



Faculté du génie Electrique et D'informatique
Département d'électrotechniques

Mémoire de fin d'étude

De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science et Technologies

Spécialité : **Machines électriques**

Présenté par

Boubouzal

Mohammed

Modélisation électromagnétique bidimensionnelle par éléments finis d'une machine à induction à rotor massif

Mémoire soutenu publiquement le 10/10/2015.devant le jury composé de :

Mr M.Zaouia

Maitre de conférence classe A ,U.M.T.O ,président

Mr M.Bouheraoua

Maitre de conférence classe A ,U.M.T.O,Encadreur

Mr R,Khaldi

Maitre de conférence classe A ,U.M.T.O,Examineur

Mr H.Denoun

Maitre de conférence classe A ,U.M.T.O,Examineur

Remerciements

Je tiens profondément à remercier tout d'abord ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce modeste travail.

Je tiens à remercier très vivement MrBouheraoua ,chargé de cours à l' UMMTO pour réaliser ce modeste travail

J' adresse mes vifs remerciement au président du jury ainsi qu' aux examinateur pour l'honneur qu'il me font en acceptant de juger ce travail

Enfin ,je remercie tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin a l'élaboration de ce travail

Dédicaces

Pour que ma réussite soit complète, je la partage avec toutes les personnes que j'aime.

Je dédie ce modeste travail à :CONCLUSION
GENERALE

Mes chers parents ;

Mes frères et sœurs ;

Mes proches ;

Mes amis ;

Et à celles et ceux qui me sont chers (es) ;

Toute la communauté de l'électrotechnique.

Sommaire

Introduction.....	1
Chapitre. I Généralités sur les machines à induction à rotor massif	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Moteur à Induction à rotor massif	3
I.3. Différents types de machines asynchrones à rotors massifs	4-5
I.4 Conclusion	6
Chapitre II Modélisation des phénomènes électromagnétiques	
II.1 Introduction.....	7
II.2 Champ électromagnétique dans les machines électriques.....	7
II.2.1. Lois constitutives des milieux.....	8
II.2.2 Relations de passage	9
II.2. 3. Conditions aux limites	9
II.2.3.a. Condition de Dirichlet.....	10
II.2.3.b.Condition de Newmann	10
II.2.3.c. Condition mixte Dirichlet – Newman	10
II.2.4.d. Condition de Périodicité et d’anti-périodicité.....	10
II.3. Formulation en potentiel vecteur magnétique des modèles magnétostatique et magnétodynamique	10
II.3.1 Modèle magnétostatique.....	10
II.3.2 Modèle magnétodynamique.....	11
II.4. Description 2D du champ électromagnétique au niveau de la machine	12
II.5 Conclusion	13
Chapitre.III : Modèle éléments finis d’une machine à induction rotor massif	
III.1 Introduction.....	14
III. 2 Méthodes des éléments finis	14
III.2.1Discrétisation spatiale par éléments finis	15
III. 3. Modélisation électromagnétique de la machine étudiée	17
III. 3. 1. Hypothèses simplificatrices.....	17
III.4 Modèle éléments finis 2D de la machine étudiée.....	18

III.4.1 Pré-Processeur (femm.exe).....	19
III.4.2 Processeur	19
III.4.3 Le post-processeur (femmview.exe)	19
III.5 Conclusion	20
Chapitre IV : Application et validation des résultats	
IV.1 Introduction	21
IV.2 présentation de la machine étudiée	21
IV.3 Etapes de calcul	24
IV.4 Implémentation de la géométrie et du maillage	25
IV.5 Simulations et Discussion des résultats	26
IV.6 Conclusion	31
CONCLUSION GENERALE	32
Bibliographie	33

INTRODUCTION

Grace à sa robustesse, facilitée d'utilisation, fiabilité, durabilité et son faible cout d'entretien, le moteur à induction a trouvé une large application industrielle. En outre, il existe plusieurs applications où la machine à induction est préférée par rapport à sa vitesse élevée. A cet égard, les machines à induction à rotor massif sont développées. Ces machines fonctionnent selon le même principe que les machines classiques, mais de constructions différentes.

Le rotor massif est constitué d'un matériau ferromagnétique solide, par exemple en acier, sans enroulement. La forte résistance mécanique du rotor solide et sa simple construction, sont également la principale raison de l'utilisation des machines à rotor massif dans les applications à haute vitesse. Mais son faible rendement et sa faible densité de puissance auquel s'ajoutent les courants induits dans le matériau ferromagnétique du rotor causent une dégradation totale des performances de la machine [3].

Au cours de ces dernières années, la recherche a été axée sur l'amélioration du rendement de la machine à induction à rotor massif à grande vitesse. Selon Huppunen [3], il a été constaté que la distribution parfaitement sinusoïdale de la densité de flux sur la surface du rotor produit de faibles pertes dans la machine à rotor massif à grande vitesse. Par conséquent, la distribution de la densité de flux doit avoir une considération importante dans de telle machines.

Pour améliorer les caractéristiques des moteurs à rotor massif, plusieurs méthodes ont été suggérées telles que : prolongement du rotor ; prévoir des bagues (anneaux) aux extrémités du rotor, ces bagues sont constituées par un très bon matériau conducteur tel que le cuivre ; couvrir le rotor avec une mince couche composée de cuivre, de fer et de Nickel ; creuser des rainures longitudinales parallèles à l'axe du rotor massif [16]. La structure massive du rotor, présentant une grande sécurité mécanique, permet de réaliser des moteurs asynchrone pour des vitesse rotation très élevées. Ces moteurs dits rapides, nécessitant des alimentations de fréquence élevées qui peuvent aller jusqu'à quelques centaines de hertz.

Le moteur asynchrone à rotor massif lisse a fait l'objet de plusieurs études [17]. Il résulte de celles-ci que ce moteur possède un couple de démarrage meilleur que celui de moteur asynchrone classique (à rotor feuilleté ou à cage, mais ses caractéristiques électriques se dégradent considérablement pour de faible glissement et les raisons sont à la fois électriques et magnétiques. Contrairement, le rotor rainuré présente une géométrie très complexe. L'analyse des courants et des champs induits dans le rotor dépend de plusieurs facteurs liés aux paramètres géométriques électriques et magnétiques. Les rainures modifie considérablement la réluctance du circuit magnétique constitué par le fer le long de la rainure et par l'air travers l'encoche. Les rainures augmentent cette réluctance et par conséquent améliorent les performances du moteur.

L'objectif assigné à notre travail consiste en la modélisation électromagnétique par la méthode des éléments finis d'une machine à induction à rotor massif lisse et rainuré dont le

stator porte un enroulement triphasé. Une étude comparative entre les performances d'une machine à rotor massif lisse et à rotor massif rainuré est présentée.

Le but d'une telle modélisation est d'accéder aux grandeurs locales (champ magnétique, densité de courant....) et globales (courant, flux, énergie....) nécessaire à l'analyse et la conception des dispositifs électromagnétiques.

Pour ce faire, nous avons subdivisé notre mémoire en quatre parties principales :

Dans le premier chapitre portant sur les machines à induction à rotor massif, nous présentons les différents types de machines à rotor massif, nous discuterons leurs avantages et leurs inconvénients.

Le deuxième chapitre est consacré aux modèles électromagnétiques obtenus à partir des équations de Maxwell en coordonnées cartésiennes, à savoir le modèle magnétostatique et magnétodynamique.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté un modèle éléments finis à deux dimensions d'une machine à induction à rotor massif. Une Brève description du logiciel F.E.M.M (finite element method magnetic) à été introduite afin de déterminer les performances de la machine étudiée.

Enfin, le quatrième chapitre est consacré à la discussion et à l'interprétation des résultats obtenus par la méthode des éléments finis en deux dimensions sous environnement F.E.M.M d'une machine à induction à rotor massif. Une comparaison des résultats entre un rotor massif lisse et rainuré de la machine est présentée.

Nous clôturons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre.1

Généralités sur les machines à induction à rotor massif

I.1 Introduction

Ce chapitre, présente Un court résumé sur les machines à induction à rotor massif. Nous évoquerons aussi les avantages et les inconvénients que présentent ces machines. Quelques mérites ont été avancés par des chercheurs dans ce domaine.

I.2 Moteur à Induction à rotor massif

Les machines électriques tournent selon le principe du processus de conversion d'énergie électromagnétique. De la robotique aux grues de charges, les machines électriques ont toujours jouées un rôle essentiel. Jusque à présent, il y a divers type de machines développées qui sont classées par catégories principalement en ce qui concerne leur principe de fonctionnement et leurs applications. Les machines à induction sont un genre de machines électriques qui sont largement utilisées dans les commandes industrielles et opèrent selon le principe de l'induction électromagnétique. Quand l'enroulement du stator est alimenté par un système de courant triphasés équilibré, il créé un champ magnétique tournant qui induit des courants dans les conducteurs du rotor. Ces courants interagissent causant ainsi la rotation du moteur. La machine à induction à rotor massif est le genre de machine spéciale dans lequel le rotor est un élément solide plein fait d'alliage ferromagnétique de faible conductivité électrique . Elle a la même topologie que celle des machines à induction conventionnelle sauf dans la construction du rotor qui peut être un cylindre plein, [1] ou un rotor massif rainuré comme décrit par [2]. Un rotor massif lisse en acier est montré dans la figure.I.1.



Fig.I.1. Rotor massif lisse en acier

La construction des moteurs à induction à rotor massif offre plusieurs avantages :

- Intégrité, rigidité et durée de vie mécanique élevée ;
- Le rotor massif est le plus stable de tous les types de rotor et maintien mieux son équilibre ;

- Durée thermique élevée ;
- Fiabilité élevée ;
- Construction simple et facile à fabriquer ;
- Niveau de bruit et vibration faible.

