

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. Mira – BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique

Mémoire

Présente en vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique

Option

Electromécanique

Thème

*Etude Comparative des Machines Synchrones
Excitées par Aimants et courants électriques*

Présenté par :

M^r : AIT AMARA Nassim

Proposé et dirigé par :

M^r : ALITOUCHE Karim

Promotion 2014

Remerciements

Avant tout, Je remercie notre Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude.

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon promoteur,
Mr : ALLITOUCHE Karim pour avoir d'abord proposé ce thème, pour leur suivi
continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et pour leur précieux conseil*

*Mes remerciements vont aussi s'adresser à tous les enseignants
d'Electrotechnique qui ont contribué à ma formation par ailleurs, mes
remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté d'examiner mon travail.*

*En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues
pour le soutien moral.*



Dédicaces

*Je dédie Mon Travail avant tous À Mes Chers Parents, Mon
PÈRE qui ne cesse pas de M'encourager, et qui Ma toujours soutenu,
Ma jolie MÈRE symbole de sacrifice et qui est tout pour Moi, pour Sa
Tendresse profonde « Que Dieu Me les Protègent ».*

À Mes chers Frères : ALLAOUA et JUGURTA (BABY)

À Ma chère Fiancée : FAHIMA

*À Ma Tante BAYA et Son Marie et leurs enfants : YASMINE,
HASSIBA et IDRICE*

À Toute Ma famille AITAMARA, Mes collègues, Mes amis et

À Tout la famille GHILAS

*À toute les personnes que j'ai oubliées et que je n'ai pas
Citées*



Table des Matières

Table des Matières

Liste des Figures
Liste des Tableaux
Nomenclature

Introduction Générales.....	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones

I.1 Introduction.....	3
I.2 Machine synchrone.....	3
I.3 Constitution de la Machine Synchrone.....	4
I.4 Machine Synchrone à rotor bobiné.....	4
I.4.1 à pôle Saillant.....	4
I.4.2 à pôle lisse.....	5
I.5 Propriétés de la machine à rotor bobiné.....	6
I.6 Machine Synchrone à Aimant Permanent.....	6
I.7 Les Aimants Permanents.....	6
I.8 Rotors de la machine à aimants permanents.....	8
I.8.1 Aimants en surface.....	9
I.8.2 Aimants insérés.....	9
I.8.3 Aimants enterrés.....	10
I.8.4 Aimants à concentration de flux.....	10
I.9 Propriétés du moteur synchrone à aimant permanent	11
I.10 Applications des moteurs synchrones à aimants permanents.....	12
I.11 Conclusion.....	12

Chapitre II : Modélisation des deux machines MSRB et MSAP

II.1 Introduction.....	13
II.2 Hypothèses simplificatrices.....	13
II.3 Equations du champ électromagnétisme.....	13
II.3.1 Les relations de milieu.....	14
II.3.2 Formulation du modèle magnétostatique.....	16
II.3.3 L'équation à résoudre dans les différentes parties de la machine.....	17
II.4 Modélisation de l'aimant permanent.....	18
II.5 Comparaison des systèmes d'excitation (par aimants et par bobines).....	19
II.6 La méthode des éléments finis.....	21
II.6.1 Présentation la méthode des éléments finis.....	21
II.6.2 Le principe du calcul par éléments finis.....	23
II.6.3 Les étapes principales de la mise en œuvre de la Méthode des éléments finis.....	24
II.6.4 Discrétisation et approximation.....	25
II.6.5 Formulation éléments finis.....	26
II.6.6 Formulations élément finis du modèle magnétostatique.....	28
II.7 Présentation des deux machines étudiée.....	29
II.8 Description du logiciel FEMM.....	31

II.9 Conclusion.....	34
----------------------	----

Chapitre III : Etude des Performances des deux machines MSAP et MSRB

III.1 Introduction.....	35
III.2 Les paramètres géométriques des deux machines MSRB et MSAP.....	35
III-3 Dimensionnement de la Machine Synchrone à Rotor Bobiné.....	36
III-3.1 Dimensionnement du stator.....	36
III-3.2 Dimensionnement du rotor.....	38
III-4 Dimensionnement de la Machine Synchrone à Aimants permanents.....	39
III-5 L'étude de couple produit par les deux machines MSAP et MSRB.....	40
III-5.1 Méthode des tenseurs de Maxwell.....	43
III-5.2 L'étude de couple produit par la MSRB.....	44
III-5.3 L'étude de couple produit par la MSAP.....	46
III-6 Etude comparative entre deux machines synchrones.....	47
III-6.1 L'influence des paramètres géométrique sur le couple.....	47
III-6.2 L'influence des paramètres géométrique sur l'induction magnétique.....	48
III-6.3 L'influence des paramètres géométrique sur le flux.....	51
III-6 Conclusion.....	54
Conclusion Général.....	55
Annexes.....	56
Bibliographie.....	58

Liste des Figures

Liste des Figures

Chapitre I

Fig I.1	: Rotor d'une Machine Synchrone à pôle saillant.....	5
Fig I.2	: Machine synchrone à rotor bobiné avec rotor à pôle lisse.....	5
Fig I.3	: Courbe de désaimantation.....	7
Fig I.4	: Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.....	8
Fig I.5	: Aimants en surface.....	9
Fig I.6	: Aimants insérés.....	9
Fig I.7	: Aimants enterrés.....	10
Fig I.8	: Aimants à concentration de flux.....	11

Chapitre II

Fig II.1	: Aimant permanent avec aimantation radial.....	9
Fig II.2	: Circuit magnétique excité par bobine et par aimant permanent.....	20
Fig II.3	: Différentes étapes de la mise œuvre de MEF.....	24
Fig II.4	: Élément triangulaire.....	26
Fig II.5	: Structure de la machine synchrone à aimant permanents.....	29
Fig II.6	: Structure de la machine synchrone à rotor bobiné.....	30
Fig II.7	: Fixation des conditions aux limites pour la MSAP.....	32
Fig II.8	: Fixation des conditions aux limites pour la MSRB.....	33
Fig II.9	: Cartographie des lignes de champs créés par MSAP et MSRB	34

Chapitre III

Fig III.1	: Courbe de première aimantation du fer utilisé.....	36
Fig III.2	: Bobinage en simple couche sur deux pôles pour le stator.....	37
Fig III.3	: Cartographie des lignes de flux dans la culasse statorique pour la MSRB.....	38
Fig III.4	: Cartographie des lignes de flux dans la culasse rotorique pour la MSRB.....	39
Fig III.5	: Le flux en fonction de l'épaisseur de l'aimant.....	40
Fig III.6	: Cartographie de la MSRB avec décalage de rotor.....	41
Fig III.7	: Caractéristique de couple total en fonction de la position rotorique pour la MSRB.....	42
Fig III.8	: Cartographie de la MSAP avec décalage de rotor.....	42
Fig III.9	: Caractéristique de couple total en fonction de la position rotorique pour la MSAP.....	43
Fig III.10	: Caractéristique de couple en fonction de J_s pour la MSRB.....	44
Fig III.11	: Caractéristique de couple en fonction de k pour la MSRB.....	45
Fig III.12	: Caractéristique de couple en fonction de J_s pour la MSAP.....	46
Fig III.13	: Caractéristique de couple en fonction de k pour la MSAP.....	46
Fig III.14	: Caractéristique de couple en fonction de k pour les deux machines.....	48
Fig III.15	: La répartition de l'induction magnétique dans la MSAP pour $k=0.15$	48
Fig III.16	: La répartition de l'induction magnétique dans la MSAP pour $k=1$	49
Fig III.17	: La répartition de l'induction magnétique dans la MSAP pour $k=10$	49

Listes des Figures

Fig III.18	: La répartition de l'induction magnétique dans la MSRB pour $k=0.15$	50
Fig III.19	: La répartition de l'induction magnétique dans la MSRB pour $k=1$	50
Fig III.20	: La répartition de l'induction magnétique dans la MSRB pour $k=10$	51
Fig III.21	: Caractéristique de flux normal en fonction de k pour les deux machines.....	52
Fig III.22	: Cartographie des lignes de flux pour les différentes valeurs de k	53

Liste des Tableaux

Liste des Tableaux

Tableau III-1: Résultats de calcul du couple pour les deux types de machines.....	47
Tableau III-2: Résultats de calcul de flux normal pour les deux types de machines.....	51

Nomenclature

Nomenclature

B_r	: Induction rémanente [T].
H_{cj}	: Champ coercitif [A/m].
$\vec{E}$	: Vecteur champ électrique [V/m].
$\vec{B}$	: Vecteur induction magnétique [T].
$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	: Densité de courant déplacement [A.m ⁻²].
$\vec{J}$	: Densité de courant [A.m ⁻²].
μ_0	: Perméabilité magnétique de vide [H. m ⁻¹]. $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$
$\vec{D}$	: Vecteur induction électrique [C/m ²].
ρ	: Charges volumiques [C.m ⁻³].
$\vec{B}_r$	: Induction magnétique rémanente (cas d'aimants permanents) [T]
μ_r	: Perméabilité magnétique du milieu [H. m ⁻¹].
μ	: Perméabilité magnétique absolue [H. m ⁻¹].
ε_0	: Permittivité électrique du vide [F. m ⁻¹]. $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$
ε	: Permittivité électrique absolue [F. m ⁻¹].
ε_r	: Permittivité électrique relative du milieu [F. m ⁻¹].
σ	: Conductivité électrique [S. m ⁻¹].
$\vec{J}_s$	: Densité de courant provenant des enroulements d'alimentation [A.mm ⁻²].
A	: Fonction inconnue du problème.
g_0	: Une constante.
a et b	: constantes définies sur le domaine d'étude.
g	: la valeur de l'inconnue sur la frontière.
$d\Gamma$	: Période spatiale.
a_j	: Fonction de pondération.
ϕ_i	: Fonction de pondération ou de projection.
A_z	: Potentiel vecteur magnétique suivant l'axe Z.
$\vec{A}$	: Vecteur potentiel magnétique.
e	: entrefer [mm].
B_e	: Induction dans l'entrefer [T].
H_e	: Champ magnétique dans l'entrefer [A/m].

Nomenclature

N_e	: Nombre d'encoche.
p	: Nombre de paire de pôle.
h	: Epaisseur de l'aimants [mm].
τ_p	: Pas polaire.
$\Phi_{\text{pôle}}$	: flux dans le pôle [weber].
Φ_{culas}	: flux dans la culasse [weber].
L	: La longueur de la machine [mm].
B_{culsta}	: Induction dans la culasse statorique [T].
E_{culsta}	: Epaisseur de la culasse statorique [mm].
J_r	: densité du courant rotorique [$A \cdot mm^{-2}$].
E_{culsrot}	: Epaisseur de la culasse rotorique [mm].
B_{culrot}	: Induction dans la culasse rotorique [T].
T_t	: Couple total[N.m].
m_{ph}	: Nombre de phase.
Φ_v	: La valeur efficace de flux à vide dans l'entrefer [weber].
I_s	: La valeur efficace du courant de phase [A].
T_{reluc}	: Le couple réluctant [N.m].
T_{hyb}	: Le couple hybride [N.m].
l	: est la longueur axiale [mm].
Γ	: est le contour d'intégration.
S	: l'axe statorique.
R	: l'axe rotorique.
teta	: est l'angle entre l'axe statorique et l'axe rotorique [°].

Notation

MSRB : Machine Synchrone à Rotor Bobiné.
MSAP : Machine Synchrone à Aimant Permanent.
MEF : Méthode des Elément Finis.
EDP : Equations aux Dérivées Partielles.
FEMM : Fenite Eliment Méthode Magnétic.
Nd-Fe-B : Les Néodyme-Fer-Bore

Introduction Général

Introduction Général

Jusque dans les années 1950-1960, les machines synchrones étaient essentiellement utilisées pour la production d'énergie électrique à partir de l'énergie mécanique en provenance de sources diverse, sous la forme d'alternateurs travaillant dans une gamme de puissance allant de quelques watts jusqu' à quelques centaines de mégawatts [1].

La propriété intrinsèque de ces machines d'avoir une vitesse directement et mathématiquement liée à la fréquence d'alimentation était aussi mise à profit dans des fonctionnements en moteur pour des applications nécessitant un fonctionnement à vitesse rigoureusement constante.

Les moteurs synchrones pouvant produire de l'énergie réactive par surexcitation, ils étaient également mis à contribution en tant que compensateurs synchrones pour corriger le facteur de puissance de certaines installations, faisant ainsi concurrence aux batteries de capacités.

Par rapport à la machine asynchrone qui était alors considérée comme le moteur industriel le plus standard, la machine synchrone n'occupait donc que des créneaux bien particuliers.

A partir des années 1950-1960, deux évolutions technologiques, initiées depuis quelques années, allaient effectivement s'appliquer dans le domaine des machines électriques et modifier progressivement et inéluctablement cette classification.

La première évolution concernait le développement des semi-conducteurs de puissance qui autorisait la mise au point de convertisseurs statiques permettant d'alimenter les machines à fréquence variable quelle que soit la nature et les caractéristiques de la source et de puissance électrique.

Ce type d'alimentation par électronique allait permettre de reproduire avec les machines synchrones les caractéristiques quasi idéales des machines à commutation par balais-collecteur (machine synchrone à rotor bobiné) sans avoir les inconvénients et limitations de cette commutation mécanique.

La seconde évolution était relative à l'apparition sur le marché d'aimants permanents performants capables de résister à la désaimantation des champs de réaction d'induit présents dans les machines électrique et possédant des inductions rémanentes suffisantes [1].

L'excitation des machines synchrones par ces aimants permanents offrait bien sur l'avantage immédiat d'améliorer leur rendement en supprimant les pertes Joule au rotor, mais elle permettait surtout de remettre en cause la structure même des machines synchrones. En effet, on pouvait envisager de disposer les aimants dans l'inducteur de différentes manières, chacune de ces dispositions conférant à la machine des propriétés particulières [1].

L'objectif de notre travail est de modéliser et calculer des performances des deux machines Machine Synchrone à Rotor Bobiné(M.S.R.B) et Machine Synchrone à Aimants Permanents (M.S.A.P) en utilisant le logiciel de calcul FEMM (Finit Element Method Magnetic) ; pour cela nous allons adopter le plan suivant :

Le premier chapitre sera consacré aux généralités sur les machines synchrones (MSAP et MSRB) leur constitution ainsi leurs différentes formes de rotor, les propriétés des deux machines et les domaines d'utilisation ces dernières.

Le deuxième chapitre fera l'objet de la modélisation des deux Machines MSRB et MSAP on présentera la méthode des éléments finis, les modèles basés sur les équations de Maxwell ainsi le logiciel utilisé pour la modélisation.

Les résultats d'analyse par éléments finis des deux machines MSAP et MSRB seront présentés et commentés au troisième chapitre pour montrer les performances des deux machines ainsi l'influence des paramètres électriques et géométriques sur ces dernières.

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones

Sommaire

introduction

1. Machine synchrone
2. Constitution de la Machine Synchrone
3. Machine Synchrone à rotor bobiné
4. Propriétés de la machine à rotor bobiné
5. Machine Synchrone à Aimants Permanents
6. Les Aimants Permanents
7. Configuration des Rotor des MSAP
8. Propriétés du moteur synchrone à aimant permanent
9. Applications des machines synchrones à aimants permanents

Conclusion

I.1 Introduction

Le terme machine synchrone regroupe toutes les machines dont les vitesses de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation à courant continu.

Selon la forme magnétique du rotor, on peut classer les machines synchrones en deux groupes : machines à pôles lisses et à pôles saillances.

Il existe aussi une grande variété de structures de machines synchrones à aimants permanents. Elles varient principalement selon les dispositions des aimants.

Ce premier chapitre est consacré à la présentation des deux types d'excitation des machines synchrones : machine synchrone à rotor bobiné(MSRB) et machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Les différentes formes de rotors et les propriétés des deux machines.

I.2 Machine synchrone

On appelle machine synchrone une machine électrique à courant alternatif à deux enroulements dont l'un est connecté à un réseau de pulsation fixe ω_1 , et l'autre est excité par un courant continu ($\omega_2=0$). Dans un sens plus large, par machine synchrone on entend une machine à courant alternatif à deux enroulements qui sont alimentés depuis des réseaux de pulsations fixes ω_1 et ω_2 .

La partie de la machine qui porte l'enroulement d'induit s'appelle **induit** tandis que la partie de la machine qui porte l'enroulement d'excitation s'appelle **inducteur**.

Il existe aussi des machines synchrones dont le champ d'excitation est obtenu à l'aide d'aimants permanents [2].

Les machines synchrones sont réversibles et donc peuvent fonctionner en **Générateur** et **Moteur**.une machine synchrone est utilisé surtout comme génératrice de courant alternatif dans les centrales électriques mais elle est aussi largement utilisé comme moteur ainsi que comme **Compensateur** synchrone qui en réalité est un moteur synchrone fonctionnant à vide [3].

I.3 Constitution de la machine synchrone

- **Stator**

Le stator est formé d'un circuit magnétique feuilleté portant un enroulement triphasé réparti dans des encoches. Ce bobinage constitue l'induit de la machine car il est le siège de forces électromotrices induites par le champ tournant [4].

- **Rotor**

C'est la partie tournante. Parfois c'est un aimant permanent pour les petites machines, mais en général c'est un électroaimant sous forme d'un cylindre ferromagnétique massif recevant un bobinage qui, alimenté en courant continu (excitation), génère p paires de pôles sud et nord alternés.

Il existe des rotors à pôles saillants avec un nombre de paires de pôles p élevé, ou à pôles lisses [5].

I.4 Machine synchrone à rotor bobiné

Ce genre de machines est constitué d'un rotor qui comporte des bobines. On alimente ces bobines par des courants continus par l'intermédiaire des contacts glissants balais-bagues pour générer le flux magnétique inducteur dans l'entrefer.

