

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE Science technologie
DEPARTEMENT Génie Electrique

N° :



DOMAINE : GENIE ELECTRIQUE
FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par:

Mr. Mohamed salem sidi brahim

Mr. levrack ahmed cheikh

Intitulé

**Analyse de la structure à commutation de flux à
double excitation avec bobinage interne**

Soutenu devant le jury composé de :

Salim Chekroun

Brahim Ladghem Chikouche

Assam Zorig

Université de M'sila

Université de M'sila

Université de M'sila

Président

Rapporteur

Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Résumé :

L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul des performances de la machine synchrone à aimants permanents à double excitation, le choix de cette machine se justifie par l'intérêt qu'elle porte dans les domaines tels que l'industrie, la robotique, et la mécanique de précision. L'application de la méthode numérique basée sur la méthode des éléments finis, est une méthode nécessaire et efficace pour notre travail. L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul numérique 2D, basé sur la méthode des éléments finis, d'une structure de la machine synchrone à aimants permanents à double excitation (à concentration de flux) dont le but est de prédéterminer, sous des conditions thermiques et mécaniques fixées, les performances de la machine comme les différents couples et la force électromotrice.

Mots clés : Machine synchrone à aimant permanent, Machine synchrone aimants double excitation, induction magnétique, flux magnétique, FEEM, équations de Maxwell, couple de détente, couple réactant.

Abstract:

The study which will be presented in this thesis concerns the computation of the performances of the synchronous machine with permanent magnets in double excitation, the choice of this machine is justified by the interest that it carries in the domains such as the industry, the robotic, and the precision mechanics. the application of the numerical method based on the finite element method is a necessary and efficient method for our work. the study that will be presented in this thesis deals with 2D numerical computation, based on the finite element method. A structure of the synchronous machine has permanent magnets with double excitation (flux concentration) whose purpose is to predetermine, under fixed thermal and mechanical conditions, the performances of the machine as the different torques and the electromotive force.

ملخص:

تتعلق الدراسة التي سيتم تقديمها في هذه الأطروحة بحساب أداء الجهاز المتزامن مع المغناطيس الدائم الإثارة مزدوجة، ويتم تبرير اختيار هذا الجهاز من خلال الاهتمام الذي يحمله في المجالات مثل الصناعة، والروبوتية، والميكانيكا الدقيقة. إن تطبيق الطريقة العددية على أساس طريقة العناصر المحددة طريقة ضرورية وفعالة لعملنا. نتناول الدراسة التي سيتم تقديمها في هذه الرسالة أطروحة حسابية ثنائية الأبعاد تعتمد على طريقة العناصر المحددة. يحتوي هيكل الجهاز المتزامن على مغناطيس دائم مع إثارة مزدوجة (تركيز التدفق) تهدف إلى تحديد مسبق، في ظل الظروف الحرارية والميكانيكية الثابتة، أداء الماكينة مثل عزم الدوران المختلف والقوة الدافعة الكهربائية.

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie **DIEU** le Tout-puissant d'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé. Je tiens à exprimer mon remerciement et ma gratitude à mon encadreur: Mr. LADGHEM CHIKOUCHE Brahim qui a aidé pour rendre ce travail effectif. Mon remerciement aussi au chef département de l'électrique de l'université de M'sila et à tous les enseignants qui ont enseignés durant les années du cursus. Mon remerciement est également aussi aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail. Enfin je remercie aussi toutes les personnes qui ont aidée de près ou de loin à la rédaction de ce travail.

DÉDICACES

A MES PARENTS

MES FRÈRES ET

MES SŒURS

A MA FAMILLE ET

TOUTES MES AMIS

TOUT AVEC SON

NOM.

Liste des matières

Introduction générale.....	i
----------------------------	---

Chapitre I

<u>I.1 Introduction.....</u>	1
<u>I.2 Aiment permanant.....</u>	2
<u>I.2.a Définition.....</u>	2
<u>I.2.b Généralité sur les caractéristiques des aimants permanents.....</u>	3
<u>I.2.c Différents types d'aimants permanents.....</u>	3
<u>I.3 Présentation de Machine Synchronne.....</u>	4
<u>I.3.a Principe de fonctionnement de la Machine Synchronne.....</u>	4
<u>I.3.b Constitution de la Machine Synchronne.....</u>	4
<u>I.3.c Inducteur de la Machine Synchronne.....</u>	5
<u>I.3.d Rotor à pôles saillants.....</u>	5
<u>I.3.e Rotor à pôles lisses.....</u>	5
<u>I.4 Classement des machines synchrones.....</u>	5
<u>I.4.a Machines à rotor bobiné et à pôles lisses.....</u>	6
<u>I.4.b Machines à rotor bobiné et à pôles saillants.....</u>	6
<u>I.5 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents.....</u>	7
<u>I.5.a Structures à flux radial (RFPM).....</u>	7
<u>I.5.b Structures à flux axial (AFPM).....</u>	8
<u>I.6 Machines à double excitation.....</u>	9
<u>I.6.a Principe de fonctionnement.....</u>	10
<u>I.7 Machine à commutation de flux à double excitation.....</u>	13
<u>I.8 Réalisation pratique des bobinages.....</u>	15
<u>I.8.a Isolation du bobinage.....</u>	15
<u>I.8.a.1 Isolation des bobines par rapport à la masse.....</u>	15
<u>I.8.a.2 Isolation entre phases.....</u>	16
<u>I.8.b Insertion du bobinage dans la machine.....</u>	17
<u>I.9 Conclusion.....</u>	18

Chapitre II

II.1 Introduction.....	19
II.2 Description 2D du champ électromagnétique dans les machines Electriques.....	19

II.3 Modélisation des machines synchrones	21
II.3.1 Méthodes Analytiques.....	21
II.3.1.a Coefficient de Carter	21
II.3.1.b Equations générales de MAXWELL	22
II.3.1.c Le modèle magnétostatique vectorielle	24
II.4 Méthodes Semi-Analytique	25
II.4.1 Les méthodes numériques	26
II.4.1.a La Méthode des différences finies	26
II.4.1.b La Méthode des intégrales des frontières (MIF)	26
II.4.2 La Méthode des volumes finis (MVF)	27
II.4.2.a La méthode des éléments finis	27
II.4.2.b Logiciel utilisé	27
II.4.2.c Description du logiciel FEMM.....	28
II.4.3 Maillage sur FEMM	30
II.5 Etude de la machine à concentration de flux	32
II.6 Conclusion.....	33

Chapitre III

III.1 Introduction.....	34
III.2 Dimensionnement optimal d'un moteur synchrone a aimant permanent	34
III.3 Contraintes du dimensionnement.....	34
III.4 Conception optimale de machines synchrones à aimants permanents	34
III.4.a Sources harmoniques des pertes dans les aimants	34
III.5 Résultats de simulations	36
III.5.a Les inductions :	36
III.5.b Induction radiale :.....	36
III.5.c Induction tangentielle :	37
III.5.d Induction radiale.....	37
III.5.e Induction tangentielle	38
III.6 Induction radiale.....	38
III.6.a Induction tangentielle :	39
III.7 les couples	39
III.7.a Couple de détente	39
III.7.b Couple reluctant.....	40
III.7.c Couple électromagnétique	41

III.8 Conclusion41

Conclusion générale II

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 Circuit magnétique associé à un aimant.....	2
Figure I.2 Illustrations d'une courbe B-H des aimants.	2
Figure I.3 Cycle d'hystérésis	3
Figure I.4 Rotor à pôles saillants.....	4
Figure I.5 Rotor à pôles lisses	4
Figure I.6 Classement des machines synchrones	5
Figure I.7 Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses.....	6
Figure I.8 Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial.....	7
Figure I.9 Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.....	7
Figure I.10 Structure à flux axial avec double rotor et un stator	8
Figure I.11 Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor	8
Figure I.12 Rotor de machine à double excitation	9
Figure I.13 Schéma de principe des machines à double excitation (une paire de pôle) (a) machine à aimants permanents, (b) machine à excitation bobinée (c) machine double excitation.....	10
Figure I.14 structure à double excitation à modulation de flux.....	13
Figure I.15 Image de principe de la machine	13
Figure I.16 Vue 2D d'un pôle rotorique.....	14
Figure I.17 machine à double excitation	14
Figure I.18 Schémas du remplissage d'encoches	16

Chapitre II

Figure II.1 Tube de flux.....	20
Figure II.2. Facteur de Carter k_C ($d_a = 300$ mm, $Z_n = 27$) [3].....	21
Figure II.3 Modélisation d'un électroaimant par un réseau simple de permanences [41].....	25
Figure II.4 L'interface interactive du logiciel FEMM	29
Figure II.5 Représentation du maillage	30
Figure II.6 maillage entrefer	31
Figure II.7 Lignes de champ dans la partie inférieure de la dent.....	32

Chapitre III

Figure III .1 Type d'enroulement de la machine	34
Figure III .2 Enroulement a simple couche (cas de la bd cm) sur un pas polaire	35
Figure III.3 : Induction radiale en présence des courants.....	35
Figure III.4 Induction tangentielle en présence des courants.....	36
Figure.III 5 Induction radiale en présence des aimants.....	37
Figure III.6 Induction tangentielle en présence des aimants.....	37
Figure III.7 Induction radiale en présence des courants et des aimants.....	38
Figure III.8 Induction tangentielle en présence des courants et des aimants	38
Figure III.9 Couple de détente de chaque machine.....	39
Figure III.10 Couple reluctant de chaque machine	39
Figure III.11 Couple électromagnétique de chaque machine.....	40

Liste des symboles

B	Induction magnétique
Br	Induction rémanente (ferrite)
Bm	Induction maximal
Hm	Champ maximal
Hcb	Champ coercitif de l'induction
M	Matrice de contrainte
H	Champ magnétique
Ω	Vitesse de rotation du rotor (aimant)
P	Le nombre de pair de pole
2D	Deux dimensions

Liste des abréviations

FEMM	Finite Element Method Magnetics.
MEF:	Méthode des éléments finis.
EDP	Equations aux dérivées partielles.
(MIF)	La Méthode des intégrales des frontières.
(MVF)	La Méthode Les volumes finis.
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent.
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motors
BDCM	Brushless Direct Current Motors

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 encombrant 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 (Finite Element Method Magnetics) "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 la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), dont le but de présenter les meilleures performances de cette machine.

Notre mémoire est devisé en trois chapitres, selon l'ordre suivant :

Introduction générale

- ✓ Le premier chapitre sera consacré à l'état de l'art des MSAP où nous allons présenter les différentes caractéristiques et leur principe de fonctionnement, en vue de sa conception.
- ✓ Le deuxième chapitre est consacré à l'étude sur des différentes méthodes de Modélisation de la machine synchrone et aussi le logiciel de simulation.
- ✓ Finalement le troisième chapitre présente l'étude sur le dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents. Nous allons représenter les différents résultats de simulation.

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

Chapitre I : L'état de l'art de la MSAP

I.1 Introduction

L'état de l'art des deux thèmes principaux des machines à double excitation, est la modélisation pour le dimensionnement optimal de ces machines. Le thème de la modélisation multiphysique qui dépasse largement la question de l'étude des machines à double excitation, constitue le sujet principal de ce travail de mémoire. Cette étude nous permettra par la suite d'exposer la motivation et le positionnement de notre travail de mémoire. Le développement des machines à double excitation est fortement lié aux domaines applicatifs des machines électriques et plus particulièrement des machines à aimants permanents. Ces machines, qui sont étudiées depuis plus d'une décennie au SATIE [1] - [2], permettent de combiner les avantages des machines synchrones à aimant permanent et des machines synchrones à excitation bobinée. Nous allons parler sur fonctionnement des machines à double excitation, ainsi que leurs domaines d'applications. Compte tenu de l'intérêt croissant des industriels et des chercheurs académiques pour ce type de structures, nous exposerons les critères de classification de ces machines, ainsi que les développements récents de structures à double excitation.

Nous allons étudier l'état de l'art des modèles pour le dimensionnement optimal des machines électriques, ce qui nous permettra de positionner notre travail de mémoire.

I.2 Aimant permanent

I.2.a Définition

Un aimant permanent est un matériau amagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique [3].

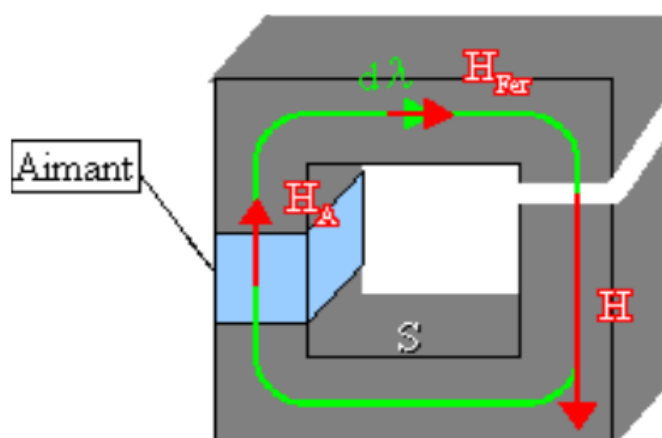


Figure I.1 Circuit magnétique associé à un aimant

I.2.b Généralité sur les caractéristiques des aimants permanents

On peut caractériser les aimants permanents par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan BH figure (I.2). Cette courbe est caractérisée par l'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé, c'est une indication de la puissance potentielle de l'aimant. Et le champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction résiduelle, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant n'est stable. En plus le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$ et les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

Nous classons les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres. En plus de ces propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître le point de curie qui représente la température au-delà de laquelle l'aimant perd ces propriétés magnétiques. Il est indispensable de connaître aussi les propriétés mécaniques et physicochimiques, le prix, la perméabilité réversible, ainsi que la caractéristique magnétique [3] [4].