I. 3. Différents types de machines asynchrones à rotors massifs

Les rotors de ce type de machines peuvent avoir différentes configurations :

1. Rotor massif lisse ;
2. Rotor massif rainuré ;
3. Rotor massif avec cage d'écureuil.

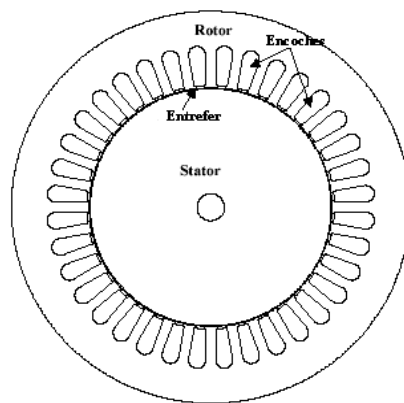


Fig.I.2 Machine asynchrone à rotor massif

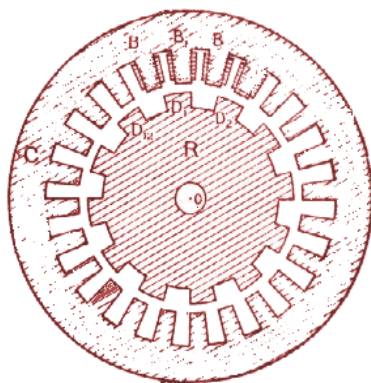


Fig. I. 3. Machine asynchrone à rotor massif rainuré

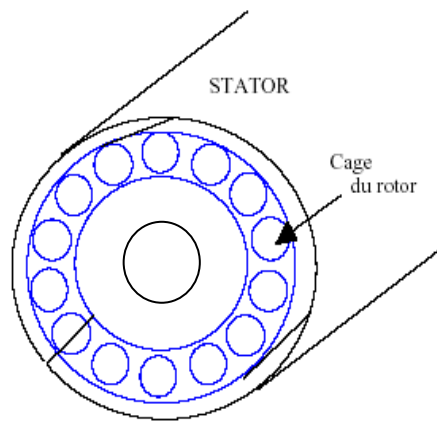


Fig .I.4. Machine asynchrone à rotor massif à cage d'écureuil (encoches fermées)

Dans une machine à induction, la vitesse du rotor N_r est différente de la vitesse synchronisme du champ tournant N_s . Cette différence de vitesse est généralement appelé vitesse de glissement et souvent décrite comme une fraction de la vitesse synchronisme comme suit :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (1.1)$$

A partir de la relation ci-dessus, la vitesse du rotor peut être exprimée comme :

$$N_r = (1 - g)N_s \quad (1.2)$$

Et peut s'écrire en terme de vitesse angulaire comme :

$$\omega_r = (1 - g) \cdot \omega_s \quad (1.3)$$

D'où, en terme de fréquence :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (1.4)$$

Où f_r est souvent appelé la fréquence de glissement. Huppunen [3] a démontré que la fréquence de glissement et la vitesse angulaire du rotor ont un rôle très important dans la détermination de la profondeur de pénétration du flux magnétique dans le rotor, mais c'est aussi un facteur essentiel dans la détermination du couple produit par le rotor.

Le rotor représenté dans la figure.I.1 est un rotor massif lisse avec un matériau en acier. Cependant, tous les rotors massifs peuvent ne pas être tous des rotors lisses. Ho et al [4] ont montré dans leurs investigations sur les machines asynchrones à rotor massif que l'existence

des rainures axiales dans le rotor massif peut augmenter la profondeur de pénétration du flux dans le rotor augmentant ainsi le couple d'environ 3.46 fois celui sans rainures, figure I.3.

Différents constructions schématiques du rotor massif sont montrées sur la figurel.2, I.3 et figurel.4.

Ho et al [4] énumèrent également les avantages de la machine à induction à rotor massif comme suit :

- 1) simplicité dans la construction ;
- 2) faible coût de production et facile à fabriquer ;
- 3) fiabilité thermique élevée ;
- 4) robustesse élevée contre l'effort mécanique ;
- 5) équilibre mécanique, stable.

Ces mérites sont également soutenus par Gieras et saari [5].

Cependant, la haute impédance rotorique et relativement la faible densité de puissance de la machine dégrade souvent ses performances comparée aux machines à induction à cage d'écureuil, Ho et al [4] Gieras et Saari [5] ont montré aussi que les courants induits dans le rotor massif responsable de la dégradation des performances de la machine. Ces courants induits (courants de Foucault) dans le rotor massif augmentent les pertes, qui font augmenter la température, ainsi dégradent les performances de la machine. Par conséquent, les pertes par courants de Foucault et leur distribution dans une machine à induction à rotor massif ont été un champ d'investigation dans le but de déterminer les performances de la machine et trouver les moyens de l'améliorer.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents types de machines asynchrones à rotor massif. On s'intéresse à la machine à rotor massif lisse et rainurée. La modélisation et le calcul de ce type de machine sont complexes. En principe il faut effectuer un couplage électromagnétique et thermique dans un milieu hétérogène et non linéaire d'autant plus que l'alimentation par l'intermédiaire d'un dispositif d'électronique de puissance doit être prise en compte.

Nous allons maintenant s'intéresser au prochain chapitre à la modélisation du point de vue électromagnétique qui est fondée sur la résolution par des méthodes numériques les équations de Maxwell.

Chapitre.2

Modélisation des phénomènes électromagnétiques

II.1 Introduction

La conception et l'optimisation des actionneurs électromagnétiques passent par une bonne maîtrise des phénomènes électromagnétiques s'y déroulant, ainsi que par la mise en œuvre de modèles mathématiques d'équations aux dérivées partielles représentant et caractérisant le fonctionnement de ces systèmes. La structure mathématique capable de nous fournir de tels résultats est basée sur la résolution des équations de Maxwell. Pour un problème donné, cette résolution nous donne les grandeurs locales à partir desquelles on peut déduire des grandeurs globales.

Dans ce chapitre, nous débuterons par un rappel sur la théorie de l'électromagnétisme en présentant les équations de base que sont les équations de Maxwell. De ces équations seront extraits les modèles magnétostatiques et magnétodynamiques qui seront présentés dans le chapitre suivant. Ces modèles seront formulés par des variables autres que les champs physiques. On parle alors de la formulation en termes de potentiel. Pour notre part, nous adopterons la formulation en utilisant le potentiel vecteur magnétique et potentiel scalaire électrique.

II.2 Champ électromagnétique dans les machines électriques

Les phénomènes électromagnétiques dans les machines électriques tournantes sont reposent sur la formulation des équations de Maxwell [6]]. Ces équations définissent les propriétés macroscopiques locales associées aux grandeurs électriques et magnétiques vectorielles. Il s'agit du vecteur champ électrique \vec{E} , du vecteur champ magnétique \vec{H} , du vecteur déplacement électrique \vec{D} et du vecteur d'induction magnétique \vec{B} . Dans un référentiel lié au milieu étudié, ces équations prennent la forme suivante [6], [7]:

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

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

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{II.3})$$

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

Avec :

\vec{D} : Induction électrique [C/m²]

\vec{B} : Induction magnétique [T]

\vec{H} : Champ magnétique [A/m]

\vec{E} : Champ électrique [V.m⁻¹]

\vec{J} : Densité de courant [A.m⁻²]

ρ : Densité de charges [c.m⁻³]

Dans les conditions de travail magnétostatique. En tenant compte des fréquences de travail utilisées en Electrotechnique, les courants de déplacements $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ sont négligeables devant les courants de conduction. En outre, il n'existe aucune densité volumique de charge dans le domaine considéré, donc $\rho = 0$.

Les équations de Maxwell se réduisent alors à :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.5})$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.6})$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.7})$$

II.2.1. Lois constitutives des milieux

Les équations de Maxwell doivent être associées à des équations caractérisant les matériaux :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.8})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.9})$$

Où σ représente la conductivité électrique [S.m⁻¹] et μ la perméabilité magnétique absolue [H / m].

Dans le cas général, la perméabilité magnétique, la permittivité et la conductivité électrique sont des tenseurs. Dans le cas où les matériaux utilisés sont supposés isotropes, σ et μ sont des fonctions scalaires. Toutefois, les matériaux magnétiques sont saturables et la relation constitutive du milieu magnétique devient :

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

II.2.2 Relations de passage

A la limite de séparation de deux milieux correspondant aux indices i et j , les grandeurs électromagnétiques subissent des discontinuités et ne sont donc mathématiquement plus différentiables.

Où :

$$\vec{H} = \nu(B) \vec{B} \quad (\text{II.11})$$

ν Représente la réluctivité magnétique ($\nu = \frac{1}{\mu}$).

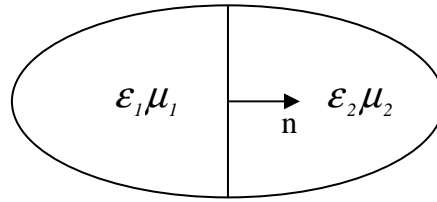


Fig.II.1 : Sémantisation des conditions d'interfaces

Les relations de passage entre deux milieux de propriétés différentes, s'écrivent alors [9],[10] :

$$\vec{n} \cdot (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad (\text{II.12})$$

$$\vec{n} \wedge (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{J}_s \quad (\text{II.13})$$

$$\vec{n} \cdot (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0 \quad (\text{II.14})$$

$$\vec{n} \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho_s \quad (\text{II.15})$$

J_s et ρ_s sont respectivement les densités de courants et de charges surfaciques.

Les équations I.11 et I.12 peuvent être expliquées ainsi :

$$H_{t1} - H_{t2} = J_s \quad (\text{II.16})$$

Cette dernière équation traduit la discontinuité du champ magnétique. L'équation (II.10) devient :

$$B_{n1} = B_{n2} \quad (\text{II.17})$$

L'équation (II.12) traduit la continuité de la composante normale de l'induction au passage d'un milieu à un autre.

Les équations II.9 et II.10 expriment successivement la continuité de la composante normale de l'induction magnétique et la composante tangentielle du champ électrique. Les équations II.11 et II.12 indiquent, quand à elles la discontinuité normale de l'induction électrique et la composante tangentielle du vecteur champ magnétique.

II.2. 3. Conditions aux limites

II.2.3.a. Condition de Dirichlet

Cette condition nous informe sur la valeur de l'inconnue sur la frontière du domaine de résolution. Elle apparaît souvent sur les axes de symétrie du domaine d'étude :

$$A = g_0 \quad (\text{II-18})$$

Où A est la fonction inconnue et g_0 représente une constante.

II.2.3.b. Condition de Neumann

Elle nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine à étudier. Elle apparaît aussi souvent sur les plans de symétrie :

$$\frac{\partial A}{\partial n} = g_0 \quad (\text{II-19})$$

II.2.3.c. Condition mixte Dirichlet - Newman

C'est une combinaison des deux conditions aux limites de type Dirichlet et Newman qui s'exprime comme suit :

$$a.A + b. \frac{\partial A}{\partial n} = g \quad (\text{II-20})$$

où g est la valeur de l'inconnue sur les frontières, a et b sont les coefficients définis sur le domaine d'étude.

II.2.4.d. Condition de Périodicité et d'anti-périodicité

Dans le cas des machines électriques tournantes, par exemple, on se retrouve non seulement avec une symétrie géométrique mais aussi avec une symétrie dans la distribution du champ magnétique. Cette périodicité du champ peut être utilisée pour définir un autre type de conditions aux limites qui permet de réduire la taille du modèle numérique. On parle alors des conditions cycliques (périodicité) ou anti-cyclique (anti-périodicité). Elles s'expriment comme suit:

$$A \Big|_{\Gamma} = K.A \Big|_{\Gamma+d\Gamma} \quad (\text{II-21})$$

où $d\Gamma$ désigne la période spatiale (suivant le contour Γ) :

si : $K=1$, condition cyclique

si : $K=-1$, condition anti-cyclique.

II.3. Formulation en potentiel vecteur magnétique des modèles magnéto-statique et magnéto-dynamique

Il y a trois type de formulations possibles, les formulations en champs électrique \vec{E} et magnétiques \vec{H} , et la formulation faisant intervenir les grandeurs auxiliaires que sont les potentiels vecteurs / scalaires magnétiques / électrique.

