

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° :



DOMAINE : Génie électrique
FILIERE :Électromécanique
OPTION :Électromécanique

Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER Académique

Spécialité : Electromécanique

Intitulé

Modélisation par éléments finis d'un moteur asynchrone a cage d'écureuil

Proposé et dirigé par :
MABRAK Samir

Présenté par :
KOURICHE Hani
DEIA Salem

Examiné par le jury composé de :

Mr : AIB Abdelghani

Président

Mr : MABRAK Samir

Rapporteur

Mr : LADGHEM CHIKOUCHE Brahim

Examineur

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2021/ 2022



Remerciement

Remerciements

Remerciements à Dieu -le tout puissant- qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail. Nous tenons à remercier notre promoteur Mr **MABRAK Samir** d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période. Nous tenons aussi à remercier le personnel du département de génie électrique de M'sila, sous la direction de Mr **CHOUCOU**

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous ont fait l'honneur de participer au jury de ce travail. Et enfin nous remercions l'ensemble des enseignants et des collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail dans lequel nous avons mis tout notre cœur et toute notre énergie dans l'espoir d'être à la hauteur des attentes du jury et d'honorer notre promoteur.



Dédicace

Dédicace

Je dédie ce modeste travail.

A ma grand-mère

A mes parents.

A mes frères et mes sœurs.

Vous vous êtes dépensés pour moi sans compter.

En reconnaissance et les sacrifices consentis par tous et chacun pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie.

Avec toute ma tendresse.

A toute ma famille.

A mes cousins et cousines.

Vous avez de près ou de loin contribué à ma formation. Affectueuse reconnaissance.

Vous avez contribué en fonction de vos moyens à affermir ma formation.

Sincère gratitude.

A tous mes camarades du groupe « électromécanique » de la faculté des sciences et de la technologie ; à tous les étudiants de la faculté des sciences et de la technologie de UNIVERSITE DE M'SILA

Hani

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mon grand-père et ma grand-mère que dieu les gardes. A mes frères et mes sœurs.

A ma famille. A tous mes amis.

SALEM

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Etat de l'art sur la machine asynchrone.....	1
I.1 Introduction.....	1
I.2 Généralité :.....	1
I.3 Définition.....	1
I.4 Rôle.....	2
I.5 Symbole.....	3
I.6 Constitution de la machine asynchrone.....	4
I.6.1 Stator	5
I.6.2 Rotor.....	5
I.6.2.1 Rotor bobiné.....	5
I.6.2.2 Rotor à cage.....	6
I.6.2.3 Rotors spéciaux	6
I.7 Les paliers.....	6
I.8 Principe de fonctionnement.....	7
I.9 Fréquence des courants dans le rotor.....	7
I.10 Caractéristiques de la machine asynchrone	8
I.11 Alimentation de la machine asynchrone.....	8
I.12 Le démarrage	9
I.13 Limitation de courant de démarrage.....	9
I.13.1 Démarrage étoile - triangle.....	9
I.13.2 Insertion de résistances ou inductances statoriques	10
I.13.3 Démarrage par autotransformateur à une ou plusieurs prises	10
I.13.4 Démarrage par gradateur de tension.....	10
I.13.5 Utilisation d'un onduleur de tension :	10
I.14 Freinage d'une machine asynchrone.....	10
I.14.1 Freinage par contre-courant	10
I.14.2 Freinage dynamique	11
I.14.3 Freinage par injection de courant redressé.....	11
I.14.4 Freinage mécanique :	11
I.15 Machine à induction inversée.....	12
I.16 Machines asynchrones à plusieurs vitesses [6].....	12
I.16.1 Double enroulements statoriques séparés :	12
I.16.2 Couplage de pôles système Lindström/Dahlander	13

Tables des Matières

I.16.3	Couplage de pôles système PAM (Pole-Amplitude-Modulation)	13
I.16.4	Mixage des techniques	13
I.17	Classification des moteurs à cage d'écureuil [14].....	14
I.17.1	Moteurs classe A	14
I.17.2	Moteurs classe B.....	14
I.17.3	Moteurs classe C.....	15
I.17.4	Moteurs classe D	15
I.17.5	Moteurs classe E.....	15
I.17.6	Moteurs classe F	15
I.18	Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones Avantages.....	16
I.19	Puissances et rendement.....	16
I.19.1	Mesure de la puissance absorbée	16
I.19.2	La puissance active	17
I.19.3	La puissance réactive	17
I.19.4	Le facteur de puissance	18
I.19.5	Bilan des puissances du moteur	18
I.19.6	Rendement.....	19
I.19.6.1	Expression du rendement vrai	19
I.19.6.2	Expression du rendement approché.....	19
I.19.6.3	Expression du rendement du rotor.....	20
I.20	Mise en œuvre des moteurs asynchrones.....	20
I.21	Méthode et guide de sélection d'une machine asynchrone[6].....	20
	Conclusion.....	21

CHAPITRE II : Modélisation par éléments finis d'un moteur asynchrone à cage

II.1 Introduction :	22
II. 2 Formulation d'équation de MAX WELL	22
II.2.1 Equation de Maxwell-Faraday	23
II.2.2 Equation de conservation de flux magnétique	24
II.2.3 Equation de Maxwell-Gauss	24
II. 2.4 Equation de Maxwell-Ampère	24
II.3 Application des équations de Maxwell à la MAS à cage	25
II.4 Les Conditions de continuité aux interfaces de séparation Sur une limite de séparation de deux milieux différents notés 1 et 2, on peut trouver des conditions de continuité du type :	26
II.5 Les Relations du milieu	27
II.5.1 Relations magnétiques	27
II.5.2 Relation diélectrique	27
II.5.3 Loi d'hm	28
II.6 Classification de champ électrique et magnétique	28
II.7 COUPLAGE Electromagnétique et circuit[27]	30
II.8 Modèle magnétostatique scalaire	31
II.9 Coordonnées cartésiennes	33
II.10 Conditions aux limites	35
II.11 Discrétisation et approximation	35
II.12 Méthode des éléments finis	37
II.13 TYPES D'éléments finis	38
II.14 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques	39
II.14.1 Approche variationnelle	39
II.14.2 Résidus pondérés	40
II.15 Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis	40
II.15.1 Avantages	40
II.15.2 Inconvénients	41
II.16 Conclusion	41

CHAPITRE III : Les performances électromagnétiques de la machine étudié

III.1 Introduction.....	42
III.2 Présentation de l'outil de calcul logiciel FEMM.....	43
III.2.1 Le pré-processeur	43
III.2.2 Le processeur.....	43
III.2.3 Le post processeur.....	44
III.3 Paramètre de la machine étudiée (MAS à cage).....	44
III.4 Modélisation par élément finis.....	45
III.4.1 Description du moteur.....	45
III.4.2 Modèle d'équations électromagnétiques.....	46
III.4.3 Matrice d'encoches.....	46
III.4.4 Le maillage.....	47
III.5 Les cas étudiés.....	48
III.5.1 Machine asynchrone normal.....	48
III.5.1.1 Fonctionnement à vide ($g=0$).....	48
III.5.1.2 Fonctionnement en charge ($g=0.4$).....	51
III.5.1.3 Fonctionnement à rotor cloqué ($g=1$).....	55
III.5.2 Machine asynchrone avec barre cassée.....	57
III.5.2.1 Fonctionnement à vide ($g=0$).....	58
III.5.2.2 Fonctionnement en charge ($g=0.4$).....	60
III.5.2.3 Fonctionnement à rotor cloqué ($g=1$).....	63
III.6 Conclusion.....	67

Tables des Matières

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

IV.1 Introduction.....	68
IV.2 Courant des barres rotoriques et définition de l'enroulement.....	68
IV.3 Identification des paramètres du schéma équivalent.....	69
IV.4 Paramètres de fonctionnement de la machine étudié.....	71
IV.5 Les performances électromagnétiques.....	72
IV.5.1 Machine asynchrone saine.....	72
IV.5.1.1 Paramètres du CEE en fonction du glissement.....	72
IV.5.1.2 Caractéristique courant-glissement	73
IV.5.1.3 Caractéristique couple-glissement	73
IV.5.2 Machine asynchrone avec barre cassée	74
IV.5.2.1 Paramètres du CEE en fonction du glissement.....	75
IV.5.2.2 Caractéristique courant-glissement.....	75
IV.5.2.3 Caractéristique couple-glissement.....	76
IV.6 Conclusion.....	77