On distingue deux types de machines synchrones à rotor bobiné :

- Les machines à pôles lisses
- Les machines à pôles saillants

La machine à pôles lisses a une inductance constante quelle que soit la position du rotor. Par contre, la machine à pôles saillants a un entrefer magnétique variable suivant la position des pôles, ce qui entraîne une variation d'inductance [6].

I.4.1 Machines à pôles Saillants

Ces machines possèdent un enroulement inducteur monophasé constitué de bobines enroulées autour de pôles ferromagnétiques et mises en série de façon à assurer l'alternance des pôles. On agit sur la forme de l'épanouissement polaire pour obtenir une répartition, proche d'une sinusoïdale, de l'induction dans l'entrefer. Cette structure est ainsi caractérisée par sa simplicité de réalisation et de maintenance.

Par contre, pour des raisons mécaniques, elle ne prête généralement qu'à des applications où la vitesse ne dépasse pas 1000 tours par minute.

La principale difficulté pour l'étude de ces machines est liée à l'anisotropie géométrique (entrefer variable), et donc magnétique du rotor, qui entraîne une dépendance des différentes mutuelle et de la plupart des inductances à la position θ du rotor par rapport au stator.

La réaction d'induit varie alors en fonction de l'état de charge de la machine [7].

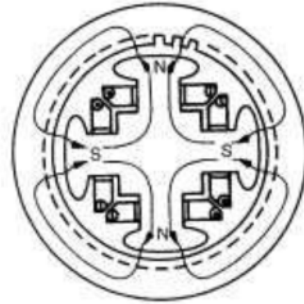


Fig I-1 Rotor d'une Machine Synchrone à pôle saillant

I.4.2 Machines à pôles lisses

Ce type de machine est souvent utilisé pour des applications de fortes puissances et grande vitesse. Des frettes en acier amagnétique peuvent être utilisées afin de maintenir en place les têtes de bobines. Les machines à pôles lisses sont caractérisées par une distance constante entre les deux parties ferromagnétiques statorique et /ou rotorique le long de la périphérie de l'entrefer ; l'encoche du stator et/ou du rotor est magnétiquement assimilée à un entrefer constant [8].

Le rotor à pôles lisses est utilisé dans les machines synchrones bipolaires ou tétra polaires qui fonctionnent aux vitesses de 3000 ou 1500 tours par minute. Le rotor à pôles saillant ne convient pas pour de telles machines à cause des difficultés que présente la fixation des enroulements d'excitation concentrés en cas du petit nombre de pôles (surtout dans les machines bipolaires).c' est pourquoi les machines bipolaires et tétra polaires utilisent exclusivement des rotors lisses bien que les rotors à pôles saillants reviennent moins chers [2].

Le courant inducteur est généralement injecté au rotor par l'intermédiaire de bagues sur lesquelles frottent des balais [7].

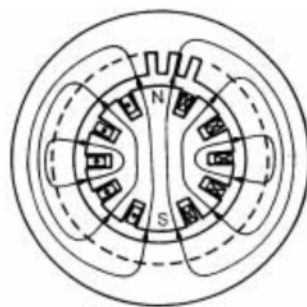


Fig I-2 Machine synchrone à rotor bobiné avec rotor à pôle lisse

I.5 Propriétés de la machine à rotor bobiné

❖ Les avantages

- ✓ Rendement excellent ; très supérieur à celui de tout les autres types des machines.
- ✓ Sa vitesse est rigoureusement constante.
- ✓ On peut l'alimenter à des tensions élevées.
- ✓ fonctionnement en moteur avec un bon facteur de puissance ou en compensateur pour fournir de l'énergie réactif.

❖ Les inconvénients

- ✓ Peut décrocher dans le cas d'une surcharge brusque ou d'une chute de tension importantes du réseau.
- ✓ A besoin d'une génératrice à courant continu pour assurer l'excitation.
- ✓ Peut démarrer qu'à des faibles charges

I.6 Machine synchrone à aimant permanent

Dans les machines synchrone à aimant permanent, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement. Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrone à aimants permanents.

Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec une tension et une fréquence variable.

Dans ces systèmes le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse allant de zéro à sa vitesse maximale [9].

I.7 Les Aimants Permanents

Un aimant permanent est un matériau magnétique dur (ferromagnétique) qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [10].

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique de la machine électrique. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan $B-H$ (Figure I-3).

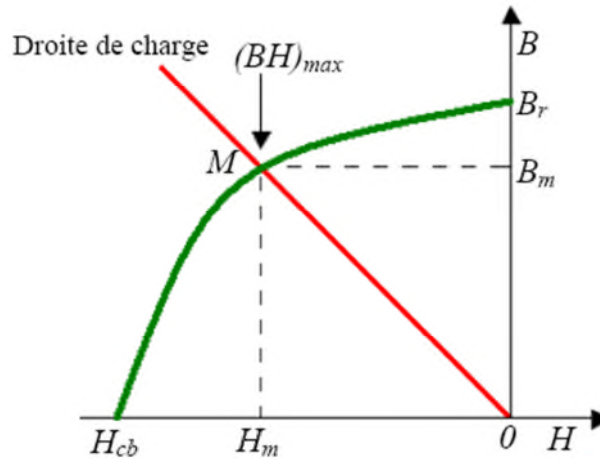


Fig I-3 Courbe de désaimantation

Cette courbe est caractérisée par :

- l'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé;
- le champ coercitif de H_{cj} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable;
- le produit d'énergie volumique $(B.H)_{\max}$;
- les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{\max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres :

Les **AlNiCo** sont des alliages à base de Fer, d'Aluminium et de Nickel, avec des additions Cobalt, Cuivre ou de Titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Pour les isotropes $B_r \approx 0.7$ T, H_{cj} de 50 à 80 A/m et $(BH)_{\max}$ de 12 à 18 kJ/m³. Le Titane augmente la trempabilité, le Niobium la coercivité.

Les **ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Suivant la composition et le mode de fabrication, on obtient les propriétés suivantes : B_r de 0.2 à 0.4 T, H_{cj} de 140 à 300 A/m et $(BH)_{\max}$ de 10 à 40 KJ/m³. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de la faible valeur d'aimantation rémanente, il faut cependant recourir à des structures complexes de machines, à concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques élevés

Les '**terres rares**' tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison

notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans le domaine automobile pour des raisons de normes environnementales.

Les **Néodyme-Fer-Bore** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électriques présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air : μ_0) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnements démagnétisant dans les machines

La figure I-4 donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [11].

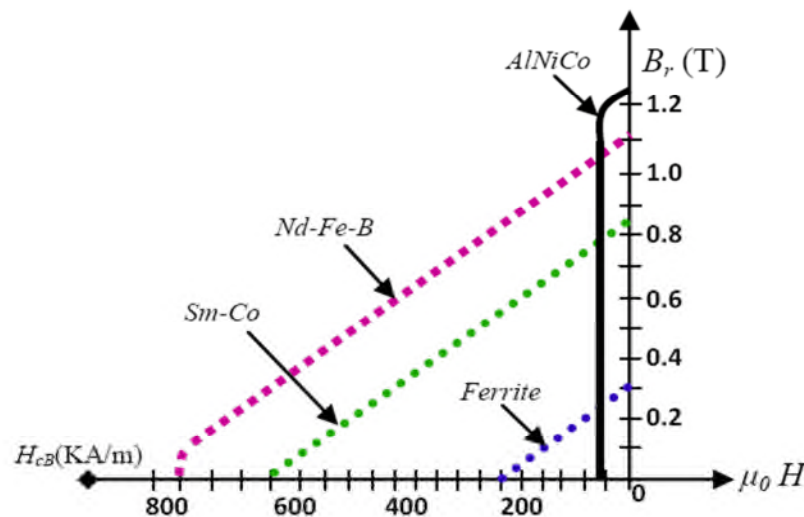


Fig I-4 Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants

I.8 Rotors de la machine à aimants permanents

Les MSAP peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant :

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux.

I.8.1 Aimants en surface :

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (I-5). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de ce type est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Les réactances synchrones de l'axe d et l'axe q sont pratiquement les mêmes.

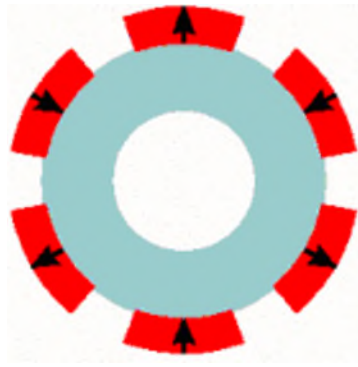


Fig I-5 Aimants en surface

I.8.2 Aimants insérés:

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I-6). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d .

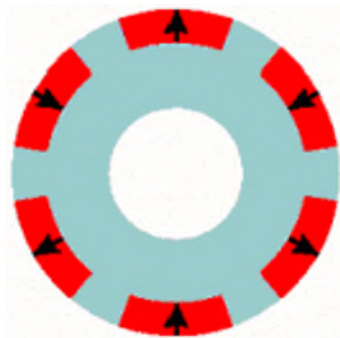


Fig I-6 Aimants insérés

I.8.3 Aimants enterrés:

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I-7) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe d est plus petite que celle de l'axe q . Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges.

Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

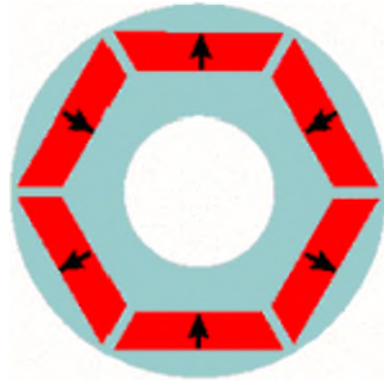


Fig I-7 Aimants enterrés

I.8.4 Aimants à concentration de flux :

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor et de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (I-8). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance [9].

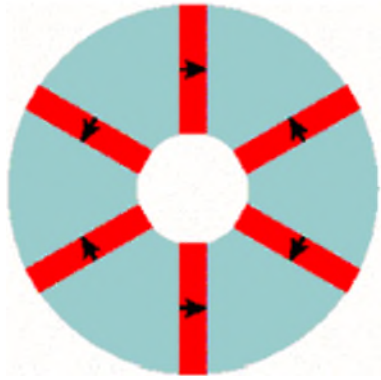


Fig I-8 Aimants à concentration de flux

I.9 Propriétés du moteur synchrone à aimant permanent

Avant d'aborder les applications du moteur synchrone à aimants permanents, il est utile de signaler ses avantages et ses inconvénients par comparaison aux autres moteurs.

❖ Avantages

- ✓ A puissance nominale, le rendement d'un moteur synchrone est élevé par rapport à un moteur asynchrone ;
- ✓ La vitesse d'un moteur synchrone demeure rigoureusement constante, même si la tension d'alimentation ou la charge qu'il entraîne subissent des variations ;
- ✓ Le couple d'un moteur synchrone est proportionnel à la tension d'alimentation et non pas au carré de celle-ci, donc cet actionneur peut mieux supporter une baisse temporaire de la tension d'alimentation sans décrocher ;
- ✓ Contrairement à un moteur asynchrone qui est encombrant et coûteux à basses vitesses. L'emploi du moteur synchrone à ces vitesses devient particulièrement avantageux, car, quelle que soit la vitesse, son facteur de puissance avoisinant de l'unité ;
- ✓ A des vitesses lentes, un moteur synchrone est plus léger et moins cher qu'un moteur asynchrone de même puissance tournant à la même vitesse ;
- ✓ Puissance massiques élevée ;
- ✓ Et augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du cuivre et de contacts bagues-balais au niveau de l'inducteur dans ces moteurs.

❖ Inconvénients

- ✓ En contrepartie, lorsque le réseau est exposé à des interruptions de service de très court durée (de l'ordre d'une seconde), le moteur asynchrone peut continuer à fonctionner alors que moteur synchrone décroche et s'arrête, ce qui nécessite une surveillance particulière avec l'utilisation des dispositifs de sécurité ;
- ✓ Construction plus compliquée du moteur synchrone et par conséquent un prix élevé ;

I.10 Applications des moteurs synchrones à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimant est employé dans des nombreuses applications :

1. Véhicules électriques routiers ;
2. Processus d'automatisation;
3. Systèmes de sécurité (portails automatiques des garages par exemple) ;
4. Les ascenseurs ;
5. Les escaliers roulants ;
6. Actionnement des pistes de décollage pour le contrôle des vols aériens [12].

I.11 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation de généralités sur les deux machines : Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB) et Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP), en particulier leur constitution, propriétés, avantages et inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation des deux machines MSRB et MSAP Par logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics).

Chapitre II

*Modélisation de la
Machine Synchrone à
Rotor Bobiné (MSRB)
Machine Synchrone à
aimant permanent
(MSAP)*

Sommaire

introduction

1. Hypothèses simplificatrices
2. Equation du champ électromagnétique
3. Modélisation des aimants permanents
4. Comparaison des systèmes d'excitation
(par aimants et par bobines)
5. Méthode des éléments finis
6. Présentation des deux machines étudiées
7. Description du logiciel FEMM

Conclusion

II .1 Introduction

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques.

Dans ce chapitre, on s'intéressera à la modélisation des deux machines MSRB et MSAP, à la présentation des équations Maxwell appliquées aux deux machines, à la présentation la méthode des éléments finis et des deux machines étudiées. Ainsi que le logiciel utilisé pour la modélisation des deux machines.

II .2 Hypothèses simplificatrices

Dans le cadre de notre travail, nous avons émis les hypothèses suivantes :

- Le modèle d'étude est bidimensionnel (les effets d'extrémités sont supposées négligeables).
- On négliger la variation des résistances en fonction de la température.
- On négliger les pertes mécaniques.

II .3 Equations du champ électromagnétisme

Les équations locales de l'électromagnétisme ou "équations de Maxwell" décrivent le comportement local dans le temps et dans l'espace des grandeurs électriques et magnétiques et leurs interactions mutuelles. Les quatre équations suivantes présentent la forme la plus générale des équations de Maxwell [13] :

- **Équation Maxwell-Faraday :**

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

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

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

▪ **Équation Maxwell-Ampère :**

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} = \mu_0 \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \quad (\text{II.2})$$

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant déplacement [A.m⁻²].

$\vec{J}$: Densité de courant [A.m⁻²].

μ_0 : Perméabilité magnétique de vide [H. m⁻¹]. $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

▪ **Équation Maxwell-Gauss :**

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (\text{II.3})$$

$\vec{D}$: Vecteur induction électrique [C/m²].

ρ : Charges volumiques [C.m⁻³].

▪ **Équation de conservation de flux magnétique**

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.4})$$

L'équation (II.1) montre le couplage entre le champ E et l'induction B

II .3.1 Les relations constitutives du milieu

La résolution des équations de Maxwell ne peut s'effectuer sans les relations constitutives du milieu. Une relation constitutive décrit localement le comportement des grandeurs électromagnétiques dans un matériau donné [13].

❖ **Relation magnétique**

$$\text{Pour les aimants permanents } \vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Pour les milieux ferromagnétiques } \vec{B} = \mu \vec{H}$$

Avec

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

$\vec{B}_r$: Induction magnétique rémanente (cas d'aimants permanents) [T]

μ_r : Perméabilité magnétique du milieu.

μ : Perméabilité magnétique absolue [H. m⁻¹].

❖ Relation diélectrique

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (II.6)$$

Avec : $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$

ε_0 : Permittivité électrique du vide [F. m⁻¹]. $\varepsilon_0 = \frac{1}{36 \cdot \pi} 10^{-9}$

ε : Permittivité électrique absolue [F. m⁻¹].

ε_r : Permittivité électrique relative du milieu

❖ La loi d'Ohm

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (II.7)$$

Avec

σ : Conductivité électrique [S. m⁻¹].

$\vec{J}_s$: Densité de courant provenant des enroulements d'alimentation [A.m⁻²].

Les relations précédentes sont données dans le cas le plus général : dans un matériau ferromagnétique sans induction rémanente, le terme B_r de l'équation devient nul.

Dans le cas des aimants permanents, l'induction rémanente $\vec{B}_r$ s'exprime en fonction du vecteur aimantation $\vec{M}$ comme suit :

$$\vec{B}_r = \mu_0 \vec{M} \quad (II.8)$$

II .3.2 Formulation du modèle magnétostatique

La détermination du champ magnétique dans un système peut être obtenue à partir des équations de Maxwell en utilisant, soit le potentiel scalaire ou le potentiel vecteur.

Le domaine d'étude contient plusieurs sources de courants, le potentiel vecteur est alors utilisé [14].

Les équations de Maxwell s'écrivent dans ce cas :

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.4})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.2})$$

Où $\vec{J}$ représente la densité de courant total.

A ces équations, se rajoute l'équation du milieu, tel que :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.9})$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{B} - \mu_0 \vec{M}}{\mu} \quad (\text{II.10})$$

La relation(II.4) implique que $\vec{B}$ dérive d'un potentiel vecteur $\vec{A}$, ce qui donne

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} = \vec{B} \quad (\text{II.11})$$

L'ensemble des équations(II.4), (II.9) et (II.11) donne l'équation à résoudre :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = \vec{J} + \frac{\mu_0}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{M} \quad (\text{II.12})$$

Dans le cas bidimensionnel qui nous intéresse (machines électriques), le potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ et la densité de courant n'ont qu'une seule composante suivant l'axe OZ, donc :

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A \end{bmatrix} \quad \vec{J} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J \end{bmatrix}$$

L'induction magnétique ainsi que l'aimantation du matériau évoluent dans le plan (X, Y) :

$$\vec{B} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A}{\partial y} \\ \frac{\partial A}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \vec{M} = \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ 0 \end{bmatrix}$$

Après la transformation de l'équation, on obtient l'équation différentielle à résoudre :

$$\frac{1}{\mu} \left(\left(-\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) \right) = J + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right) \quad (\text{II.13})$$

Dans le cas de la machine à aimants permanents J représente la densité de courant dû au courant dans le bobinage statorique et l'équivalent en courant magnétisant de l'aimantation des aimants rotoriques.