II.3.1 Modèle magnéto-statique

Un problème magnéto-statique à pour but de déterminer la distribution du champ magnétique \vec{H} et de l'induction magnétique \vec{B} au sein d'un système soumis à une excitation. Cette excitation peut provenir de la présence d'un aimant permanent ou une densité de courant circulant dans un inducteur dont la distribution est parfaitement connue.

Dans ce modèle on suppose que le champ magnétique est produit par des sources indépendantes du temps, le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ est nul, et les champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{B} sont découplés.

En se basant sur la relation I.7 on a :

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

Le modèle magnétostatique complet en termes de potentiel vecteur magnétique est obtenue à partir des relations de Maxwell comme suit :

$$\text{rot} \vec{\left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right)} = \vec{J}_s \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{aligned} \text{div} \vec{A} &= 0 \\ \vec{n} \times \vec{A} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Avec : $\nu = \frac{1}{\mu}$ représente la réductivité magnétique

II.3.2 Modèle magnétodynamique

Ce type de formulation s'applique à des systèmes contenant des sources d'alimentation variables dans le temps qui engendrent des courants induits suite aux variations des champs électriques et magnétiques dans l'espace et dans le temps.

Le modèle magnétodynamique complet en terme de potentiel vecteur magnétique et en potentiel scalaire électrique est obtenu à partir des relations de maxwell tel que :

$$\text{rot} \vec{\left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right)} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{aligned} \text{div} \vec{A} &= 0 \\ \vec{n} \times \vec{A} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

En régime harmonique, le terme $\frac{\partial}{\partial t}$ est remplacé par $j\omega$, l'équation II.25 devient :

$$\text{rot} \vec{\left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right)} + j\omega\sigma\vec{A} = \vec{J}_s \quad (\text{II.27})$$

II.4. Description 2D du champ électromagnétique au niveau de la machine

Le calcul du champ magnétique dans 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 de la machine et que les courants inducteurs et induits sont parallèles à cet axe [11].

Le vecteur induction \vec{B} et champ magnétique \vec{H} étant contenus dans le plan de l'étude, on peut choisir un potentiel vecteur \vec{A} n'ayant qu'une composante suivant l'axe de la machine. Cette composante ne dépend que des coordonnées x et y et du temps t :

$$\vec{A} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A(x, y, t) \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

\vec{A} est complètement défini en ajoutant une condition supplémentaire. Pour assurer son unicité, le choix de la jauge de Coulomb est naturel dans la mesure où l'on passera par la suite à l'approximation bidimensionnelle [11].

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (II-29)$$

L'étude se ramène alors à la résolution de :

$$\text{rot}(\text{v}(\text{rot}A)) = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} + J_{0z} \quad (II-30)$$

Ou bien :

$$\text{div}(\text{v} \text{grad}(A)) - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + J_{0z} = 0 \quad (II-31)$$

La culasse de la machine étudiée est supposée suffisamment large pour pouvoir estimer qu'aucun flux ne sort de son enceinte. Aussi, le potentiel vecteur magnétique est considéré nul sur la surface extérieure du stator :

$$A = 0 \quad \text{sur } \Gamma_{\text{ext}} \quad (II-32)$$

La condition sur la frontière extérieure étant définie, les équations précédentes forment a priori un système complet pour déterminer le potentiel vecteur magnétique A .

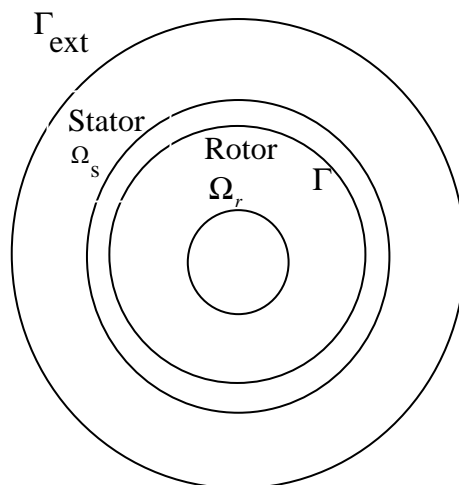


Fig . II. 2. Différents domaines de la machine étudiée

Finalement, nous avons à résoudre l'équation de diffusion du champ où la conductivité (au niveau de rotor) n'est pas nulle.

II.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, une description relativement détaillée des équations locales de Maxwell. La combinaison de ces équations, nous a permis de développer des modèles mathématiques, à savoir, le modèle magnétostatique et le modèle magnétodynamique en régime harmonique et transitoire simple à étudier après introduction d'hypothèses simplificatrices.

Chapitre.3

Modèle élément finis d'une machine
asynchrone a rotor massif

III.1 Introduction

Les modèles magnétostatique et magnétodynamique établis précédemment doivent être résolus dans tous les domaines de la machines à induction à rotor massif. L'utilisation des méthodes analytiques pour la résolution des équations aux dérivées partielles est pratiquement impossible dans le cas où on tient compte de la géométrie complexe ainsi que les caractéristiques non linéaire des matériaux constituant la machine étudiée. Les méthodes numériques, en particulier la méthode des éléments finis représente l'un des outils le plus efficace pour la résolution de ce type d'équations.

Afin d'améliorer la fiabilité de leur production de réduire les coûts et satisfaire les exigences de leurs clients, les producteurs de machines électriques investissent dans la conception assistée par ordinateur (CAO).

Ces moyens de calcul, dont le développement est favorisé par l'évolution rapide des ordinateurs, permettent de nos jours de résoudre des systèmes à plusieurs milliers d'inconnues dans un temps relativement court. Ils sont ainsi une alternative aux techniques actuelles de calcul des machines qui sont basées sur le schéma équivalent ou sur la transformation de Park, et qui, si elles permettent d'obtenir des renseignements globaux sur les performances, ne sont pas suffisantes pour bien appréhender tous les phénomènes électromagnétiques que l'on rencontre dans les machines (saturation, courant de Foucault,...) [12].

Ce chapitre décrit une modélisation par éléments finis 2D d'une machine à rotor massif sous environnement FEMM .4.2 (finite element method magnetic) [15]. Les dimensions géométriques et les paramètres physiques de la machine sont aussi introduits dans ce chapitre. Les hypothèses simplificatrices sont prises en compte.

III. 2 Méthodes des éléments finis

La méthode des éléments finis a été introduite en grande partie par ZIENKIEWICZ et développée pour le calcul des dispositifs électromagnétiques par P. P. SILVESTER et M.V.K CHARI en 1970 [13].

Elle semble être la plus puissante des méthodes numériques. D'un point de vue mathématique, elle consiste à écrire le problème physique (équations de diffusion du champ et conditions aux limites) sous forme variationnelle et à discrétiser spatialement la forme obtenue [14].

Cette méthode consiste à découper le domaine étudié en éléments de forme géométrique simple ayant des côtés communs et dont les sommets ou nœuds sont les points d'articulation de plusieurs éléments entre eux. L'opération de la décomposition est le maillage. Un bon maillage doit faciliter les opérations prévues par un programme. Il faut donc adopter une méthode systématique ou numérique des éléments et des nœuds [13].

Dans chaque élément, l'inconnue (potentiel vecteur magnétique, par exemple) est donc approximée par des polynômes de degré un ou deux. L'approximation vérifie les équations aux dérivées partielles à résoudre de manière faible. Ces équations sont alors transformées

en un système d'équations algébriques qu'il convient de résoudre pour obtenir la solution du problème posé.

Pour obtenir le système d'équations algébriques, on peut utiliser soit la méthode variationnelle soit la méthode des résidus pondérés. La méthode variationnelle consiste à rendre extrémale une fonctionnelle définie par une intégrale faisant appel à la fonction inconnue et à ses dérivées. Souvent, cette fonctionnelle est désignée par la fonctionnelle énergie. La deuxième méthode, celle des résidus pondérés, consiste à chercher la solution du problème en partant directement des équations aux dérivées partielles.

III.2.1 Discrétisation spatiale par éléments finis

La méthode des éléments finis consiste à subdiviser le domaine d'étude en petits éléments de forme triangulaire (Fig.III.1). Chaque triangle est repéré par ses trois sommets (Fig.III.2.). Cette subdivision exclusivement triangulaire de premier ordre [15] a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet un numérotage systématique des points à l'aide d'algorithmes simples.

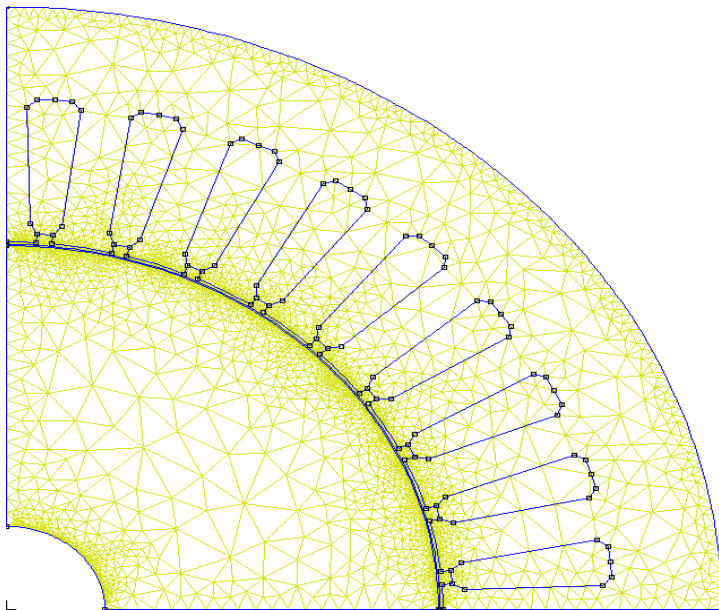


Fig .III. 1. Maillage d'un quart de la structure étudiée

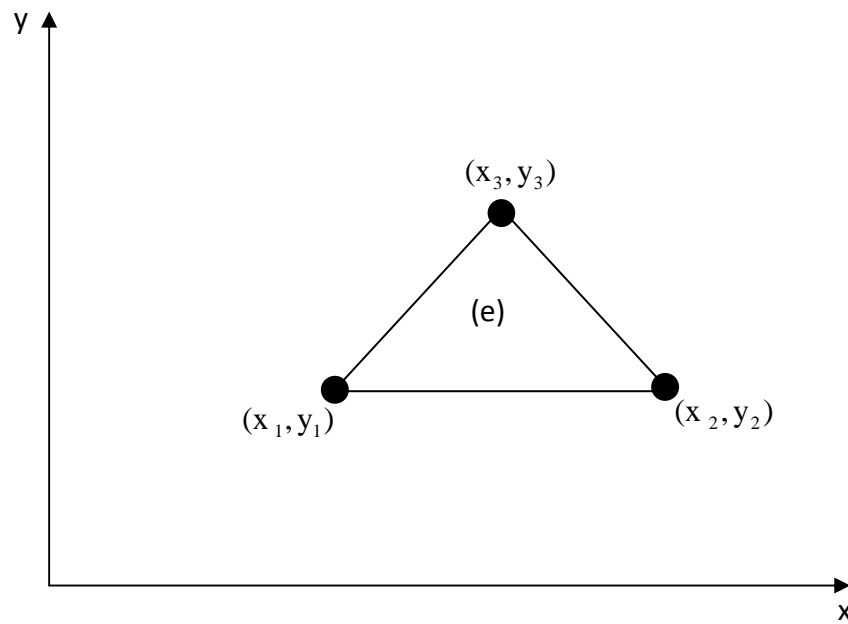


Fig.II. 2. Élément fini à trois noeuds

Au niveau de chaque élément (e) (Fig.II. 2), le potentiel vecteur magnétique est approché par un polynôme d'interpolation de premier degré en x et y sous la forme suivante [13, 14] :

$$N_i(x, y) = a_i + b_i x + c_i y \quad (i=1, 2, 3) \quad (\text{III-1})$$

Où a_i , b_i et c_i sont des coefficients qui dépendent des coordonnées des sommets du triangle et des potentiels correspondants.