Liste des figures

Figure I.1: Machine asynchrone triphasée à cage.....	2
Figure I.2: Génératricetriphasé.....	3
Figure I.3: Symbole général d'un moteur triphasé.....	3
Figure I.4: Symbole général d'un générateur triphasé.....	3
Figure I.5: Symbole général d'un moteur triphasé a cage.....	3
Figure I.6: Symbole général d'un générateur triphasé a cage.....	3
Figure I.7: Vue éclatée du moteur asynchrone à cage.....	4
Figure I.8: Rotor à cage d'écureuil.....	6
Figure I.9: Interaction rotor stator.....	8
Figure I.10: Couplage d'une machine à double enroulements statorique séparés.....	13
Figure I.11: Méthode mesure de la puissance absorbée.....	16
Figure I.12: Diagramme des puissances.....	19
Figure I.13: Courbe de rendement.....	20
FigureII.1: Interfaceentredeuxmilieux.....	26
Figure II.2 : Configuration type d'un circuit électrique. L'inducteur Γ constitué de ns spires est traversé par un courant I et produit un flux ψ	30
Figure II.3: Elémenttriangulaire.....	36
Figure II.4 TYPES D'éléments finis.....	38
Figure III.1 : Le moteur étudié sous logiciel FEMM.....	45

Liste des figures

Figure III.2: Vue en coupe de la machine représentant le maillage par éléments finistriangulaires.....	47
Figure III.3: Les lignes iso-potentiels à vide (g=0).....	49
Figure III.4: lignes de champ et la densité du flux magnétique à vide « machine saine à g=0».....	50
Figure III.5: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer« machine saine à g=0 ».....	51
Figure III.6: La densité de flux magnétique « machine saine à g=0.4 ».....	52
Figure III.7: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer « cas sain g=0.4 ».....	53
Figure III.8: La distribution de la densité des courants de Foucault en charge. « machine saine à g=0.4 ».....	54
Figure III.9: La densité des courants de Foucault au centre de la barre rotorique en charge « machine saine à g=0.4 ».....	54
Figure III.10: La densité de flux magnétique à rotor bloqué « machine saine à g=1 ».....	55
Figure III.11: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer à rotor bloqué « machine saine à g=1 ».....	56
Figure III.12: La densité des courants de Foucault « machine saine g=1 ».....	57
Figure III.13: La densité du flux magnétique à vide « machine avec barre cassée à g=0 ».....	58
Figure III.14: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer « machine avec barre cassée à g=0».....	59
Figure III.15: La densité du flux magnétique en charge « machine avec barre cassée à g=0.4 ».....	60
Figure III.16: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer en charge « machine avec barre cassée à g=	

Liste des figures

0.4».....	61
Figure III.17: La distribution de la densité des courants de Foucault en charge « machine avec barre cassée et $g=0.4$ ».....	62
Figure III.18: La densité des courants de Foucault « machine avec barre cassée et $g=0.4$ ».....	63
Figure III.19: La densité du flux magnétique « machine avec barre cassée à $g=1$ ».....	64
Figure III.20: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer d'une « machine avec barre cassée à $g=1$ ».....	65
Figure III.21: La distribution de la densité des courants de Foucault « machine avec barre cassée à $g=1$ ».....	66
Figure III.22: La densité des courants de Foucault « machine avec barre cassée à $g=1$ ».....	66
Figure IV.1 : Zoom du modèle étudié avec barres saines.....	68
Figure IV.2 : schéma équivalent d'un moteur asynchrone à cage.....	70
Figure IV.3 : Paramètres du rotor en fonction du glissement.....	72
Figure IV.4 : Caractéristique courant statorique-glissement.....	73
Figure IV.5: Caractéristique couple-glissement.....	74
Figure IV.6: Zoome de modèle étudié en condition de barre cassée.....	74
Figure IV.7 : Paramètres du CEE en fonction du glissement.....	76
Figure IV.8 : Caractéristique courant-glissement.....	76
Figure IV.9 : Caractéristique couple-	

Liste des figures

glissement.....	77
-----------------	----



CHAPITRE I :
Etat de l'art sur la
machine asynchrone

Introduction générale

Les systèmes électriques occupent désormais un vaste espace de la vie sociale, tant dans la vie professionnelle et industrielle, que dans la vie quotidienne et familiale. Les actionneurs électriques ont trouvé leurs premières places dans l'industrie : il fallait que des machines travaillent vite et bien. Si la première révolution industrielle a utilisé des machines hydrauliques et thermiques, la modernisation technologique s'est faite sous le signe de l'électrification. Les actionneurs électriques avaient un bon rendement ; ils faisaient moins de bruit, et surtout, ils pouvaient obéir avec rapidité et souplesse aux ordres venus des systèmes intelligents nés avec les premiers automates mécaniques, puis électromécaniques, puis électroniques, enfin informatiques. [1]

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur la machine asynchrone à cage d'écureuil, constitution, principe de fonctionnement et bilan de puissance.

Dans le deuxième chapitre nous présentons les quatre équations de MAXWELL, puis donner quelques caractéristiques et des lois relier avec ces équations

Dans le troisième chapitre nous sommes intéressés a logiciel FEMM, ou nous présent le .puis nous avons présenté le moteur qui nous étudions dans les trois cas de fonctionnement : à vide, à rotor bloqué et en charge et dans le cas d'une machine saine (sans défaut) et avec barre cassée.

Le dernier chapitre est consacré à utilisation de la méthode éléments finis pour déterminer les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone à cage. Et utilise ces paramètre pour calculer les performances électromagnétiques de la machine analytiquement .

I.1. Introduction

Les machines asynchrones sont très populaires dans l'industrie en raison de leur robustesse. Milieu industriel. Son utilisation classique est, entre autres, l'apprentissage du système. Vitesse fixe ou vitesse constante. Le contrôle électronique du moteur d'aujourd'hui Ouvrez une large gamme d'applications. Le MAS ne se limite plus aux candidatures Vitesse constante.

I.2 Généralité :

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son cout est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. Cependant, la simplicité de conception de cette machine cache une complexité fonctionnelle assez importante. La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance [2]

I.3 Définition

La machine asynchrone triphasée souvent appelée moteur à induction est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation. Comme illustré dans la figure I.1[3]



Figure I.1. Machine asynchrone triphasée à cage.

I.4 Rôle

Une machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique conçu pour convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnant comme un générateur) ou à l'inverse, convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnant comme un moteur).

En théorie, chaque moteur est un générateur, mais la fabrication crée des difficultés avec des coûts élevés, et devient une idée irréalisable



Figure I.2 Génératrice triphasé

I.5. Symbole

La machine asynchrone peut être représentée par son symbole normalisé générale qui précise si elle fonctionne en moteur ou en générateur. Le symbole peut être apporté des précisions sur la nature de la machine. [2][4]

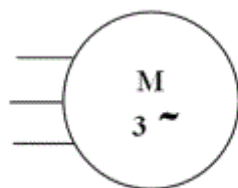


Figure I.3: Symbole général d'un moteur triphasé

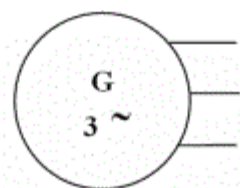


Figure I.4 : Symbole général d'un générateur triphasé

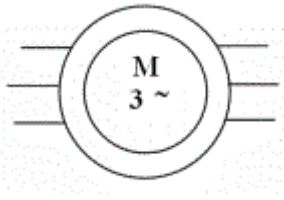


Figure I.5: Symbole général d'un moteur triphasé à cage

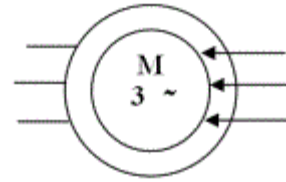


Figure I.6: Symbole général d'un générateur triphasé à cage

I.6 Constitution de la machine asynchrone

Les machines asynchrones peuvent se décomposer du point de vue mécanique, à des principaux parties suivantes :

- Le stator, partie fixe on y trouve les enroulements reliés à la source ;
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre de moteur.
- Le système de refroidissement ,
- Boîte de raccordement, à laquelle la machine est reliée l'alimentation électrique.

La Figure I.7 présente les différentes parties constituant la machine asynchrone, on se propose ici de donner une courte description sur chacune de ces partie[4].