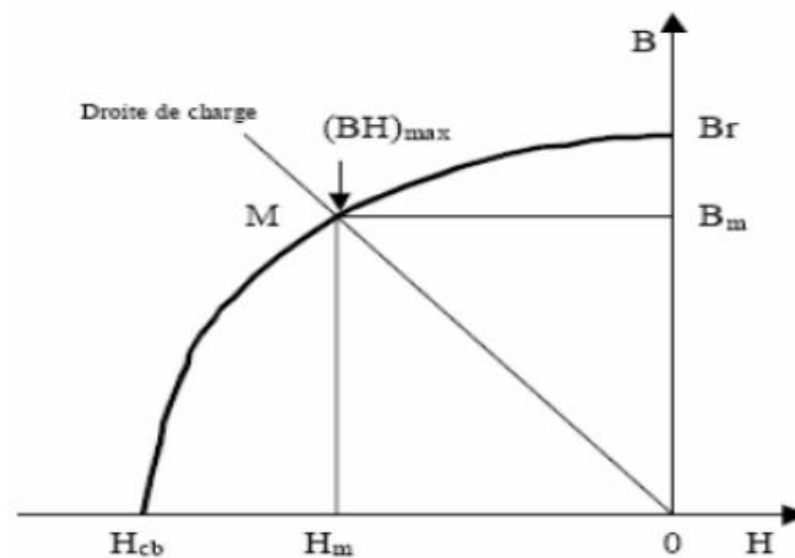


Figure I.2 lustrations d'une courbe B-H des aimants.

I.2.c Différents types d'aimants permanents

Pour les matériaux utilisés au niveau des machines électriques, du point de vue de leurs propriétés magnétiques peuvent se classer en deux grandes familles :

- Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents.
- Les matériaux magnétiques doux qui ne présentent des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure.

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.3) 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 [5]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

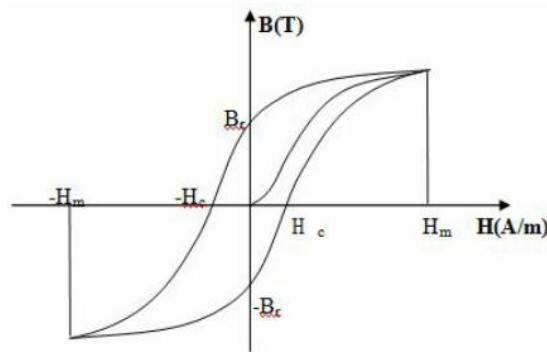


Figure I.3 Cycle d'hystérésis

I.3 Présentation de Machine Synchrone

La machine synchrone, appelée ALTERNATEUR si elle fonctionne en génératrice, fournit un courant alternatif. En fonctionnement MOTEUR sa fréquence de rotation est imposée par la fréquence du courant alternatif qui alimente l'induit. Au-delà de quelques kilowatts, les machines synchrones sont généralement des machines triphasées. Le rotor, souvent appelé « roue polaire », est alimenté par une source de courant continu ou équipé d'aimants permanents.

I.3.a Principe de fonctionnement de la Machine Synchrone

La génératrice synchrone transforme de l'énergie mécanique (C , Ω) en énergie électrique (V , I de fréquence f) et l'aimant tourne à la fréquence N , la spire est traversée par un flux variable $\lambda\lambda(t)$ d'où la création d'une f.é.m. induite $e(t) = - (d\lambda\lambda/dt)$. La fréquence de cette f.é.m. est telle que : $f = p N$, soit $\Omega = p \omega$ avec Ω vitesse de rotation du rotor (aimant), p le nombre de pair de pôle et ω la pulsation de la f.é.m. sinusoïdale induite, en rad/s.

I.3.b Constitution de la Machine Synchrone

La Machine Synchrone possède deux parties principales : L'inducteur porté le plus souvent par le rotor L'induit porté par le stator parcouru par des courants alternatifs.

I.3.c Inducteur de la Machine Synchrone

Le champ magnétique est créé par un aimant permanent ou par un électroaimant alimenté par un courant continu (I_e), appelé courant d'excitation. Le rotor tourne à la vitesse Ω . Remarque : s'il est Constant, il crée un champ magnétique B , constant, tournant à la fréquence de synchronisme $N_s = N$.

I.3.d Rotor à pôles saillants

C'est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine (figure I.4) 1a et 1b.

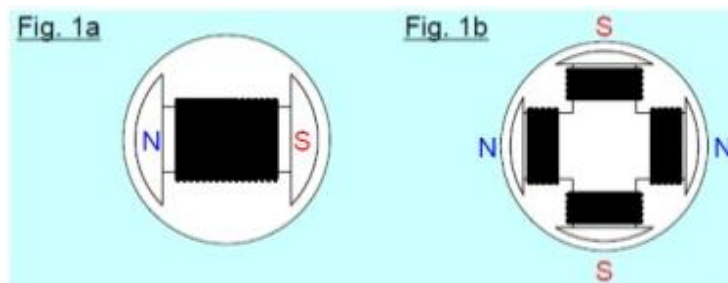


Figure I.4 Rotor à pôles saillants

I.3.e Rotor à pôles lisses

Le rotor est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches. Il possède le plus souvent deux pôles (figure I.5)

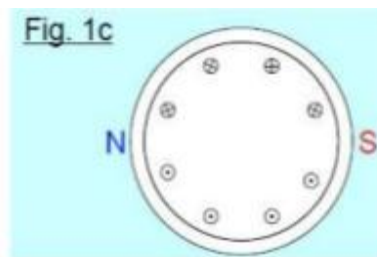


Figure I.5 Rotor à pôles lisses

I.4 Classement des machines synchrones

On peut agencer l'ensemble des machines synchrones comme l'indique la figure (I.6). Les machines sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinages, aimants permanents, etc.) et par leur rapport de saillance :

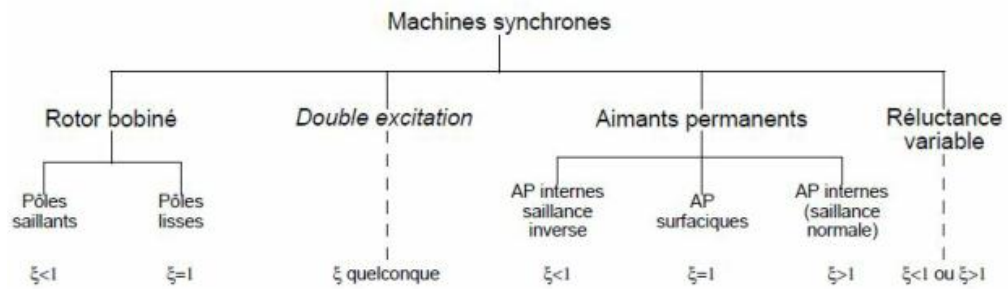


Figure I.6 Classement des machines synchrones

I.4.a Machines à rotor bobiné et à pôles lisses

Elles sont caractérisées par une excitation bobinée et par un rapport de saillance unité. La figure (I.7) montre un rotor typique.

On peut inclure dans cette partie les machines synchrones à griffes 1, très fréquemment utilisées dans l'automobile pour réaliser les alternateurs classiques.

I.4.b Machines à rotor bobiné et à pôles saillants

A la différence de la machine précédente, les pôles sont saillants, et le rapport de saillance est inférieur à l'unité.

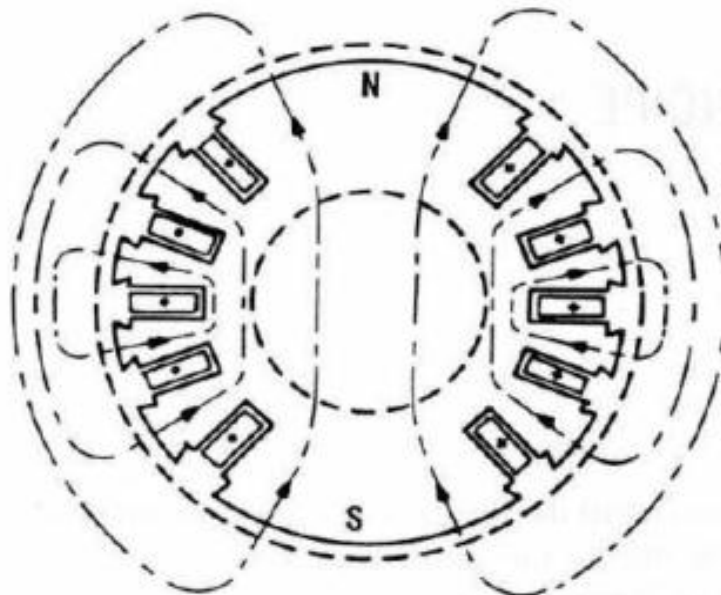


Figure I.7 Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses

I.5 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. 8)

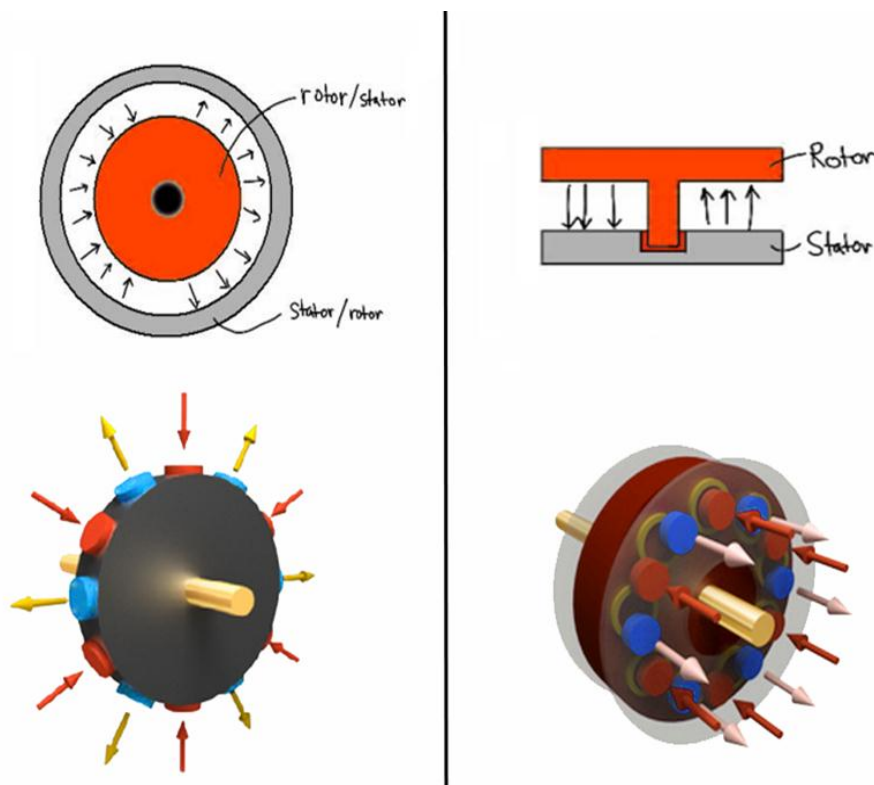


Figure I.8 Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial

I.5.a 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.9). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

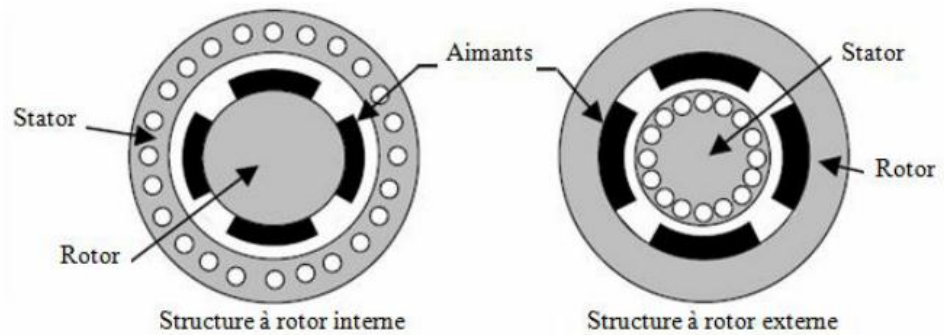


Figure I.9 Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe

I.5.b 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 [6,7]. 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.10) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.11). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [8].