De l'équation (III-1), on constate que l'induction est constante à l'intérieur de chaque élément et, par conséquent, la perméabilité magnétique l'est également. Le potentiel en tout point de l'élément (e) est parfaitement défini à partir de la relation (III-2)

$$\bar{A}^*(x, y) = \sum_1^3 N_i(x, y) \bar{A}_i \quad (\text{II-2})$$

Les éléments (e) sont des triangles de premier ordre, d'où on peut écrire :

$$N_i(x, y) = \frac{1}{2\Delta_e} (a_i + b_i x + c_i y) \quad i = (1, 2, 3) \quad (\text{III-3})$$

Δ_e Représente l'aire d'un élément (e), définie par ces trois sommets 1, 2, 3, on peut l'écrire sous la forme :

$$2\Delta_e = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = (x_1y_2 - x_2y_1) + (x_3y_1 - x_1y_3) + (x_2y_3 - x_3y_2) \quad (\text{III-4})$$

La relation (II-4) peut se mettre sous la forme matricielle : $A = \langle N \rangle \{A_e\}$ où $\langle N \rangle$ est un vecteur ligne N_i ($i=1, 2, 3$) et $\{A_e\}$ est un vecteur colonne défini aux noeuds A_i ($i=1, 2, 3$).

L'interpolation dans un élément est effectuée en fonction des valeurs de l'inconnue aux noeuds de cet élément; il s'agit alors de l'interpolation nodale, celle-ci a la propriété d'imposer la continuité de l'inconnue :

$$N_i(x_j, z_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad i, j \in \{1, 2, 3\} \quad (\text{III-5})$$

Tous calcul est effectué en désignant par i, k, l toute permutation circulaire des indices 1, 2, 3 assignés dans le sens trigonométrique. Ces fonctions s'écrivent sous la forme suivante [12] :

$$N_i = \frac{P_i + Q_i x + R_i y}{\Delta_e} \quad (\text{III-6})$$

Les paramètres P_i, Q_i, R_i et Δ_e sont des fonctions des coordonnées des noeuds :

$$P_i = x_k y_l - x_l y_k \quad (\text{III-7})$$

$$Q_i = y_k - y_l \quad (\text{III-8})$$

$$R_i = x_l - x_k \quad (\text{III-9})$$

$$\Delta_e = \frac{1}{2}(P_i + P_k + P_l) \quad (\text{III-10})$$

II. 3. Modélisation électromagnétique de la machine étudiée

II. 3. 1. Hypothèses simplificatrices

La diffusion du champ électromagnétique dans les machines asynchrones à rotors massifs est un problème tridimensionnel complexe. Nous admettons dans ce qui suit, des hypothèses simplificatrices, de façon à se ramener à un problème bidimensionnel. Ces hypothèses sont les suivantes :

- L'étude du moteur asynchrone est effectuée dans un plan perpendiculaire à la direction axiale. Comme nous l'avons précisé, le problème est donc invariant dans toute

translation parallèle à l'axe de rotation de la machine. Les effets d'extrémités sont de ce fait négligés.

- Le rotor est supposé constitué d'un matériau linéaire de tel sorte que sa perméabilité et sa conductivité sont supposées constantes. Le matériau est homogène et isotrope.
- Le stator est constitué de tôles feuilletées qui empêchent la circulation des courants induits.
- La perméabilité du stator est considérée infinie dans la direction du feuilletage.
- La conductivité électrique est supposée nulle au niveau de la culasse statorique.
- Les densités de courant dans les bobinages statoriques sont supposées sinusoïdales et uniformément réparties. Pour une encoche de section S_e comportant N conducteurs et traversée par un courant instantané de valeur complexe \bar{I} , la densité de courant complexe s'écrit ainsi :

$$\bar{J}_0 = \frac{N\bar{I}}{S_e}$$

- Le phénomène d'hystérésis et les frottements sont négligés.
- Toutes les grandeurs électromagnétiques sont supposées à variation sinusoïdale.
- Pour une machine convenablement conçue, on peut donc admettre que les harmoniques d'espace sont négligeables devant le fondamental [15] :

$$\bar{A} = \text{Re}(\bar{a}(\cos wt + j\sin wt)) = \text{Re}(\bar{a}e^{j\omega t})$$

Où \bar{a} représente l'amplitude complexe du premier harmonique temporel du potentiel vecteur magnétique \bar{A} .

III.4 Modèle éléments finis 2D de la machine étudiée

Un modèle éléments finis 2D de la machine étudiée est élaboré. A cet effet le logiciel F.E.M.M 4.2 (Finite Elements Method magnetics) est destiné à calculer les performances de la machine. Le logiciel possède un ensemble de programmes et de fonctions destinés développés afin de calculer par éléments finis les performances de la machine étudiée.

Les paramètres de la machine sont introduits comme un fichier de données dans le logiciel. Le logiciel crée la géométrie en fonction des paramètres géométriques de la machine. Les équations électromagnétiques à résoudre sont aussi prises en compte dans les programmes du logiciel. La saturation magnétique des matériaux constituant le rotor et le stator est prise en compte sous forme d'une courbe de l'induction en fonction du champ magnétique $B=f(H)$. Comme tous les logiciels employés pour des problèmes d'éléments finis en deux

dimensions sont articulés en trois axes appelés " pré-processeur", "processeur" et "post-processeur". A ces trois axes, il est possible d'ajouter le "mailleur", qui peut être externe au logiciel. Il est associé au processeur.

III.4.1 Pré-Processeur (femm.exe)

Cet élément permet de définir la machine d'étude à savoir :

- Dessiner la géométrie de la machine avec des arcs ou des segments de droites ;
- Définition du problème, à savoir la nature du problème à résoudre (la fréquence, l'unité des grandeurs géométriques, la précision du calcul). Nous pouvons également définir la finesse du maillage ;
- Introduction des caractéristiques des différentes régions géométriques de la structure ;
- Définitions 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 conditions aux limites

III.4.2 Processeur

Cet élément effectue la résolution du problème défini sur chaque élément du maillage en effectuant des itérations jusqu'à atteindre la précision imposée au pré processeur. En chaque élément

III.4.3 Le post-processeur (femmview.exe)

C'est une interface graphique qui permet de traiter les résultats fournis par le post-processeur dans les différentes régions. Le programme permet ainsi à l'utilisateur d'inspecter la grandeur recherchée dans n'importe quel point de la structure.

Deux programmes additionnels sont appelés pour accomplir des tâches spécialisées. Ceux – ci sont :

- triangle.exe : c'est un programme qui décompose la région de la solution en un grand nombre de triangles. Une partie essentielle du processus de La FME.
- Femmplot.exe : c'est un petit programme employé pour exposer les diverses courbes.

Avec le F.E.M.M, l'opération du maillage est très simple, car elle se fait automatiquement. Après avoir enregistré la structure déjà construite (figure.III.1) dans la partie processeur, on exécute le programme auxiliaire de triangulation Triangle.exe.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle éléments finis à deux dimensions d'une machine à induction à rotor massif. Une Brève description du logiciel F.E.M.M (finite element method magnetic) à été introduite afin de déterminer les performances de la machine étudiée.

Chapitre 4

Application et discussions des résultats

IV.1 Introduction

Dans cette dernière partie, nous clôturons l'étude et nous la rattachons au but recherché : contribution à la modélisation électromagnétique bidimensionnelle par la méthode des éléments finis d'une machine asynchrone à rotor massif. Dans les chapitres précédents, nous avons mis l'accent sur un calcul de champ électromagnétique bidimensionnel avec prise en compte de la saturation magnétique. Ce présent chapitre, renfermera diverses simulations effectuées sur une machine asynchrone à rotor massif.

A l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis (F.E.M.M) Finite Element Method Magnetics [15], nous aurons à exécuter un programme écrit en code L.U.A écrit à partir de la commande pré-processeur (femm.exe) suivants plusieurs étapes successives toutes en respectant les conditions aux limites et les hypothèses simplificatrices.

L'application est faite en étudiant l'influence de la géométrie du rotor sur la distribution des l'induction dans l'entrefer ainsi que sur la distribution des courants induits dans le rotor.

IV.2 présentation de la machine étudiée

Le prototype étudié est une machine à induction triphasée à rotor massif de puissance 7.5 kW, 50 Hz, 380 V connectée en étoile. La configuration géométrique de cette machine en coupe transversale est donnée par la figure.IV.1. Les caractéristiques de la machine étudiée (Fig.IV.1) sont données dans le Tableau.IV.1.

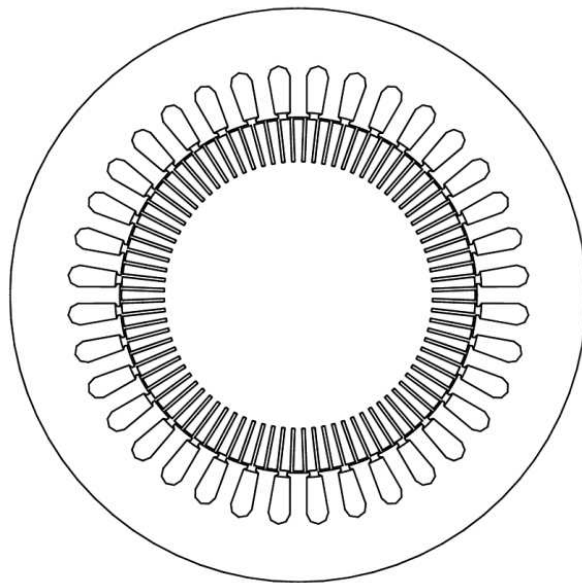


Figure IV.1 : Configuration géométrique de la section transversale de la machine

Paramètres	grandeurs
Puissance nominale (kW)	7.5
Tension nominale (V)	380
Fréquence nominale (Hz)	50
Nombres de pôles	4
Nombres de phases	3
Nombres de voies parallèles	1
Nombres de conducteurs dans l'encoche	20
Longueur de la machine (m)	0.146
Diamètre externe du stator (m)	0.202
Diamètre interne du stator (m)	0.125
Nombres d'encoches	36
Diamètre externe du rotor (m)	0.124
Diamètre interne du rotor (m)	0.047
Nombres d'encoche au rotor	84

Tableau IV.1.Paramètres du prototype étudié

Le stator est composé d'un matériau ferromagnétique non linéaire constitué en tôle d'acier de conductivité électrique supposée nulle possédant 36 encoches dans lesquelles des enroulements triphasés en cuivre de conductivités 58.1×10^6 S/m sont constitués. Le type ainsi que les dimensions utilisées pour l'encoche statorique est montrée dans la figure IV.4. Le rotor est aussi composé d'un matériau ferromagnétique constitué en acier non linéaire. De conductivité 4.30×10^6 S/m et possède 84 rainures qui est un avantage en terme de couple de la machine. La géométrie des rainures utilisées dans le rotor est illustrée par la figure.IV.5. La caractéristique magnétique de l'acier rotorique et du fer statorique est montrée dans la figure. IV.2 et figure.IV.3 respectivement.

