:

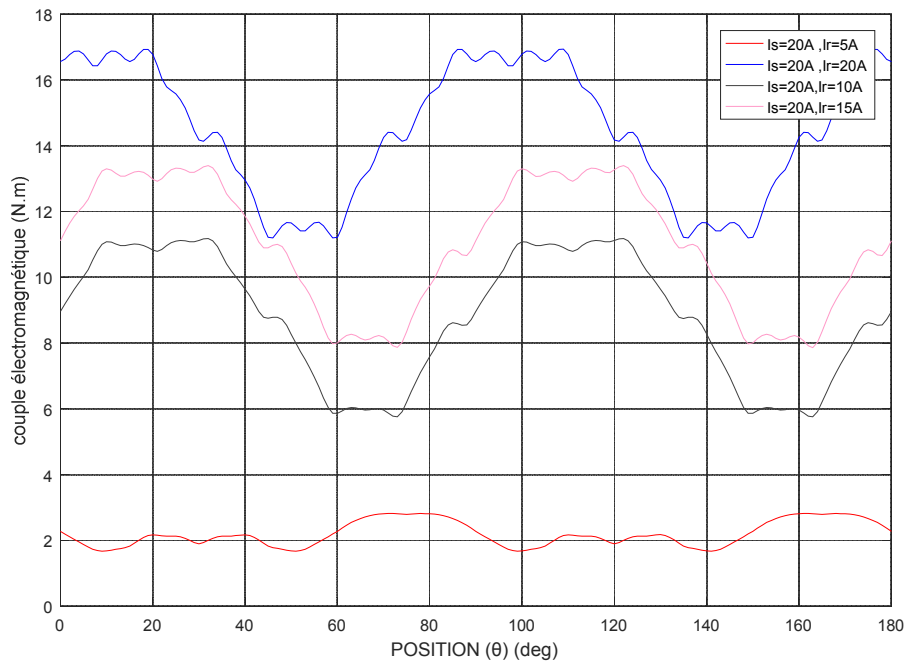
Le Figure représenté les différentes courbes de couple électromagnétique pour la machine (20/7.5) après fixe le courant statorique (=20A) et varier courant rotorique et angle

d'ouverture des aimants , nous remarquons le courbe pour Is=20A et Ir =20A donne meilleur résultat par rapport les autres courbes puisque la valeur moyen de couple électromagnétique est supérieur et le taux d'ondulation inférieur par rapports les autres résultats mais les pertes par effet joule plus élevé.

Machine (20/10) :

20 = angle d' ouverture enter les aimant .

10 = angle d' ouverture des aimant .



FigureIII.3. Résultats de simulation de couple électromagnétique pour la machine (20/10)

tableau.III.4. taux d'ondulation de la machine (20/7.5)

Courant rotorique Ir(A)	Courant statorique Is(A)	Taux d ondulation %
Ir=20A	Is=20A	55.0078%
Ir=15A	Is=20A	50.3597%
Ir=10A	Is=20A	49.5098%
Ir=5A	Is=20A	52.0037%

COMMENTAIRES :

Figure illustre les différentes courbes de couple électromagnétique pour la machine (20/7.5) , Tant que nous fixons le courant statorique ($I_s=20A$) et varier courant rotorique et angle d'ouverture des aimants, nous remarquons le courbe pour $I_s=20A$ et $I_r =10A$ donne meilleur résultat par rapport les autres courbes puisque la valeur moyen de couple électromagnétique est supérieur et le taux d'ondulation inférieur par rapports les autres résultats mais les pertes par effet joule plus élevé