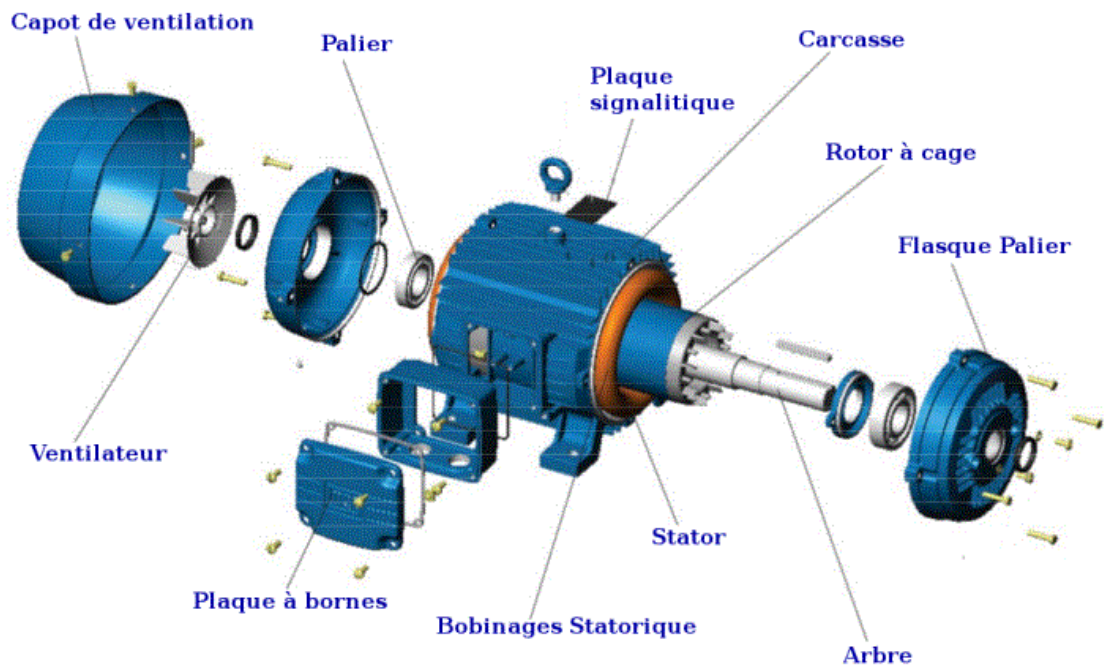


Figure I.7 : Vue éclatée du moteur asynchrone à cage

I.6.1 Stator

Il est identique à celui d'une machine synchrone Alimenté par des tensions triphasées de fréquence f (pulsation ω), il produit un champ tournant à la fréquence de rotation [5] :

$$n=f/p \text{ en (tr/s)}$$

I.6.2 Rotor

Il tourne moins vite que le champ tournant du stator, il est donc placé dans un champ tournant par rapport à lui et doit être feuilleté. Dans les encoches des tôles se trouvent des conducteurs en cuivre (ou en laiton ou en aluminium), dont les liaisons seront précisées ultérieurement. L'enroulement rotorique n'est relié à aucune source extérieure, il est fermé sur lui-même donc en court-circuit. Les seuls courants qui le traversent sont les courants de Foucault induit par la rotation du champ. [5]

I.6.2.1 Rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques. Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux ; en effet les pertes rotor pendant la phase de démarrage valant approximativement $\frac{1}{2} J\omega^2$ ne sont pas toujours supportées par les cages.[6]

Ce rotor est nettement plus coûteux que les rotors à cage, puisqu'il faut fabriquer des phases bobinées, dont les conducteurs sont placés dans encoches ouverts ou semi-fermés, on peut accéder aux enroulement rotorique grâce à un système de bagues et de balais, on peut alors connecter les enroulements rotoriques à différents dispositifs. Si ce dispositif est une autre machine asynchrone ou un convertisseur statique, on parle de « cascade ». Le dispositif le plus simple est composé de résistances variables qui ont une valeur élevée au démarrage, et que l'on élimine au fonctionnement normal (on les court-circuit). [1]

I.6.2.2 Rotor à cage

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches, sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil, ou simplement rotor à cage, dans les moteurs de petite et moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.

Les encoches du rotor sont formées, ce qui explique la surface lisse extérieure. Les barres de cuivre sont glissées à l'intérieur des encoches puis soudées aux anneaux extérieurs. Le ventilateur de gauche sert au maintien du rotor bien centré afin qu'il ne vienne pas frotter contre le stator (grâce à la bague de Crompton-Parkinson). Vue éclatée d'un moteur asynchrone dont le rotor possède une cage d'écureuil en aluminium coulé. Les anneaux coulés à chaque extrémité servent aussi de ventilateur [7].

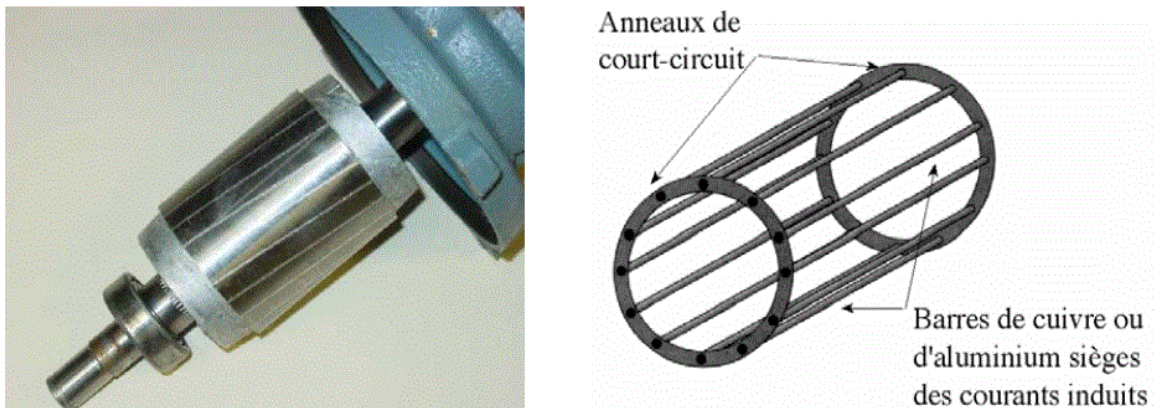


Figure I.8: Rotor à cage d'écureuil

I.6.2.3 Rotors spéciaux

En effet, il existe d'autres types de rotors. Ils sont utilisés pour résoudre différents problèmes de démarrage, on peut situer parmi ces rotors :

- Rotors à coupleur centrifuge.
- Rotors à effet de peau.

I.7 Les paliers

Les paliers, qui permettent à l'arbre du rotor d'être soutenu et tourné, comprennent des brides et des roulements à insert chaud sur arbre. Les flasques, en fonte, sont fixées au carter du stator à l'aide de boulons ou de pinces.

I.8 Principe de fonctionnement

Un moteur électrique est un appareil qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette transformation est régie par la loi de Laplace : « A

Un conducteur porteur de courant et placé dans un champ magnétique uniforme supportera force d'origine électromagnétique ». Lorsque les enroulements du stator sont alimentés par un réseau triphasé, ils produisent dans le jeu et à la périphérie du rotor un champ tournant avec la vitesse proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique est appelée la vitesse synchrone. Ce flux, qui balaie les enroulements du rotor, produit des f.e.m. Soulève courant dans les barres puisqu'elles sont en court-circuit. D'après la loi de Lenz, les courants induits s'opposent à leur effet sur la cause qui les engendre. Travailler du champ magnétique sur ces courants produit une force (loi de Laplace), donc un instant entraîner le rotor dans le sens du champ tournant mais à une vitesse légèrement inférieure à du synchronisme. Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le stator et aurait courant induit et donc force de Laplace et couple moteur. Deux fréquences de la rotation ne peuvent donc pas être synchrones, d'où le nom de moteur asynchrone. Cette différence de vitesse de rotation du rotor par rapport à la vitesse du champ tournant, nous permet de définir un paramètre propre aux machines asynchrones que l'on appelle dérapage des paires.