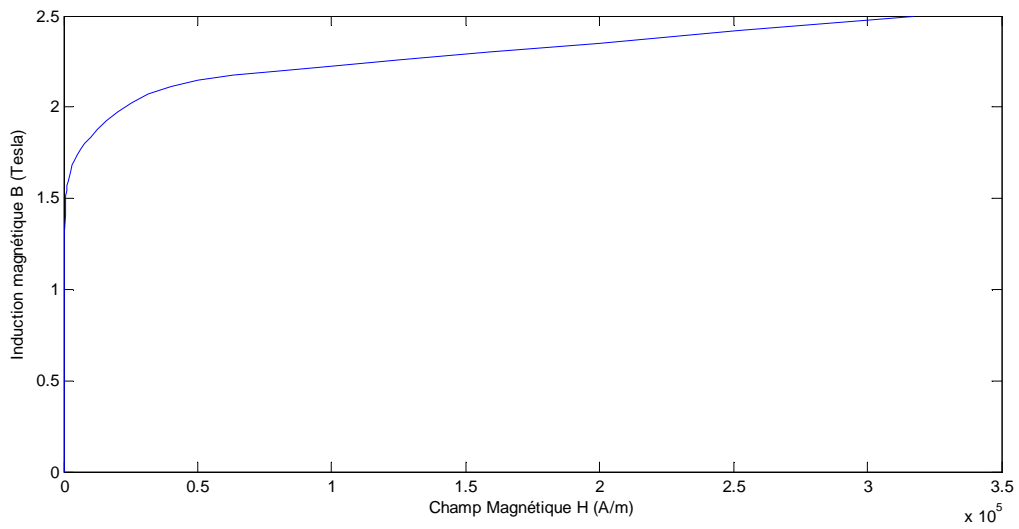


Figure IV.2 : Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer statorique

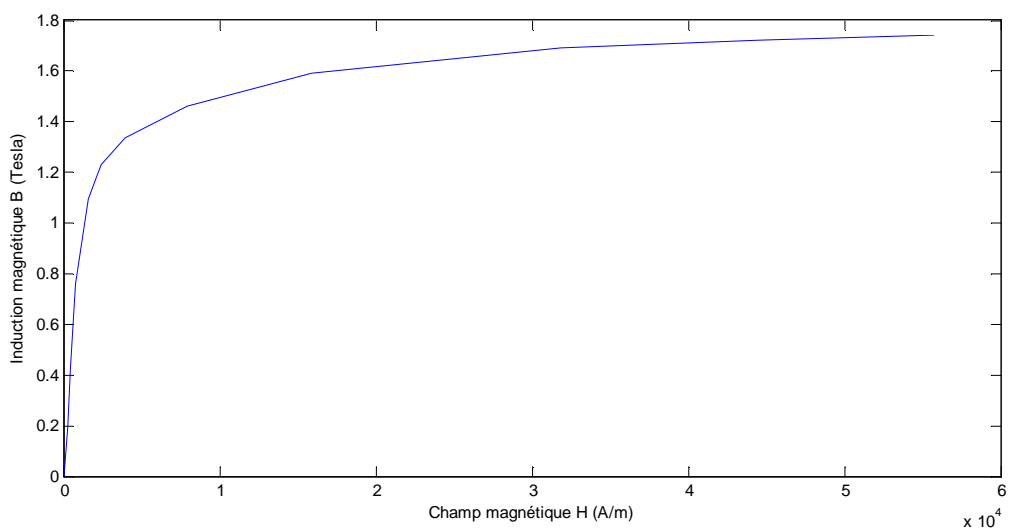


Figure IV.3 : Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer rotorique

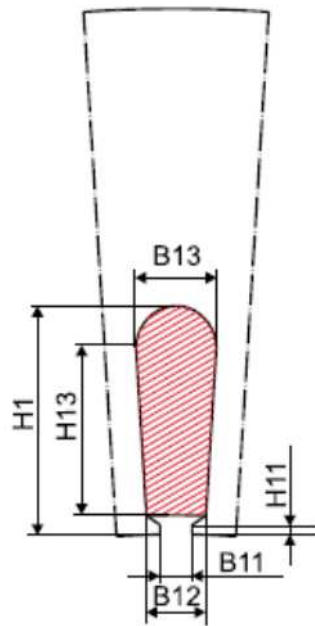


Figure.IV.4 Dimensions géométrique principale d'une encoche du stator

Paramètre d'encoche de stator	La valeur
H1 [mm]	18.3
H11 [mm]	1
H13 [mm]	12.3
B11 [mm]	3
B12 [mm]	5.3
B13 [mm]	7.5

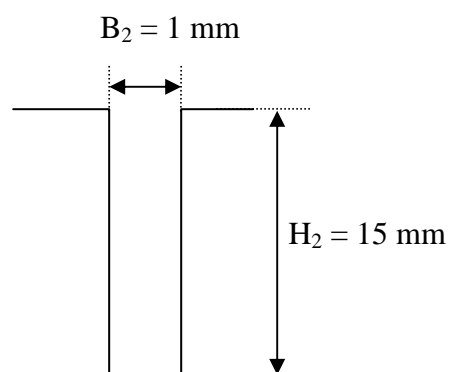


Figure IV.5 : Dimensions géométrique principale d'une rainure du rotor

IV.3 Etapes de calcul

L'organigramme de calcul est donné par la figure.IV.6 :

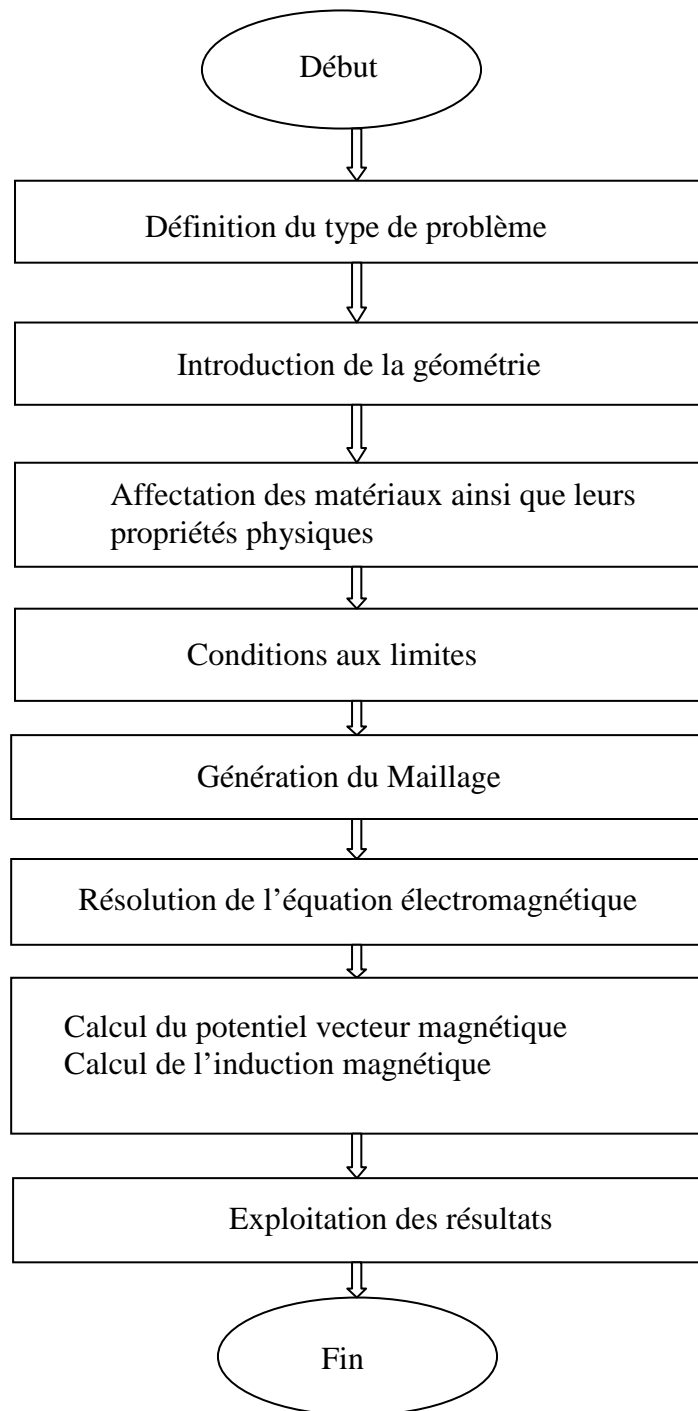


Figure IV.6 : Organigramme d'étude de la machine étudiée.

IV.4 Implémentation de la géométrie et du maillage

La géométrie de la structure complète 2-D de la machine étudiée est réalisée en utilisant le logiciel F.E.M.M .4.2. La figure IV.7 représente la vue radiale de la machine avec les détails des encoches.