La résolution de l'équation (II.13), en spécifiant les conditions aux limites du domaine d'étude, est effectuée par la méthode des éléments finis [13].

II.3.3 L'équation à résoudre dans les différentes parties de la machine

- **Dans les encoches de stator**

$$\frac{1}{\mu} \left(\left(-\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) \right) = J \quad (\text{II.14})$$

Avec

μ : Perméabilité absolue de cuivre

J : densité de courants statoriques.

- **Dans l'aimant**

$$\frac{1}{\mu} \left(\left(-\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) \right) = \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right) \quad (\text{II.15})$$

Avec

μ : Perméabilité absolue de l'aimant

M_x et M_y : aimantation dans les directions x et y

▪ **Dans l'entrefer**

$$\left(\left(-\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) \right) = 0 \quad (\text{II.16})$$

▪ **Dans fer de stator et de rotor**

$$\frac{1}{\mu} \left(\left(-\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) \right) = 0 \quad (\text{II.17})$$

Avec

μ : Perméabilité absolue de fer

▪ **Dans les conducteurs du rotor**

$$\frac{1}{\mu} \left(\left(-\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) \right) = J \quad (\text{II.18})$$

Avec

μ : Perméabilité absolue de cuivre.

J : densité de courant d'excitation.

II .4 modélisation de l'aimant permanent

Les aimants peuvent être représentés soit par un modèle Ampérien dans le cas où l'on utilise le potentiel vecteur, ou par un modèle Colombien si le potentiel scalaire est utilisé. L'aimant dans le modèle Ampérien peut être représenté par deux densités de courant [9] :

$$\text{Une densité volumique : } \vec{J}_{va} = \text{rot } \vec{M} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{Une densité superficielle : } \vec{J}_{sa} = \vec{n} \wedge \vec{M} \quad (\text{II.20})$$

Où $\vec{n}$ est le vecteur normal à la surface de l'aimant.

Dans notre étude, les aimants utilisés présentent une aimantation radiale rigide et uniforme de sorte que :

$$\text{rot } \vec{M} = \vec{0}$$

Ce qui donne

$$\vec{j}_{va} = 0$$

Dans ces conditions le modèle Ampérien en bidimensionnel équivalent à l'aimant peut être représenté par des densités superficielles de courants situés sur les flancs des aimants et circulant suivant l'axe $\vec{oz}$ figure [9].

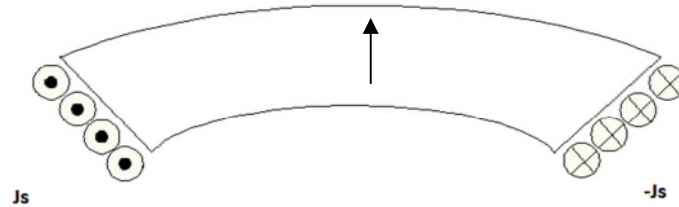


Fig II.1 : Aimant permanent avec aimantation radial

II .5 Comparaison des systèmes d'excitation (par aimants et par bobines)

Pour pouvoir préciser les particularités d'un système d'excitation par aimant permanent, on remplace l'aimant permanent du système représenté sur la Figure par une bobine de section de cuivre (a, b) traversée par une densité de courant J (figure II.2) en gardant les hypothèses liées à la perméabilité très grande du fer et aux fuites qui sont négligeables [9].

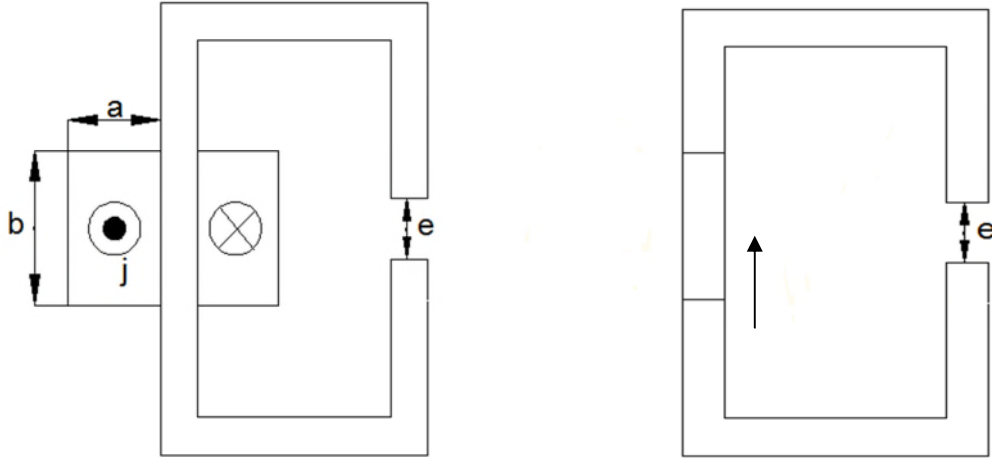


Fig II.2 : circuit magnétique excité par bobine et par aimant permanent

On applique le théorème d'Ampère pour calculer l'induction dans l'entrefer B_e :

Pour l'excitation par un courant :

$$H_e e = nI \Leftrightarrow H_e e = nJab$$

$$\Rightarrow B_e = \frac{\mu_0 nJab}{e} \quad (\text{II.21})$$

et

$$B_e = \mu_0 H_e$$

Pour l'excitation par aimant permanent :

$$H_a L_a + H_e e = 0$$

$$\Rightarrow B_e = -\frac{\mu_0 H_a L_a}{e} \quad (\text{II.22})$$

et

$$B_e = \mu_0 H_e$$

La multiplication de toutes les grandeurs géométriques des deux systèmes par le facteur $k < 1$, fait que l'équation devient $B'_e = kB_e$ et l'équation reste inchangée.

Donc pour maintenir inchangée l'induction dans le 1^{er} cas, il faut augmenter la densité de courant J .

On conçoit aisément qu'il existera toujours une taille en dessous de laquelle il sera préférable de recourir à l'excitation par aimant, en raison de difficulté que l'on rencontre pour y loger suffisamment d'ampère tours avec un échauffement tolérable.

En plus de cet avantage relatif à l'enroulement, la particularité d'une excitation par aimant concerne sa réluctance qui est plus grande comparée à celle obtenue dans le cas d'une excitation par une bobine. En effet, la perméabilité de l'aimant est souvent très proche de celle de l'entrefer, de ce fait la réluctance total de circuit magnétique se trouve accrue par la présence de l'aimant. On peut donc déduire que les phénomènes de réaction d'induit seront différents dans les machines à aimants par rapport aux machines excitées par des enroulements parcourus par des courants [9].

II .6 La méthode des éléments finis

II .6.1 Présentation la méthode des éléments finis

Historiquement, les premiers développements de la méthode des éléments finis ont été proposés par Richard Courant dans les années 1940, mais ce sont les mécaniciens qui ont développé, popularisé et démontre l'efficacité de cette méthode dans les années 1950-1960.

En 1970, Silvester et son équipe de l'université MC Gill à Montréal se sont intéressés, à l'adaptation de cette méthode, à la résolution des problèmes elliptiques de l'Electrotechnique.

La méthode des éléments finis est fréquemment utilisée pour modéliser précisément et finement des systèmes électrotechniques. Cette méthode permet de tenir compte de la géométrie de la machine et permet une approche systématique des problèmes magnétiques. De plus un couplage entre les grandeurs électriques, mécaniques et magnétique peut être réalisé.

Les éléments finis permettent également une étude tridimensionnelle, ce qui apporte une très grande finesse dans la connaissance du système.

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques [13].

Conditions aux limites

Généralement, on rencontre quatre types de conditions aux limites :

- **Condition de Dirichlet**

Cette condition impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière extérieure du domaine de résolution.

$$A = g_0 \quad (\text{II.23})$$

Avec

A : Fonction inconnue du problème

g_0 : Une constante

On parle de condition de Dirichlet homogène quand $A=0$ le long de la frontière du domaine.

- **Condition de Neumann**

C'est une condition qui nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine étudié.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = g_0 \quad (\text{II.24})$$

Habituellement, on parle de Neumann homogène sur les plans de symétrie, quand $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$, défini le long de frontière du domaine.

- **Condition mixte Dirichlet-Neumann (de Robin)**

C'est la combinaison des deux types de conditions aux limites. Elle s'exprime par :

$$a A + b \frac{\partial A}{\partial n} = g \quad (\text{II.25})$$

Avec :

a et b : constantes définies sur le domaine d'étude

g : la valeur de l'inconnue sur la frontière.

▪ Condition de périodicité et d'anti-périodicité

Elles sont dites aussi cycliques et anti-cycliques,

$$A|_{\Gamma} = K.A|_{\Gamma+d\Gamma} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

A : Fonction inconnue.

d Γ : Période spatiale (suivant le contour Γ).

K=1 : Cyclique

K=-1 : anti-cyclique.

Ces deux conditions sont utilisées pour exploiter la symétrie inhérente dans quelques problèmes, afin de réduire les dimensions du domaine d'étude, ainsi que dans ceux à frontière ouvertes [13].

II.6.2 Le principe du calcul par éléments finis

Le principe du calcul par éléments finis est de diviser la structure de la machine étudiée en nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état magnétique de la structure complète et donc d'effectuer des calculs de flux, de force, et d'inductance...

L'intérêt de cette méthode de calcul est qu'elle permet, comme tout calcul théorique, d'avoir accès aux trois étapes de manière indépendante. La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournit une solution approchée du problème étudié. Le domaine d'étude est décomposé en un nombre fini d'éléments polygonaux qui forment le maillage. La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les noeuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolation appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément. Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode des résidus pondérés et la méthode variationnelle [15].

III.6.3 Les étapes principales de la mise en œuvre de la Méthode des éléments finis

La mise en œuvre de la méthode des éléments finis repose sur trois étapes essentielles [16]:

- Formulation des équations aux dérivées partielles à partir des lois physique.
- Transformation des équations en un système algébrique qu'il convient de résoudre pour obtenir la solution du problème posé.
- Exécution des problèmes sur ordinateur à partir de logiciels appropriés.

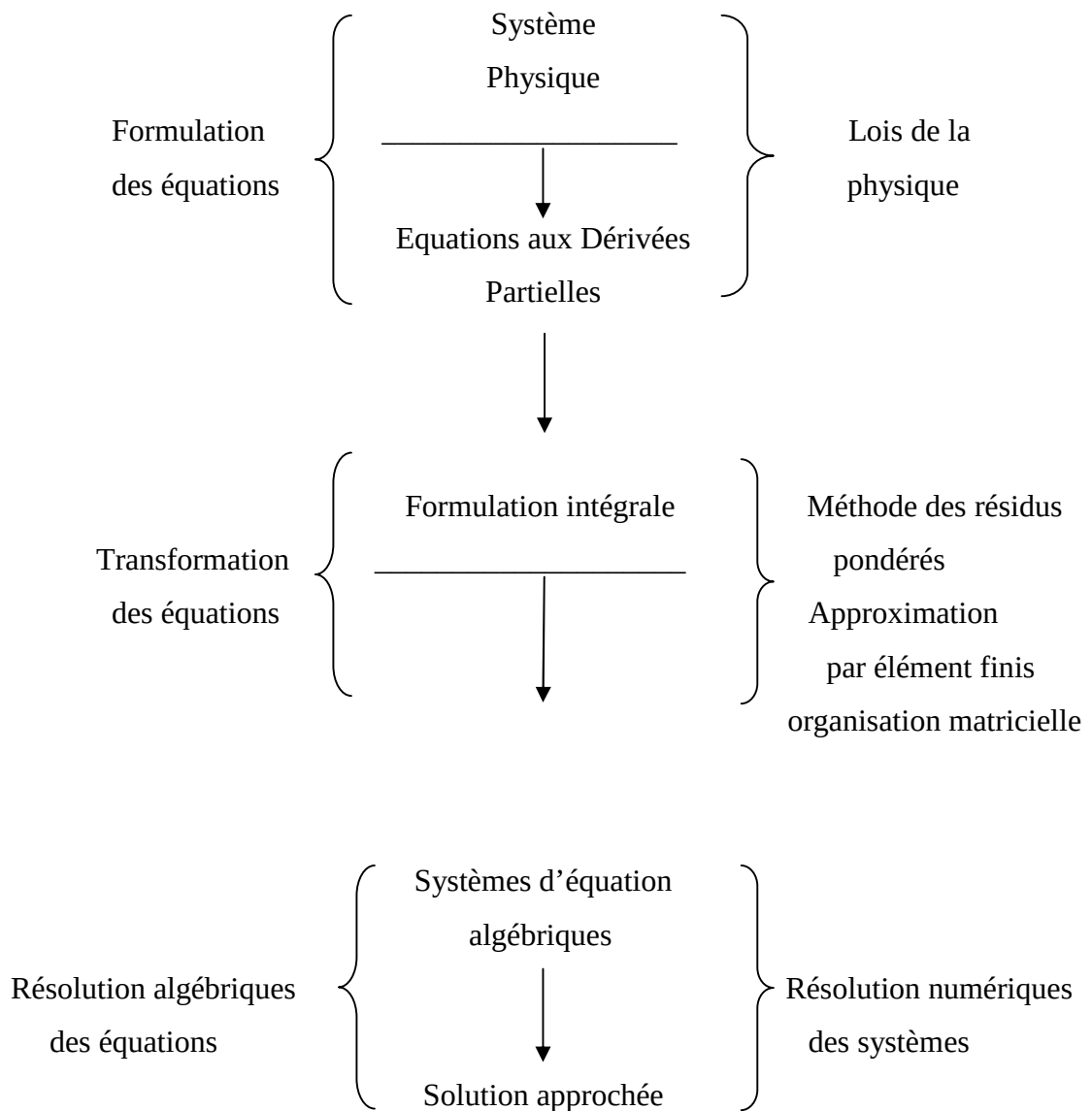


Fig II.3 : Différentes étapes de la mise œuvre de MEF

III.6.4 Discrétisation et approximation

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petites sous régions appelées élément finis constituant le maillage. Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par simple fonction appelée fonction de forme qui est continue et définie sur chaque élément seul.

La forme des éléments est directement liée à la dimension du problème (2D ou 3D). Pour une géométrie en (2D), on utilise généralement des triangles ou des quadrilatères ; pour une géométrie en (3D), on utilise les tétraèdres, les prismes ou les hexaèdres.

La discrétisation est une étape importante dans l'analyse éléments finis car la précision des résultats dépend de la méthode de la méthode de discrétisation et de finesse de cette subdivision en sous-domaines.

La fonction inconnue est approchée dans chaque élément par une fonction d'interpolation nodale, faisant intervenir les valeurs de l'inconnue aux nœuds de ce S éléments ainsi les coordonnées géométrique de ces nœuds.

L'inconnue A est décrite dans chaque élément e par une combinaison linéaire des valeurs A_j^e aux nœuds [15]:

$$A^e = \sum_{j=1}^3 a_i^e A_j^e \quad (\text{II.27})$$

Les a_j sont les fonctions de pondération devant vérifier :

$$a_j^e(x_j, y_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

Dans le cas du calcul du champ dans les structures électromagnétiques, les éléments de forme triangulaire sont les plus utilisés. Cette subdivision exclusivement triangulaire du premier ordre a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet de traiter des expressions simples.

Dans le cas de l'élément triangulaire représenté sur la figure, les fonctions de pondération sont :

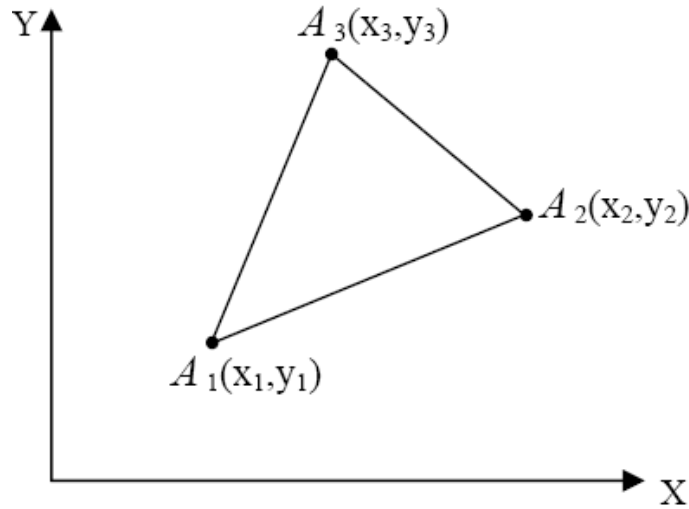


Fig II.4 Elément triangulaire

$$a_1 = \frac{1}{2\Delta} [(x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2) + (y_2 - y_3) \cdot x + (x_3 - x_2) \cdot y]$$

$$a_2 = \frac{1}{2\Delta} [(x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (y_3 - y_1) \cdot x + (x_1 - x_3) \cdot y]$$

$$a_3 = \frac{1}{2\Delta} [(x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (y_1 - y_2) \cdot x + (x_2 - x_1) \cdot y]$$

Où : Δ est l'aire de l'élément.

$$2 \cdot \Delta = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = (x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2)$$

D'où

$$\Delta = [(x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2)]/2$$

$$\Delta = \frac{1}{2} [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)] \quad (\text{II.28})$$

III.6.5 Formulation éléments finis

La MEF transforme les EDP de la grandeur recherchée en système d'équations algébriques dont la solution fournit une approximation de cette grandeur en une grille discrète

de points du plan ou de l'espace. Les éléments finis procèdent par une fonction intégrale du problème physique associé. Ce dernier peut se mettre sous la forme :

$$L(u) = f \text{ sur le domaine } \Omega$$

$$G(u) = u_0 \text{ sur la frontière } \tau$$

Où L est un opérateur différentiel, G est opérateur qui définit une condition à la limite, f et u_0 sont des fonctions respectivement définies sur Ω et τ , et u est une fonction inconnue.