*Taux d ondulation de la machine (20/10) pour $I_s=20A$, $I_r=5A$:

$$T_0 = C_{max} - C_{min} / C_{moy} * 100 = 52.0037\%$$

*Taux d ondulation de la machine (20/10) pour $I_s=20A$, $I_r=20A$:

$$T_0 = C_{max} - C_{min} / C_{moy} * 100 = 55.0078\%$$

*Taux d ondulation de la machine (20/10) pour $I_s=20A$, $I_r=10A$:

$$T_0 = C_{max} - C_{min} / C_{moy} * 100 = 49.5098\%$$

*Taux d ondulation de la machine (20/10) pour $I_s=20A$, $I_r=15A$:

$$T_0 = C_{max} - C_{min} / C_{moy} * 100 = 50.3597\%$$

III.4.2 couple réductantrotorique

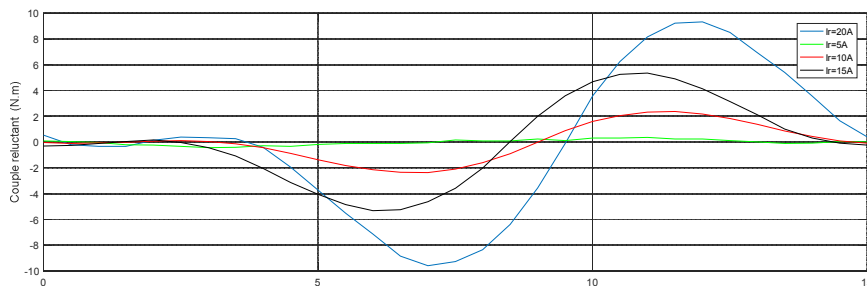
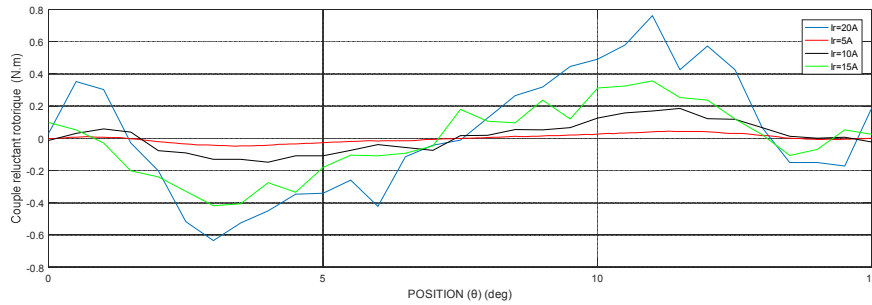


Figure.III.4. Résultats de simulation de couple réductantrotorique pour la machine (20/5)

Commentaire

La figure illustre résultats de simulation de couple réductantrotorique pour la machine (20/5), tant que varier le courant rotorique ($I_r=5A$, $I_r=10A$, $I_r=15A$, $I_r=20A$), nous remarquons que:

Tant que le valeur du courant élevé conduit l'augmentation des pertes par effets joules et aussi l'ondulation en déduire que le courant rotorique $I_r=5A$ donne meilleur résultat par rapport les autres courant



FigureIII.5. Résultats de simulation de couple réductantrotorique pour la machine (20/7.5)

Commentaire

La figure illustre résultats de simulation de couple réductantrotorique pour la machine (20/7.5), tant que varier le courant rotorique ($I_r = 5A$, $I_r = 10A$, $I_r = 15A$, $I_r = 20A$), nous remarquons que:

Tant que le valeur du courant élevé conduit l'augumentation des pertes par effets joules et aussi l'ondulationen déduire que les courants rotorique $r=5A$ et $ir=10A$ donne meilleur résultat par rapport les autres courant.

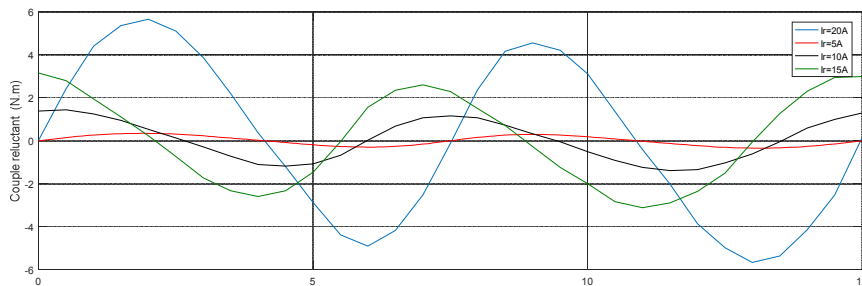


Figure.III.6. Résultats de simulation de couple réductantrotorique pour la machine (20/10)

Commentaire

La figure représenté résultats de simulation de couple réductantrotorique pour la machine (20/10), tant que varier le courant rotorique ($I_r = 5A$, $I_r = 10A$, $I_r = 15A$, $I_r = 20A$), nous remarquons que:

Tant que le valeur du courant élevé conduit l'augumentation des pertes par effets joules et aussi l'ondulationen déduire que le courant rotorique $r=5A$ donne meilleur résultat par rapport les autres courant.