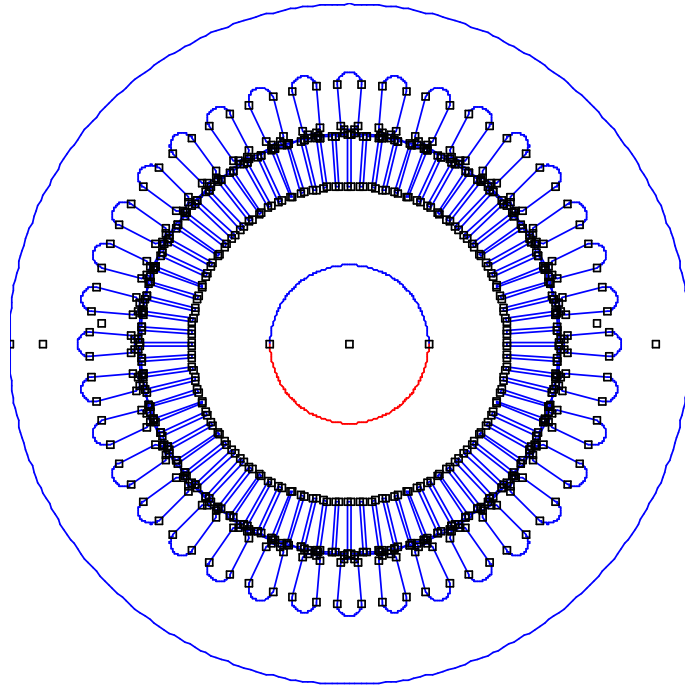
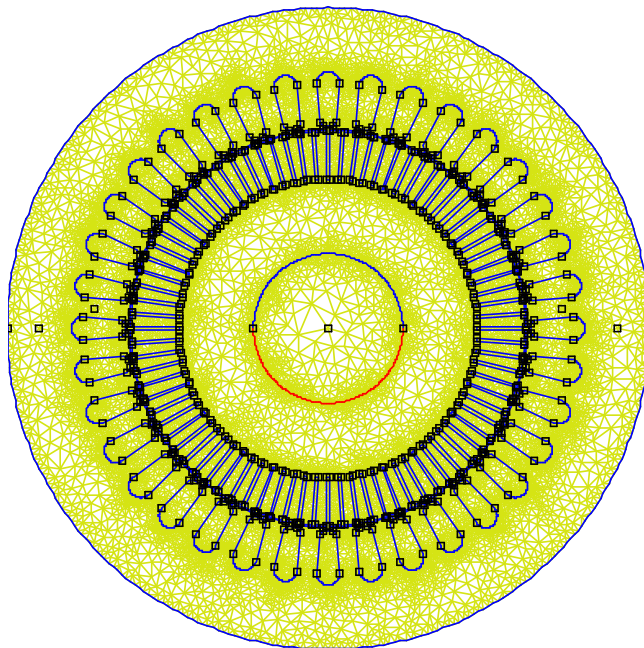
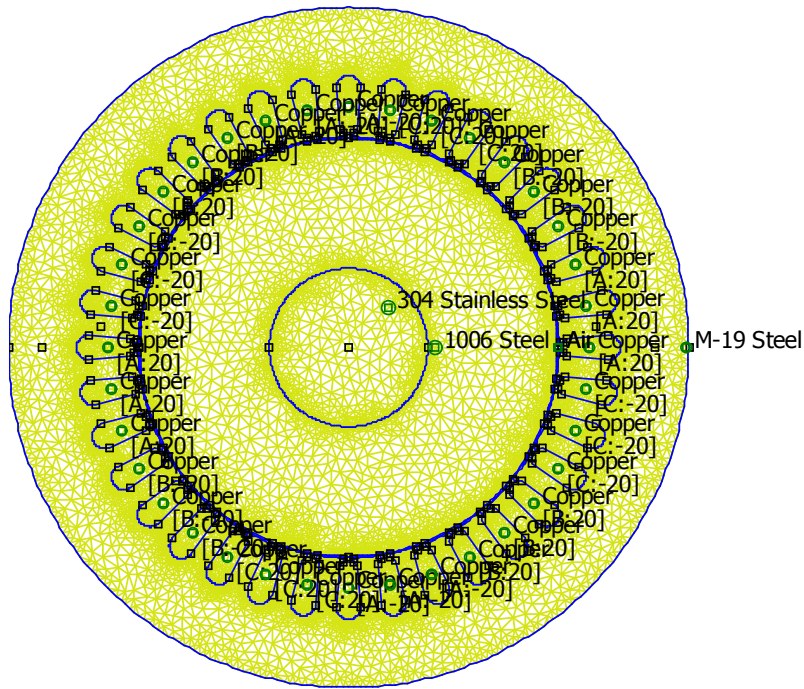


Figure IV.7 Modèle géométrie transversale de la machine asynchrone à rotor massif rainurée

Le maillage de la géométrie donnée par la figure IV.7 a été automatiquement réalisé en utilisant le logiciel F.E.M.4.2 pouvant générer une topologie de maillage optimale. Le nombre de nœuds et de triangles sont respectivement (156402) et (312442) pour une machine à rotor massif rainuré.



a)



b)

Figure IV.10 Maillage de la machine asynchrone à rotor massif a) rotor massif rainuré b) rotor massif lisse

IV.5 Simulations et Discussion des résultats

La résolution numérique par éléments finis des équations électromagnétiques précédentes, en imposant une condition de type Dirichlet $A=0$ sur tous le contour du domaine d'étude nous conduit à la connaissance de la distribution du potentiel vecteur magnétique, module des inductions magnétiques dans l'entrefer ainsi que les inductions magnétiques dans toute la structure.

La figure (IV.9) représente les lignes de champs, à vide ($g \sim 0$) et au démarrage ($g = 1$). Elle montre l'effet de la vitesse rotorique sur la pénétration des lignes de champs au niveau du rotor.

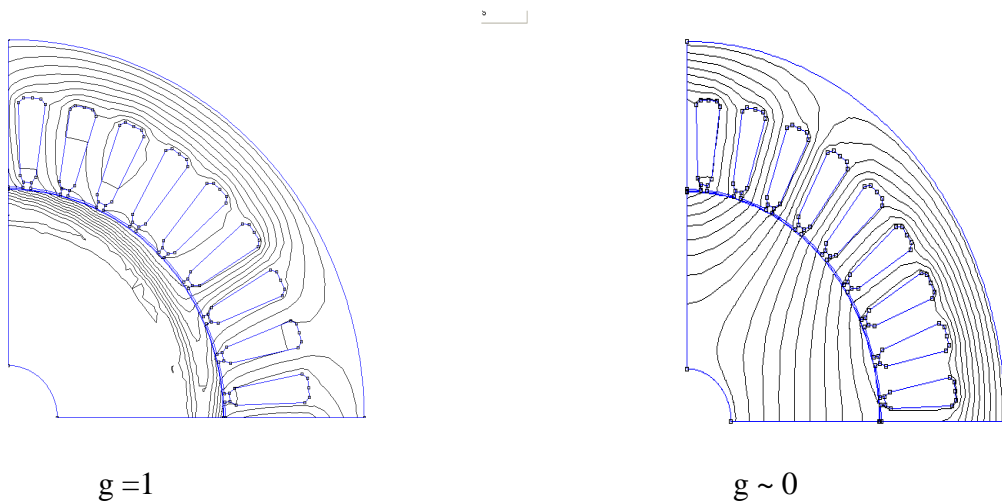
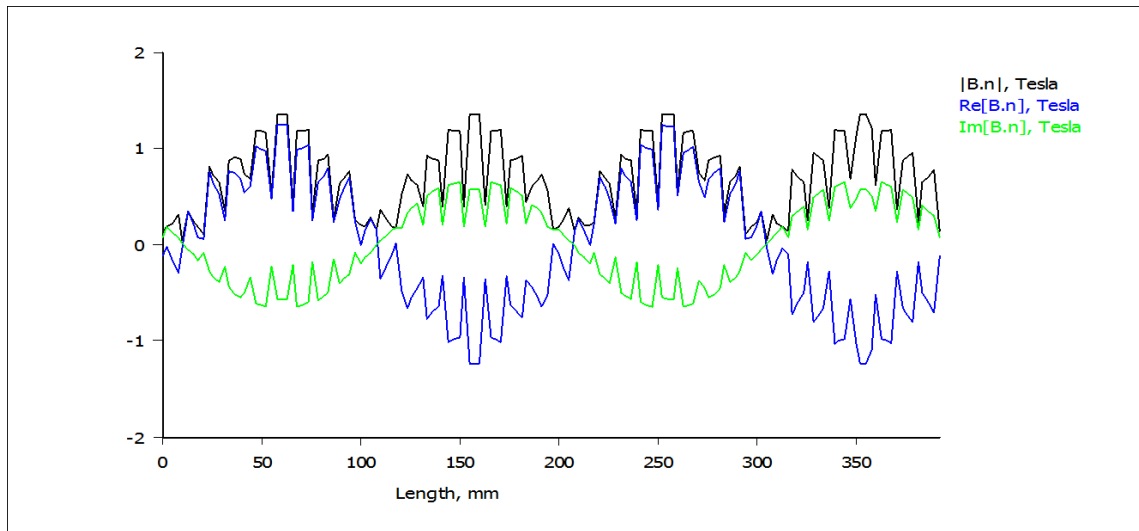
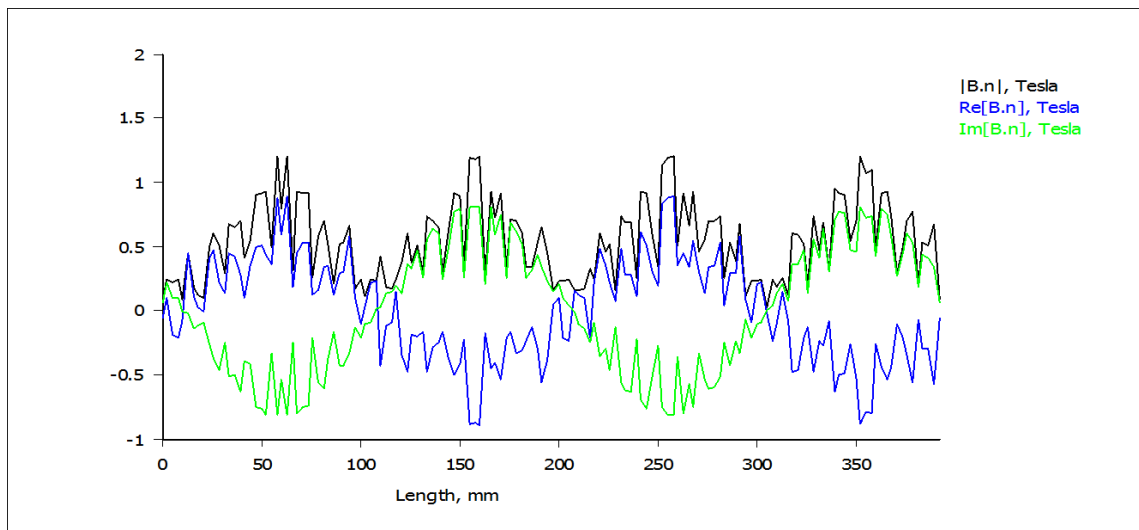


Fig. IV. 9 Lignes de champs au démarrage et à vide

Nous représenterons les grandeurs magnétiques calculées dans l'entrefer en fonction des différents types de géométries du rotor, à savoir : un rotor massif rainuré et un rotor massif lisse. La figure IV.10 représente la distribution des inductions dans l'entrefer $g=5\%$