Pour obtenir le système algébrique, on peut utiliser la méthode variationnelle ou la méthode des résidus pondérés. La méthode variationnelle traite une fonctionnelle d'énergie équivalente au problème différentiel, définie par intégrale faisant appel à la fonction et ses dérivées. La méthode des résidus pondérés (méthode de Galerkin) consiste à chercher la solution approchée du problème en partant directement des EDP.

La méthode Galerkin (appelée également méthode projective) consiste à choisir des fonctions u qui annule, en tout point du domaine Ω , la forme intégrale suivante :

$$F(u) = \int \phi_i [L(u) - f] d\Omega \quad (\text{II.29})$$

ϕ_i : Fonction de pondération ou de projection.

La méthode la plus employée est la méthode de Galerkin car utilisée des fonctions de projection ϕ_i , identique aux fonctions de forme a_i de la fonction d'approximation, pour obtenir un système algébrique symétrique dont la résolution devient relativement rapide. Cette méthode s'applique indépendamment de connaissance de la fonctionnelle d'énergie [16].

D'où

$$\int a_i [L(u) - f] d\Omega = 0 \quad (\text{II.30})$$

a_i : Fonction de pondération, elle est identique à la fonction d'approximation.

III.6.6 Formulations élément finis du modèle magnétostatique

Résoudre par éléments finis les équations aux dérivées partielles qui décrivent le modèle magnétostatique, présenté précédemment, revient à appliquer la méthode projective de Galerkin [16] :

$$\iint a_i \cdot EDP \, d\Omega = 0 \quad (\text{II.31})$$

Dans notre étude modèle magnétostatique et coordonnées cartésiennes.

$$\iint a_i \cdot \left[-\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right] dx dy = \iint a_i \cdot J_{sz} dx dy + \iint a_i \left[\frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] dx dy \quad (\text{II.32})$$

L'application du théorème de Green à l'équation (II.24) permet à la fois d'évacuer les dérivées secondes de son premier terme et d'explicitier les conditions aux limites :

$$-\iint a_i \cdot \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right] dx dy = \iint \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial a_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial a_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right] dx dy - \int a_i \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma \quad (\text{II.33})$$

Dans le cas des conditions aux limites de type Dirichlet $A=\text{cste}$ ou type Neumann $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ (dite condition Neumann homogène), le terme sur la frontière s'annule.

L'équation1 devient alors :

$$-\iint \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial a_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial a_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right] dx dy = \iint a_i \cdot J_{sz} dx dy + \iint a_i \left[\frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] dx dy \quad (\text{II.34})$$

Sachant que le potentiel vecteur magnétique A_z peut être discrétisé sous la forme

$$A_z = \sum_{j=1}^n a_j A_{zj}$$

pour tous les nœuds du domaine d'étude. Cela nous amène à écrire l'équation2 comme suit :

$$-\iint \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial a_i}{\partial x} \frac{\partial a_j}{\partial x} + \frac{\partial a_i}{\partial y} \frac{\partial a_j}{\partial y} \right] A_{zj} dx dy = \iint a_i \cdot J_{sz} dx dy + \iint a_i \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) dx dy \quad (\text{II.35})$$

i, j varient de 1 à N

On obtient en finalité un système algébrique matriciel à résoudre :

$$[I][A] = [J] + [M] \quad (\text{II.36})$$

$$I_{ij} = - \iint \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial a_i}{\partial x} \frac{\partial a_j}{\partial x} + \frac{\partial a_i}{\partial y} \frac{\partial a_j}{\partial y} \right] dx dy$$

$$J_i = \iint a_i \cdot J_{sz} dx dy$$

$$M_i = \iint a_i \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) dx dy$$

[A] Inconnues du domaine Ω

II .7 Présentation des deux machines étudiées

❖ Machine Synchrone à aimant permanent

La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents triphasé, à flux radial, à rotor interne et à aimants déposés en surface. Elle possède deux paires de pôles. La coupe transversale de la figure (II-1) montre les différentes parties de la machine. Celle-ci est constituée de :

- Un stator cylindrique en tôles magnétiques à 24 encoches trapézoïdales, comportant un enroulement triphasé à une seule couche.
- Un rotor lisse en matériau magnétique sur lequel sont collés quatre aimants, présentant une aimantation radiale.

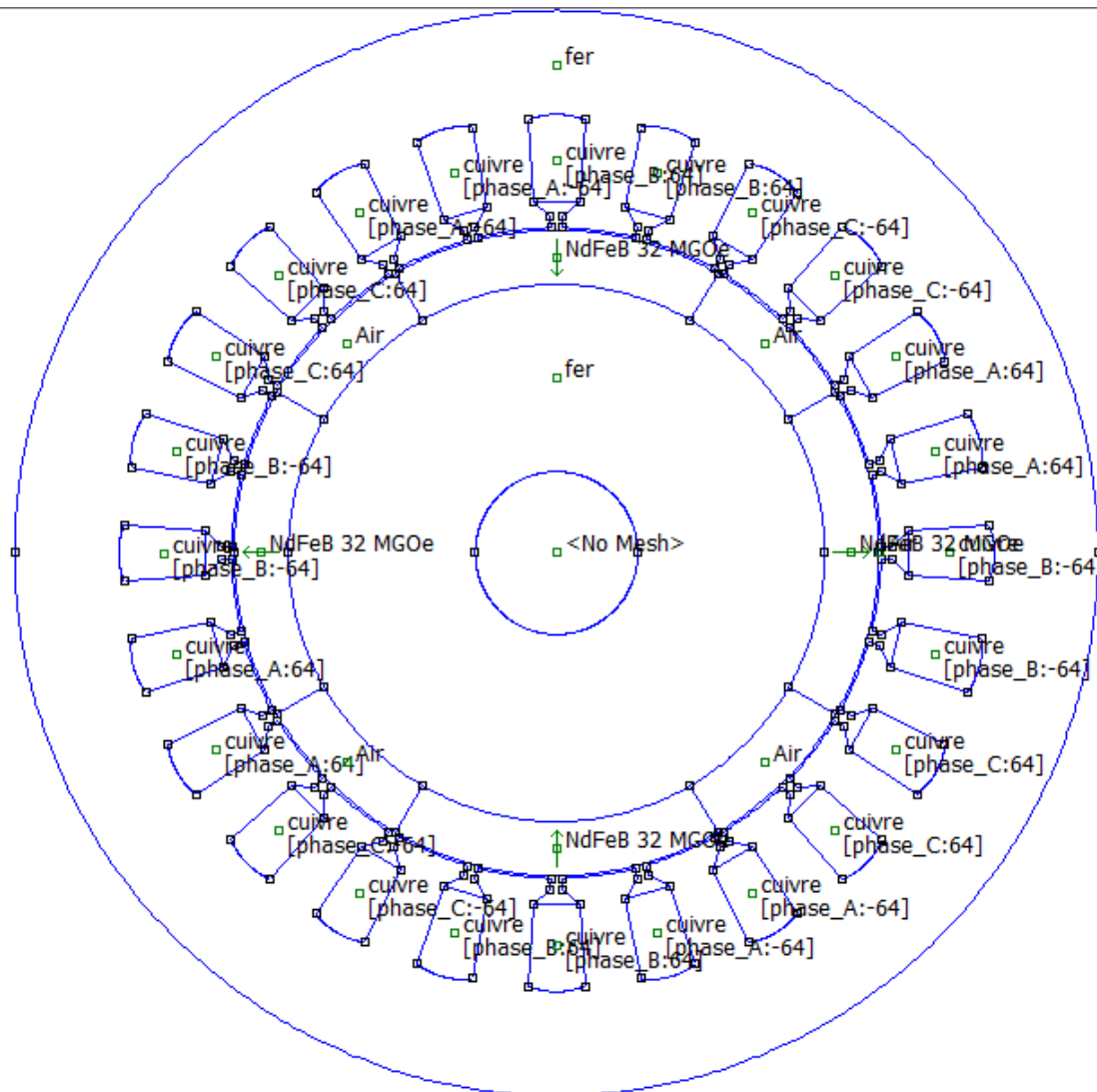


Fig II.5 structure de la machine synchrone à aimant permanent

❖ Machine synchrone à rotor bobiné

La machine étudiée est une machine synchrone à rotor bobiné triphasé, à pôles saillants. Elle possède deux paires de pôles. La coupe transversale de la figure (II-2) montre les différentes parties de la machine. Celle-ci est constituée de :

- Un stator cylindrique en tôles magnétiques à 24 encoches trapézoïdales, comportant un enroulement triphasé à une seule couche (identique à celui de la MSAP précédente).
- Un rotor à 4 pôles saillants autour desquels est bobiné le circuit d'excitation.

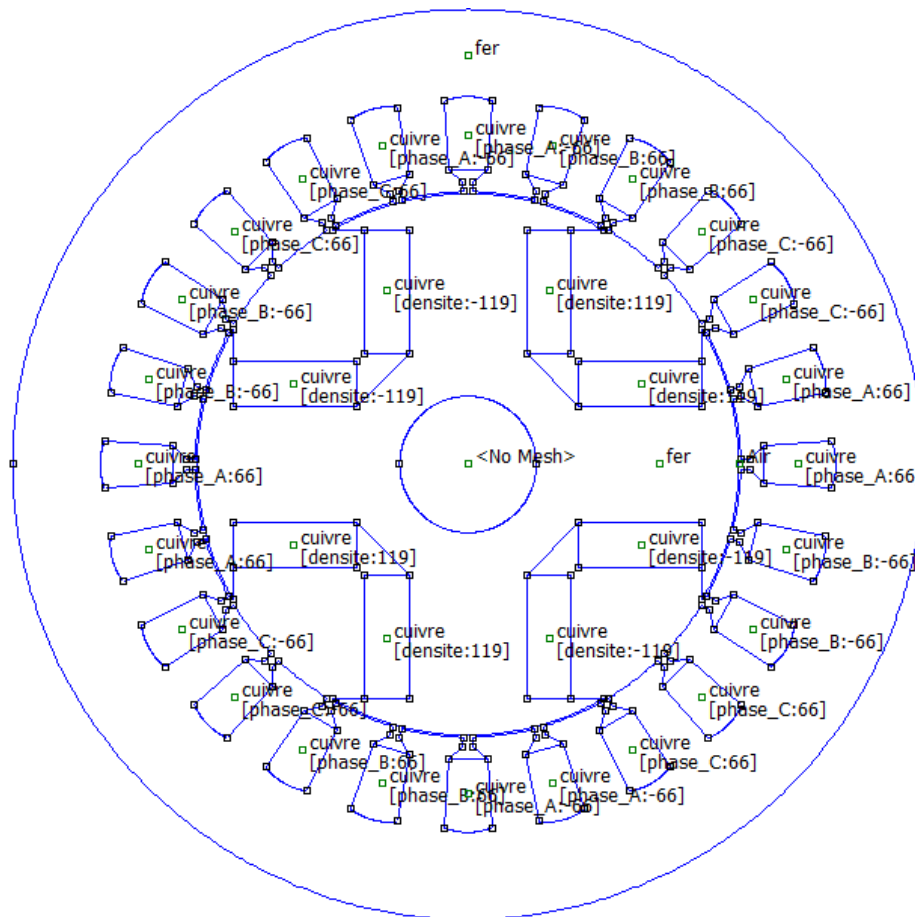


Fig II.6 structure de la machine synchrone à rotor bobiné

II .8 Description du logiciel FEMM

FEMM est un ensemble de programmes pour la résolution, en basse fréquence, par la méthode des éléments finis, des problèmes magnétostatiques et électrostatiques bidimensionnels dans un domaine plan ou axisymétrique. Ce logiciel est divisé en trois module :

➤ Le Pré-processeur

Ce module est utilisé pour définir la géométrie de la machine, définir les matériaux le constituant, les sources du champ magnétique, ainsi que les conditions aux limites.

- dessiner la géométrie de la machine avec des arcs ou des segments de droite

- définition du problème à savoir la nature du problème à résoudre (la fréquence, l'unité des grandeurs géométriques, la précision de calcul). Nous pouvons également définir la finesse du maillage.
- introduction des caractéristiques des différentes régions géométriques de la structure (propriétés magnétiques des matériaux)
- définition des circuits de la structure. Cette partie nous donne aussi la possibilité d'introduire le nombre de spires dans les bobinages ainsi que la valeur des courants
- introduction des courbes de saturations dans le cas où elle est prise en compte.
- définition des conditions aux limites

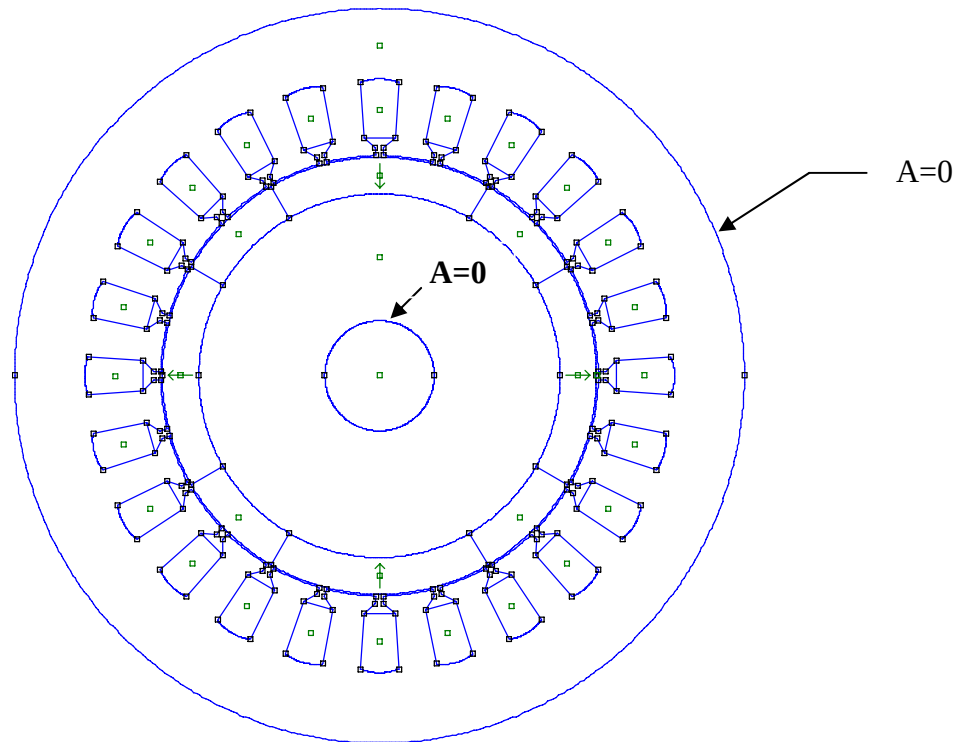


Fig II.7 Fixation des conditions aux limites pour la MSAP

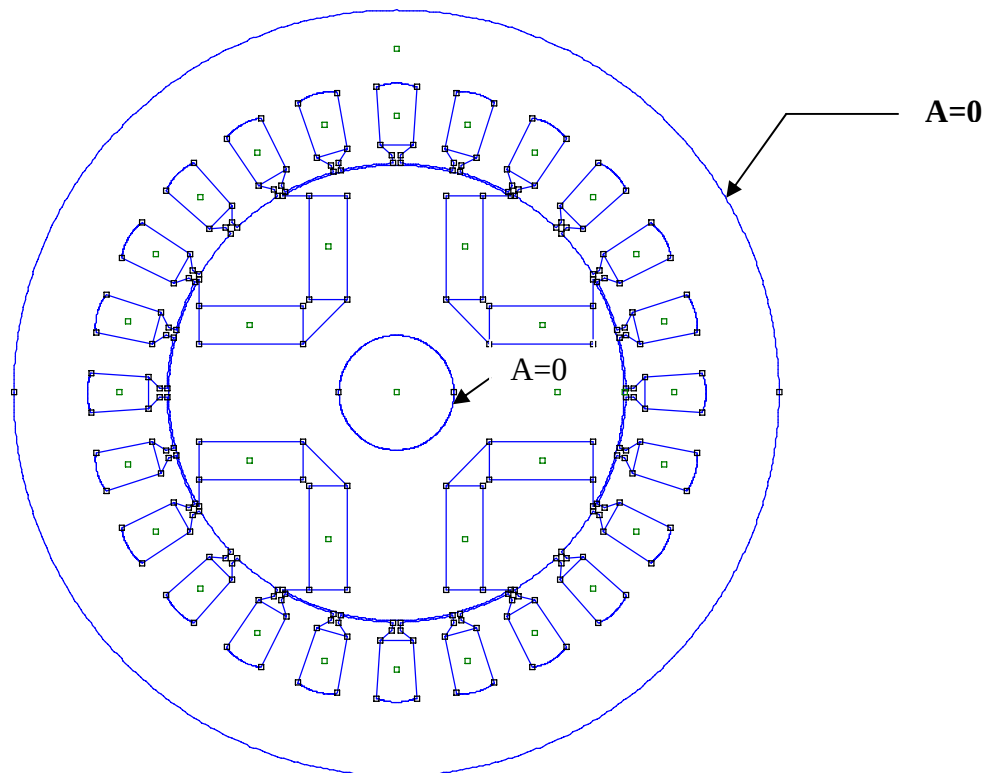


Fig II.8 Fixation des conditions aux limites pour la MSRB

Dans ce type de condition (condition de Dirichlet), la valeur de **potentiel magnétique A** est explicitement défini sur la limite. L'utilisation la plus commune des conditions de Dirichlet dans le cas problème magnétiques est de définir $A=0$ le long d'une frontière (le flux magnétique ne traverse pas cette frontière).