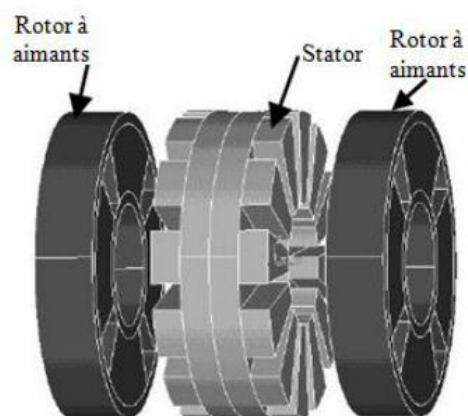


Figure I.10 Structure à flux axial avec double rotor et un stator

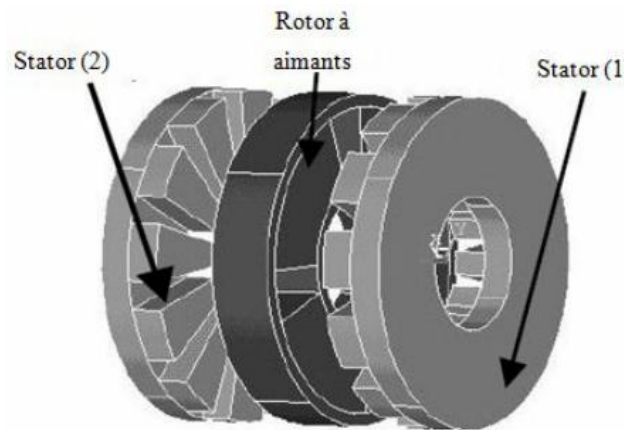


Figure I.11 Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor

I.6 Machines à double excitation

Ces machines peuvent combiner les principes de tous les types de machines existantes. On peut ainsi trouver un très grand nombre de structures envisageables que nous ne détaillerons pas. Pour plus d'informations sur ces machines hybrides particulières, on peut se référer aux travaux du Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique 3 (LESiRSATIE) et en particulier aux études [8, 10]. La Figure (I.12) montre le rotor d'une machine à double excitation qui a été étudiée dans la référence [11]. Des structures similaires ont également été présentées dans les références [12] et [13]. L'amplitude de l'harmonique, du flux d'excitation, responsable de la production du couple est en fait modulée en utilisant les bobines d'excitation. Une structure similaire a été étudiée dans la référence [14].

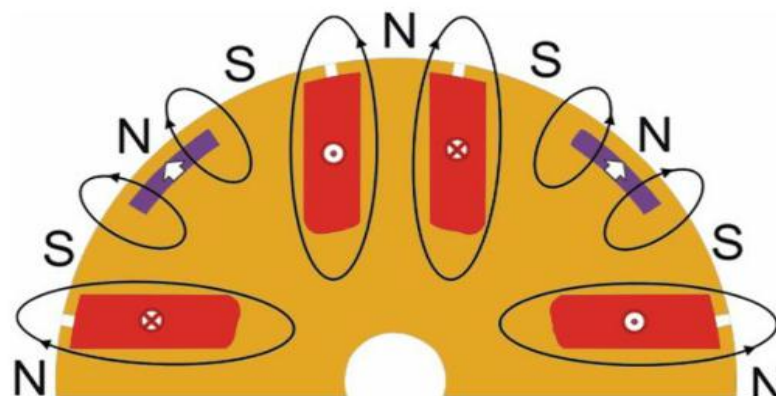


Figure I.12 Rotor de machine à double excitation

I.6.a Principe de fonctionnement

Le principe des structures à double excitation est basé sur la combinaison de deux sources de flux magnétiques d'excitation : des aimants permanents et des bobines d'excitation. Cette association permet d'introduire une flexibilité dans le contrôle de flux d'excitation en comparaison aux machines à aimants permanents où le flux d'excitation est à priori constant (aussi longtemps que les aimants gardent leurs propriétés magnétiques). L'hybridation de ces deux sources d'excitation magnétique ouvre le champ à la possibilité de réaliser une multitude de topologies de structures. Pour illustrer le principe de la double excitation nous commencerons par présenter une structure à double excitation basique (Figure I.13). Des structures plus ou moins complexes, issues de la littérature scientifique (articles, rapports de recherches) ou technique (brevets, rapports industriels), seront également présentées. La Figure (I.13.c) montre une structure à double excitation. Cette structure est issue de l'association de deux machines à simple excitation (Figure I.13.a et Figure I.13.b). Dans le cas de cette structure, on parle de double excitation série [1] [15] [16], du fait que les deux sources (aimants permanents et bobines d'excitation) sont "magnétiquement en série". Nous reviendrons sur les critères de classification des structures à double excitation dans la suite du document.

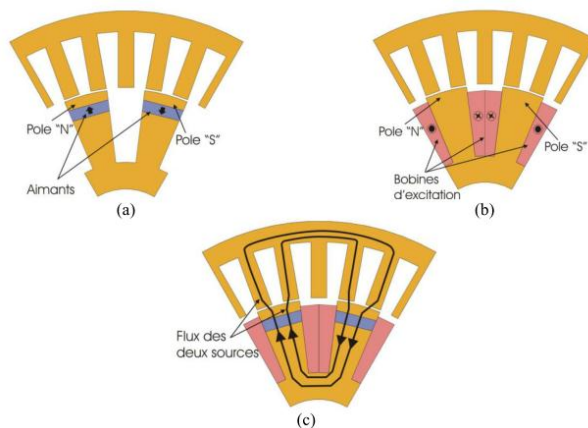


Figure I.13 Schéma de principe des machines à double excitation (une paire de pôle) (a) machine à aimants permanents, (b) machine à excitation bobinée (c) machine double excitation

- L'avantage des machines à aimants permanents :
- ✓ Rendement élevé à ceux des machines à excitation bobinée (souplesse de commande par le contrôle du flux d'excitation) [17] [18]. Cependant, dans les applications où la machine à double excitation viendrait remplacer une machine à aimants permanents, l'apport des

machines à double excitation doit être tempéré par l'ajout de l'alimentation des bobines d'excitation. Les entraînements électriques à base de machines synchrones à aimants permanents sont présents dans un très grand nombre d'applications industrielles. Parmi les avantages de ces dispositifs, il est important de souligner l'amélioration du rendement énergétique lié à l'utilisation des aimants permanents.

- Les inconvénients des machines à aimants permanents :
 - ✓ Liés au flux d'excitation constant, que créent les aimants permanents, sont à considérer. En effet le fonctionnement à vitesse variable, et plus particulièrement à vitesse élevée, de ces machines est plus problématique que celui des machines à excitation bobinée par exemple.
 - ✓ Les machines à double excitation tentent de pallier à ces inconvénients en alliant les avantages des machines à aimants permanents (très bon rendement énergétique) à ceux des machines à excitation contrôlable (facilité de fonctionnement à vitesse variable). Une application intéressante pour ces machines est la traction des véhicules électriques ou hybrides.
 - ✓ Dans une telle application les points de fonctionnements les plus sollicités de la machine de traction, se trouvent dans les zones de charge partielle. Si une machine à double excitation est utilisée pour la traction, il est plus aisé de caler les zones de rendement optimal sur les zones de fonctionnements les plus sollicitées en comparaison des autres technologies des machines électriques. Le rendement énergétique du système de traction s'en trouverait amélioré. Par ailleurs, si la double excitation permet de réduire le flux d'excitation dans une certaine mesure, il n'est pas nécessaire d'avoir une réaction magnétique d'induit relativement élevée pour pouvoir "dé fluxer" la machine, comme c'est le cas pour les machines à aimants permanents, ce qui a pour conséquence de permettre un fonctionnement avec un bon facteur de puissance. Ceci permet un dimensionnement optimal de l'ensemble convertisseur - machine.
 - ✓ Une autre application est la génération de puissance électrique à bord des véhicules automobiles. L'augmentation rapide des besoins en puissance électrique dans les véhicules automobiles, due à la présence d'équipements électriques d'assistance à la conduite, de confort et de sécurité, pousse les équipementiers à chercher des solutions innovantes et bon marché pour la génération électrique de bord. Les machines à aimants permanents, si ce n'est leur flux d'excitation constant, qui nécessite, de ce fait, l'utilisation d'un redresseur commandé peuvent constituer une solution très intéressante pour la génération de bord [19].

- ✓ L'utilisation d'un redresseur commandé constitue, cependant, un inconvénient dans le sens où il augmente le prix global du système de génération qui serait déjà bien pénalisé par l'utilisation des aimants permanents.
- ✓ De plus dans le cas où la machine subit un défaut, tel que le court-circuit d'une de ses phases ou de toutes ses phases, ce qui signifie que le flux total les traversant est nul, il est intéressant de pouvoir annuler le flux d'excitation de manière à annuler également le flux de réaction magnétique d'induit, ce qui est impossible dans le cas des alternateurs à aimants permanents. L'utilisation des machines à double excitation permet de garder le redresseur à diodes classique et de réduire ainsi les coûts par rapport à une solution avec un alternateur à aimants permanents, et de réduire le risque, en cas de défauts.
- ✓ Ces deux applications semblent les plus prometteuses, mais il faut dire que d'autres applications peuvent être envisagées. On peut notamment citer les générateurs dans les réseaux de bord en avionique. De manière générale les applications pour lesquelles l'utilisation des machines à double excitation peut être bénéfique sont celles qui peuvent tirer profit du degré de liberté supplémentaire offert par ces machines. Plus précisément c'est les applications pour lesquelles le point de fonctionnement varie dans le plan (puissance - vitesse) et pour lesquelles il existe une zone de fonctionnement plus particulièrement sollicitée.

I.6.b Structure de machine à double excitation

On va montrer dans cette partie les récents développements concernant les topologies de machines à double excitation. Comme indiqué, nous regrouperons ces structures en deux catégories : les structures bidimensionnelles et les structures tridimensionnelles. Mais avant, nous présentons une vue d'ensemble concernant l'activité de recherche et développement relative aux machines à double excitation.

- En France, le laboratoire SATIE (ex LESIR) est un des acteurs les plus anciens et les plus innovants dans ce domaine, avec plusieurs travaux de thèses sur le sujet, dépôts de brevets et publications scientifiques. Les travaux menés au SATIE, concernant les machines à double excitation, vont de la conception de ces machines à la réalisation de prototypes, en passant par leur dimensionnement avec tout ce que cela implique (modélisation, étude de leur alimentation et de leur commande). Dans le passé, des travaux de recherche sur une structure à double excitation ont été menés par l'équipe « Machines électriques » du L2ES [16].
- Plus récemment, des travaux de recherche ont été menés au laboratoire G2lab [20], au GREAH [21] et au L2EP [22]. Au niveau européen, en plus de la France, deux pays de la

communauté européen se distinguent par l'implication d'équipes de recherche sur le domaine des machines à double excitation : l'Allemagne et le Royaume Uni. En Allemagne, des chercheurs de l'Université RWTH de Aachen travaillent sur différentes structures de machines à double excitation [15] [11].

- En Grande Bretagne, des chercheurs de plusieurs universités se sont intéressés aux machines à double excitation (l'Université de Manchester et l'Université de Sheffield) [23] [24]. Il faut également noter des contributions plus modestes de chercheurs Italiens [26], Finlandais et Russes [26], Roumains [27] et Polonais [28].
- Au niveau international, alors qu'historiquement les premiers travaux ont été menés par des chercheurs Européens [15] [29], Américains (Etats-Unis) [12] - [30] et Japonais [31] - [32], ont constaté une implication de plus en plus importante de chercheurs Chinois [33] [34] [35] - [36]. Nous montrons dans la figure I.14 une structure à double excitation où, comme les machines à commutation de flux, les deux sources de flux d'excitation se trouvent au stator. La variation de flux, et par suite la production de la FEM, dans ce type de structures est induite par la modulation du flux traversant les enroulements d'induit. Cette modulation est due à la variation de la saillance du rotor lors de la rotation. Comme pour les machines à commutation de flux, le rotor est complètement passif.
- Ce type de structures a été analysé dans les références [35] [37] [38]. L'inconvénient de ce type de structures est lié à la présence de pièces mécaniques permettant d'assurer l'efficacité des bobines d'excitation, ce qui engendre par contre une réduction du flux d'excitation créé par les aimants. Les aimants peuvent même être court-circuités, si la machine est mal conçue.
- La Figure I.14.b montre une structure basée sur le même principe avec un rotor interne à l'inverse de la structure montrée à la Figure I.14.a, où le rotor est externe. Cette structure permet de contourner certains des inconvénients de la structure précédente. Cette machine a été analysée dans la référence [39].

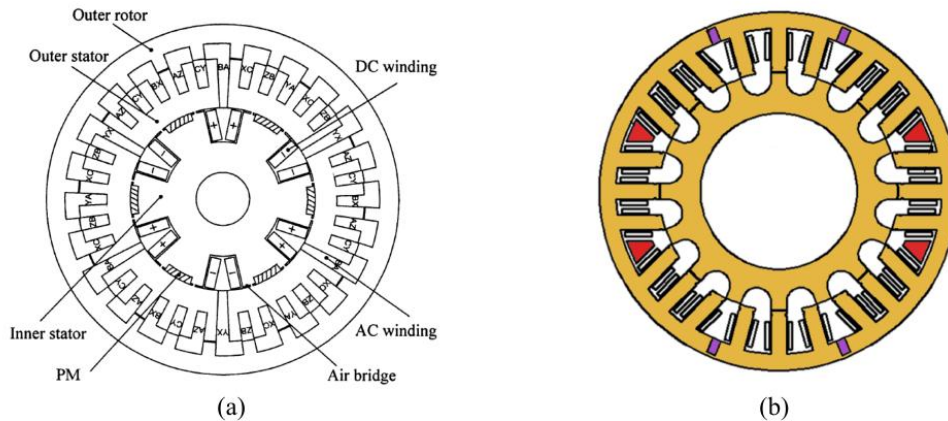


Figure I.14 structure à double excitation à modulation de flux

I.7 Machine à commutation de flux à double excitation

Le rotor de cette machine est totalement passif et toutes les sources de flux sont disposées au Stator : les aimants permanents, les bobinages de double excitation et le bobinage d'induit (figure I.15) les bobines de l'induit ne sont pas représentées). Les bobinages de double excitation sont alimentés par des courants bidirectionnels et permettent de moduler le flux d'excitation au niveau de la machine.