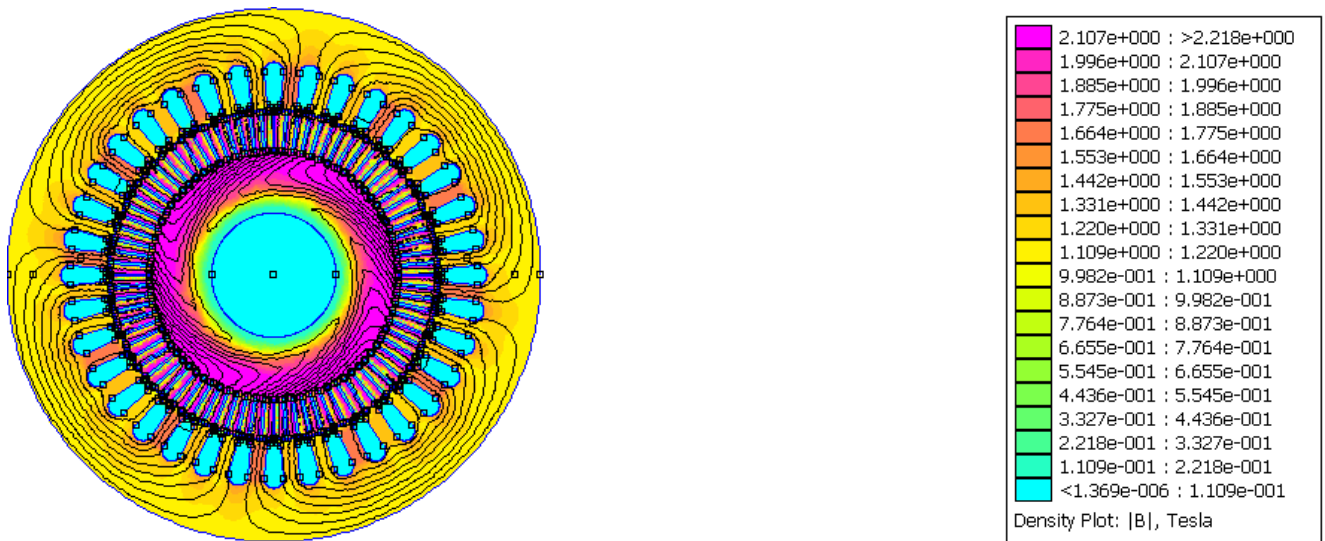
a)



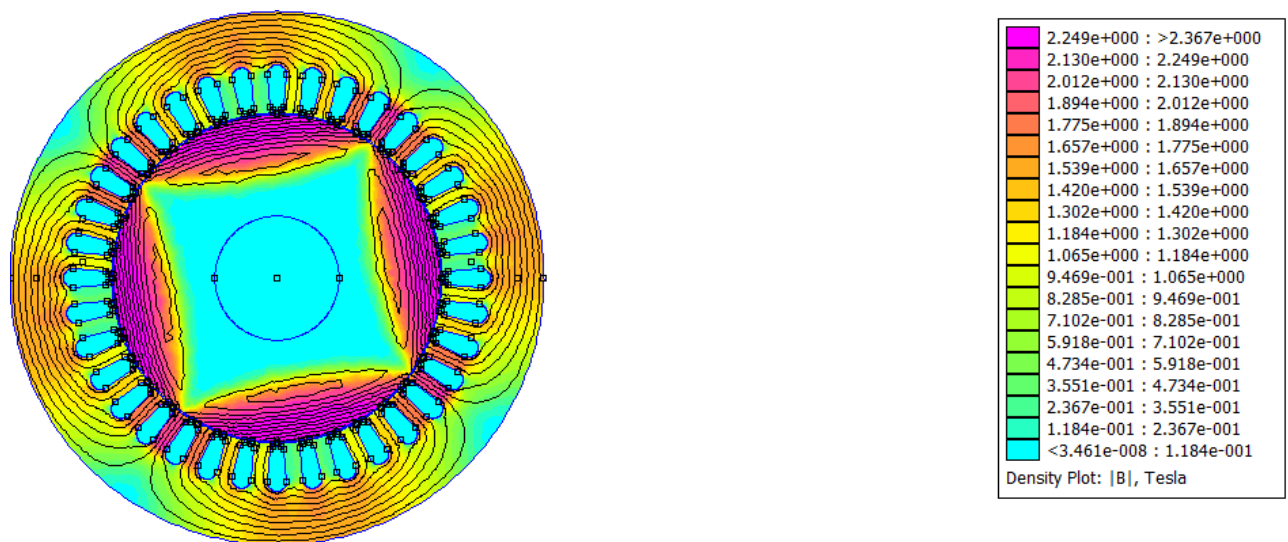
b)

Figure IV.10 Distribution des inductions de la composante normale dans l'entrefer $g=5\%$. a) rotor massif lisse. b) rotor massif rainuré.

La figure IV.11 illustre la répartition spatiale du module de l'induction pour une machine à induction à rotor massif rainuré et lisse pour un glissement de 5%.



a)



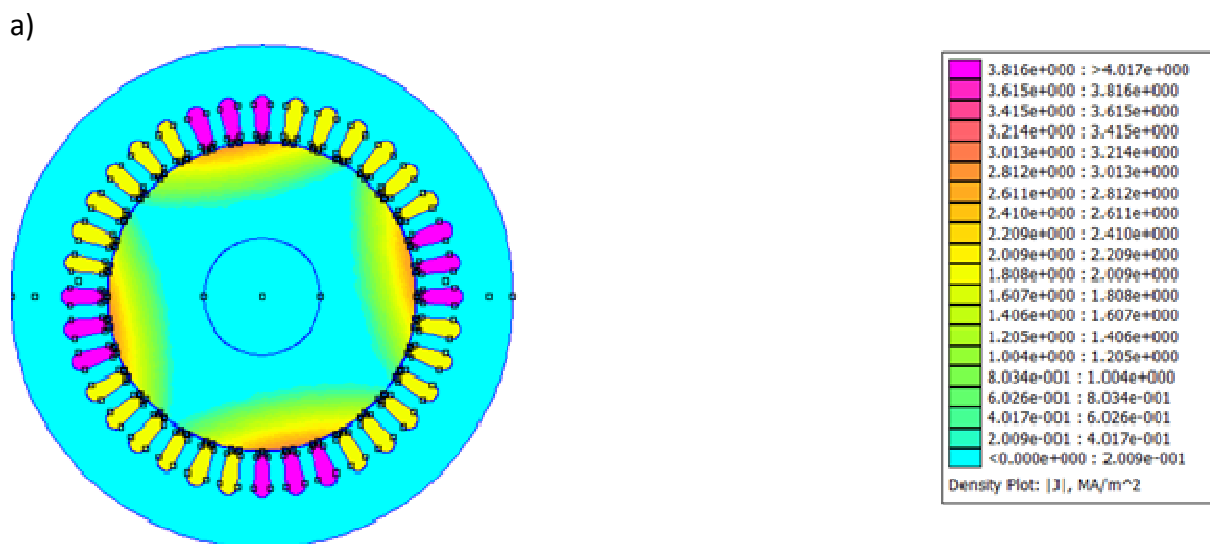
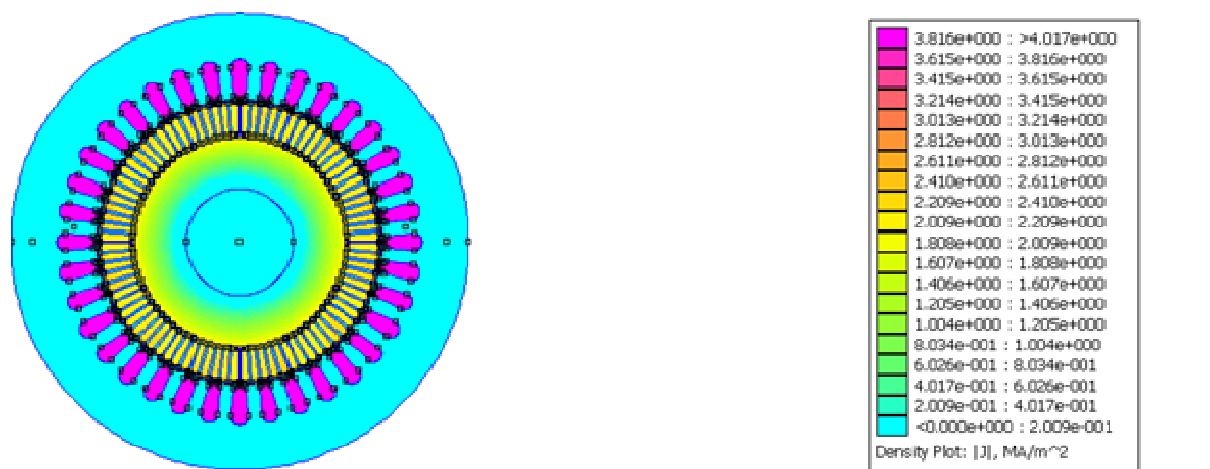
b)

Figure IV.11 Variation du module de l'induction magnétique dans la machine à rotor massif
 a) rotor massif rainuré b) rotor massif lisse $g=5\%$

On constate à partir de la répartition du module de l'induction magnétique donné par la figure IV.11 que les lignes de champs prennent une forme spirale dans le rotor et cela est dû à la l'interaction du champ magnétique créé au rotor par des courants induits.

On remarque aussi qu'au niveau du stator, le flux magnétique est plus concentré dans les dents statorique à côté des pôles et dans le dos du stator autour des régions inter polaires. Par contre, dans le rotor le flux magnétique est plus distribué au niveau de la surface du rotor, ceci est dû à la mauvaise pénétration du flux dans le rotor.

La figureIV.12 montre la distribution de la densité des courants induits dans le rotor d'une machine à induction à rotor massif rainuré et lisse pour un glissement de 5% .On constate que ces courants sont plus distribués dans les dents rotoriques avec un faible niveau de pénétration dans le rotor .ceci est peut être dû à un faible effet de peau dans le rotor .



b)

figureIV.12 : Distribution des courant induits dans une machine à rotor massif .a)rotor massif rainuré b)rotor massif lisse avec $g=5\%$

Les caractéristiques du couple de la machine à induction à rotor massif sont montrées dans la figure IV.13. Les deux courbes du couple sont calculées en élaborant un programme écrit sous environnement L.U.A. on remarque que le couple est meilleure dans le cas d'une machine à rotor rainuré que dans le cas d'un rotor lisse. Cela est dû à une meilleure pénétration du champ dans le cas d'un rotor rainuré que dans le cas d'un rotor lisse.