I.9 Fréquence des courants dans le rotor

Lorsque le champ tourne à la vitesse angulaire de synchronisme Ω_s , le rotor tourne à la vitesse Ω_r . La vitesse relative du champ par rapport aux conducteurs du rotor est :

$$\Omega_s - \Omega_r = g\Omega_s \quad (\text{Eq I.1})$$

Puisque les vitesses angulaires en rad/s sont proportionnelles aux vitesses de rotation en tr/mn

, on peut aussi dire que :

$$N_s - N_r = gN_s \quad (\text{Eq I.2})$$

Où le glissement

$$g\% = 100(N_s - N_r) / N_s \quad (\text{Eq I.3})$$

Le champ tournant balaie ainsi les conducteurs du rotor g fois moins vite que ceux du stator :

La fréquence des f.é.m. et des courants induits dans le rotor est donc g fois celle du réseau [8] :

$$f_r = g * f \quad (\text{Eq I.4})$$

I.10 Caractéristiques de la machine asynchrone

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique B_1 tournant à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{Eq I.5})$$

$$\omega_s = 2 \pi f \quad (\text{Eq I.6})$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad/s.

ω_s : Pulsation des courants alternatifs en rad/s.

P : nombre de pair de pôles [9]

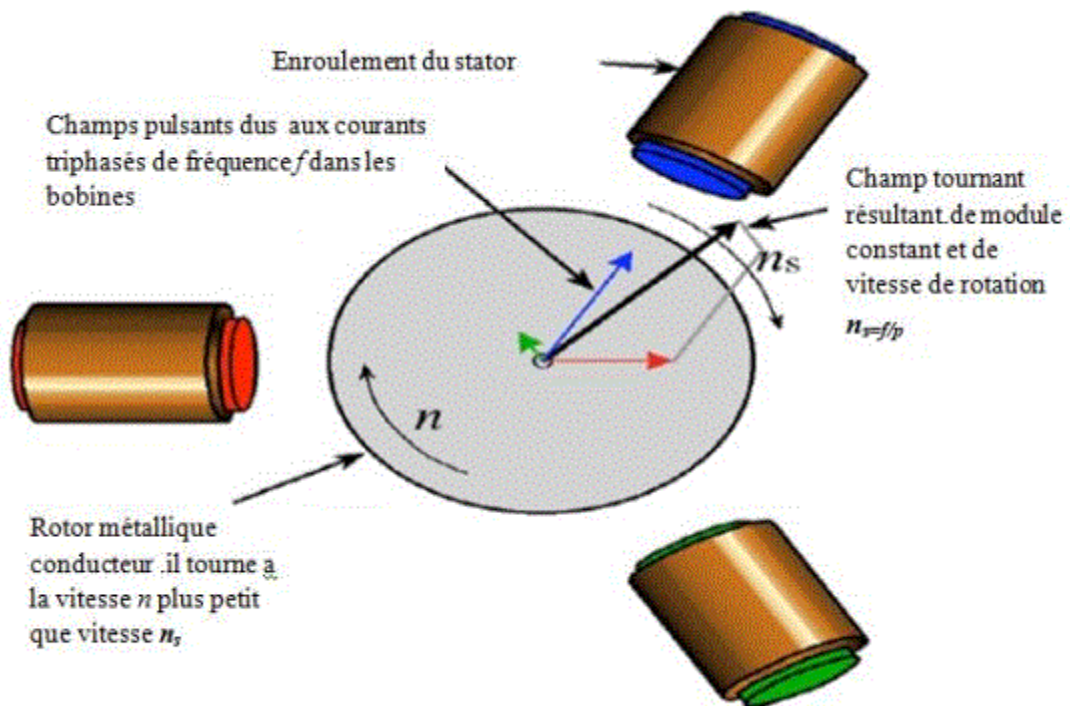


Figure I.9: Interaction rotor stator

I.11 Alimentation de la machine asynchrone

Les moteurs asynchrones sont habituellement alimentés au niveau du stator, et le courant est induit dans le rotor. C'est pour cette raison que l'on parle également de « moteurs ou de machines à induction ». La machine asynchrone est principalement utilisée en moteur, mais elle est parfois utilisée en génératrice. Les problèmes de couplage, de régulation de vitesse et de tension des machines synchrones n'existent pas dans le cas des machines asynchrones. Les génératrices asynchrones permettent donc de produire de l'électricité dans des petites infrastructures, sans nécessiter de personnel de surveillance. Autre utilisation, le freinage, par absorption d'énergie lorsque la machine est raccordée à un réseau de fréquence constante (ex. : absorption de l'énergie d'une charge descendante). Le freinage par récupération avec variation de la vitesse suppose l'alimentation de la machine à fréquence variable ; en d'autres termes, l'emploi de variateurs. De la même façon, grâce à l'électronique de puissance, les moteurs à induction sont de plus en plus utilisés comme génératrices. C'est par exemple le cas des éoliennes [10]

I.12 Le démarrage

Le démarrage d'un moteur asynchrone est déterminé par deux grandeurs principales. Couple et courant de démarrage.

Dans des conditions normales de fonctionnement au démarrage, le couple moteur est bien supérieur au couple résistant. Donc l'accélération est violente et le courant est Cela risque d'être important. Ce phénomène peut être préjudiciable aux moteurs de dizain kilowatt

I.13 Limitation de courant de démarrage

Pour les moteurs à cage la solution la plus couramment employée consiste à sous alimenter la machine pendant la phase de démarrage. Il faut cependant que la charge mécanique permette cette sous-alimentation car diminuer la tension dans un rapport $1/n$ entraîne une diminution du couple dans un rapport $1/n^2$. Les solutions techniques sont les suivantes :

I.13.1 Démarrage étoile - triangle

il nécessite la sortie des 6 bornes moteur et n'est envisageable que pour des petites puissances à cause de la brutalité des régimes transitoires lors du changement de couplage. C'est un procédé extrêmement simple et peu coûteux. Le couplage nominal de la machine doit être "triangle".[11]

I.13.2 Insertion de résistances ou inductances statoriques

Cette méthode permet d'avoir plusieurs crans de démarrage. Les résistances sont de type métallique ou électrolytique à variation continue. Cette solution est de plus en plus abandonnée au profit de solutions électroniques d'un coût voisin, d'un volume moindre et d'un rendement bien meilleur.[11]

I.13.3 Démarrage par autotransformateur à une ou plusieurs prises

Il permet l'obtention d'un couple moteur plus élevé qu'avec une inductance statorique. Cette solution est également abandonnée au profit de solutions électroniques d'un coût inférieur.[11]

I.13.4 Démarrage par gradateur de tension

Il offre les mêmes performances que la solution précédente pour un coût et un encombrement moindre. Le couple résistant de la charge entraînée doit permettre un démarrage ; il sera donc nécessairement quadratique ($C_r = k \Omega$). Des fonctionnalités supplémentaires peuvent lui être adjointes (démarrage à courant constant, dégommage de pompe, rampes d'accélération et de décélération...).[11]

I.13.5 Utilisation d'un onduleur de tension :

Quoi que plus souvent utilisé pour faire de la variation de vitesse, l'onduleur de tension peut permettre de faire un démarrage souple avec limitation du courant dans les situations où aucune baisse du couple n'est possible.[11]

I.14 Freinage d'une machine asynchrone

I.14.1 Freinage par contre-courant

Ce mode de freinage est obtenu par une inversion à deux phases. Au moment de l'inversion, le glissement est proche de 2, puis il décroît rapidement sous l'action d'un couple inverse dans le sens de Rotation. En général, le disjoncteur déconnecte le moteur du réseau lorsque la vitesse est zéro, Le couple de freinage moyen est généralement supérieur au couple de démarrage d'un moteur à induction à cage d'écureuil. La variation du couple de freinage dépend fortement de la conception de la cage du rotor. Ce mode de freinage est quasi constant et implique une consommation de courant importante légèrement supérieure au courant de démarrage.

1.14.2 Freinage dynamique

Le stator est débranché du réseau et est excité en courant continu par une source de courant continu dans le cas présent est un redresseur sec (à diodes). Deux enroulements du stator connecter en série, sont alimenté par le redresseur dont lequel le stator crée un champ fixe qui fait naître des forces d'attraction sur le rotor en court-circuit.[12]

1.14.3 Freinage par injection de courant redressé

Le procédé consiste à envoyer du courant redressé dans le stator préalablement séparé du réseau. Ce courant redressé crée un flux fixe dans l'entrefer du moteur. Pour que la valeur de ce flux corresponde à un freinage convenable, le courant doit être environ 1.3 fois le courant nominal. L'excédent de pertes thermiques dû à cette légère surintensité est généralement compensé par le fait que le freinage est suivi d'un temps d'arrêt. La valeur du courant étant fixée par la seule résistance des enroulements du stator, la tension de la source de courant redressé est faible. Cette source est généralement constituée d'un redresseur ou est alimentée par un variateur. Ceux-ci doivent pouvoir supporter les surtensions transitoires générées par les bobinages Il vient d'être débranché de l'alimentation secteur (par exemple 380 volts rms).