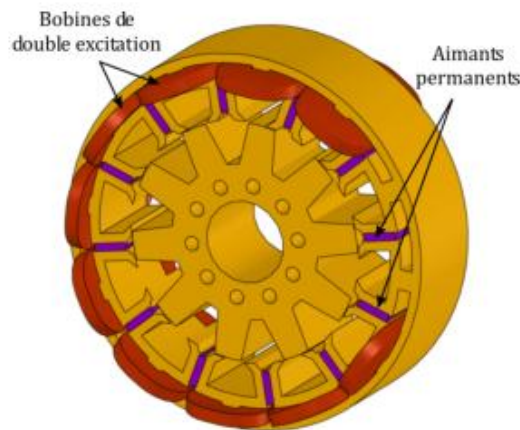


Figure I.15 Image de principe de la machine

Pour l'exploitation de cette structure pour une machine à double excitation est due à la forme du pôle rotorique. La section S1 (figure I.16) représente une section libre qui permettra d'acheminer un flux auxiliaire (autre que celui produit par les aimants permanents) vers l'entrefer de la machine (entrefer rotor-stator) afin de contrôler le flux d'excitation.

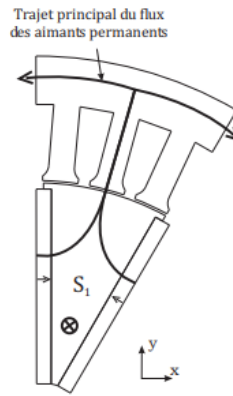


Figure I.16 Vue 2D d'un pôle rotorique

La figure (I.16) illustre le trajet qu'on pourra exploiter pour acheminer le flux auxiliaire (dit de (double excitation)). D'autres trajets auraient pu être envisagés, toute fois le choix de la section S1 repose sur deux intérêts majeurs : Avec cette configuration nous pourrions disposer d'une structure à double excitation parallèle (le flux de double excitation ne traverse pas les aimants permanents et les risques de démagnétisations par le flux auxiliaire n'existeront pas). La forme des dents statoriques ne limite pas le domaine de validité de cette structure. Dans notre mémoire nous allons travailler sur plusieurs machines qui ont des ouvertures rotoriques différentes : 9, 10, 11,12. On a préféré la machine dont son ouverture rotorique égale à 11 car elle représente un degré de liberté supplémentaire (deuxième excitation) se sera dans la figure I.17 comme suivant :

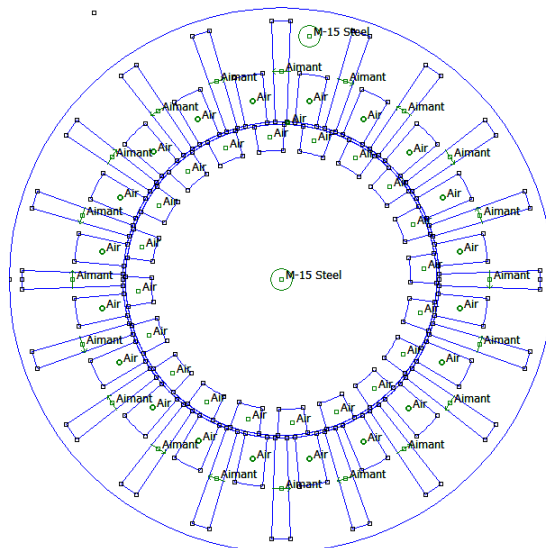


Figure I.17 machine à double excitation

I.8 Réalisation pratique des bobinages

Après avoir examiné en détail les propriétés des bobinages liées à leur constitution, il est indispensable de se poser le problème de leur réalisation industrielle.

I.8.a Isolation du bobinage

Les machines à basse tension sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé non rangé (bobinage en vrac, appelé dans les pays anglo-saxons randomwinding ou mushwinding). Chaque conducteur, servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de plusieurs fils, ou brins, en parallèle. De manière à optimiser le remplissage des encoches, ces fils peuvent d'ailleurs être de diamètres différents. Les conducteurs ainsi réalisés ne sont pas isolés entre eux. Comme on ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement des spires et d'insertion des bobines dans les encoches, ou présenter intrinsèquement des faiblesses localisées, on doit isoler les bobines par rapport à la masse, c'est-à-dire l'empilage de tôles magnétiques, de même que l'on doit isoler entre elles les bobines appartenant à des phases différentes. En revanche, les tensions entre spires d'une même phase restant faibles, tout au moins dans le cas d'alimentations sinusoïdales, il n'est pas utile d'isoler les spires entre elles, ni d'ailleurs les bobines d'une même phase entre elles.

I.8.a.1 Isolation des bobines par rapport à la masse

Elle est réalisée en plaçant dans les encoches, avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant en forme de U qui épouse tout le périmètre utile de l'encoche, c'est-à-dire hors l'ouverture. Ce matériau isolant est bien sûr sélectionné en fonction de ces qualités :

- ✓ Diélectriques, qui sont rarement limitatives en basse tension ;
- ✓ Mécaniques, car il doit résister au pliage, à l'abrasion, et aux agressions liées à l'empilage des tôles magnétiques, les quelles peuvent être tranchantes si des bavures subsistent, ou si l'empilage n'est pas parfaitement aligné, ce qui est inévitable ;
- ✓ Surtout, thermiques, conformément à la classe thermique d'utilisation de la machine ; la durée de vie des isolants est en effet très fortement affectée par des températures dépassant leur limite, matérialisée par leur classe d'isolation ; à titre d'ordre de grandeur, la durée de vie est divisée par 2 chaque fois que la température augmente d'environ 10°C.

Naturellement, ce matériau devra être également compatible avec les résines qui interviendront lors du processus ultérieur d'imprégnation, ainsi qu'avec l'émail des fils.

La mise en place de ce U d'isolation à la masse peut très facilement être mécanisée, les machines construites à cet effet réalisant d'ailleurs automatiquement un pliage aux deux extrémités hors du fer de manière à interdire efficacement tout glissement ultérieur pendant la suite des opérations de bobinage.

I.8.a.2 Isolation entre phases

Elle est, en revanche, plus difficile à réaliser. Deux cas de figure, assez différents, se présentent en pratique, selon que le bobinage est réalisé en pas diamétral ou avec un pas raccourci. Si le **pas** est **diamétral** (figure I.18), on sait que chaque encoche ne contient que des conducteurs appartenant à une même phase.

Dans ces conditions, l'isolation entre phases n'a lieu d'être que dans la région des têtes de bobines, entre bobines, ou entre bobines et connexions de liaison ou d'entrée/sortie, qu'il ne faut pas oublier. Les isolations entre bobines seront réalisées par l'interposition d'isolant en feuille, semblable à celui qui a servi à isoler les encoches. La forme de ces feuilles devra être optimisée pour assurer une séparation totale, qui de plus ne sera pas affectée par les opérations ultérieures de formage et de ficelage des têtes de bobines. Elles devront ce pendant être limitées au juste nécessaire, pour ne pas pénaliser le refroidissement de ces parties, lequel est parfois assez critique. Quant à l'isolation des connexions, celle-ci sera commodément réalisée grâce à des gaines isolantes.

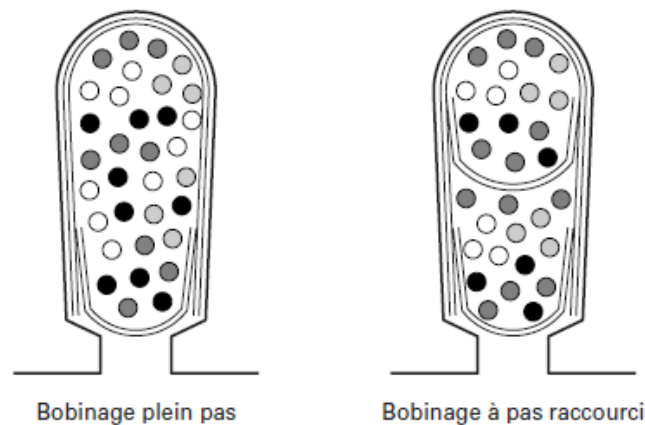


Figure I.18 Schémas du remplissage d'encoches

Dans le cas de bobinages à **pas raccourci** (figure I.18), la situation est beaucoup plus délicate car on sait que cette fois un certain nombre d'encoches, voire toutes les encoches si le pas est inférieur ou égal à $2/3$, contiennent des conducteurs appartenant à des phases différentes. Il est alors évidemment indispensable d'isoler, dans les encoches elles-mêmes, ces bobines. Cela est en général réalisé par l'interposition, entre les deux plans de bobinage, d'une feuille d'isolant en forme de U, de dimension bien sûr réduite par rapport au U d'encoche, et renversé par rapport à ce dernier. Ses

dimensions et sa forme devront être étudiées de manière à garantir que, une fois le bobinage complet réalisé, aucun fil d'un des plans de bobinage ne pourra le franchir pour aller se mélanger à l'autre plan. L'ajout, indispensable, de cette isolation supplémentaire diminue la place disponible dans l'encoche pour les conducteurs et pénalise donc le taux de remplissage. Mais de plus, et cela est beaucoup plus préjudiciable sur le plan industriel, il interdit l'insertion mécanisée de certains types de bobinages, en particulier les bobinages imbriqués. Il est en effet impossible d'effectuer la mise en place de cette isolation entre plans après l'insertion complète du bobinage. Des artifices devront donc être utilisés pour réaliser l'insertion mécanique de bobinages à pas raccourci. Nous verrons ce pendant dans le paragraphe 8.2 qu'ils conduisent à des inconvénients électrotechniques qui en limiteront l'emploi.

✓ **Fermeture d'encoche ou calage d'encoche**

C'est la dernière composante de l'isolation des bobinages.

✓ Son but est d'interdire que les conducteurs ne quittent les encoches, soit pendant le processus, soit aussi lors du fonctionnement de la machine sous l'effet des forces centrifuges s'il s'agit d'un bobinage tournant ou de forces d'origine électromagnétique, en particulier lors de régimes accidentels.

Son rôle est aussi, et on peut presque dire surtout, d'éviter que des fils situés près de l'ouverture ne puissent se glisser entre le U d'isolation d'encoches, qui se termine à proximité, et l'empilage magnétique. Pour les **machines à basse tension**, les cales sont également en forme de U, parfois complété par une languette isolante plus rigide pour parfaire le maintien, surtout dans le cas où l'ouverture d'encoche est d'une largeur peu inférieure à celle de l'encoche elle-même. Si le remplissage des encoches n'est pas exagéré, la mise en place de ces cales de fermeture est relativement aisée, car les U, correctement préformés, sont bien guidés par l'isolation à la masse d'une part et les conducteurs d'autre part. Leur pose est par ailleurs automatique dans le cas de bobinages insérés mécaniquement, où ils montent dans les encoches en même temps que les dernières bobines introduites.

I.8.b Insertion du bobinage dans la machine

L'insertion du bobinage dans le circuit magnétique est précédée par la préparation des bobines. Celles-ci sont enroulées sur des formes, grâce à une machine spécifique. Dans de rares cas, l'enroulement est réalisé par la machine d'insertion elle-même, mais le processus est en général plus lent. En revanche, lorsque l'enroulement est effectué séparément, les bobines doivent être transférées, souvent manuellement, sur l'outillage d'insertion. Cette opération doit s'effectuer en plusieurs fois. L'**opération d'insertion** consiste à faire pénétrer, en une seule ou en plusieurs fois,

les bobines dans les encoches. L'outillage, grâce à des formes soigneusement étudiées, force les bobines à pénétrer progressivement dans les encoches à travers leur ouverture, tout en tirant l'ensemble des enroulements par leurs têtes de bobines, du côté opposé aux connexions. Lors de cette opération, ces têtes de bobines sont soumises à certaines contraintes, puisqu'elles supportent tout l'effort de traction. De même, les parties droites des bobines glissent en frottant sur le fond d'encoches. Il est évidemment impératif d'éviter toute rayure de l'émail lors de ce processus, sous peine de créer des points de moindre résistance diélectrique.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la présentation des différentes structures des machines synchrones à aimants permanents. Les machines à doubles excitations ont été particulièrement détaillées dans ce chapitre, leurs topologies et leurs bobinages adéquats utilisés pour avoir de bonnes performances.

Chapitre : II Modèles de la MSAP à commutation de flux

II.1 Introduction

Au niveau de ce chapitre, nous allons présenter la modélisation analytique et semi analytique existantes basées sur les équations de Maxwell et la modélisation Numérique basées sur la méthode 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 logiciel 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 vectrices inductions magnétiques et champ magnétiques étant contenus dans le plan d'étude, on peut alors choisir un potentiel vecteur magnétique (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 [40].

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

Le potentiel vecteur magnétique vérifie la jauge de Coulomb de façon implicite. L'induction magnétique, dérivant de ce potentiel, a pour composantes [40].