➤ Le processeur

Ce programme permet la résolution du problème défini sur chaque élément de maillage en effectuant des itérations jusqu'à atteindre la précision imposée au pré-processeur. En chaque élément, le potentiel vecteur est connu et à partir de là, les autres grandeurs sont déduites.

➤ Le post-processeur

Une fois les résultats sont déterminés par le processeur, le post-processeur nous permet de les visualiser et estimer les valeurs des grandeurs désirées soit en grandeurs locales (potentiel vecteur, induction, densité de courant...etc) ou en grandeurs globales par calculs intégraux (comme le flux, le couple,...etc).

Dans le but de pouvoir modifier à notre guise les paramètres de la machine, pour voir leur influence sur leurs performances, l'écriture de programmes informatiques est nécessaire pour mener à bien des calculs répétitifs souvent lourds en termes de temps (un des inconvénients de la MEF).

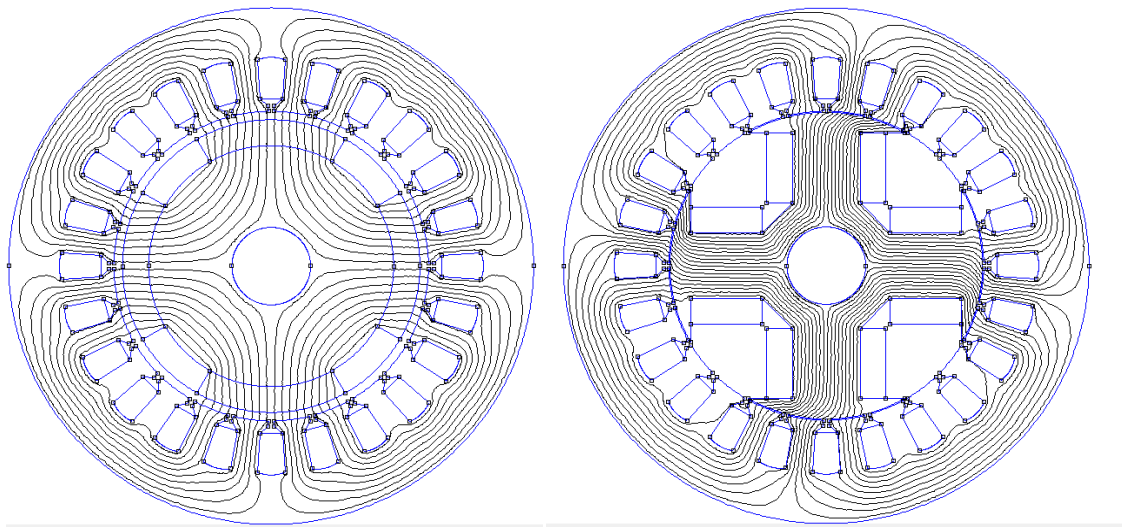


Fig II.9 Cartographie des lignes de champs créés par les deux machines MSAP et MSRB

II.9 Conclusion

Au cours de ce chapitre, on a présenté les modèles bidimensionnels des deux machines étudiées (Machine Synchrone à Rotor Bobiné et Machine Synchrone à Aimants permanents) en utilisant le potentiel vectoriel magnétique.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la mise en œuvre de la MEF qui est adoptée, ainsi la présentation des deux machines étudiées et la description du logiciel de calcul utilisé (F.E.M.M).

Au chapitre III seront présentés et exploités les résultats de la simulation numérique des deux types machines.

Chapitre III

*Etude des
performances des deux
machines MSAP et
MSRB*

Sommaire

introduction

1. Les paramètres géométriques des deux machines MSRB et MSAP
2. Dimensionnement de la MSAP
3. Dimensionnement de la MSRB
4. Etude des couples produit par les deux machines étudiées
5. Etude l'influence des paramètres géométriques sur les performances des machines synchrones

Conclusion

III.1 Introduction

Le fonctionnement des machines électriques est directement lié à la distribution des lignes de champs magnétique au sein de leur structure. La connaissance de cette distribution permet de déterminer les grandeurs nécessaires à leur dimensionnement comme le flux, le couple électromagnétique, ...etc.

Dans le présent chapitre, on s'intéressera à l'étude de l'influence des paramètres géométriques et électriques sur les performances des deux machines étudiés MSAP et MSRB avec le logiciel FEMM basé sur la méthode des éléments finis.

III.2 Les paramètres géométriques des deux machines MSRB et MSAP

Les caractéristiques principales initiales des deux machines étudiées sont :

Nombre de paire de pôle : $p=2$

Nombre d'encoche : $N_e=24$

Type de l'encoche : Trapézoïdale

Rayon extérieur du stator : 100mm

Rayon d'alésage du stator : 60mm

Rayon extérieur du rotor : 59.5mm

Epaisseur de l'entrefer : 0.5mm

Epaisseur de l'aimant : 10mm

Ouverture de l'aimant : $\theta=60^\circ$

Rayon de l'arbre : $R_a=15\text{mm}$

Le type d'aimant utilisé est le NedFeB de perméabilité $\mu_r = 1.045$, et de champ coercitif $H_c = 883310 \text{ A/m}$ (la courbe de désaimantation est supposée rectiligne).

Nous avons utilisé comme fer statorique et rotorique un matériau de perméabilité $\mu_r = 4416$

La figure (III.1) montre la courbe d'aimantation $B(H)$:

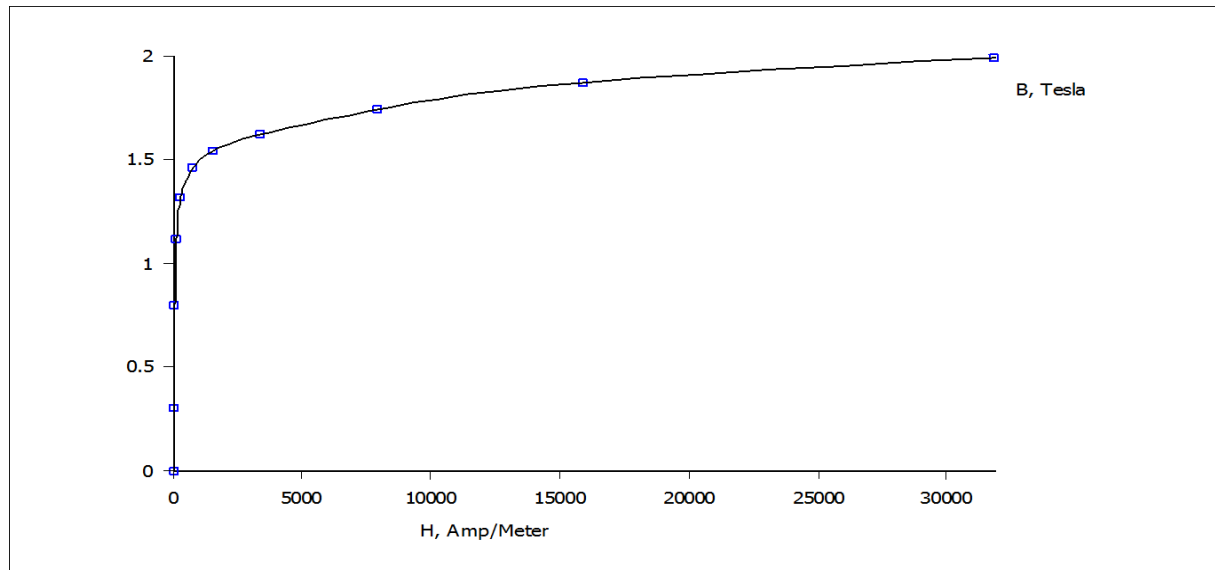


Fig III-1 : courbe de première aimantation du fer utilisé

III -3 Dimensionnement de la Machine Synchrone à Rotor Bobine

III -3.1 Dimensionnement du stator

L'induit de la machine synchrone à rotor bobiné comporte des encoches, des dents,...et une culasse. Les enroulements sont logés dans les encoches.

Le calcul des dimensions du stator est basé sur les lois de la magnétostatique : la conservation du flux magnétique dans un tube de flux donné et le théorème d'Ampère.

- Pas polaire τ_p :

Par définition, un pas polaire est la distance entre deux pôles adjacents.

Le pas polaire est égal à la circonférence extérieure du stator divisée par nombre de pôles.

- Densité du courant statorique J_s :

La densité du courant, elle est choisie en fonction de la protection, la classe d'isolation et la tension.

Dans notre étude on a choisi la densité du courant statorique $J_s=5A.mm^{-2}$ afin d'éviter tout risque de fusion de l'isolant entourant chaque fil de cuivre au stator.

- Nombre de conducteur :

Chaque encoche est bourrée de n conducteurs

$$n = \frac{S}{S_{conducteur}}$$

S : La section de l'encoche multipliée par coefficient de remplissage ($k_r=0.35$).

$S_{conducteur}$: La section de cuivre $S_{cond} = \pi \cdot d^2 / 4$

d : diamètre du cuivre ($d=1\text{mm}$).

- Type de bobinage du stator :

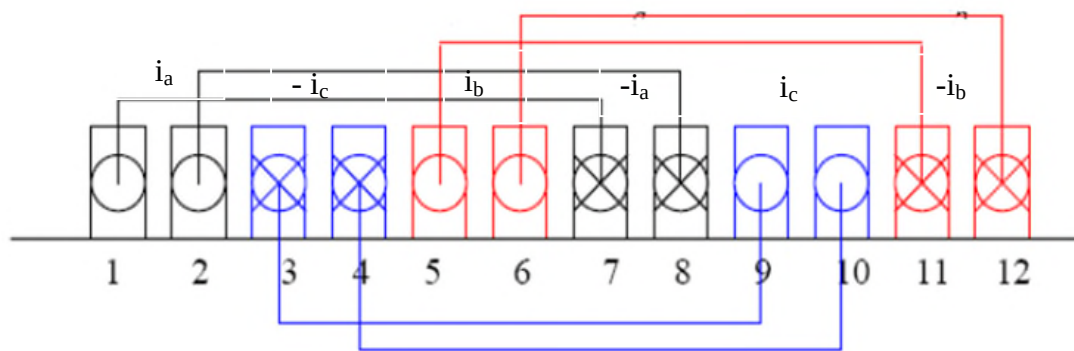


Fig III-2 Bobinage en simple couche sur deux pôles pour le stator

- L'épaisseur de la culasse statorique :

L'épaisseur de la culasse du stator est obtenue en appliquant la conservation du flux entre l'entrefer et la culasse. Le flux total sous un pôle se divise en deux pour rejoindre les pôles magnétiques les plus proches de chaque côté. Par conséquent, le flux dans la culasse est la moitié de celui sous un pôle :

$$\Phi_{\text{pôle}} = 2 \cdot \Phi_{\text{culas}}$$

$\Phi_{\text{pôle}}$: flux dans le pôle

Φ_{culas} : flux dans la culasse

Pour conserver une induction dans la zone linéaire du fer nous dimensionnons l'épaisseur de la culasse par :

$$E_{\text{culsta}} = \frac{\Phi_{\text{pôle}}}{2 \cdot B_{\text{culsta}} \cdot L}$$

Avec :

L : La longueur de la machine [mm].

B_{culsta} : Induction dans la culasse statorique [T]

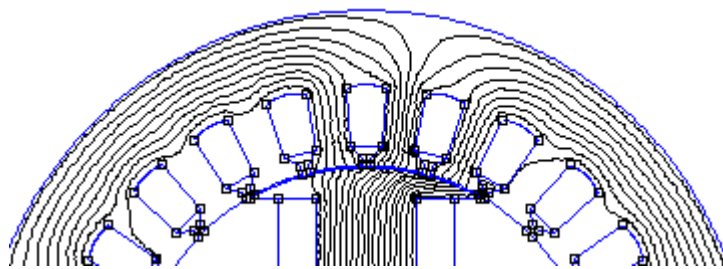


Fig III-3 Cartographie des lignes de flux dans la culasse statorique pour la MSRB

III-3.2 Dimensionnement du rotor

Le rotor d'une machine synchrone à rotor bobiné est constitué des dents, des encoches, des becs aux extrémités des dents et une culasse. Le calcul de ces éléments est analogue aux calculs des éléments du stator.

- Densité du courant rotorique J_r :

Dans notre étude on a choisit la densité du courant rotorique $J_r = 3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$ afin d'éviter toute densité dangereuse qui peut causer la fusion de l'isolant entourant chaque fil de cuivre au rotor.

- L'épaisseur de la culasse rotorique :

L'application de la conservation du flux entre l'entrefer et la culasse permet de trouver l'épaisseur de la culasse du rotor en considérant l'induction maximale admissible dans la culasse.

Pour conserver une induction dans la zone linéaire du fer nous dimensionnons l'épaisseur de la culasse par :

$$E_{\text{culsrot}} = \frac{\Phi_{\text{pôle}}}{2 \cdot B_{\text{culsrot}} \cdot L}$$

Avec :

L : La longueur de la machine [mm].

B_{culrot} : Induction dans la culasse rotorique [T].

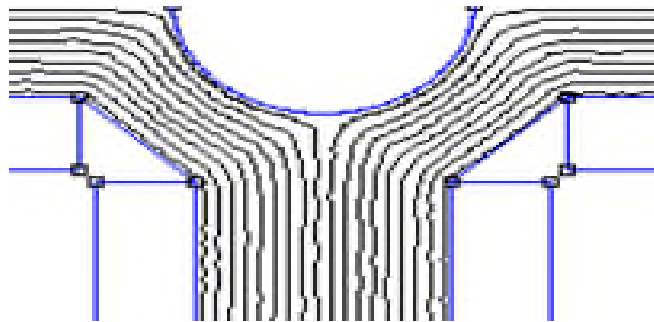


Fig III-4 Cartographie des lignes de flux dans la culasse rotorique pour la MSRB

III -4 Dimensionnement de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Dans cette machine on garde les mêmes dimensions du stator de la MSRB, donc on se limite au dimensionnement du rotor (à l'épaisseur de l'aimant).

- **Dimensionnement l'épaisseur de l'aimant**

On fixe l'ouverture de l'aimant à 60° (parce que le prix des aimants est très élevé) et on fera varier l'épaisseur de l'aimant h , afin de déterminer l'épaisseur de l'aimant qui nous donnera un flux important.

$h_{\min} < h < h_{\max}$ avec $h_{\min} = 2.5\text{mm}$ et $h_{\max} = 20\text{mm}$.

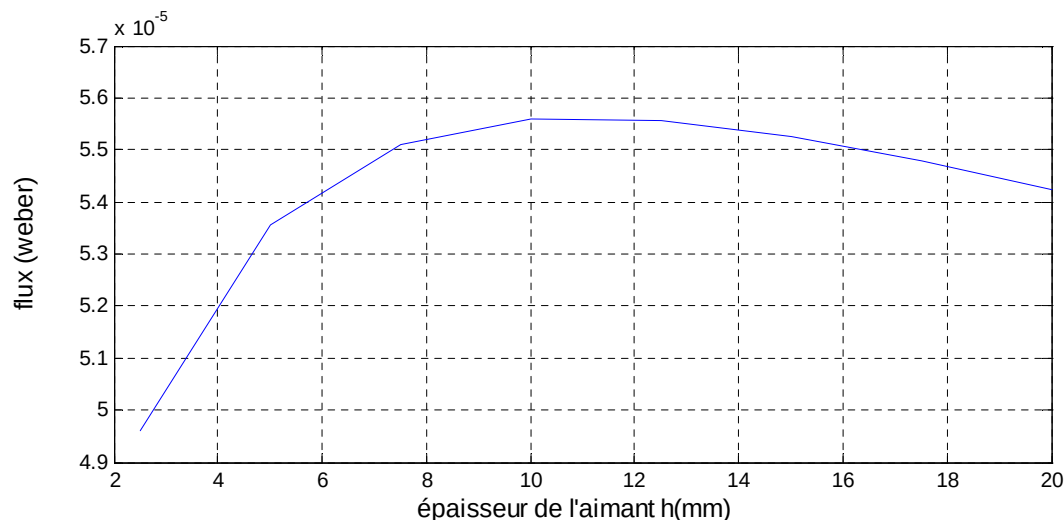


Fig III.5 Le flux en fonction de l'épaisseur de l'aimant

D'après la Figure III.5 on remarque que de $h_{\min}$ à h_{optimal} le flux augmente et de h_{optimal} à $h_{\max}$ le flux diminue, cette diminution est due à la variation de la réluctance (longueur et section droite variable et apparition de la saturation), ce qui implique, une augmentation du flux de fuite.

III -5 L'étude de couple produit par les deux machines MSAP et MSRB

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires.

Couple Total=Couple Réluctant+Couple Hybride+Couple de Détente

$$T_t = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \quad \text{III-1}$$

- Le couple réluctant : est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vu par le flux statorique, en fonction de la position de rotor.

$$T_{\text{relct}} = \mp m_{ph} \cdot p \cdot \frac{1}{2} \cdot (L_d - L_q) I_s^2 \cdot \sin 2 \cdot \Psi \quad \text{III-2}$$

Avec L_d et L_q les inductances dans les positions directe et quadratique

Et Ψ est le décalage angulaire du champ rotorique par rapport au champ statorique.

Le couple hybride résulte lui de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique.

$$T_{\text{hyb}} = m_{ph} \cdot p \cdot \Phi_v \cdot I_s \cdot \cos \Psi$$

III-3

m_{ph} : Nombre de phase

p : Nombre de paire de pôle

Φ_v : La valeur efficace de flux à vide dans l'entrefer [weber]

I_s : La valeur efficace du courant de phase [A]

Le couple de détente : est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position de rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais il peut être responsable des ondulations de couple gênantes.

Le couple total dans la machine synchrone à aimant en surface à un instant donné est égal, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réluctant est nul, le rotor ne présente aucune saillance (variation de réluctance) quand il tourne, cette machine est dit à pôles lisses. Par contre pour la machine à rotor bobiné le couple réluctant n'est pas nul.