III.4.3 Couple de détente

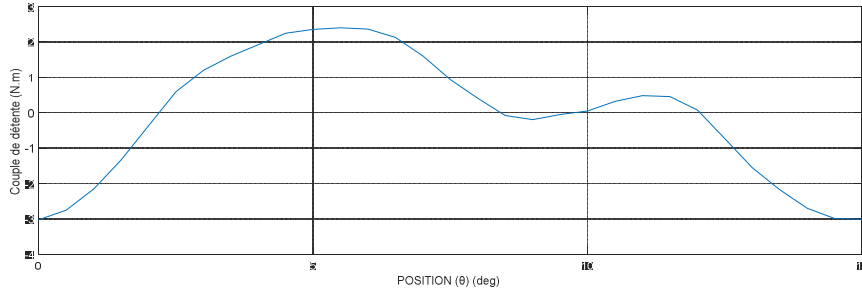


Figure.III.7. Résultats de simulation de couple de détente pour la machine (20/5)

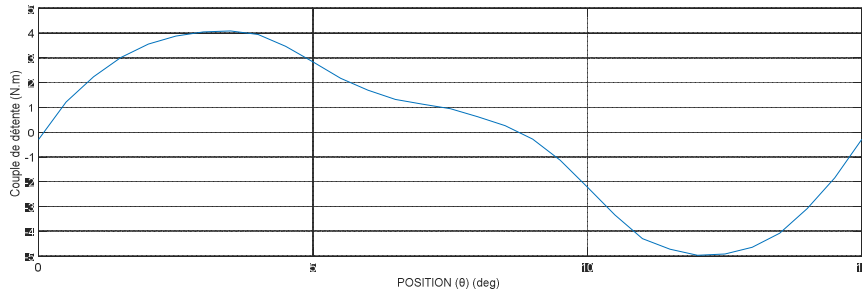


Figure.III.8. Résultats de simulation de couple de détente pour la machine (20/7.5)

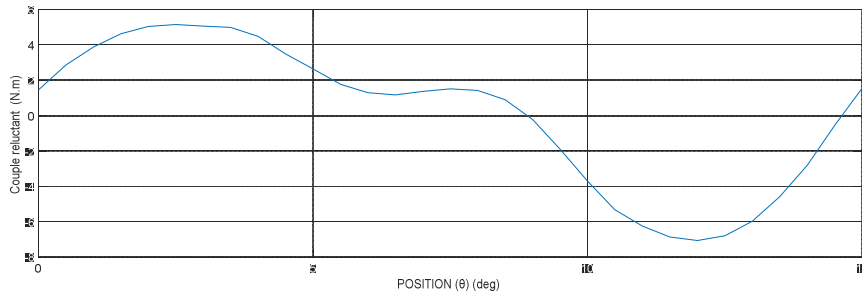


Figure.III.9. Résultats de simulation de couple de détente pour la machine (20/10)

Commentaire

Les Figures 1 /2/3 illustre les différentes courbes de couple de détente pour les machines (20/7.5) (20/7.5) (20/10) , Tant que nous varier angle d'ouverture des aimants et angle entre les aimante , nous remarquons le courbe de figure1 pour la machine (20/5) donne meilleur résultat par rapport les autres courbes puisque l amplitude de couple de détente est inférieur par rapports les autres résultats .