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

Les équations gouvernant la diffusion du champ électromagnétique sont [40] :

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

Où J_s désigne la densité de courante source. En absence de densité de courant superficielle, les conditions de passage entre deux milieux (1) et (2) sont [40]:

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

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

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 R_1 , est animé à la vitesse v par rapport au milieu (2), référencé par R_2 , il s'ensuit [40]

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

$$V_1 \frac{\partial A_1}{\partial n}(\vec{x} + \vec{v}t, t) |_{R_1} = v_1 \frac{\partial A_1}{\partial n}(\vec{x}, t) |_{R_2} = V_2 \frac{\partial A_2}{\partial n}(\vec{x}, t) |_{R_2} \quad (\text{II.7})$$

Le rapport entre la différence de potentiel et le flux est appelé réluctance. La modélisation par schéma reluctant est basée sur la décomposition de la structure en parties d'espace où chaque partie est constituée d'un contour fermé sur lequel s'appuient des lignes d'induction [41]. Ces parties d'espace sont appelées « tubes de flux ». Un tube de flux est caractérisé par une succession de surfaces équipotentielles (toutes les lignes de flux sont perpendiculaires aux surfaces du tube de flux) Figure II 1. Le rapport entre la différence de potentiel des deux surfaces extrêmes (la FMM du tube de flux) et le flux qui traverse le tube représente la réluctance du tube de flux. L'ensemble des réluctances donne le Réseau de Perméances (RdP).

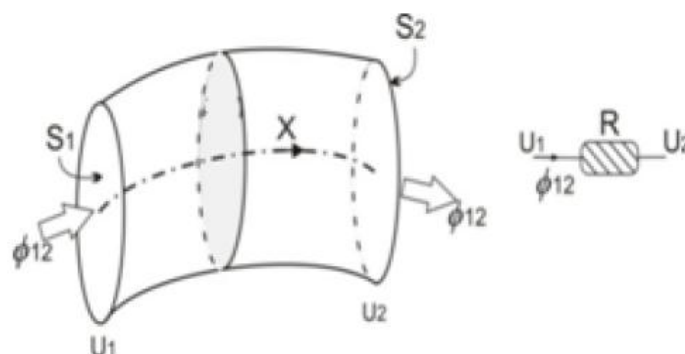


Figure 1I.1 Tube de flux.

II.3 Modélisation des machines synchrones

La modélisation de ces machines synchrones peut être réalisée selon trois types des 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 une courante alternative 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 [42].

L'utilisation des méthodes analytiques demande donc d'analyser et de poser Les bonnes hypothèses et oblige donc le concepteur de très bien connaitre 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 [42].

II.3.1.a Coefficient de Carter

Le coefficient de Carter k_C transforme une structure a 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.2. 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 18mm. 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 [43].

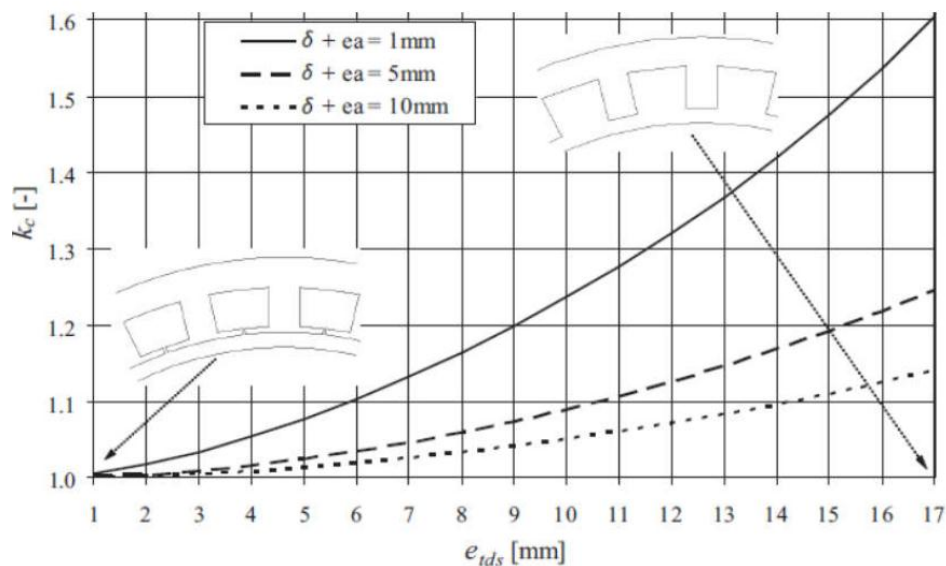


Figure II.2. Facteur de Carter k_C ($da = 300\text{ mm}$, $Z_n = 27$) [3].

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.b 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 [44].

Ainsi qu'elles sont valables dans les différents milieux (air, milieu non homogènes, Non linéaires et anisotropes...) Ces équations sont [44] :

- Equation de Maxwell-Faraday

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

- Equation de Maxwell-Ampère

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

- 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 $H = \nu(b).B$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \text{ ou } \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (\text{II.12})$$

\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 associée la loi d'ohm généralisée

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

Avec :

$\vec{\mu}$: 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.c 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 $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ 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 :

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.14})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.16})$$

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

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (\text{II.17})$$

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

$$\text{Div} \vec{A} = 0 \quad (\text{II.18})$$

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

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} A \right) = \vec{j} + \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{B}_r \right) \quad (\text{II.19})$$

II.4 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 [42]. 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 connaitre 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.3 montre la modélisation magnétique d'un électroaimant par une méthode semi-analytique [42]. Celle-ci reste simple avec peu d'éléments

	potentiel	flux
Electrique	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) [42].

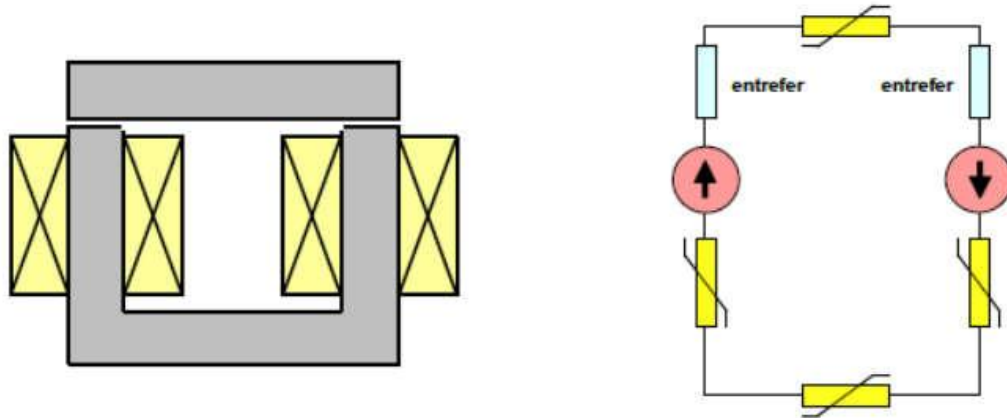


Figure. II.3 Modélisation d'un électroaimant par un réseau simple de permanences [41].

II.4.1 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'encoche 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 [40]. Dans le cas des structures étudiées dans notre travail, on a appliqué la méthode des éléments finis.

II.4.1.a 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 Développement 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 [45].

II.4.1.b 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 linéaire [46].

II.4.2 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 [45]. 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 des maximums tels que la positivité d'une densité impose d'utiliser des limitations dans les reconstructions des Formes des solutions au sein d'une cellule ce qui implique une perte d'ordre locale [45]. 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 [45].

II.4.2.a 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 [47]. Elle est utilisée pour la résolution des équations aux dérivées partielles (EDP), dans tous les domaines des sciences de l'ingénieur.

II.4.2.b 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 [48]: 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 [48]. 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 variation elle ou à résidus pondérés. La méthode variation elle 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 variation el. 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 [48].

$$\iint_{\Omega} w \quad (\text{II.20})$$

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 [48].

II.4.2.c Description du logiciel FEMM

FEMMES 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 [48]. 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 pasn Nécessairement séquentielles: Placer les nœuds définissant le domaine d'étude. du logiciel FEMM sont analysées par le compilateur Lua , en permettant Connecter les différents nœuds entre eux par des segments de droites ou D'arcs selon la géométrie du domaine à dessine 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 variation elle 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 solveur sous forme de graphes. Il permet entre autre de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux. La figure II .4. illustre l'interface interactive du post processeur. Ce programme peut fonctionner dans trois modes différents. 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 Co-énergie 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 [8]. De plus, toutes les boites de dialogues 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>

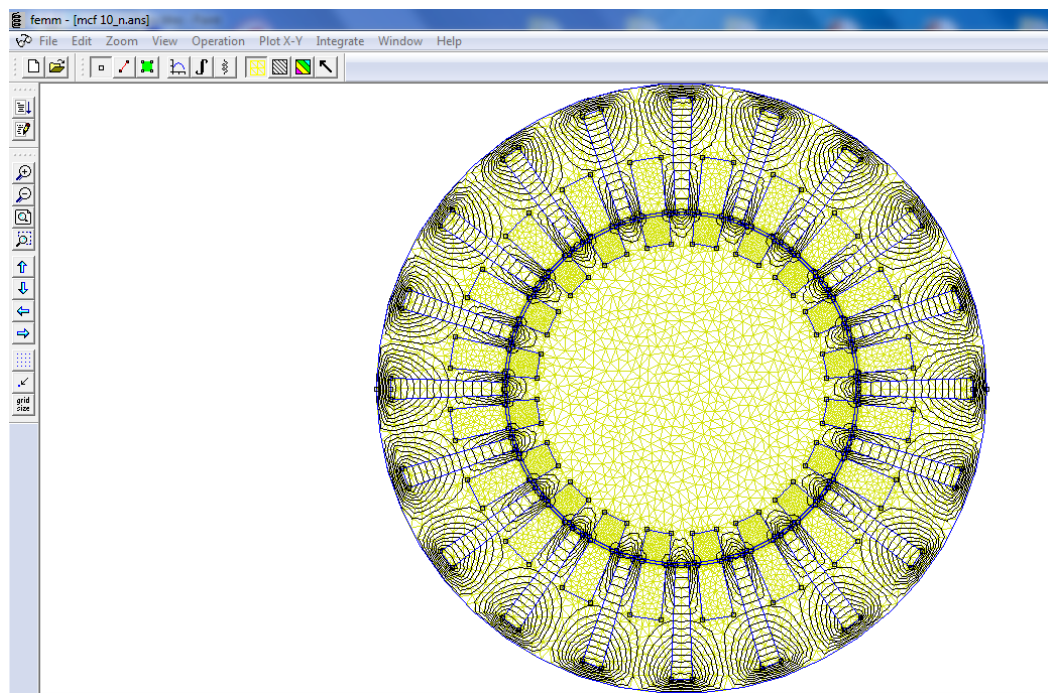


Figure II.4 L'interface interactive du logiciel FEMM

II.4.3 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.5 [49].

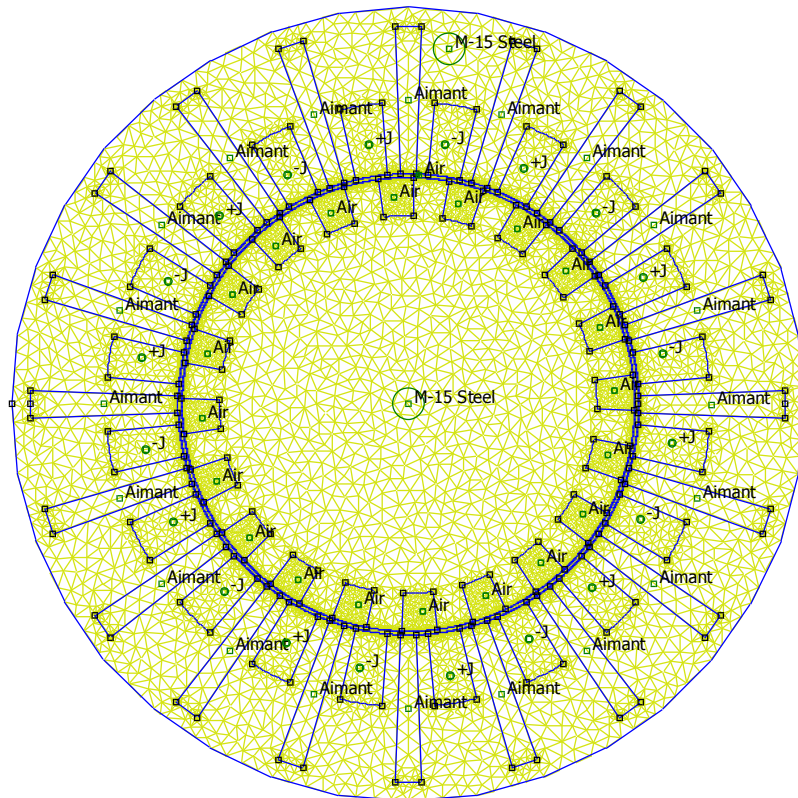


Figure II.5 Représentation du maillage

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.5 nous montre un exemple de maillage de notre dispositif. Pour représenter le mouvement du rotor par rapport au stator, nous avons utilisé la bande de roulement [50]. Cette technique est implémentée dans le logiciel FEMM.