1.14.4 Freinage mécanique

Des freins électromagnétiques (excitation en courant continu ou en courant alternatif) peuvent être montés à l'arrière des moteurs. Ils peuvent venir en complément d'un freinage électrique pour l'arrêt complet du moteur et son maintien en position sans alimentation. Ces freins sont toujours à manque de courant c'est à dire que le freinage se fait en l'absence d'alimentation du frein. Le dimensionnement et le choix de ce frein se font de la manière suivante :

La loi de la dynamique permet de déterminer le couple de freinage nécessaire pour immobiliser la charge en un temps donné par la norme ou le cahier des charges.[6]

I.15 Machine à induction inversée

Dans une machine à induction à rotor bobiné, l'alimentation triphasée peut être connectée au rotor les enroulements à travers les bagues collectrices et les bornes du stator peuvent être court-circuités.

Une machine à induction alimentée par rotor est également connue sous le nom de machine à induction inversée. Le courant triphasé du rotor va produire un champ tournant dans l'entrefer, qui va tourner à la vitesse synchrone par rapport au rotor. Si le rotor est maintenu immobile, ce champ tournant tourne également dans l'entrefer à la vitesse synchrone. La tension et le courant seront induits dans les enroulements de stator et un couple sera développé. Si le rotor est autorisé à se déplacer, il tournera, selon la loi de Lenz, à l'opposé de la rotation du champ tournant de sorte que la tension induite dans l'enroulement du stator est diminuée. A une vitesse donnée, par conséquent, la fréquence du stator correspondra au régime de glissement.[13]

I.16 Machines asynchrones à plusieurs vitesses [6]

Plusieurs vitesses discrètes peuvent être atteintes en utilisant deux enroulements de stator ou en modifier le nombre de pôles apparents du stator.

I.16.1 Double enroulements statoriques séparés :

Lorsque l'on souhaite obtenir deux vitesses qui ne sont pas dans un rapport de 2 à 1, on munit le stator de deux enroulements (toujours montés en étoile pour éviter les courants induits) que l'on alimente séparément. Il serait théoriquement possible d'envisager plus de deux enroulements séparés mais pratiquement cela induirait une augmentation des dimensions externes de la machine ainsi qu'une dégradation trop importante des performances (augmentation de l'inductance de fuite au niveau des encoches).

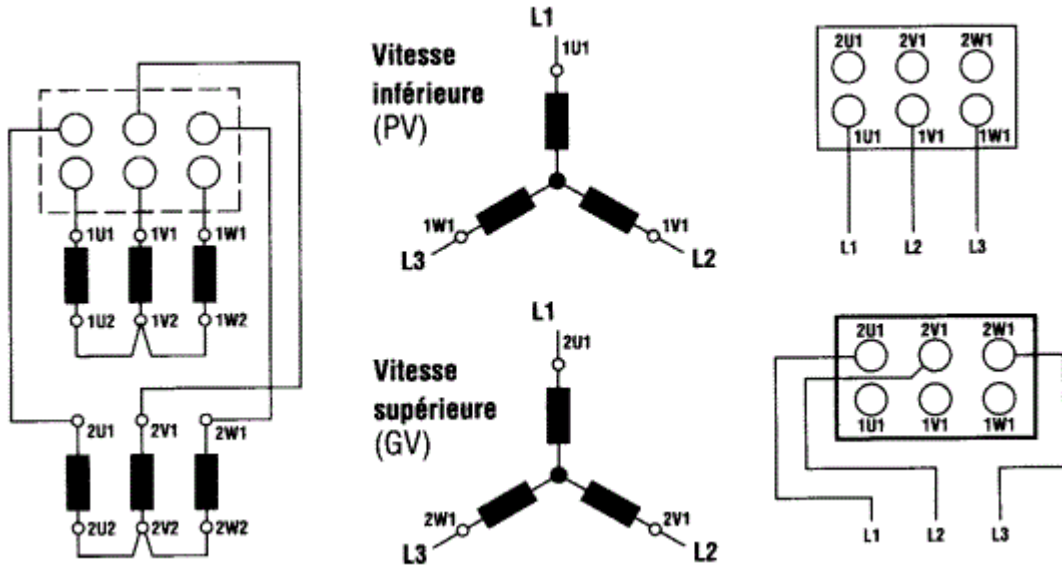


Figure I.10 : Couplage d'une machine à double enroulements statorique séparés

I.16.2 Couplage de pôles système Lindström / Dahlander

Il est possible d'obtenir des moteurs à deux vitesses dans un rapport $\frac{1}{2}$ avec un enroulement statorique constitué de 3 x 2 demi-enroulements qui par couplage feront apparaître un nombre de paires de pôles simples ou doubles. Un certain nombre de solutions est alors envisageable :

- Montage à couple quadratique : Lorsque le couple résistant varie en fonction du carré de la vitesse les enroulements sont connectés en étoiles indépendantes pour la grande vitesse YY et en étoile série pour la petite vitesse Y. Dans les catalogues le symbole est YY/Y.
- Montage à couple constant : Lorsque le couple résistant est à peu près le même aux deux vitesses, les enroulements sont connectés en étoile parallèle pour la grande vitesse YY et en triangle série pour la petite vitesse D. Dans les catalogues le symbole est YY/D

I.16.3 Couplage de pôles système PAM (Pole-Amplitude-Modulation)

Avec ce système il est possible d'obtenir des moteurs à deux vitesses qui ne sont pas nécessairement dans un rapport $\frac{1}{2}$. Les couplages externes sont les mêmes que pour le système Lindström /Dahlander.

I.16.4 Mixage des techniques

En plaçant dans un stator deux enroulements à changement de pôles on peut avoir jusqu'à 4 vitesses pour un même moteur. C'est le maximum réalisable pratiquement.

I.17 Classification des moteurs à cage d'écureuil [14]

La National Electrical Manufacturers Association (NEMA) a classé les moteurs à induction à cage d'écureuil en six types différents en leur attribuant les désignations de lettre A à F. Chaque conception de lettre est destinée à satisfaire les exigences d'une certaine application.

I.17.1 Moteurs classe A

Un moteur de classe A est considéré comme un moteur standard et convient aux applications à vitesse constante. Le moteur peut être démarré en appliquant la tension nominale. Il développe un couple de démarrage de 125 % à 175 % du couple à pleine charge. Le courant de démarrage à la tension nominale est de 5 à 7 fois le courant nominal. Le glissement à pleine charge est généralement inférieur à 5 % car la résistance du rotor est relativement faible. La régulation de la vitesse est de 2% à 4%. Les barres du rotor sont placées près de la surface des tôles du rotor afin de réduire la réaction de fuite. Ces moteurs entraînent des charges à faible inertie et possèdent des accélérations élevées. Ils sont utilisés dans des applications telles que les ventilateurs, les soufflantes, les pompes de type centrifuge et les machines-outils.

I.17.2 Moteurs classe B

Un moteur de classe B est considéré comme un moteur à usage général et peut être démarré en appliquant la tension nominale. La résistance du rotor pour un moteur de classe B est un peu plus élevée que pour un moteur de classe A. Les conducteurs du rotor sont placés plus profondément dans les fentes que pour le moteur de classe A. Par conséquent, la réaction du rotor d'un moteur de classe B est supérieure à celle d'un moteur de classe A. L'augmentation de la réactance du rotor réduit le couple de démarrage, tandis qu'une augmentation de la résistance du rotor augmente le couple de démarrage. Ainsi, la plage de couple de démarrage pour un moteur de classe B est presque la même que celle du moteur de classe A. Du fait de l'augmentation de la réactance, le courant de démarrage est d'environ 4,5 à 5,5 fois le courant à pleine charge. Le faible courant de démarrage et presque le même couple de démarrage rendent les moteurs de classe B également appropriés pour les applications de classe A. Par conséquent, les moteurs de classe B peuvent être remplacés dans toutes les applications utilisant des moteurs de classe A. La régulation de vitesse pour les moteurs de classe B est de 3% à 5%.