III.4.4. Couple reluctanstatorique

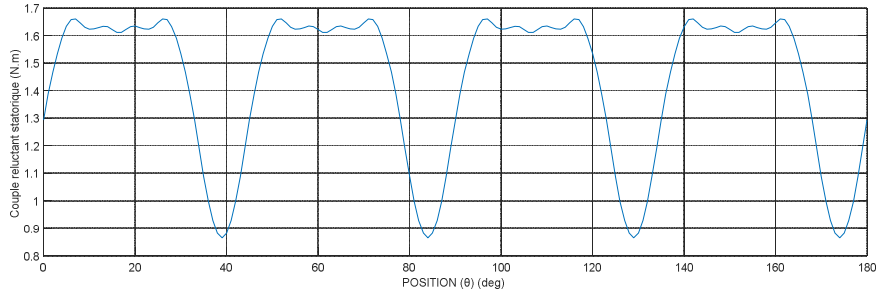


Figure.III.10 Résultats de simulation de couple reluctanstatorique pour la machine (20/5)

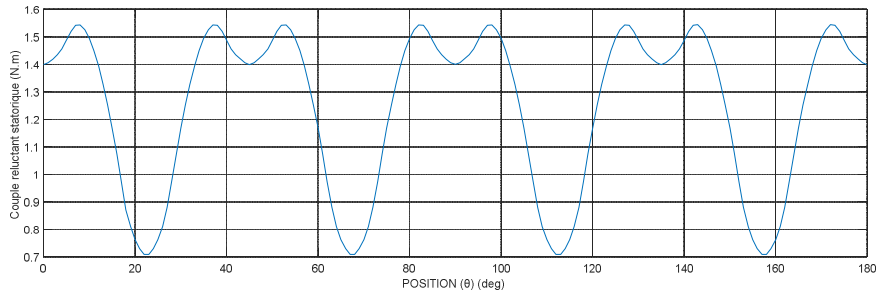


Figure.III.11 Résultats de simulation de couple reluctanstatorique pour la machine(20/7.5)

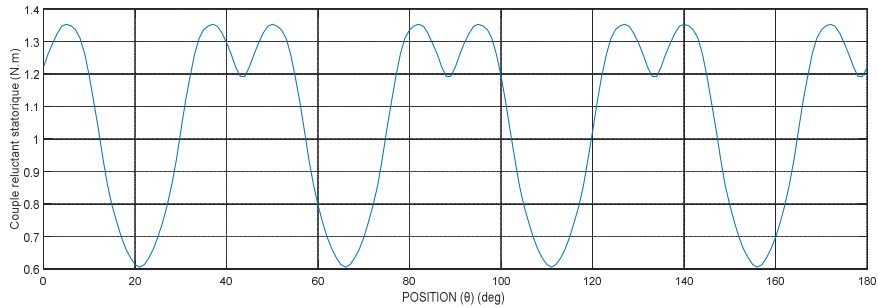


Figure.III.12.Résultats de simulation de couple reluctanstatorique pour la machine (20/10).

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons représenté les différents résultats de simulation, par un dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents. La diminution de couple de détente permet d'obtenir un meilleur résultat pour le couple électromotrice et diminue la vibration de la machine. La technique de conception et le dimensionnement optimale est la technique la plus efficace.

Conclusion générale

Avant de passer aux résultats de simulations obtenus dans ce mémoire, il a été nécessaire de parler un peu sur la machine synchrone à aimant permanent. Bien que leur principe de fonctionnement soit connu depuis longtemps, leur développement a été freiné par les non-linéarités qui les caractérisent. Mais aujourd'hui, les puissants outils de calcul informatiques permettent de dimensionner rapidement ces machines, et par conséquent, les applications deviennent de plus en plus nombreuses.

Le but principal de ce mémoire est de modéliser la machine synchrone à aimant permanent par le logiciel FEMM afin d'obtenir les caractéristiques électromagnétiques. Pour cet objectif, nous avons fait appel à l'approche des éléments finis. Le second but concerne l'amélioration de l'alimentation de la machine afin de minimiser les ondulations du couple. Cela est effectué par un choix convenable de l'angle de commutation.

Dans le premier chapitre, nous avons donné des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents en introduisant le principe de fonctionnement et les différents types rencontrés. Nous avons parlé aussi sur les alimentations adaptées à la machine.