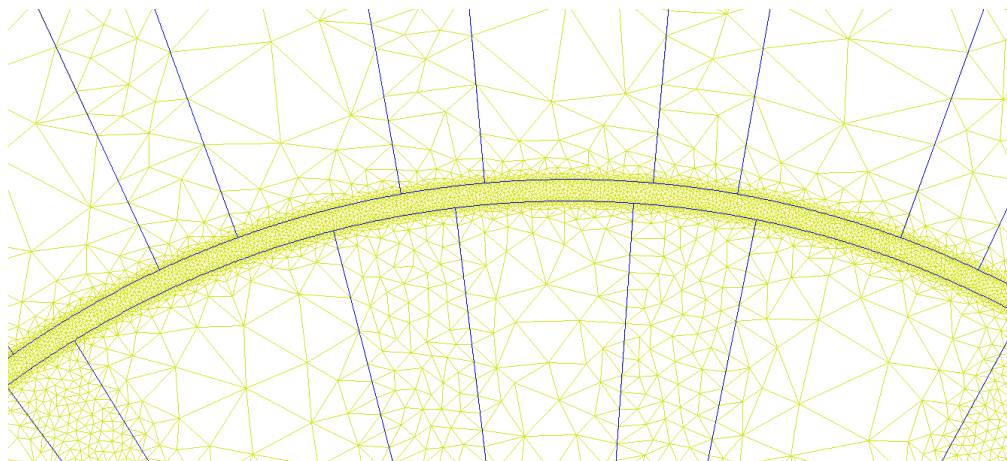


Figure II.6 maillage entrefer

II.5 Etude de la machine à concentration de flux

Nous allons étudier, dans cette partie, la machine à concentration de flux présentée dans la partie précédente. La simulation par EF de toute la machine permet de voir les lignes de champ en fonction de la position et de l'alimentation, à partir de ces simulations nous déterminons des tubes de flux et par conséquent des réluctances, une fois le modèle reluctant déterminé nous effectuons un couplage entre EF et ce RdP. Les résultats trouvés avec le couplage sont comparés à ceux trouvés avec un modèle éléments finis à maillages fin et un autre à maillage grossier, ce qui nous montrera l'intérêt de cette méthode dans le cas 2D. La modélisation de la machine par la nouvelle méthode exige un choix des zones de Modélisation par EF et le reste de la machine par RdP. On a deux possibilités de séparation de zones :

- La première consiste à modéliser la partie à grand nombre d'éléments avec des RdP et les zones à faible nombre d'éléments par des EF, ce qui diminuera le Nombre total d'éléments et ainsi le temps de calcul.

- La seconde possibilité consiste à faire le choix non pas sur le nombre d'éléments, Mais sur la précision qu'on veut avoir pour chaque partie. Dans ce cas les parties

Modélisées par EF sont les plus influençables sur les résultats du modèle. Le choix de l'entrefer est dû à son importance dans la modélisation des machines, puisque cette partie représente le lieu où la majeure partie de l'énergie magnétique est emmagasinée. De plus, nous utilisons le tenseur de Maxwell pour déterminer le couple, cette méthode de calcul est très sensible à la précision de l'induction normale et tangentielle au niveau de l'entrefer [53]. Pour avoir une bonne précision de l'induction d'entrefer dans le RdP on doit modéliser finement l'entrefer, Il faut pour cela augmenter le nombre de réluctances et donc le nombre d'éléments. On a choisi de modéliser l'entrefer par EF afin d'obtenir la meilleure précision de l'induction dans cette zone. Les flux dans la partie inférieure des dents statoriques et la partie supérieure des dents Rotoriques présentent des modifications de direction en fonction de la position, les trajets de flux dans cette partie sont présentés dans la Figure II.7 La modélisation de cette partie de la machine exige une discrétisation fine dans le cas de RdP. Les auteurs de [54] étudient la sensibilité du modèle reluctant par rapport au nombre de réluctances dans la dent, une augmentation du nombre de réluctances dans la dent permet de modéliser finement les trajectoires de passage de flux. Les auteurs constatent, dans leur exemple, que la densité de flux ne change pas à partir d'un nombre de réluctances égales à six (la variation du flux reste inférieure à 3.5%).

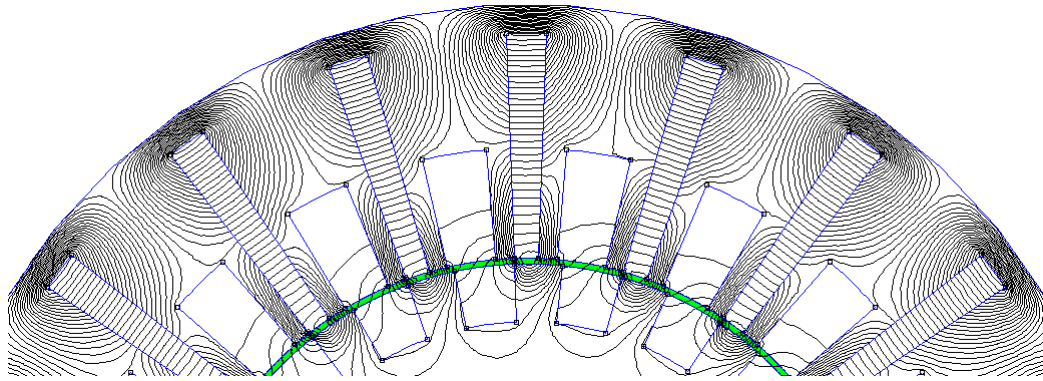


Figure II.7 Lignes de champ dans la partie inférieure de la dent.

II.6 Conclusion

La conception et le dimensionnement des machines électriques est une étape très importante dans la construction de ces dernières. Plusieurs méthodes de résolutions des équations de diffusion du champ électromagnétique ont été proposées dans ce chapitre, et publiées par différentes auteures. Nous avons montré dans notre chapitre les différents types de modélisation de la machine synchrone à aimant permanent par la méthode numérique. Le chapitre suivant sera consacré sur la simulation de la machine synchrone à doubles excitation.

Chapitre III : Dimensionnement des différentes encoches rotorique de la MSAP

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons faire une simulation de cinq machines qui ont des ouvertures rotoriques différentes. L'objectif est la détermination des inductions radial et tangentielle ainsi que les différents couples (détente, reluctant, électromagnétiques) en utilisant le code de calcul **FEMM** disponible gratuitement sur net.

III.2 Dimensionnement optimal d'un moteur synchrone a 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.3 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.4 Conception optimale de machines synchrones à aimants permanents

L'objectif des machines électriques est souvent de maximiser leurs Performances tout en réduisant leur volume ou leur masse en respectant les Différentes contraintes du cahier des charges.

III.4.a 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’encoche : 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. Nous avons travaillé sur cinq machines d’ouverture rotorique différentes.

La machine suivante a une ouverture rotorique égal a 11 et 20 encoches :

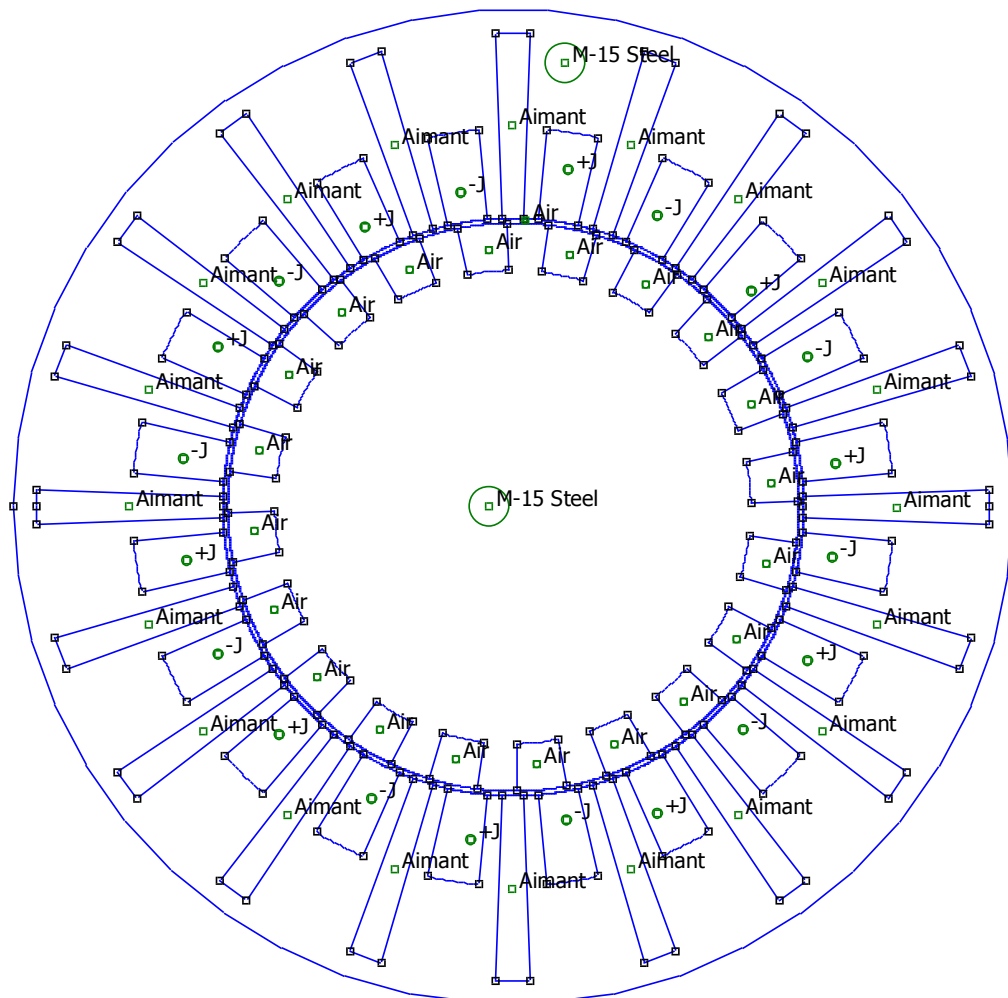


Figure III .1 Type d’enroulement de la machine

L'allure du signal de la force électromotrice (f.é.m.) de la machine dépend beaucoup du type d'enroulement utilisé. Ainsi, dans le cas de la BDCM, pour obtenir une f.e.m trapézoïdale, il est

Nécessaire d'utiliser un bobinage diamétral a' simple couche (fig.III.1)

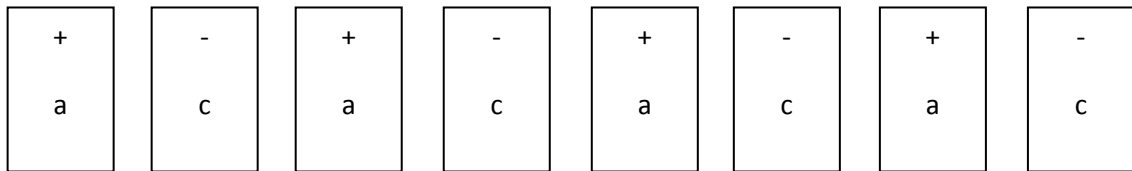


Figure III .2 Enroulement a simple couche (cas de la bd cm) sur un pas polaire

III.5 Résultats de simulations

III.5.a Les inductions :

III.5.b Induction radiale :

Nous avons constaté que la machine qui a une ouverture rotorique égale à 9 (Ouv 9) a une amplitude maximum et minimum compris entre 1,7 N.m a1 -,7 N.m. Nous remarquons que la machine 11 est le meilleur par ce que son amplitude max et min compris entre 1 N.m et -1 N.m.

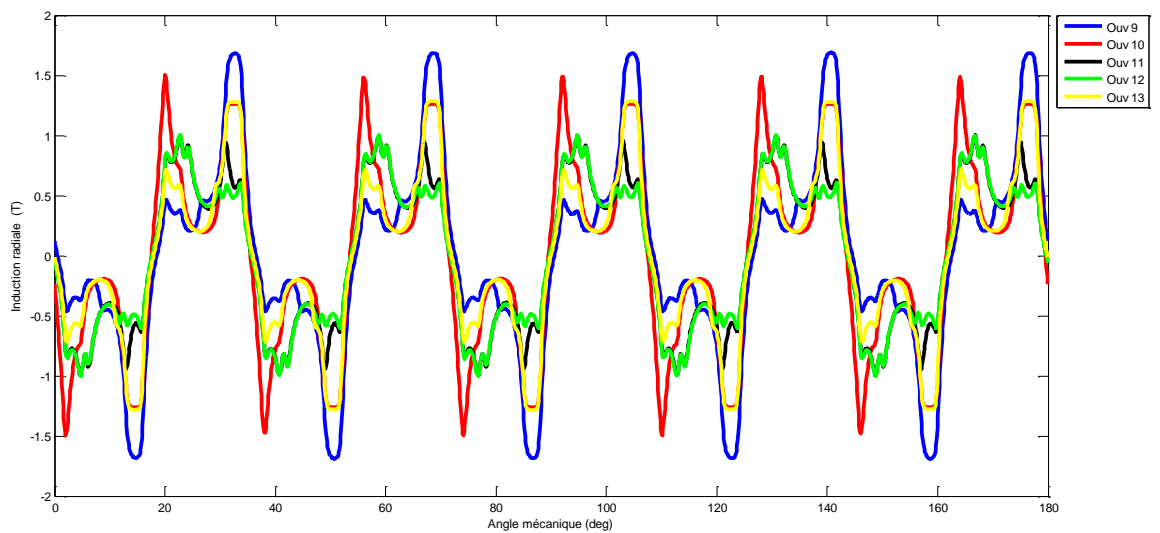


Figure III.3 : Induction radiale en présence des courants

III.5.c Induction tangentielle :

La figure 2 suivantes représente l'induction tangentielle de chaque machine en présence des courants, nous constatons que la machine 10 représente deux pics max et min très élevé et moins élevé par rapport aux autres machines et la machine 11 nous donne une amplitude faible.