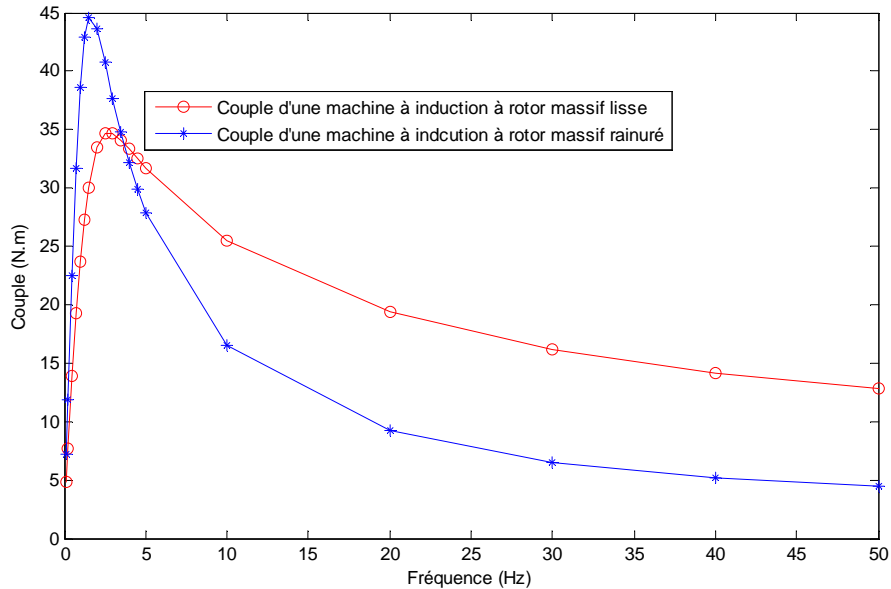


Figure IV.13 Evolution du couple de la machine à induction à rotor massif.

Pour appuyer ce résultat, nous avons calculé l'évolution des pertes Joule rotorique dans la machine à induction à rotor massif pour un rotor rainuré et lisse. Nous avons constaté que ces pertes sont plus élevées pour un rotor massif lisse que pour un rotor massif rainuré. L'évolution de ces pertes est montrée dans la figure IV.14.

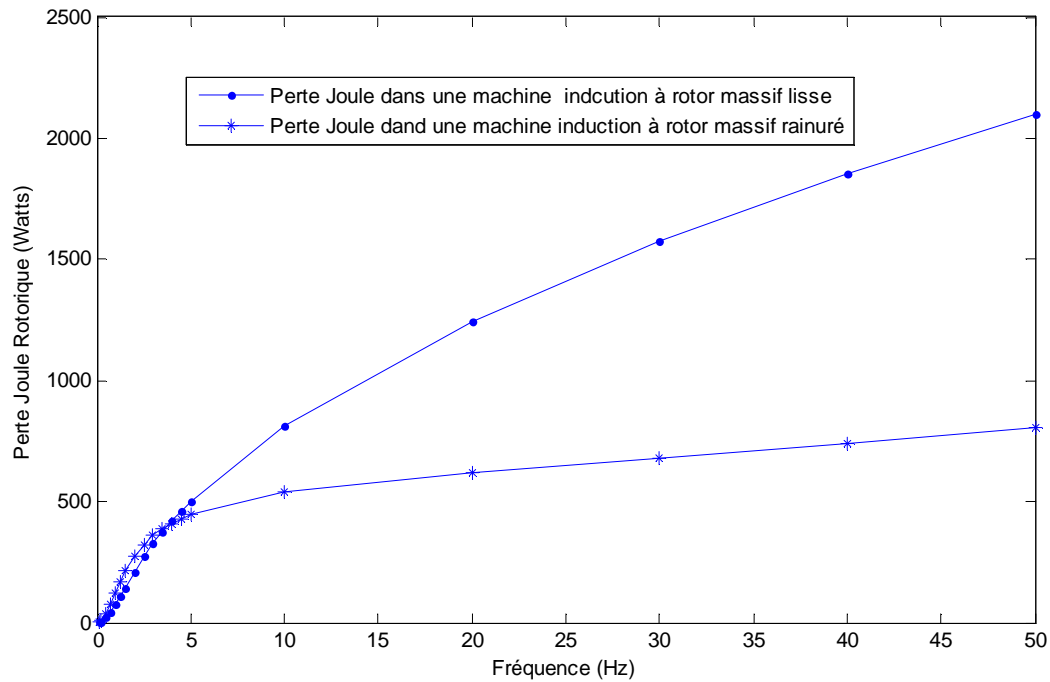


Figure IV.14 Evolution des pertes Joule rotorique dans une machine à induction à rotor massif lisse et rainuré.

IV.6 Conclusion

Les résultats de simulation nous ont permis de se rendre compte de l'état magnétique de la machine à induction à rotor massif. La comparaison des résultats entre un rotor massif lisse et rainuré nous a permis de **conclure** que les performances de la machine à induction à rotor massif rainuré sont meilleures que celles obtenues avec un rotor lisse. Pour appuyer ce résultat, nous avons procédé au calcul des pertes Joule rotorique pour un rotor massif rainuré et lisse. Les résultats obtenus montrent l'intérêt à utiliser une machine à induction à rotor massif rainuré.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail a été consacré à la modélisation électromagnétique de la machine à induction à rotor massif. Pour cela, une modélisation des phénomènes électromagnétiques a été effectuée. La méthode des éléments finis est utilisée pour la résolution des équations aux dérivées partielles.

Un logiciel de calcul par éléments finis (F.E.M.M 4.2) est utilisé pour sa simplicité, la structure de la machine est définie en deux dimensions sous forme graphique.

Un programme a été élaboré sous environnement L.U.A afin d'étudier l'évolution de l'induction magnétique, du potentiel vecteur magnétique A , la répartition de la densité du flux magnétique ainsi que la répartition de la densité de courant et les pertes Joule rotorique dans la machine les résultats ont été obtenus pour une machine à rotor massif lisse et rainuré.

La distribution 2D de la densité de flux magnétique dans la machine à induction à rotor massif montre que la densité de flux magnétique semble se concentrée dans le dos du stator dans la région inter polaires et dans les dents du stator à cotés des pôles. Dans le rotor, le flux est plus concentré sur la surface du rotor à cause du fait que les courants induits dans les dents rotorique tendent à s'opposer à la pénétration du flux dans celles-ci. Cela est du à l'effet de peau dans le rotor.

Nous avons constaté que la géométrie du rotor influe sur les performances de la machine, particulièrement en ce qui concerne le couple. Ce dernier est meilleur pour une machine à rotor massif rainuré que pour une machine à rotor massif lisse. Ce résultat est appuyé par le calcul de la répartition des pertes Joule rotorique. La figure IV.15 montre clairement que les pertes Joule rotorique sont plus élevées pour un rotor massif lisse que pour un rotor massif rainuré.

L'exactitude et la précision des résultats de chaque machine électrique dépendent fortement à ce que l'étude soit faite en deux ou en trois dimensions. Toutefois, pour comprendre exactement les phénomènes, une étude à trois dimensions est préconisée malgré sa difficulté. Cependant, les résultats obtenus sont satisfaisant malgré que l'analyse à deux dimensions est considérée comme une étude simple mais à faible temps de calcul, en raison de nombre relativement faible de variables inconnues à résoudre.

En perspective, il est recommandé de modéliser la machine avec la mise en œuvre d'un couplage magnétique-électrique afin de tenir compte des effets d'extrémités de la machine avec une modélisation bidimensionnelle.

Bibliographie

- [1] B.Brunelli, D.Casudei, U.Reggiani,G.serra (1983).“Transient and Steady – state behavior of solid rotor induction machines, IEEE Trans.Magn,19(6) : 2650-2654
- [2] T.Aho, J.Nerg, J.Pyrhonen, (2006). The effect of the number of rotor slits on the performance characteristics of medium speed solid rotor induction motor. In Proc.3rd IET. Conf.power Electronics, Machines and Drives, pages 515-59, Dublin, Irland.
- [3] J.Hupponen, “High spped solid rotor induction machine-electromagnetic calculation and design.Doctoral Dissertation, Lappeeratan University Technology, Lappenrante, finland.
- [4] S.L.Ho, Niu.Shuangxia,W.n.Fu (2010) .“ A novel solid rotor induction motor with skewed slits in radial and axial direction and its performance analysis using finite element method.Trans.App.Superconductivity,20 (3): 1089-1092.
- [5] J.F Gieras (1955) Solid rotor induction motor design , pages 293-298. In Engelmann,R., Middendorf,W.Handbook Inc., New York.
- [6] M.Bertin, J.P.Faroux, J.Renault: «Electromagnétisme 2 : phénomènes d’induction et Électrocinétique », Dunod édition 1979.
- [7] M.JUFER :« Circuits magnétiques », Techniques de l’ingénieur, D 1050, 1989.
- [8] M.Jufer.” Circuit magnétique”. Technique de l’ingénieur, D1050-1989.
- [9] E.Durant, “ Magnétostatique”. Edition Masson, Paris, 1968.
- [10] G.Fournet,” Electromagnétisme à partir des équations locales. Edition Masson,1985.
- [11] C. Barnetche, « Calcul numérique de machines asynchrones en régime transitoire, en tenant compte de la saturation magnétique », Thèse de doctorat de l’INPL, Nancy, Octobre, 1997.
- [12] R. Kechroud, « Contribution à la modélisation des machines électriques par la méthode des éléments finis associée aux multiplicateurs de Lagrange », Thèse de doctorat d’état, ENP, Avril, 2002.
- [13] P.Silvester, R.L.Ferrari: « Finite elements for electrical engineers », Cambridge University Press, Third edition 1996.
- [14] G.Touzot, G.Dhatt: «Une représentation matricielle de la méthode des éléments

finis », Maloine éditeur, deuxième édition 1984.

[15] D.Meeker, «Manual of Finite Element Method Magnetics FEMM » ,<http://femm.foster-miller.net>.

[16] N.D.Sharma, R.Anbarasy, J.Natraraj,A.Y Dangore, B.Bhattacharajee.” Experimental investigation on high speed solid and composite rotor induction motor.Proc.of.Int.conf.on power Electronics Drives and Energy Systems for Ind. Growth,vol.2,pp.913-919,Jan,1996.

[17] J.M.Biedinger.”Contribution à l’étude de la diffusion du champ électromagnétique dans le fer massif. Application à l’analyse d’un moteur asynchrone à rotor massif. Thèse de Doctorat d’Etat, université de Compiègne, France,1986.

Résumé

Ce mémoire sur la modélisation électromagnétique bidimensionnelle par éléments finis d'une machine à induction à rotor massif et caractérisé par quatre chapitres

Dans le premier chapitre nous avons présenté les généralités sur les machines à induction à rotor massif, on s'intéresse à la machine à rotor massif lisse et rainurée

Les machines à induction sont un genre de machines électriques qui sont largement utilisées dans les commandes industrielles et opèrent selon le principe de l'induction électromagnétique

Dans le deuxième chapitre nous débiterons par un rappel aux équations de Maxwell. De ces équations seront extraits les modèles magnétostatiques et magnétodynamiques

Dans le chapitre trois, nous avons présenté un modèle éléments finis à deux dimensions d'une machine à induction à rotor massif. Une Brève description du logiciel F.E.M.M à été introduite afin de déterminer les performances de la machine étudiée.

Dans le quatrième chapitre nous avons représenté une machine à induction à rotor massif, à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis (F.E.M.M), pour étudié l'influence de la géométrie du rotor sur la distribution de l'induction dans l'entrefer ainsi que sur la distribution des courants induits dans le rotor, nous avons comparé entre deux tipe de machine ,machine a induction a rotor massif lisse et a rotor massif rainuré , on conclure que les performances de la machine à induction à rotor massif rainuré sont meilleures que celles obtenues avec un rotor lisse.