Le second chapitre traite la simulation de la machine synchrone à aimants permanents par le logiciel FEMM. Ce logiciel utilise le langage LUA pour la résolution des problèmes électromagnétiques. Les dimensions de nos machines ont été proposées. Nous avons fait plusieurs tests de simulation par le changement de la position du rotor et avec différentes valeurs du courant d'alimentation. Les résultats relatifs aux caractéristiques électromagnétiques obtenus sont acceptables.

Les ondulations du couple électromagnétique ainsi que l'amplitude du couple de détente ont été tous traités dans ce mémoire. Le choix d'une machine optimale répond à ces performances. Nous avons dimensionné nos machines en jouant sur l'ouverture des aimants seulement sous des contraintes mécaniques et thermique fixes.

Comme perspectives, il est important de traiter ces machines en saturation. L'analyse analytique est fortement proposée.

BIBLIOGRAPHIE

[1]: Bardadi bendaha mansou « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » Thèse de magister, Univ d'oran, février 2015.

[2]: Edouard BOMMÉ « Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer» Thèse de Doctora, Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2009.

[3]: AID Housseem et AINA Wafaa « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » Thèse de master, Univ de Tlemcen o,ctobre 2013.

[4]: Patrick Ragot « Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents » Thèse de Doctora, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE Suisse, septembre 2008

[5]: Noureddine BOUNASLA « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents » Thèse de Magister, Univ de Sétif,2014.

[6]: BOUKAIS Boussa « CONTRIBUTION A LA MODELISATION DES SYSTEMES COUPLES MACHINES CONVERTISSEURS : APPLICATION AUX MACHINES A AIMANTS » Thèse de Doctorat, Univ de TIZI-OUZOU, février2012.

[7]: Kamel BOUGHRARA « Modélisation Analytique et Numérique des Performances Electromagnétiques des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat , L'Ecole Nationale Polytechnique, Décembre 2008.

[8]: Chouaib LABIOD « Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable » Thèse de Magister, Univ de biskra, mai 2014.

[9]: Hervé ROISSE « CONTRIBUTION A LA MODELISATION DES SYSTEMES ELECTROTECHNIQUES PAR LA METHODE DES RESEAUX DE PERMEANCES COUPLES. APPLICATION AUX MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS » Thèse de Doctorat, Univ de Lille, janvier 1998.

[10]: SAOU RACHID « MODELISATION ET OPTIMISATION DE MACHINES LENTES A AIMANTS PERMANENTS : Machines à double saillance et à inversion de flux» Thèse de Doctorat, L'Ecole Nationale Polytechnique, novembre 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [11]: LADJABI Abdelkader « Pseudo-identification des paramètres des machines asynchrones à cage en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » Thèse de Magister, Univ ORAN, novembre 2001.
- [12]: Sergi GOMEZ PALLEJA « Méthodes de résolution du modèle analytique magnétique des machines synchrones » Thèse Projet de fin d'études, Juillet 2014.
- [13]: LATRECHE Mohammed Tahar « Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien » Thèse de Magister, Univ Sétif, juin 2012.
- [14]; Mathieu ROSSI « Conception optimale et multi-physique de composants passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire » Thèse de Doctora, Univ Lille, Décembre 2012.
- [15]: KHELIF Samia « Modélisation Des Machines Asynchrones en Vue du Diagnostic Prise en Compte Adéquate du Circuit Magnétique » Thèse de Magister, Univ Biskra, 2012.
- [16]: Ladghem CHIKOUCHE Brahim « calcul des performances de la machine synchrone à aimants permanents » Thèse de Magister, L'Ecole Nationale Polytechnique, juillet 2009.
- [17]: Asma TOUMI « Méthode numérique asynchrone pour la modélisation de phénomènes multi-échelles » Thèse de DOCTORAT, Univ TOULOUSE, 2016.
- [18]: NEHAL OUASSILA « Etude et modélisation des paliers planaires » Thèse de magistère, Univ DE CONSTANTINE, 2009.