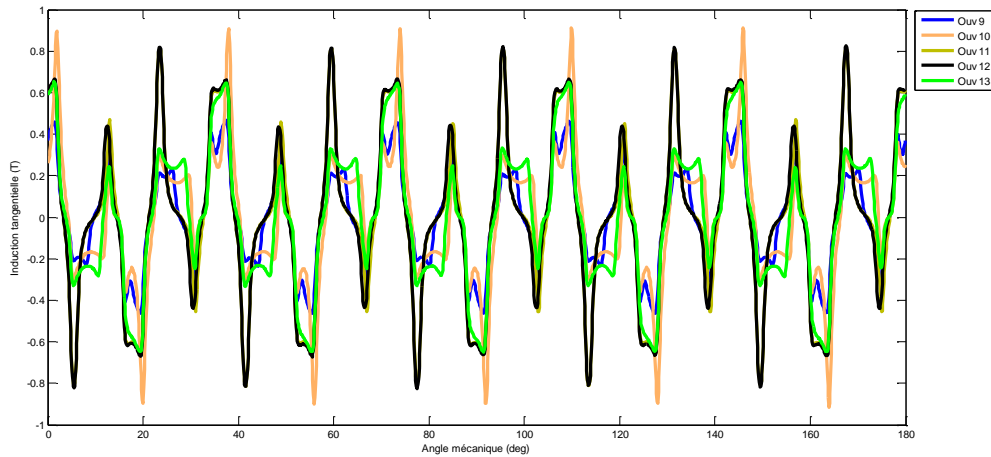


Figure III.4 Induction tangentielle en présence des courants

Nous avons représenté l'induction radiale et l'induction tangentielle des machines en présence des aimants dans la figure 3 et la figure 4 suivante :

III.5.d Induction radiale

Nous avons constaté que les machines 10 et 13 ont une amplitude plus élevée par rapport aux autres égales à 1,7 N.m.

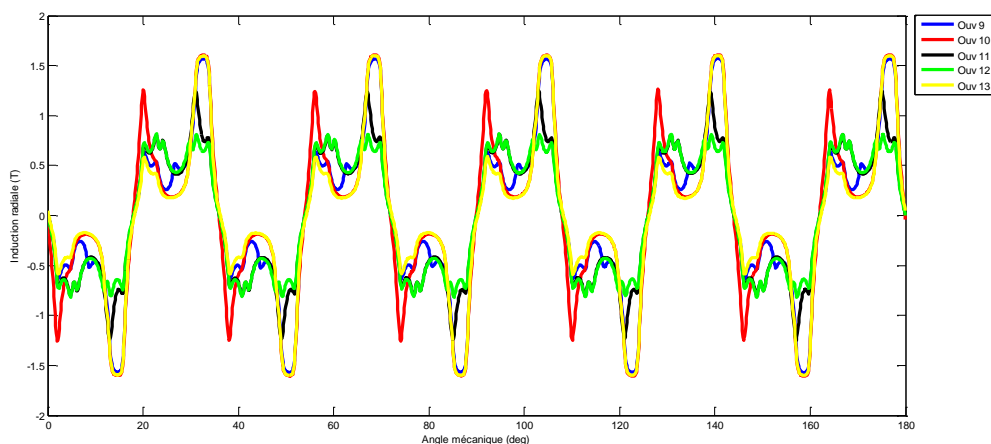


Figure. III 5 Induction radiale en présence des aimants

III.5.e Induction tangentielle

Nous constatons que la machine 10 (Ouv10) représente un pic très élevé et un autre pic minimum, la machine 9 (Ouv 9) est la meilleure par rapport aux autres car elle comporte une amplitude faible.

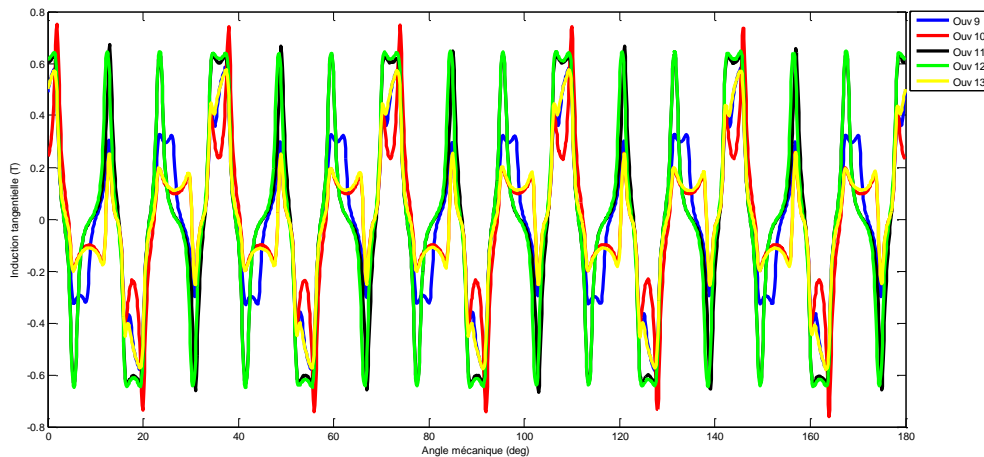


Figure III.6 Induction tangentielle en présence des aimants

Dans ce cas la présence des courants et des aimants nous donne les résultats des inductions radiale et tangentielle dans les deux figures, figure III. 5 et figure III. 6.

III.6 Induction radiale

Nous constatons dans ce cas que la machine 9 (Ouv 9) et la machine 13 (Ouv 13), si le maximum de la machine 9 sera un minimum de la machine 13 et au contraire. Alors la machine 11(Ouv 11) et le meilleure par rapport aux autre machine par ce que elle a une amplitude faible.

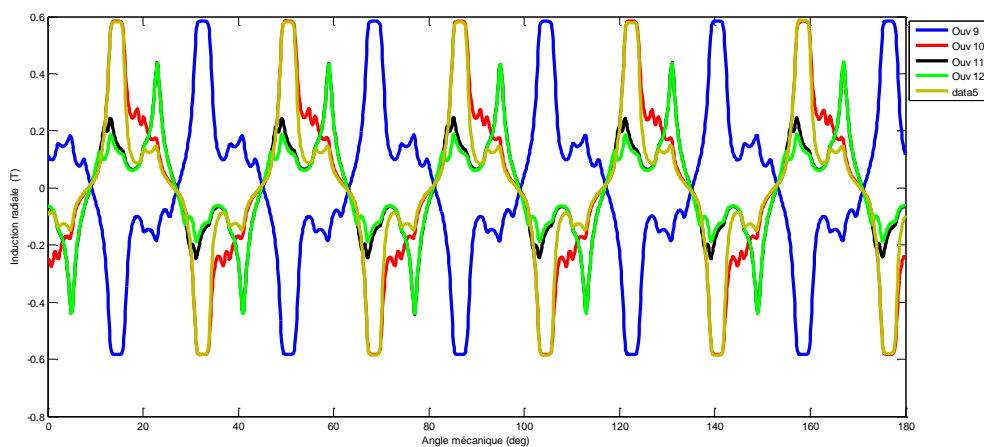


Figure III.7 Induction radiale en présence des courants et des aimants

III.6.a Induction tangentielle :

Nous avons constaté que la machine 11(Ouv 11) et la machine 12(Ouv 12) ayant des amplitudes plus élevé par rapport aux autres machines. Nous préférons la machine 9(Ouv 9) par ce que son amplitude est faible.

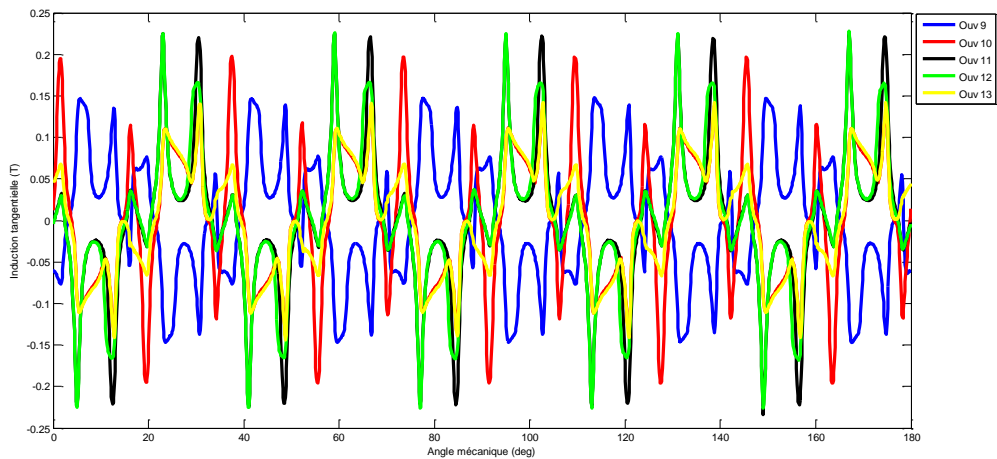


Figure III.8 Induction tangentielle en présence des courants et des aimants

III.7 les couples

III.7.a Couple de détente

La figure suivante représente le couple de détente de chaque machine, nous avons constaté que la machine qui a le couleur bleu (Ouv 9) a un pic très élevé par rapport aux autres machines égale à 0,09 et un autre pic minimum égale à -0,09. Le couple de détente de chaque machine est périodique.

On va représentera notre trois couples des machines dans les figures suivante est qui sont :

- Couple de détente
- Couple reluctant
- Couple électromagnétique

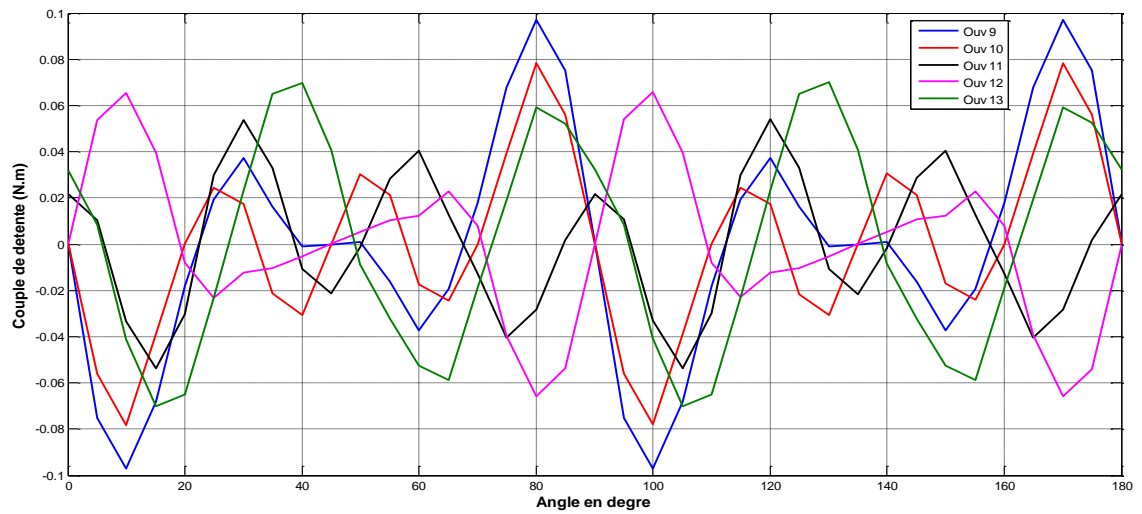


Figure III.9 Couple de détente de chaque machine

D'après notre figure précédente nous avons constaté que la machine qui a une ouverture rotorique égale à 11 est le meilleur par rapport aux autres machines par ce que son amplitude est moins élevé par rapport aux autres machines.

III.7.b Couple relucant

On peut dire que le couple de reluctant chaque machine est plus proche de la forme sinusoïdale.

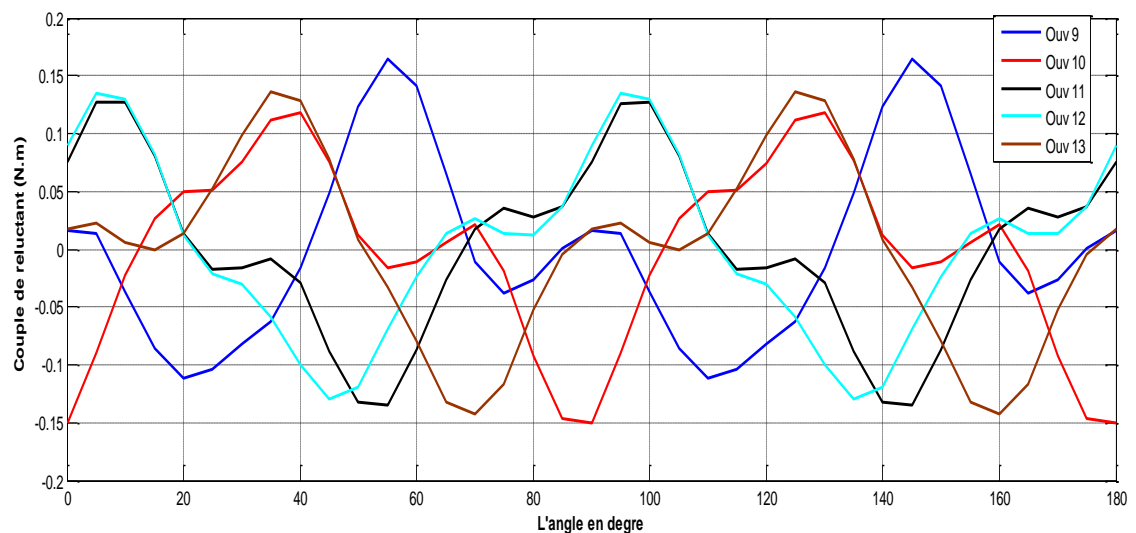


Figure III.10 Couple relucant de chaque machine

L'ensemble des couples reluctant son regroupé dans la figure précédente de nos différentes machines, on a constaté que la machine qui a une ouverture rotorique égale à 9, comporte une amplitude plus élevé égale à 0,17N.m. Et la machine qui a une ouverture rotorique égale à 10 possède une amplitude le moins élevé par rapport aux autres machines qui est -0,15 N.m .Alors

nous préférons la machine qui a de la couleur noire car son couple de reluctant varie entre -0,13 et 0,12 N.m.