- **Caractéristique du couple total développé par la MSR**

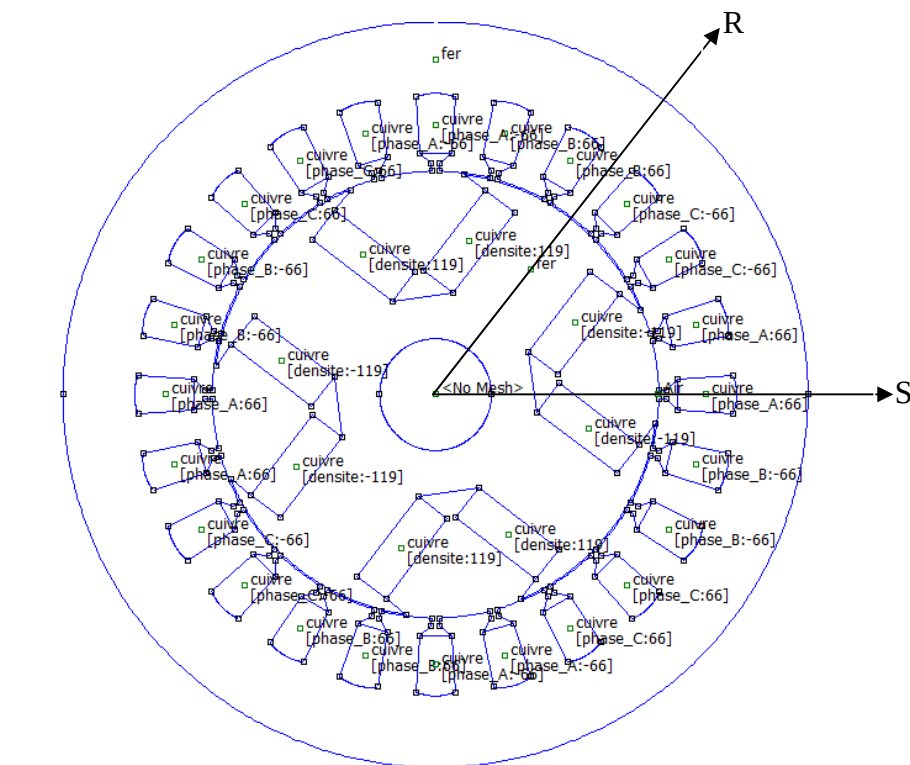


Fig III.6 Cartographie de la MSR avec décalage de rotor

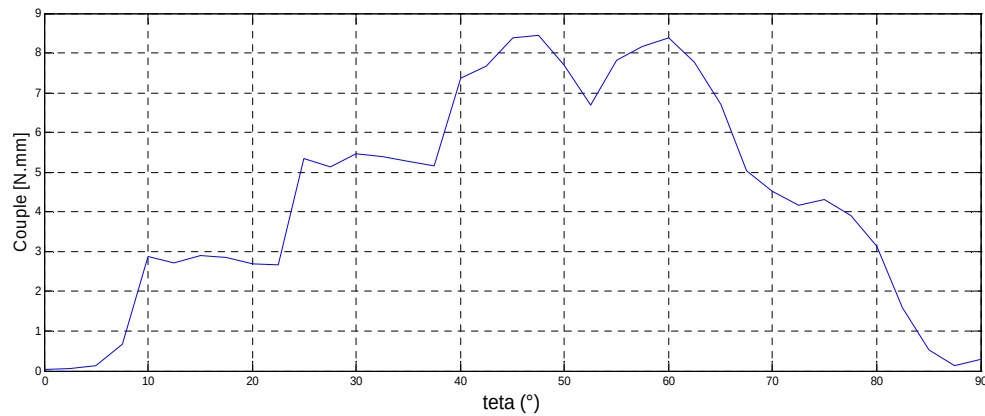


Fig III.7 Caractéristique de couple total en fonction de la position de rotor pour la MSRB

La figure III.7 représente la variation du couple total de la machine synchrone à rotor bobiné en fonction de la position du rotor. On remarque que la forme du couple est une composition (équation III .3) d'une sinusoïde fonction de l'angle entre les champs du stator et du rotor et d'une composante (équation III.2) également sinusoïdale fonction du double de l'angle entre les champs des deux armatures. La présence des ondulations est due aux effets des encoches (couple de détente).

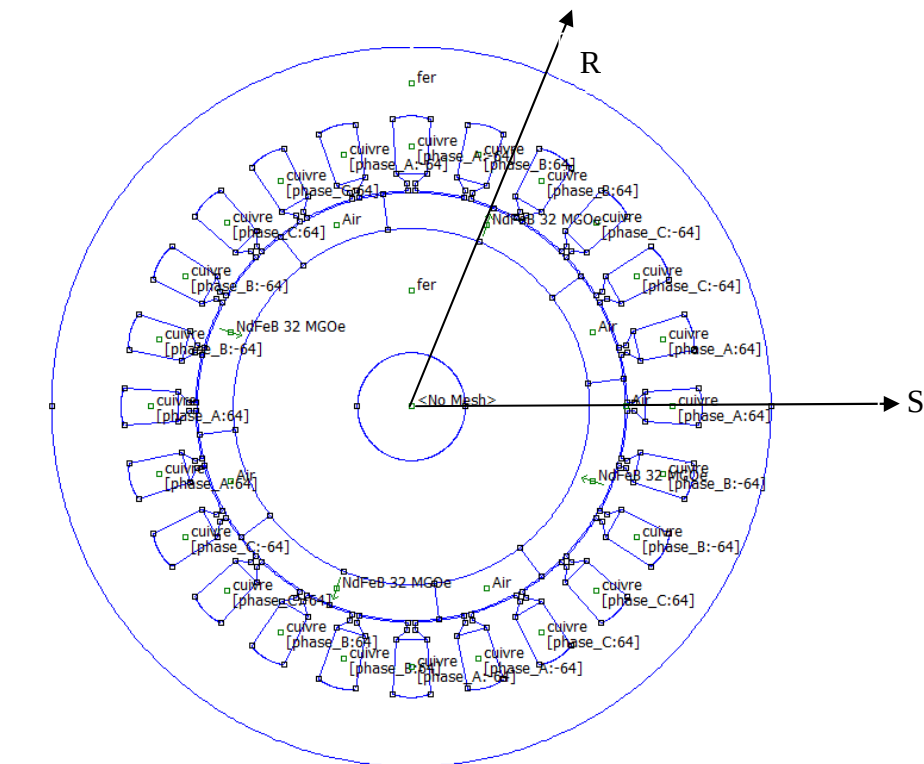


Fig III.8 Cartographie de la MSAP avec décalage de rotor

S : l'axe statorique.

R : l'axe rotorique.

teta : est l'angle entre l'axe statorique et l'axe rotorique .

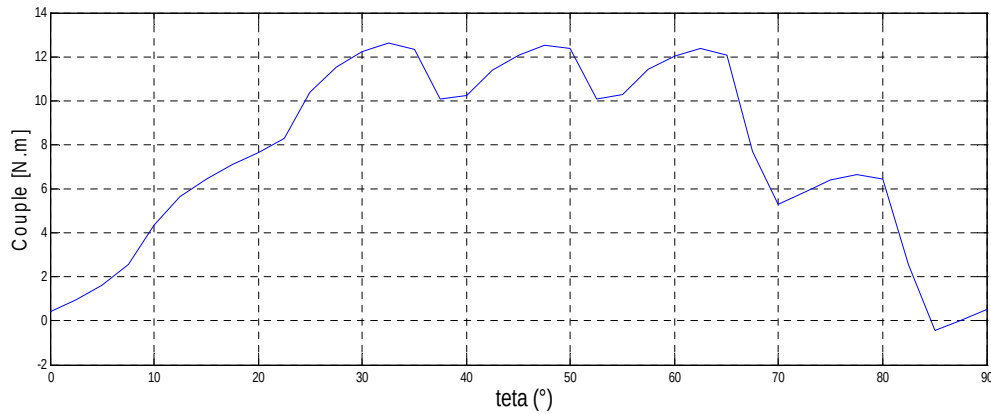


Fig III.9 Caractéristique de couple total en fonction de teta pour la MSAP

La figure III.9 représente la variation du couple total de la machine synchrone à Aimants permanents en fonction de la position du rotor. On remarque que la forme du couple est presque sinusoïdale, la présence des ondulations est due aux effets des encoches (couple de détente).

Dans notre étude le couple est calculé à partir du tenseur de MAXWELL qui décrit une force par unité de région produit par le champ magnétique sur une surface donné.

III -5.1 Méthode des tenseurs de Maxwell

La force globale sur un objet peut être calculée par l'intégration des tenseurs de Maxwell sur une surface arbitraire entourant l'objet.

En 2D, le tenseur de Maxwell est défini comme [13]:

$$T = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} B_x^2 - \frac{1}{2}|B|^2 & B_x B_y \\ B_x B_y & B_y^2 - \frac{1}{2}|B|^2 \end{bmatrix} \quad \text{III-4}$$

La force globale est déterminée par :

$$F = \int \text{div } T \, dv \quad \text{III-5}$$

Après l'utilisation du théorème de Green, la force est donnée par :

$$F = \int \left[\frac{1}{\mu_0} (B \cdot n - \frac{1}{2} \mu_0 B^2 n) \right] ds \quad \text{III-6}$$

Où s : est surface arbitraire entourant l'objet.

n : est le vecteur unitaire normal à la surface d'intégration.

En 2D, l'intégrale sur la surface est réduite à une intégrale linéique le long de l'entrefer (dans le cas des machines électriques). Si un cercle de rayon r est pris comme le contour d'intégration, le couple est déterminé à partir de la composante tangentielle de la force:

$$T_e = l \int \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta d\Gamma \quad \text{III-7}$$

Où l : est la longueur axiale

Γ : est le contour d'intégration.

III -5.2 L'étude de couple produit par la MSRB

Dans ce cas on fera deux testes. Dans le premier on conservera les paramètres géométrique et on fera varier la densité de courant statorique ($J_s=5A \cdot mm^{-2}, 6A \cdot mm^{-2}, 7A \cdot mm^{-2}$) et on fixe la densité de courant rotorique $J_r=3A \cdot mm^{-2}$, dans deuxième on conservera la paramètres électriques et on fera varier les paramètres géométriques en multipliant toutes les grandeurs géométriques de la machine par $k(k=1,0.75,0.5,0.35,0.15)$

➤ Pour $k=1$

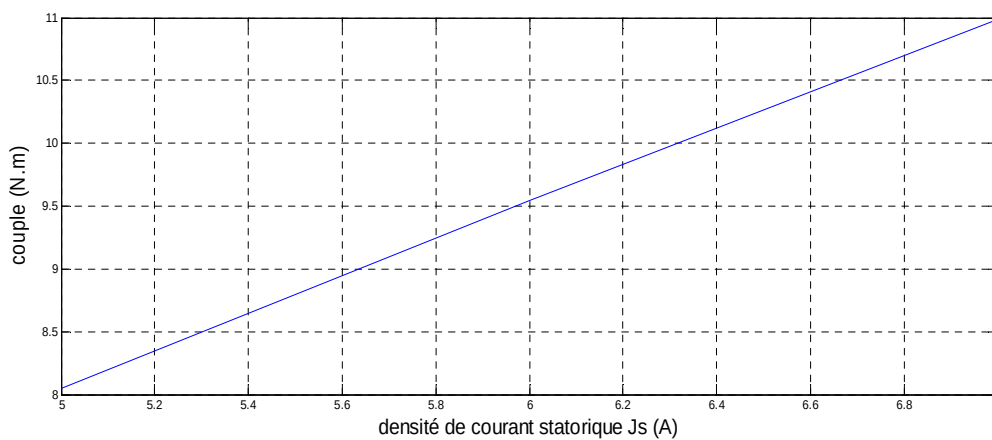


Figure III-10 Caractéristique de couple en fonction de J_s pour la MSRB

La figure III.10 représente le couple pour la machine synchrone à rotor bobine en fonction de la densité de courant statorique (J_s). On remarque qu'une augmentation linéaire du couple est obtenu avec celle la densité du courant statorique(ce qui est justifie dans l'équation du couple).

➤ Pour $J_s=5\text{A.mm}^{-2}$:

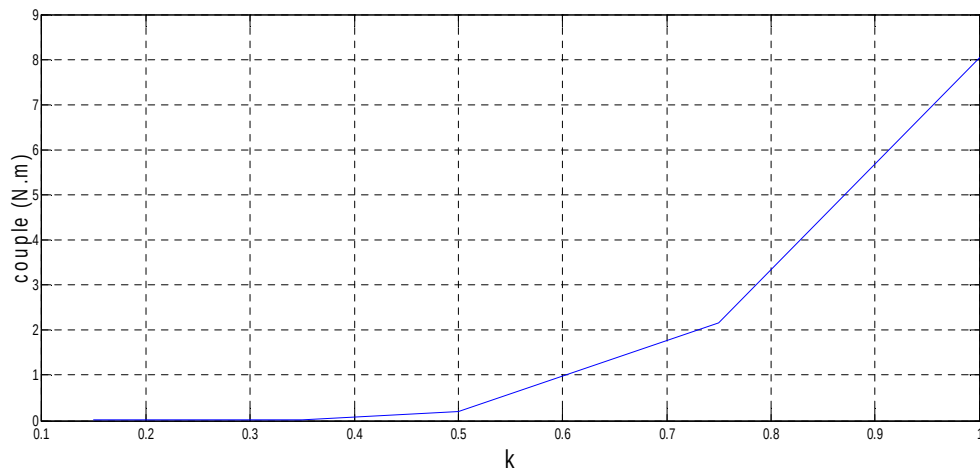


Fig III-11 Caractéristique de couple en fonction de k pour la MSRB

La figure III-11 représente la variation de couple en fonction de k. on remarque qu'un accroissement non linéaire du couple est obtenu en augmentant la valeur de k(ce qui corrobore les prévisions théoriques).

III -5.3 L'étude de couple produit par la MSAP

Dans ce cas on fera deux testes. Dans le premier on conservera les paramètres géométrique et on fera varier la densité de courant statorique ($J_s=5,6,7$) A. mm^{-2} , dans deuxième on conservera la paramètres électriques et on fera varier les paramètres géométriques après avoir multiplié toutes les grandeurs géométriques de la machine par k.

➤ Pour $k=1$:

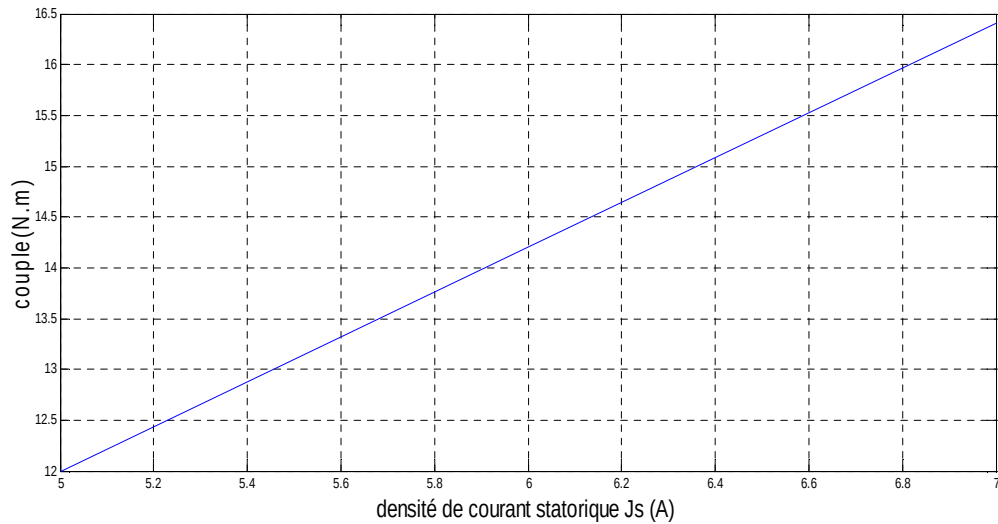


Fig III-12 Caractéristique de couple en fonction de J_s pour la MSAP

La figure III-12 représente le couple pour la machine synchrone à aimant permanent en fonction de la densité de courant statorique (J_s). On remarque qu'une augmentation linéaire du couple est obtenue avec celle de la densité de courant statorique.

➤ Pour $J_s = 5 \text{ A/mm}^2$:

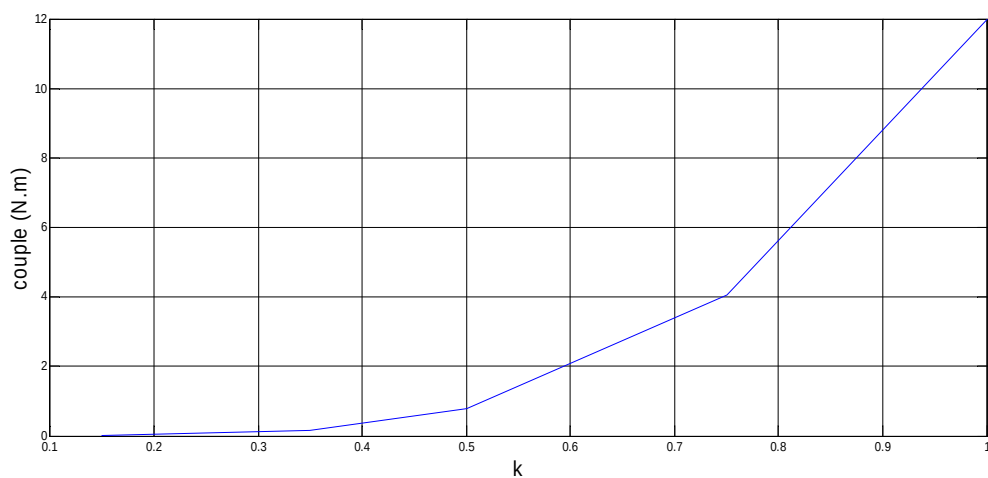


Fig III-13 Caractéristique de couple en fonction de k pour la MSAP

La figure III-13 représente la variation de couple en fonction de k . on remarque qu'un accroissement non linéaire du couple est obtenu en augmentant la valeur de k .