I.17.3 Moteurs classe C

Un moteur de classe C a généralement un rotor à double cage et est conçu pour un démarrage à pleine tension. Le rotor à haute résistance limite le courant de démarrage à 3,5 à 5 fois le courant de pleine charge. Le couple de démarrage est de 200 % à 275 % du couple à pleine charge. La régulation de la vitesse est de 4% à 5%. Les moteurs de classe C sont utilisés dans les applications nécessitant des couples de démarrage élevés, telles que les pompes de compression, les concasseurs, les aléseuses, les équipements de convoyage, les machines textiles et les équipements de travail du bois.

I.17.4 Moteurs classe D

Un moteur de classe D est un moteur à haute résistance capable de développer un couple de démarrage de 250% à 300% du couple nominal. La résistance élevée du rotor est créée en utilisant des alliages à haute résistance pour les barres du rotor et en réduisant la section transversale de la barre. Selon la conception, le courant de démarrage peut être de 3 à 8 fois le courant nominal. Le rendement d'un moteur de classe D est inférieur à celui de ceux évoqués ci-dessus. La régulation de la vitesse peut aller jusqu'à 10 %. Ces moteurs sont utilisés dans des applications telles que les bulldozers, les cisailles, les poinçonneuses, les estampeuses, les équipements de blanchisserie et les palans.

I.17.5 Moteurs classe E

Les moteurs de classe E ont en général un faible couple de démarrage et fonctionnent avec un faible glissement à charge nominale. Le courant de démarrage est relativement faible pour les moteurs de moins de 7,5 chevaux. Ces moteurs peuvent être démarrés à la tension nominale. Cependant, pour les moteurs de plus de 7,5 chevaux, le courant de démarrage peut être suffisamment élevé pour nécessiter un circuit de démarrage à basse tension.

I.17.6 Moteurs classe F

Un moteur de classe F est généralement un moteur à double cage. Il s'agit d'un moteur à faible couple qui nécessite le plus faible courant de démarrage de tous les moteurs. Le couple de démarrage est généralement de 1,25 fois le couple nominal, alors que le courant de démarrage est de 2 à 4 fois le courant nominal. La régulation de la vitesse est supérieure à 5 %. Ces moteurs peuvent être démarrés en appliquant la tension nominale. Ils sont conçus pour remplacer les moteurs de classe B et sont construits dans des tailles supérieures à 25 chevaux.

I.18 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones Avantages

Les machines asynchrone utilisés pour ses nombreux avantages [15]:

1. Nécessite peu ou pas d'entretien
2. Avoir une durée de vie plus longue
3. Moins de pertes, plus d'efficacité opérationnelle
4. Pas d'étincelles, donc peut être utilisé à proximité de fluides et de gaz combustibles.
5. Ceux-ci sont très fiables et efficaces (l'efficacité est supérieure à 75%).
6. Ils sont capables de tourner à des vitesses très élevées (plus de 40000 tr/min)

Inconvénients :

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone :

- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage [17]

I.19 Puissances et rendement

I.19.1 Mesure de la puissance absorbée

La procédure est la même que le couplage soit en étoile ou en triangle. Utilisez deux wattmètres numériques qui doivent être connectés comme suit :

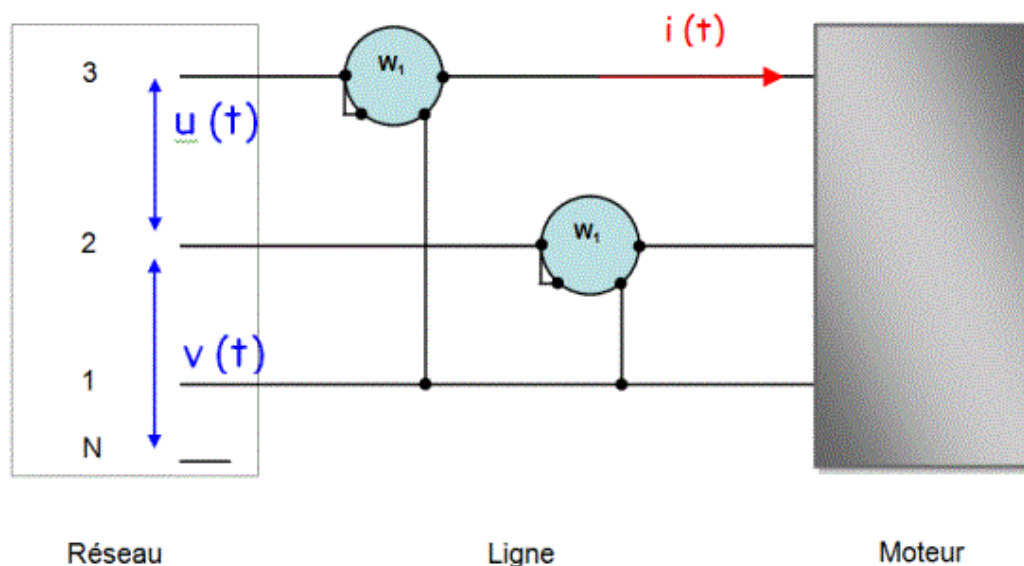


Figure I.11 : Méthode mesure de la puissance absorbée

I.19.2 La puissance active

Détermination de la puissance absorbée P_a basée sur les valeurs des deux wattmètres fait à travers la relation ci-dessous :

$$P_a = P_1 + P_2 \quad (\text{Eq I.7})$$

P_a : La puissance active absorbée en watts [W].

P_1 : La lecture du premier wattmètre [sans unités].

P_2 : La lecture du second wattmètre [sans unités].

P_1 et P_2 sont les lectures des deux wattmètres, positives ou négatives.

Sachant que la puissance absorbée P_a est la puissance active, il est impératif positif. Par conséquent, il est nécessaire de donner à P_1 une valeur correspondante positive

Le plus grand des deux chiffres absolus. La valeur prise par P_2 sera

Une indication du deuxième wattmètre, marquée d'un signe plus pour les deux grandeurs

Ils étaient du même signe et le signe moins différent.

I.19.3 La puissance réactive

La puissance réactive Q s'exprime en Var ou VAR, abréviation signifiant voltampère réactif. Son rôle est de calculer la puissance utilisée par les circuits magnétiques d'un réseau. Son intérêt réside dans le fait qu'elle permet de dimensionner une installation électrique en connaissant l'importance des récepteurs inductifs comme les lampes ou les moteurs, ainsi que l'importance des récepteurs capacitifs, les condensateurs par exemple [18].

On peut calculer Q à partir des lectures des wattmètres, en utilisant la relation suivante :

$$Q = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (\text{Eq I.8})$$

Q : La puissance réactive absorbée en V.A.R [vars].

V.A.R : Volts ampères réactifs

18.4 La puissance apparente :

La puissance apparente du moteur peut se déduire par la relation :

$$S = \sqrt{Q^2 + P^2} \quad (\text{Eq I.9})$$

S : La puissance apparente du moteur en V.A [VA]

I.19.4 Le facteur de puissance

Le facteur de puissance désigne le rapport entre la puissance réelle exprimée en kilowatts (kW) et la puissance apparente exprimée en kilovolt ampères (kVA).