III.7.c Couple électromagnétique

La figure suivante représente le couple électromagnétique de chaque machine

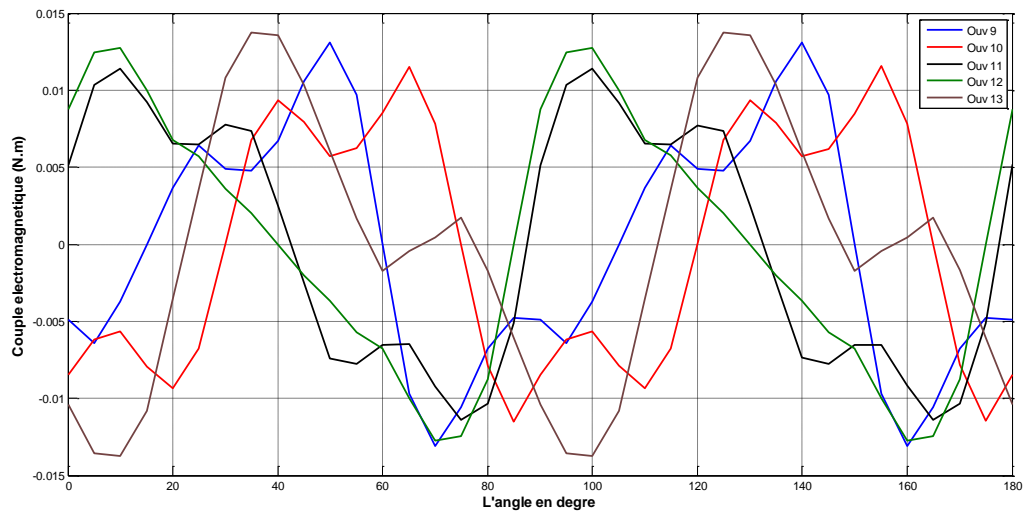


Figure III.11 Couple électromagnétique de chaque machine

La machine qui a une ouverture rotorique égale à 13 représente un couple électromagnétique d'amplitude plus élevé et moins élevé par rapport aux autres machines compris entre -0,014 à 0,013. On constate qu'il ya une périodicité de chaque couple.

III.8 Conclusion

Dans ce présent chapitre, et en exploitant l'outil de travail basé sur la méthode des éléments finis décrit au Chapitre II, nous avons étudié l'effet de l'ouverture des encoches statoriques ainsi que l'influence du bobinage sur la distribution des inductions dans le milieu de l'entrefer. Les cales ont été abandonnées car la forme des encoches a été simplifiée. L'étude des couples (reluctant, détente, électromagnétique), dans ce chapitre nous a montré des différents résultats qui dépendent de l'ouverture des encoches rotorique de chaque machine. La diminution de couple de détente permet d'obtenir une diminution de la vibration de la machine.

Conclusion générale

D'après notre cinq machines proposées, nous avons conclu que la machine qui a une ouverture rotorique égale à 11 est la meilleure par ce qu'elle a une faible amplitude des couples (détente, relucant, électromagnétique).

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.

L'objectif principal de ce mémoire est de mettre en place la différence entre les cinq (5) machines synchrones à aimant permanent avec double excitation qui ont de même stator, ces machines ont été étudiées en exploitant le code de calcul FEMM basé sur la méthode numérique des éléments finis.

L'ouverture des encoches a été modifiée dont l'objectif est de trouver un couple de détente le plus bas possible. Le couple relucant est présent dans ces machines vues que le rotor est denté.

Finalement, le couple résultant sera la somme de tous les couples indiqués auparavant.

Comme perspectives :

- Faire une étude tridimensionnelle 3D.
- Calcul des pertes électromagnétiques et électriques.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Y. Amara, Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation application au véhicule hybride.: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2001.
- [2] S. Hlioui, Étude d'une machine synchrone à double excitation contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal.: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2008.
- [3] Bouhedda Ali "Contribution à l'étude de système de commande d'une éolienne" Mémoire de Magister de l'université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2011.
- [4] Chemmouri Boudjema, Gafer Boubekour "Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimant permanent " Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2006.
- [5] G. Lacroux, « Les aimants permanents », Edition technique et documentation, 1989.
- [6] A. Parviainen « Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines », thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- [7] R. Saou, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux », Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008
- [8] B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, « A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines » IE(I) Journal IEL, vol 87, June 2006.
- [9] Y. Amara. « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride. PhD thesis », Université Paris XI, Ecole Normale Supérieure de Cachan - Laboratoire Electricité Signaux et Robotique, 2001.
- [10] Y. Amara, J. Lucidarne, M. Gabsi, M. Lécivain, A.H. Ben Ahmed & A.D. Akémakou. « A new topology of hybrid synchronous machine. » IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 5, Sep. / Oct. 2001.
- [11] T. Finken and K. Hameyer, "Study of hybrid excited synchronous alternators for automotive applications using coupled FE and circuit simulations," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 6, pp. 1598–1601, June 2008.

- [12] X. Luo and Thomas. A. Lipo, "A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 203–210, June 2000.
- [13] A. D. Akemakou, "Double-excitation rotating electrical machine for adjustable defluxing," U.S. Patent 2006/0119206 A1, June 8, 2006.
- [14] Q. Zhang, S. Huang, and G. Xie, "Design and experimental verification of hybrid excitation machine with isolated magnetic paths," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 993–1000, December 2010.
- [15] G. Henneberger, J.R. Hadji-Minaglou, and R.C. Ciorba, "Design and test of permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application," *European Power Electronics Chapter Symposium Lausanne*, pp. 645- 649, October 1994.
- [16] D. Fodorean, A. Djerdir, I.-A. Viorel, and A. Miraoui, "A Double Excited Synchronous Machine for Direct Drive Application—Design and Prototype Tests," *IEEE Trans on Energy Convers*, vol. 22, no. 3, pp. 656 - 665, September 2007.
- [17] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, E. Hoang, and M. Lecrivain, "Apport des machines synchrones à double excitation pour la traction automobile : application aux véhicules électriques ou hybrides = Hybrid excitation synchronous machines for electric and hybrid vehicles traction," *Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE)*, pp. 25-32, 2006.
- [18] Y. Amara et al., "Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion," *Trans on Vehicular. Techn*, vol. 58, no. 5, pp. 2137 - 2149, June 2008.
- [19] F. Liang, J. M. Miller, and X Xu, "A vehicle electric power generation system with improved output power and efficiency," *IEEE Trans. Indus. Applications*, vol. 35, no. 6, pp. 1341-1346, Nov. / Dec. 1999.
- [20] Li Li, "Etude et Mise au Point d'une Nouvelle Famille d'Alternodémarrateurs pour Véhicules Hybrides et Electriques," G2Elab, Grenoble INP, Grenoble, Thèse de doctorat 2011.
- [21] H. Bali, Y. Amara, G. Barakat, R. Ibtouen, and M. Gabsi, "Analytical Modeling of Open Circuit Magnetic Field in Wound Field and Series Double Excitation Synchronous Machines," *IEEE Trans on Magn*, vol. 46, no. 10, pp. 3802 - 3815, October 2010.

- [22] A. Ammar, F. Gillon, and P. Brochet, Italy, Rome: in Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2010), Sept. 6–8 2010, pp. 1–4.
- [23] R. L. Owen, Z. Q. Zhu, and G. W. Jewell, "Hybrid-excited flux-switching permanent magnet machines with iron flux bridges," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 6, pp. 1723–1729, June 2010.
- [24] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, S. Iwasaki, and R. P. Deodhar, "A novel hybrid-excited switched-flux brushless AC machine for EV/HEV applications," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60, no. 4, pp. 1365–1373, May 2011.
- [25] P. Bolognesi, O. Bruno, and F. Papini, Vilamoura, Portugal: in Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2008), Sept. 6–9. 2008, pp. 1–6.
- [26] K. Kamiev, J. Nerg, J. Pyrhönen, and V. Zaboin, "Hybrid excitation synchronous generators for island operation," in Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2010), Rome, Italy, Sept. 6–8, 2010, pp. 1–6.
- [27] A. Munteanu, A. Simion, and L. Livadru, Vilamoura, Portugal: in Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2008), Sept. 6–9, 2008, pp. 1–6.
- [28] J. Wroblewski, Stockholm, Sweden: in Proc. Int. Symposium on Electric Power Engineering, June 1995, pp. 351–355.
- [29] Brevet d'invention déposé par la société SIEMENS AG, "Machine électrique excitée par des aimants permanents," Numéro FR1439764, avr. 12, 1966.
- [30] M. Aydin, T. A. Lipo, and S. Huang, "Field controlled axial flux permanent magnet electrical machine," U.S. Patent 2007/0046124 A1, Mar 1, 2007.
- [31] Y. Sugii, M. Yamada, S. Noga, and T. Ashikaga, Osaka, Japan: Proceedings of the 13th International Electric Vehicle Symposium, EVS 13, Oct. 1996, pp. 757–764.
- [32] N. Naoe and T. Fukami, Trial production of a hybrid excitation type synchronous machine. Cambridge, MA, USA: in Proceedings of IEEE IEMDC 2001, June 2001.
- [33] C. Zhao and Y. Yan, "A review of development of hybrid excitation synchronous machine," in Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electron., Dubrovnik, Croatia, June 20–23, 2005, pp. 857–862.
- [34] W. Hua, M. Cheng, and G. Zhang, "A novel hybrid excitation flux-switching motor for hybrid vehicles," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 10, pp. 4728–4731, October 2009.

- [35] C. Liu, K. T. Chau, J. Z. Jiang, and L. Jian, "Design of a new outer-rotor permanent-magnet hybrid machine for wind power generation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 1494–1497, June 2008.
- [36] Z. Zhang, Y. Yan, S. Yang, and Z. Bo, "Principle of operation and feature investigation of a new topology of hybrid excitation synchronous machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 9, pp. 2174–2180, September 2008.
- [37] C. Liu, K. T. Chau, and J. Z. Jiang, "A permanent-magnet hybrid brushless integrated starter-generator for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4055–4064, December 2010.
- [38] Z. Zhang, Y. Tao, and Y. Yan, "Investigation of a New Topology of Hybrid Excitation Doubly Salient Brushless DC Generator," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, To be published.
- [39] Z. Zhang, Y. Tao, and Y. Yan, "A new hybrid excitation doubly salient brushless DC generator with dual terminal output," in *Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, Sept. 6–8, 2010, pp. 1–5.
- [40]. Kamel BOUGHRARA « Modélisation Analytique et Numérique des Performances Electromagnétiques des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, L'Ecole Nationale Polytechnique, Décembre 2008.
- [41] Marcel Jufer, "Circuits Magnétiques," *Techniques de l'ingénieur*, vol. D 1050v2, pp. 1- 18, 1996.
- [42] Mathieu ROSSI « Conception optimale et multi-physique de composants Passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire » Thèse de Doctorat, Univ Lille, Décembre 2012.
- [43] Patrick Ragot « Modélisation analytique multi physique pour la conception Optimale de moteurs synchrones à aimants permanents » Thèse de Doctorat, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE Suisse, septembre 2008.
- [44] Chouaib LABIOD « Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable » Thèse de Magister, Univ de Biskra, mai 2014.
- [45] Asma TOUMI « Méthode numérique asynchrone pour la modélisation de Phénomènes multi-échelles » Thèse de DOCTORAT, Univ TOULOUSE, 2016.
- [46] NEHAL OUASSILA « Etude et modélisation des paliers planaires » Thèse de magistère, Univ DE CONSTANTINE, 2009.

- [47] Hervé ROISSE « Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des réseaux de perméances couples. Application aux machines synchrones à aimants permanents » Thèse de Doctorat, Univ de Lille, janvier 1998.
- [48] SAOU RACHID « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux » Thèse de Doctorat, L'Ecole Nationale Polytechnique, novembre 2008.
- [49] Bardadi bendaha mansou « Identification des paramètres d'une machine Synchrones à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » Thèse de magister, Univ d'oran, février 2015.
- [50] 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.
- [51] Michel Hecquet, "Contribution à l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques," Université des sciences et technologies de Lille, HdR 2006.
- [52] Ostovic V, "Dynamics of Saturated Electric Machines," New York Springer-Verlag, 1989.
- [53] M. Popescu, D.M. Ionel, T.J.E. Miller, S.J. Dellinger, and M.I. McGilp, "Improved finite element computations of torque in brushless permanent magnet motors," IEE Proc.-Electr. Power Appl, pp. vol. 152, No, 2, pp. 271-276, March 2005.
- [54] T. Kosaka, and N. Matsui Y. Kano, "Simple Nonlinear Magnetic Analysis for Permanent-Magnet Motors," IEEE Transaction on Industry Application, vol. 41, no.pp. 1205- 1214, September/October 2005.