III -6 Etude comparative entre deux types de machines synchrones

Dans cette partie on fixe la densité de courant statorique $J_s=5\text{A.mm}^{-2}$ dans les deux machines, la densité de courant rotorique $J_r=3\text{A. mm}^{-2}$ pour la MSRB et on fera varier les paramètres géométriques des deux machines MSAP et MSRB après avoir multiplié toutes les grandeurs géométriques des deux machines par k.

III -6.1 L'influence des paramètres géométrique sur le couple

Le tableau suivant regroupe les résultats de calcul de couple pour les deux machines MSRB et MSAP, pour les différentes valeurs de k :

k	Couple de la MSAP[N.m]	Couple de la MSRB[N.m]
0.15	0.004275	6.75e-005
0.35	0.149	0.0253739
0.5	0.79	0.20539
0.75	4.048	2.15426
1	12	8.04662
2	167.43	129.29
5	5975.80	5549.65
7.5	29740	28869
8	38446.40	37441.65
8.5	48673.25	48183.20
9	60492.36	60393.42
9.5	73490.24	75295.53
10	91263	92219.54

Tableau III-1: Résultats de calcul du couple pour les deux types de machines

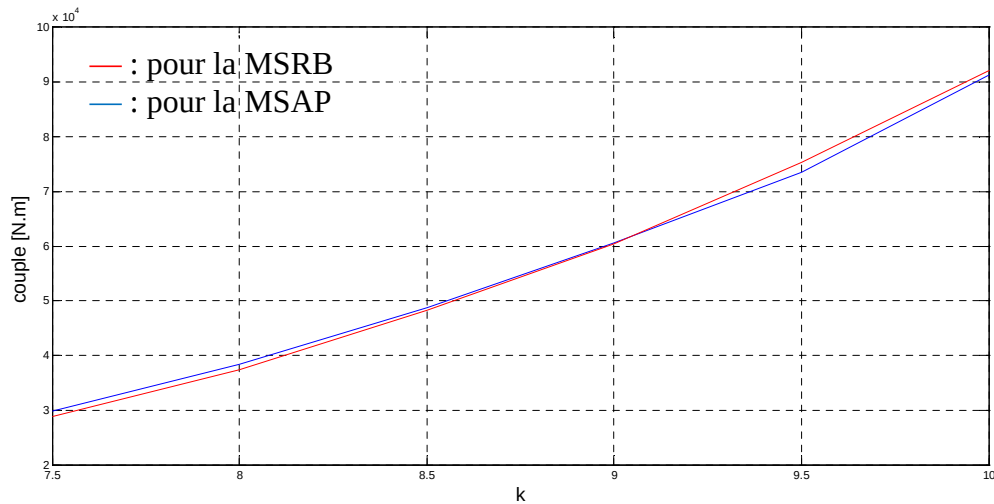


Fig III-14 Caractéristique de couple en fonction de k pour les deux machines

D'après la figure III-14 on remarque que le couple développe par les deux machines augmente avec l'augmentation de k, pour des valeurs de $k < 9$ la valeur de couple total max développe par la MSAP est supérieur à celui développe par la MSRB et pour des valeurs de $k > 9$ c'est l'inverse.

III -6.2 L'influence des paramètres géométriques sur l'induction magnétique

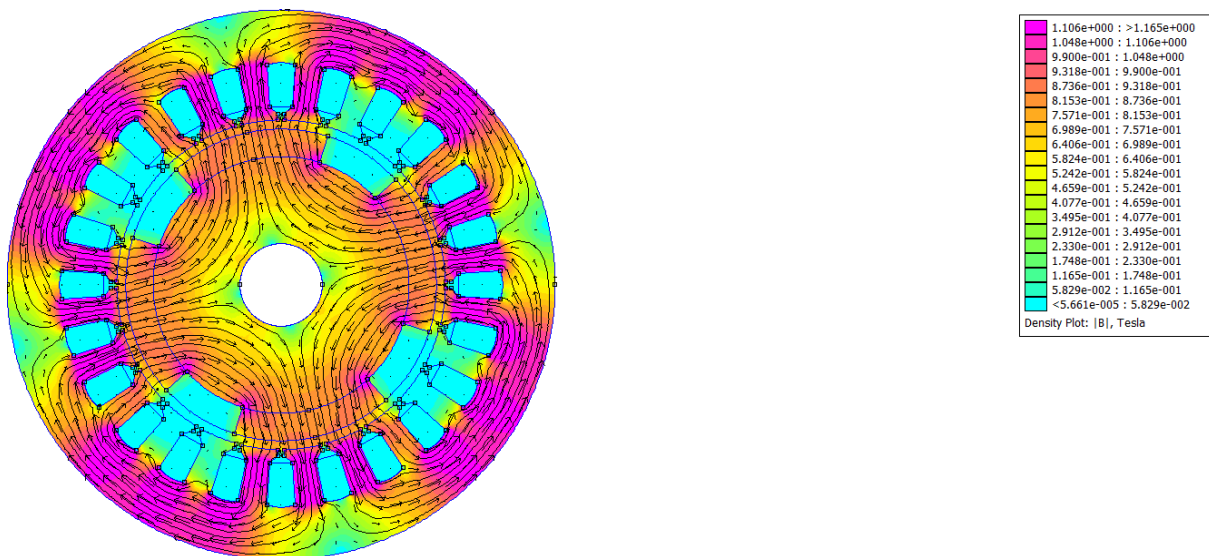
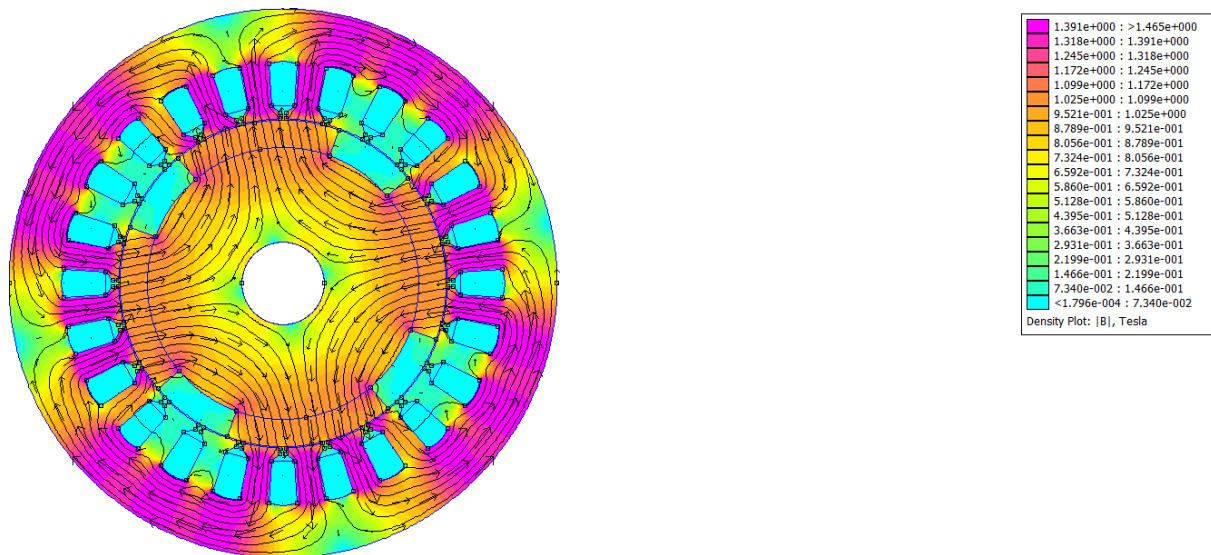
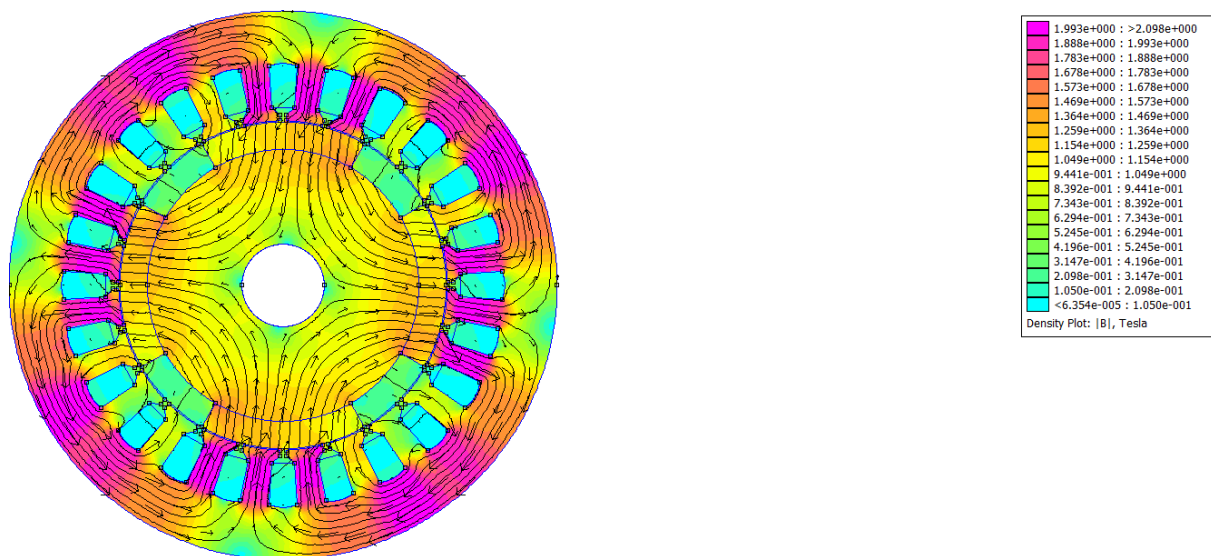
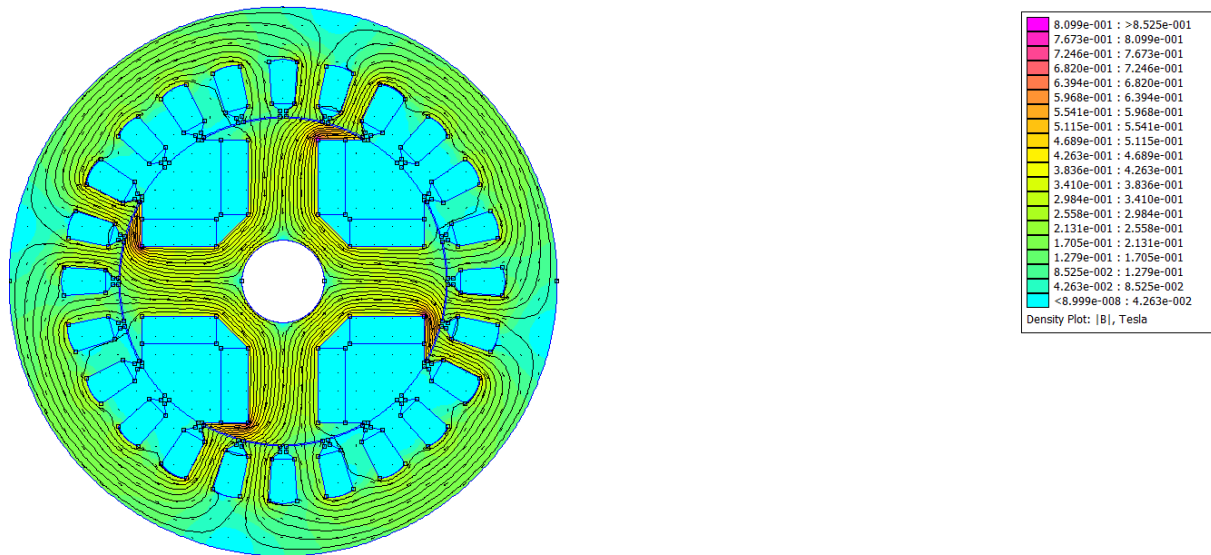
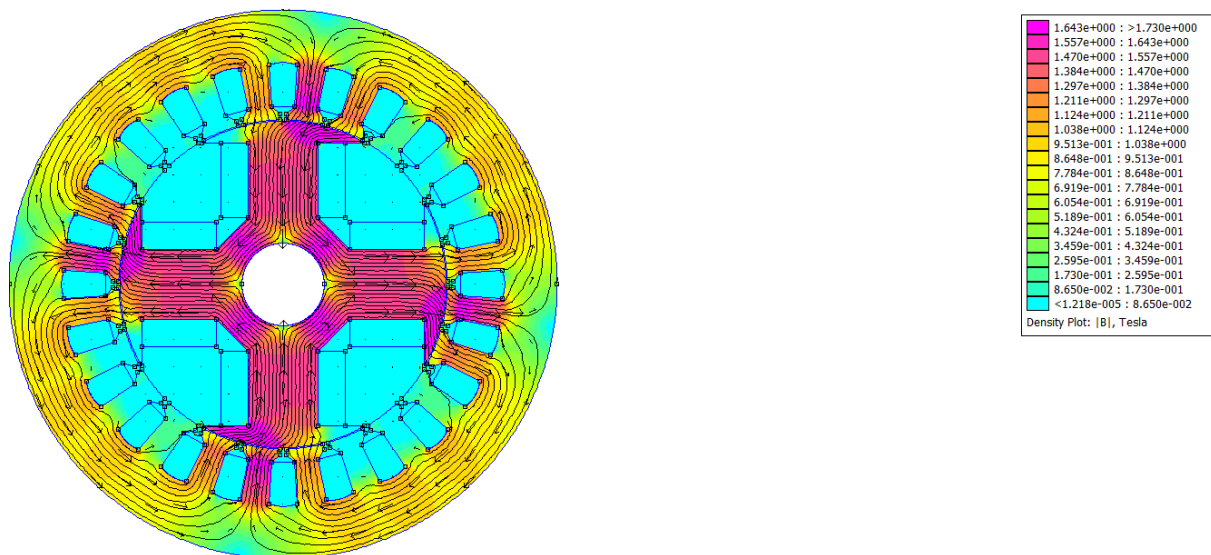


Fig III-15 La répartition de l'induction magnétique dans la MSAP pour $k=0.15$

Fig III-16 La répartition de l'induction magnétique dans la MSAP pour $k=1$ Fig III-17 La répartition de l'induction magnétique dans la MSAP pour $k=10$

A partir des figures (III-15 à III-17) on remarque que la répartition de l'induction magnétique dans la MSA est symétrique pour toutes les valeurs de k .

L'état de saturation augmente avec l'augmentation de k et la saturation apparaît dans les régions où il y a une concentration des lignes de flux.

Fig III-18 La répartition de l'induction magnétique dans la MSRB pour $k=0.15$ Fig III-19 La répartition de l'induction magnétique dans la MSRB pour $k=1$

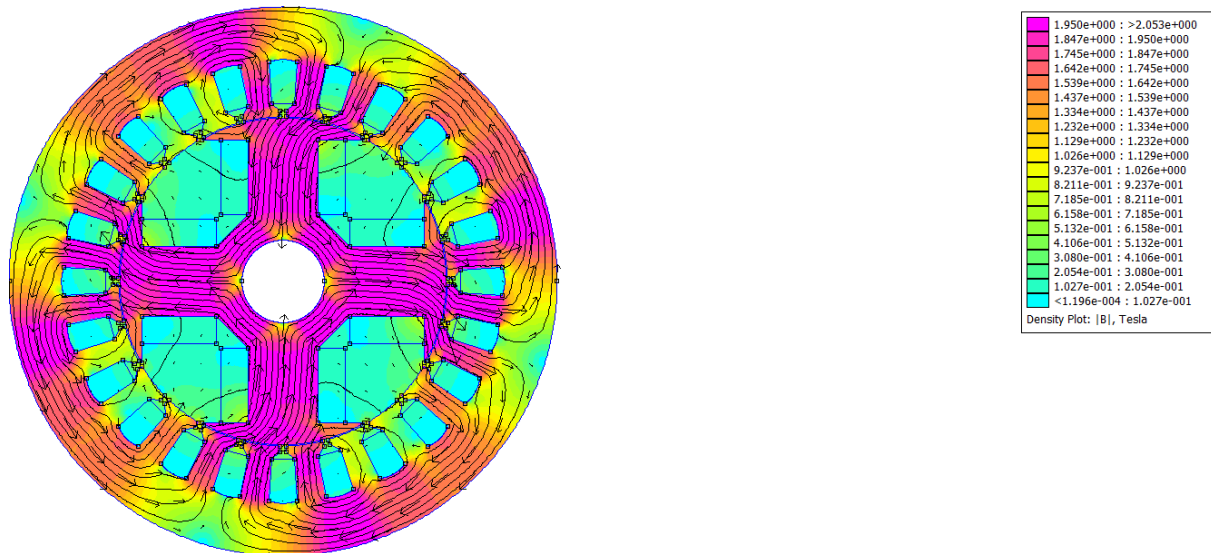


Fig III-20 La répartition de l'induction magnétique dans la MSRB pour $k=10$

A partir des figures (III-18 à III-20) on remarque que la répartition de l'induction magnétique dans la MSRB est symétrique pour toutes les valeurs de k .

L'état de saturation augmente avec l'augmentation de k et la saturation apparaît dans les régions où il y a une concentration des lignes de flux.