Le facteur de puissance donner par la formule suivante :

$$\cos \phi = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (\text{Eq I.10})$$

ϕ : L'angle de déphasage entre courant et tension en radians [rd]

I.19.5 Bilan des puissances du moteur

Le moteur absorbe au réseau la puissance :

$$P_a = 3V J \cos \alpha = 3U I \cos \alpha \quad (\text{Eq I.11})$$

Une partie de cette puissance (1 à 2 %) est perdue dans le stator sous forme de pertes dans le fer (Pfs) et de pertes dans le cuivre dues à l'effet joule (Pjs). La puissance restante est , alors transmise au rotor par le champ tournant sous la forme de puissance électromagnétique :

$$P_{tr} = P_a - (P_{js} - P_{fs}) \quad (\text{Eq I.12})$$

Le rotor utilise cette puissance à deux fins : Une partie est gaspillée par l'effet joule dans les enroulements du rotor (résistance propre rhéostat extérieur si celui-ci n'est pas en court-circuit), l'autre partie se trouve en puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre de moteur[19]

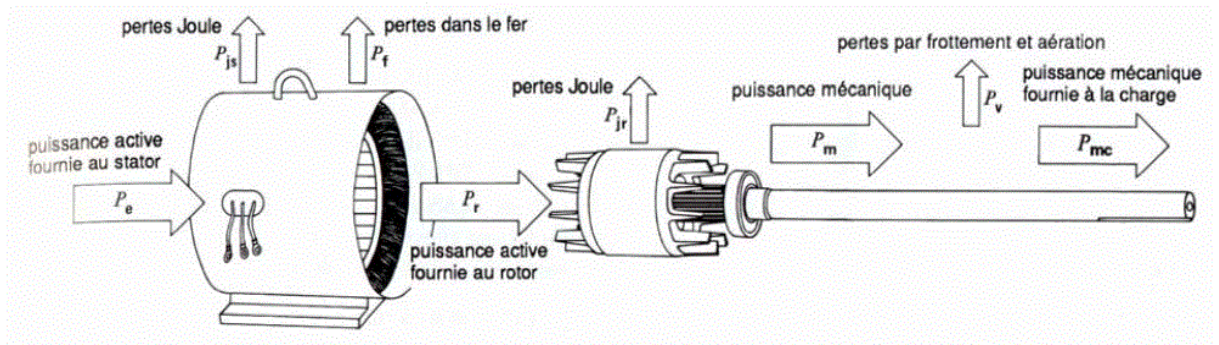


Figure I.12 : Diagramme des puissances

I.19.6 Rendement

I.19.6.1 Expression du rendement vrai

Il peut être déterminé par une mesure directe

$$\eta = \frac{\text{puissance mécanique fournie}}{\text{puissance électrique absorbée}} \quad (\text{Eq I.13})$$

I.19.6.2 Expression du rendement approché

Les pertes fer rotor sont négligées

$$\eta = \frac{\text{puissance absorbée} - \text{pertes mesurable}}{\text{puissance absorbée}} \quad (\text{Eq I.14})$$

$$P_u = P_{tr} - P_m - P_{jr} = (1 - g)(P_a - P_{fs} - P_{js}) - P_m \quad (\text{Eq I.15})$$

$$\eta = \frac{(1-g)(P_a - P_{fs} - P_{js}) - P_m}{P_a} \quad (\text{Eq I.16})$$

P_{tr} = puissance électromagnétique transmise au rotor ;

P_r = Puissance mécanique du rotor ;

P_m = pertes mécaniques

P_{jr} = pertes joul rotor

P_{fs} = pertes fer stator

P_{js} = pertes joule stator

I.19.6.3 Expression du rendement du rotor

$$\eta_r = P_u / P_{tr}$$

(Eq I.17)

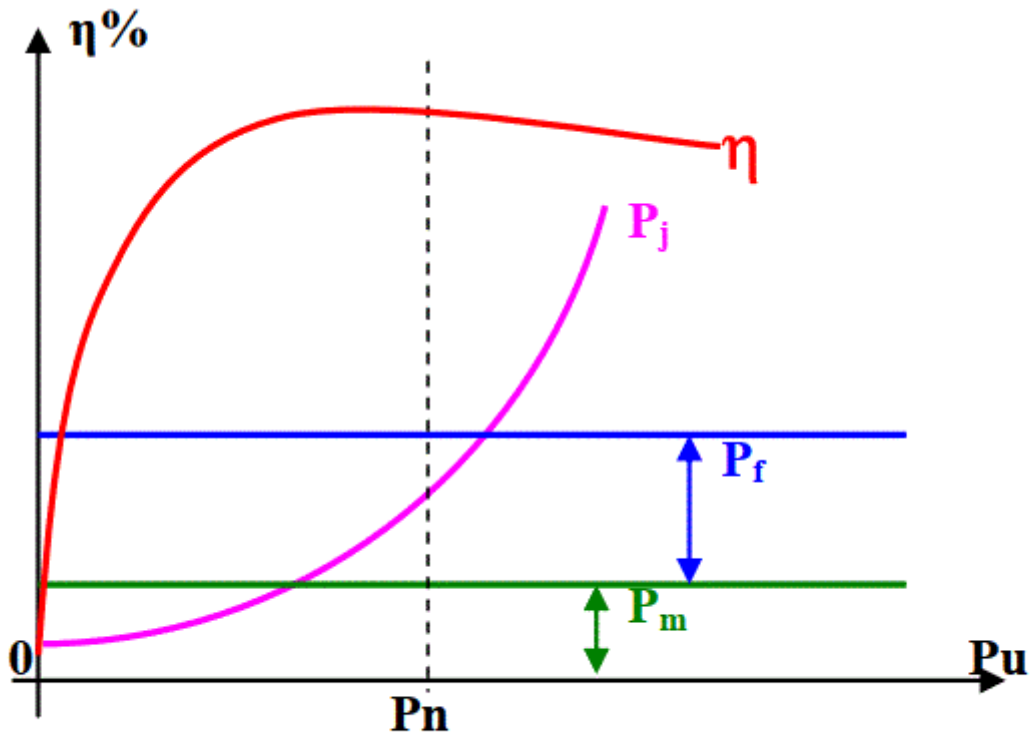


Figure I.13 : Courbe de rendement

I.20 Mise en œuvre des moteurs asynchrones

Le moteur asynchrone branché sur le réseau est alimenté à fréquence fixe. Il est alors nécessaire de se préoccuper de son démarrage. Quelques procédés permettent une variation de vitesse, mais avec des performances médiocres. L'utilisation d'un moteur à rotor bobiné apporte plus de souplesse, mais reste une solution réservée à quelques usages particuliers. L'alimentation à fréquence variable par un convertisseur électronique permet d'obtenir d'excellentes performances avec un moteur à cage.[20]

I.21 Méthode et guide de sélection d'une machine asynchrone [6]

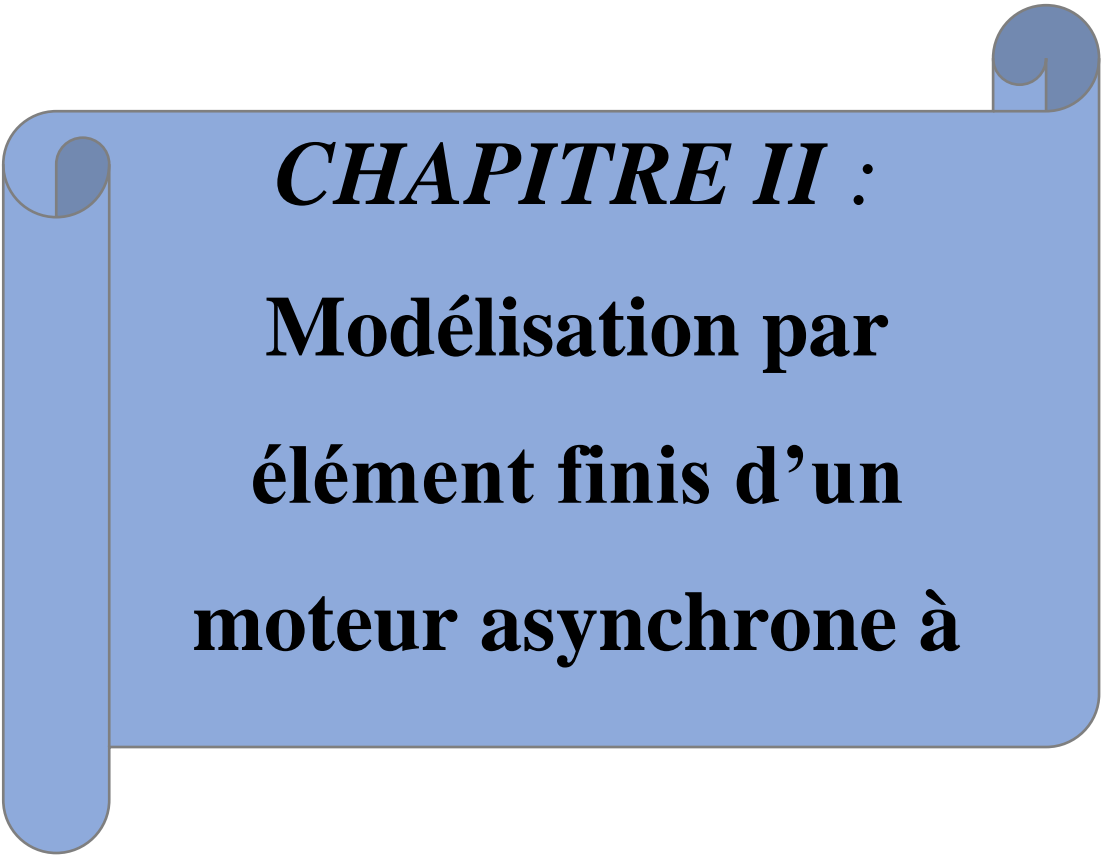
Le choix d'un moteur asynchrone seul doit permettre l'entraînement de la machine accouplée avec les performances imposées par le cahier des charges à savoir :