Résumé:

Aujourd'hui, il est possible d'obtenir des machines synchrones à aimant permanent aussi performantes que celles à courant continu grâce à la maîtrise de l'électronique de puissance et de commande. L'intérêt pour des MSAP a également récemment augmenté, en raison de certains avantages, peut offrir une solution d'approvisionnement alternative dans des applications telles que la propulsion électrique des navires, les laminoirs et les systèmes d'énergie électrique renouvelable. De plus, la machine à MSAP peut être utilisée dans d'autres applications telles que les véhicules électriques et les applications à haute puissance.

Le dimensionnement optimal d'une MSAP est proposé dans ce mémoire. Pour ce la, la méthodologie du travail s'effectue en trois chapitres, en premier lieu, la généralité sur la MSAP telles que: les structures, domaines d'application, avantages et inconvénients. En second lieu, nous présentons la modélisation analytique existante basée sur les équations de Maxwell et la modélisation numérique basée sur les méthodes des éléments finis en 2D. Enfin, dans dernier chapitre, nous exposons une simulation des couples (électromagnétique, rotorique, statorique et détente) en utilise logiciel Femm42.

Le but de ce travail, est de réduire le couple de détente afin de diminuer les vibrations dans la machine et permet obtenir meilleur résultat pour le couple électromotrice. Pour ce la, la technique proposée dans ce travail est vérifiée par simulation numérique. Les résultats de la validation numérique obtenus ont montré l'efficacité de la méthode proposée.

Abstrat :

Today, it is possible to obtain synchronous machines with continuous current thanks to the control of the power electronics and control. Interest in MASPs has also recently increased, because of some benefits, can offer an alternative supply solution in applications such as electric ship propulsion, rolling mills and renewable electric power systems. In addition, the MSAP machine can be used in other applications such as electric vehicles and high power applications.

In this brief, the technique of optimal sizing of an MSAP is proposed. For this, the methodology of the work is carried out in three chapters, in the first place, the generality on the MSAP such as: the structures, fields of application, advantages and disadvantages. Second, we present the existing analytical models based on Maxwell's equations and numerical modeling based on 2D finite element method. Finally, in the last chapter, we

expose a simulation of the couples (électromagnetic, rotor, stator and relaxation) using Femm42 software.

The purpose of this work is to reduce the relaxation torque as well as mechanical vibrations. For this, the technique proposed in this work is verified by numerical simulation. The numerical validation results obtained showed the effectiveness of the proposed method.

الملخص :

اليوم، من الممكن الحصول على آلات متزامنة ذات مغناطيس دائم قوي مثل تلك التي لها تيار مستمر بفضل التحكم في إلكترونيات الطاقة و التحكم فيها. كما ازداد الاهتمام في MSAP مؤخرًا، بسبب بعض الفوائد، ويمكن أن يوفر حلاً بديلاً للإمداد في تطبيقات مثل الدفع بواسطة السفن الكهربائية، ومصانع الدرفلة، وأنظمة الطاقة الكهربائية المتجددة. بالإضافة إلى ذلك، يمكن استخدام آلة MSAP في تطبيقات أخرى مثل المركبات الكهربائية و التطبيقات عالية الطاقة.

في هذا الموجز، تقترح تقنية القياس الأمثل ل MSAP. بالنسبة لها، ومنهجية العمل ينطوي على ثلاثة فصول، الأول، من عمومية MSAP مثل الهياكل، ومجالات التطبيق، مزايا و عيوب. ثانياً، نقدم النماذج التحليلية القائمة على أساس معادلات ماكسويل والنمذجة العددية على أساس أساليب العناصر المحدودة 2D. وأخيراً، في الفصل الأخير، نكشف عن محاكاة للأزواج (الكهرومغناطيسية، الدوار، الجزء الثابت و الاسترخاء) باستخدام برنامج Femm42.

الغرض من هذا العمل هو تقليل عزم الاسترخاء من أجل الحد من الاهتزازات الميكانيكية والحصول على عزم

الكهرو محرض جيد. لهذا، يتم التحقق من التقنية المقترحة في هذا العمل من خلال محاكاة عددية. أظهرت نتائج التحقق الرقمية التي تم الحصول عليها فعالية الطريقة المقترحة.