III -6.3 L'influence des paramètres géométriques sur le flux

Le tableau suivant regroupe les résultats de calcul de flux normal dans l'entrefer pour les deux machines MSRB et MSAP, pour les différentes valeurs de k :

k	Flux normal de la MSAP [weber]	Flux normal de la MSRB [weber]
0.15	0.000205127	5.6791e-006
0.35	0.00132626	0.000214932
0.5	0.00281434	0.000877045
0.75	0.00653168	0.00358998
1	0.0117876	0.00765414
2	0.0471669	0.0346187
5	0.294864	0.246854
7.5	0.663473	0.587363
10	1.17951	1.08998

Tableau III-2: Résultats de calcul de flux normal pour les deux types de machines

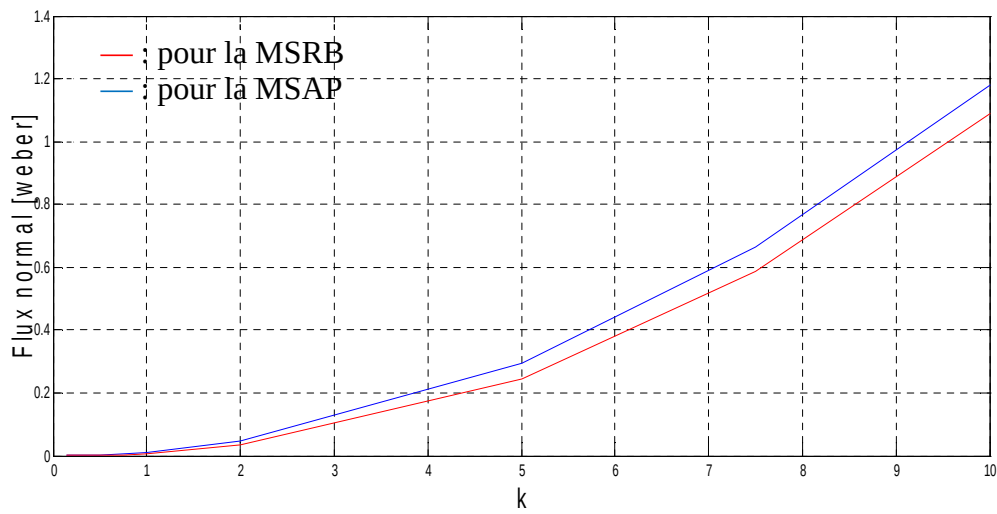
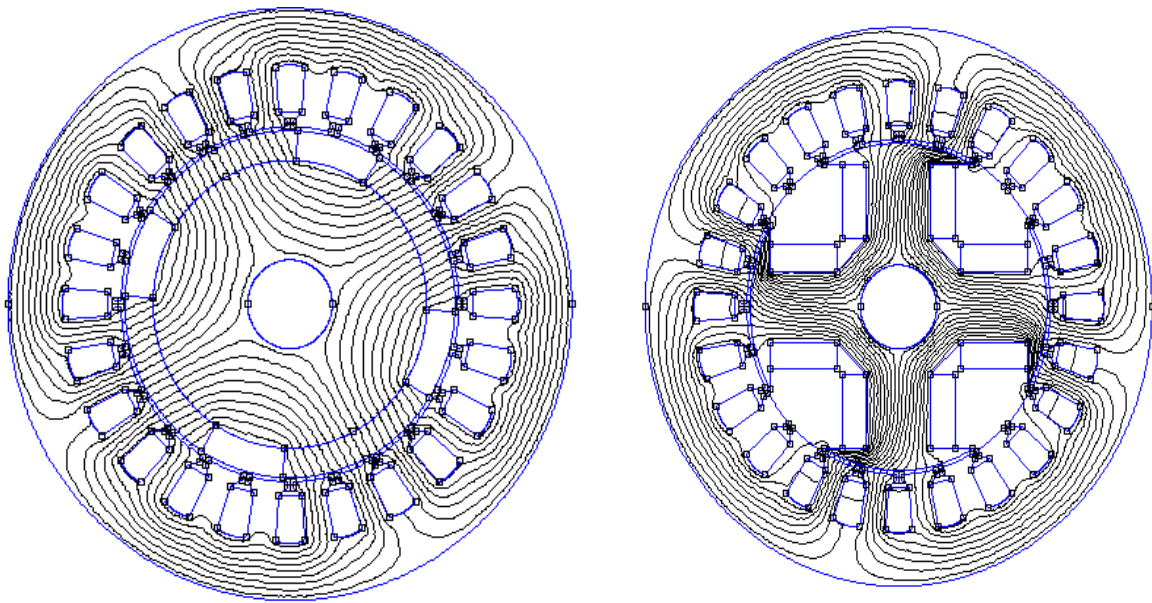


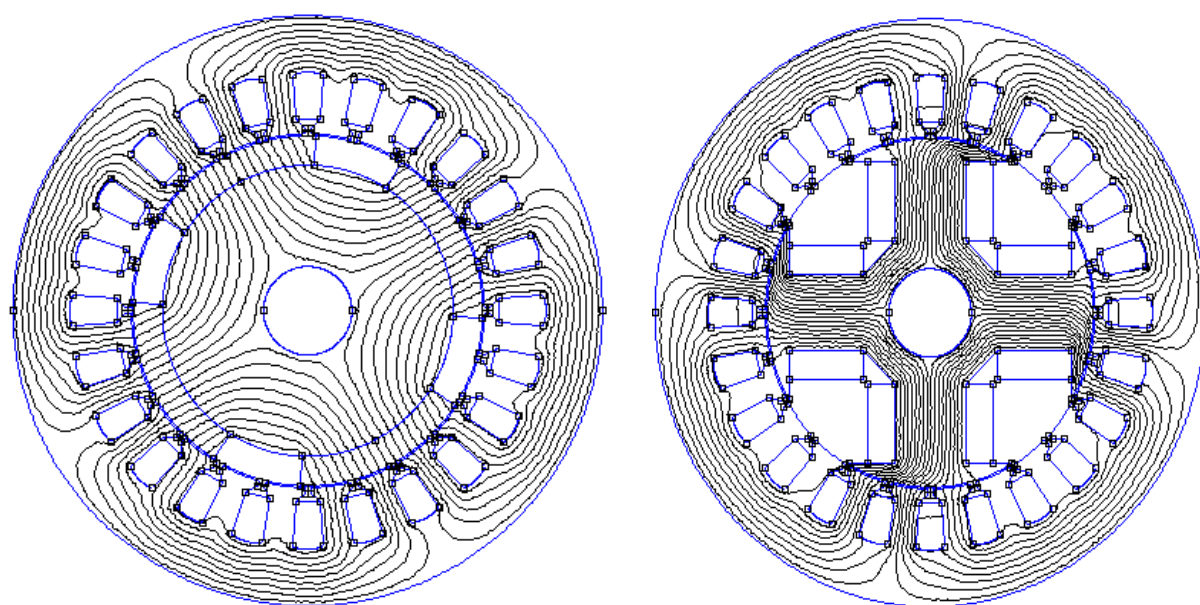
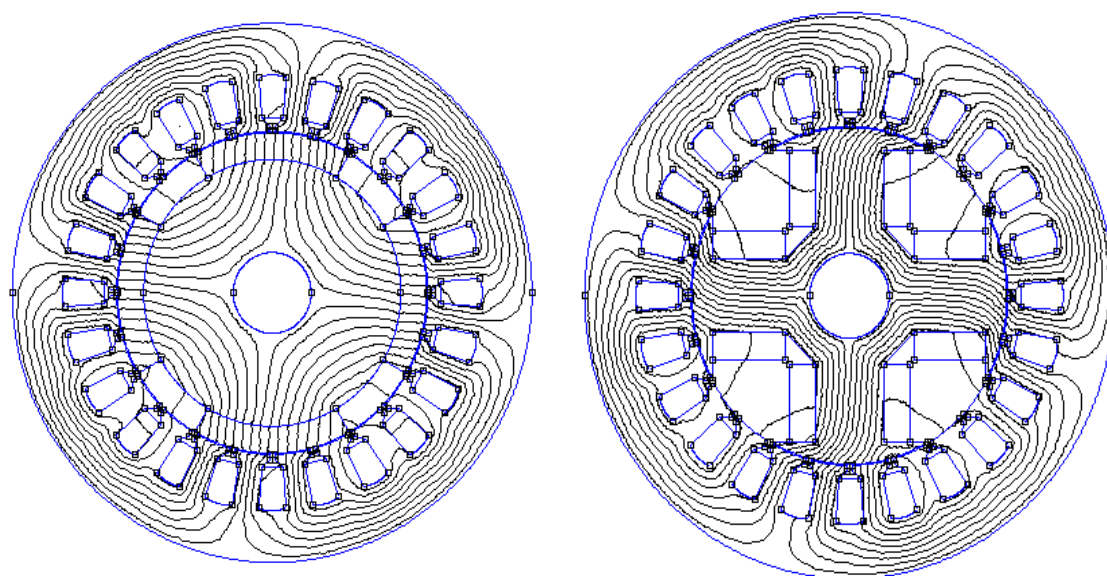
Fig III-21 Caractéristique de flux normal en fonction de k pour les deux machines

D'après la figure III-21 on remarque que le flux normal créé par les deux machines augmente avec l'augmentation de k.

La valeur de flux normale créée par la MSAP est supérieure à celui créée par la MSRB.



$k=0.35$

 $k=1$  $k=10$ Fig III-22 Cartographie des lignes de flux pour les différentes valeurs de k

D'après la figure III-22 on remarque que les lignes de fuites augmentant avec l'augmentation de la géométrie de la machine.

III-7 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude de l'influence des paramètres géométriques sur les performances des deux machines MSAP et MSRB en utilisant ses différentes caractéristiques (flux, induction et couple) déterminées et calculées par le logiciel FEMM basé sur la méthode des éléments finis.

Conclusion Général

Conclusion générale

Le travail présenté porte sur l'étude comparative des machines excitées par aimants et courants électriques. L'étude se compose d'une modélisation de deux machines MSRB et MSAP dans l'espace de Maxwell et suivie par une simulation par le logiciel FEMM basé sur la méthode des éléments finis.

Pour aborder notre étude nous avons présenté au premier chapitre un état de l'art sur les machines synchrones en particulier Machine Synchrone à Rotor Bobiné et Machine Synchrone à Aimant Permanent.

Dans le deuxième chapitre nous avons modélisé les deux machines étudiées en partant du modèle de Maxwell généralisé. Nous aboutissons aux différentes équations aux dérivées partielles à résoudre par la méthode des éléments finis dans les différentes parties des deux machines. Après un rappel sur la méthode des éléments finis, une brève présentation du logiciel FEMM est faite.

Au chapitre trois, les résultats de simulation des deux machines ont permis de montrer l'influence des paramètres géométriques et électriques sur les caractéristiques électromagnétiques (induction, flux et couple) des deux machines.

Cette étude a été l'occasion pour vérifier la pertinence de la répartition des domaines d'application des machines excitées par des aimants permanents ou par des courants électriques .

L'utilisation du logiciel de calcul FEMM (finit element method magnet) basé sur la méthode des éléments finis s'avère efficace pour le calcul des caractéristiques électromagnétique des deux machines.

D'autres calculs peuvent être envisagés en perspective d'améliorer ce travail entre autre en tenant compte des diverses contraintes comme la saturation magnétique dans diverses régions du fer des machines mais aussi en introduisant le calcul thermique qui permettra de mettre mieux en évidence la supériorité de la machine à aimant permanent sur la machine à rotor bobiné pour les petites puissances.

Annexe

Annexe

Programation par langage LUA

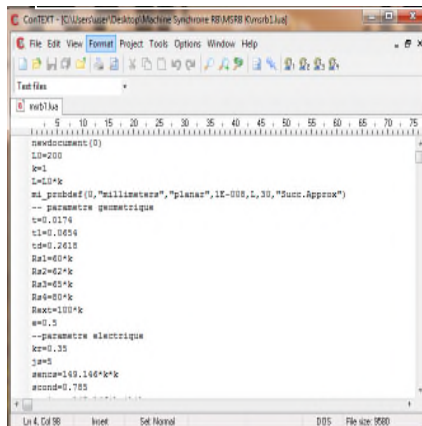
Lua est un langage de programmation étendu, conçu pour des procédures générales de programmation avec des facilités de description des données, Lua est prévu pour être employé comme un langage puissant et facile à concevoir, pour différents programmes. Lua est implémenté comme une bibliothèque en C.

Vu comme un langage étendu, Lua n'est pas un programme « principale », il travaille uniquement sous un programme principal, le programme principal peut appeler des fonctions pour exécuter le code Lua, peut écrire et lire les variables de Lua, et peut enregistrer les fonctions en langage C qui peuvent être appelées par Lua. Par l'utilisation des fonctions C, Lua peut être élargi pour palier d'autres domaines.

Le script LUA est une partie de programme directement interprétée par FEMM, contenant des fonctions propres au logiciel FEMM. Avec ce script nous pouvons aisément configurer et piloter FEMM.

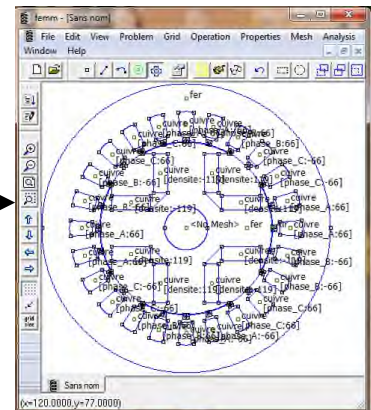
L'organigramme de traitement est présenté dans la figure suivante :

ConText Lua scripte

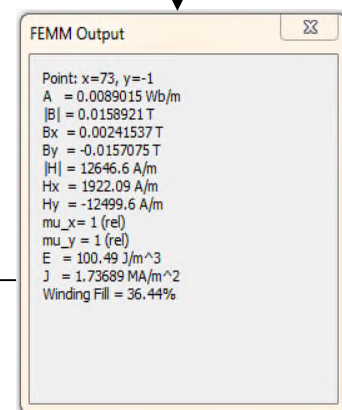


Commandes

FEMM



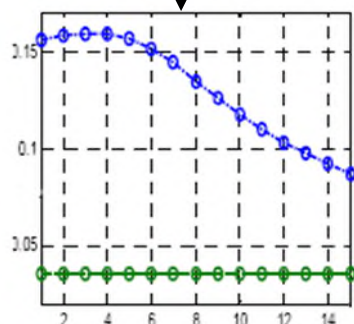
Résultats



Fichier texte



Traitement des données



Forme Graphiques

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Max Marty : Principes D'Electrotechnique.Livre, édition Dunod, Paris, 2005
- [2] A. Ivanov-Smolenski : Machines électriques Tome 2. Livre, Technique Soviétique, 1983.
- [3] M. Kostenko et L. Piotrovki : Machines électriques Tome 2. Livre, Technique Soviétique, 1979.
- [4] Pierre Mayé : Aide Mémoire Electrotechnique. édition Dunod , Paris, 2006
- [5] Guy Chateigner, Michel Boës, Daniel Bouix, Jacques Vaillant et Daniel Verkindère. MANUEL DE GÉNIE ÉLECTRIQUE. édition Dunod, Paris, 2006
- [6] Liva Eric Radaorozandry : Conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytiques en tenant compte de la saturation magnétique. Mémoire pour l'obtention du grade de maîtrise es sciences, université Laval, 2007.
- [7] René Le Doeuff Mohammed El-Hadi Zaim : Machines électriques tournantes. Lavoisier 2009.
- [8] Zhenwei WU : Conception Optimal d'une entrainement électrique pour la chaine de traction d'un véhicule hybride electrique. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 21 Mars 2012.
- [9] Jawad Ahmed FAROOQ : Etude du problème inverse en électromagnétiques en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimant permanents. Thèse de doctorat, Université BELFORT-MONTBELIARD ,5 décembre 2008.
- [10] S. HAMACHE et Dj. GHEMARI : Modélisation par Eléments finis d'une machine Synchrone à Aimants Permanents. Mémoire d'ingénieur à université de Bejaia. 2005.
- [11] Laurent GASC : Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande. Thèse de doctorat, L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUS, 15 novembre 2004.
- [12] CHIBANI AZIZ : Etude pour la Conception d'une Machine Synchrone à Rotor Externe. Mémoire de Magister, Université Batna, Algérie,2011.
- [13] OUNNADI MOHAMMED : Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents. Mémoire d'ingénieur, université TIzi-Ouzou ,2011.

- [14] BOUKAIS BOUSSAD : Contribution A La Modélisation Des Systèmes Couples Machines Convertisseurs : Application Aux Machines à Aimants Permanents (BDCM-PMSM) Thèse de doctorat, Université Tizi-Ouzou, 21/02/2012.
- [15] BOUCHAREB Ilhem : Modélisation & Simulation des défauts d'une Machine Synchrone à Réductance Variable, Magister, Université de constantine, 2009
- [16] AMAROUCHE Micipsa : Etude et Optimisation des Machines électrique à Double Excitation. Master, Université Bejaia,2013.

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de Master en Électrotechnique

Option : *Electromécanique*

Proposé et dirigé par: *Mr. ALLITOUCHE Karim*

Présenté par : *AIT AMARA Nassim*

Thème :

Etude Comparative des Machines Synchrones Excitées par Aimants et courants électriques

Résumé :

Dans le présent travail on a présenté les deux machines : machine synchrone à rotor bobiné et aimant permanent, leurs différents forme de rotor et les propriétés des deux machines., ensuite on a modélisées les deux machines MSAP et MSRB par la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel FEMM, en analysant ses différentes caractéristiques (flux, induction, couple) obtenues par la résolution des équations aux différentielles de MAXWELL par la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel FEMM (Finite Element Methode Magnétique). En fin on a étudié l'influence des paramètres électrique et géométrique sur les performances des deux machines : Machine Synchrone Rotor Bobiné et Machine Synchrone à Aimant Permanent.

Mots clés :

Machine Synchrone à Rotor Bobiné, Machine Synchrone à Aimant Permanent et FEMM (Finite Element Method Magnetics)