- Le nombre de quadrants de fonctionnement
- Le couple sur toute la plage de vitesse : caractéristique $C_r = f(\Omega)$
- La vitesse désirée

- L'accélération et la décélération souhaitées Et le respect des normes pour le réseau d'alimentation énergétique :
- La puissance de démarrage disponible
- La consommation d'énergie réactive
- Le taux d'harmoniques imposé au réseau
- La compatibilité électromagnétique

I.22 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu des moteurs asynchrones, dans lequel nous avons expliqué la structure, le principe de fonctionnement, le démarrage le freinage et on a donné l'utilisation de ce type de moteur, et ses avantages et ses inconvénients. Ainsi que quelques-uns des différents titres qui concernent toujours les moteurs asynchrones. Dans le chapitre suivant on va étudier et détailler la méthode des éléments finis.



CHAPITRE II :
Modélisation par
élément finis d'un
moteur asynchrone à

Chapitre II : Modélisation par éléments finis d'un moteur asynchrone à cage

II.1 Introduction :

Au cours des dernières décennies, le développement des méthodes de résolution et la croissance des capacités informatiques ont permis de résoudre des problèmes de champ magnétique de plus en plus compliqués. Ainsi, des techniques numériques basées essentiellement sur la méthode des éléments finis (MEF) ont été utilisées et sont progressivement devenues un standard dans la modélisation-conception, l'analyse et l'optimisation de machines électriques. Les machines électriques sont des dispositifs électromagnétiques aux contraintes combinées telles que des géométries complexes et plusieurs phénomènes physiques. Pour les modéliser, il faut résoudre l'équation aux dérivées partielles (EDP) du champ magnétique non linéaire dérivée des équations de Maxwell combinées aux propriétés des matériaux, et leur couplage avec des phénomènes qui existent dans les structures électromagnétiques, comme les circuits électriques, et les équations mécaniques de mouvement. [21]

L'association d'une solution analytique à une méthode numérique Permettre de résoudre des problèmes Physique représentée par des modèles mathématiques, de manière exacte ou plus souvent de manière approximative, et toujours de manière le plus rapide possible.

Dans ce chapitre en va donner des définition, formules des points nécessaire dans notre étude « modélisation par éléments d'une machine asynchrone a cage ».

II.2 Formulation d'équation de MAXWELL

En 1865, Maxwell unifie l'électricité et le magnétisme en une seule théorie, appelée électromagnétisme. Les champs E et B ne peuvent pas être considérés comme indépendants, car la variation de l'un dans le temps nécessite la présence de l'autre.

Ainsi, ils constituent un entité physique unique, appelée champ électromagnétique. Cette théorie est vérifiée par tous ses conséquences, notamment l'existence d'ondes électromagnétiques qui se propagent dans le vide avec la vitesse

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (\text{Eq II.1})$$

égale à la vitesse de la lumière. L'existence de ces ondes avec les mêmes propriétés de polarisation et de propagation que les ondes lumineuses ont été vérifiées expérimentalement par Hertz en 1884. La théorie électromagnétique a également résolu le vieux problème de la nature de la lumière : c'est une onde électromagnétique de très courte durée longueur d'onde. La formulation de l'électromagnétisme a été un événement très important dans l'histoire des sciences. [22]

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

Ainsi qu'elles sont valables dans les différents milieux (air, milieux non homogènes, non linéaires et anisotropes...) [23]

II.2.1 Equation de Maxwell-Faraday

Cette équation traduit le phénomène fondamental d'induction électromagnétique, où toute variation du champ magnétique dans le temps génère un champ électrique.

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Eq II.2})$$

\vec{E} : vecteur champ électrique [v/cm]

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

II.2.2 Equation de conservation de flux magnétique

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

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

Le flux du champ magnétique à travers une surface fermée est toujours nul (caractère conservatif).

II.2.3 Equation de Maxwell-Gauss

Un champ électrique est généré par des charges électriques. Le champ électrique est orienté à partir des charges positives vers les charges négatives. Plus précisément, cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée.[2]

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

\vec{D} : Induction électrique [C / m²].

ρ : densité de la charge

II.2.4 Equation de Maxwell-Ampère

Les champs magnétiques peuvent être générés de deux manières : par la variation d'un champ électrique ou par les courants électriques.

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Eq II.5})$$

\vec{J} : La densité du courant électrique [$A \cdot m^{-2}$].

\vec{D} : Induction électrique [C / m^2].

\vec{H} : champ magnétique [A/m].

Ce sont les équations de base des phénomènes électromagnétiques dans le vide et dans matière. Ils sont valables dans les isolants ($j = 0$) et dans les conducteurs. Dans le cas particulier d'un conducteur ohmique,

$$j = \sigma E, \quad (\text{Eq II.6})$$

où σ est la conductivité.

Les trois premiers des équations ont été établies à partir d'observations expérimentales. La quatrième équation est une généralisation de la loi d'Ampère. ρ est la densité de charge des charges libres et j est la densité de courant libre (c'est-à-dire conduction, convection et courants de faisceau). Le courant de déplacement $\partial t D$ a été introduit par Maxwell afin de préserver l'équation de conservation de charge

$$\partial t \rho + \text{rot}.j = 0 \quad (\text{Eq II.7})$$

II.3 Application des équations de Maxwell à la MAS à cage

En toute rigueur, tout système électromagnétique est tridimensionnel (3D). Mais les dispositifs électrotechniques classiques privilégient généralement une direction particulière des champs ou des courants : une connaissance précise de la grandeur étudiée dans le plan privilégié associé à une approximation dans la direction orthogonale conduit à l'étude d'un système bidimensionnel (2D) dans le cadre de cette formulation magnétostatique en cartésien (2D) et en supposons le système étudié excité à partir d'une densité de courant

\vec{J}_z dirigé selon l'axe (oz) « il en sera de même pour le potentiel magnétique A_z qui sera un scalaire »,

Les équations de Maxwell conduisent finalement à [23]:

$$\frac{1}{\mu} \text{rot}(\text{rot}\vec{A}) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = \vec{J}_{\text{ext}} \quad (\text{Eq II.8})$$

Les équations à résoudre dans les MAS à cage sont :

- Au niveau des barres rotoriques :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_0 \mu_{r_{\text{barres rotoriques}}}} \vec{\nabla} \times \mathbf{A}_{br} \right] + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = 0 \quad (\text{Eq II.9})$$

- Au niveau de rotor :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_0 \mu_{r_{\text{rotor}}}} \vec{\nabla} \times \mathbf{A}_r \right] = 0 \quad (\text{Eq II.10})$$

- Au niveau d'entrefer :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \times \mathbf{A}_e \right] = 0 \quad (\text{Eq II.11})$$

- Au niveau des encoches statoriques :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \times \mathbf{A}_{es} \right] = \vec{J}_{\text{ext}} \quad (\text{Eq II.12})$$

- Au niveau du stator :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_0 \mu_{\text{stator}}} \vec{\nabla} \times \mathbf{A}_s \right] = 0 \quad (\text{Eq II.13})$$

II.4 Les Conditions de continuité aux interfaces de séparation sur une limite de séparation de deux milieux différents notés 1 et 2, on peut trouver des conditions de continuité du type :

- Conservation de la composante normale de l'induction magnétique \vec{B} :

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

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique \vec{H} , si les courants surfaciques \vec{j}_s existent.

$$(\vec{H}_2 - \vec{H}_1) \wedge \vec{n} = \vec{j}_s \quad (\text{Eq II.15})$$

- Conservation de la composante tangentielle du champ électrique \vec{E}

$$(\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{Eq II.16})$$

- Discontinuité de la composante normale de l'induction électrique \vec{D} , si les charges surfaciques $\vec{\rho}_s$ existent.

$$(\vec{D}_2 - \vec{D}_1) \cdot \vec{n} = \vec{\rho}_s \quad (\text{Eq II.17})$$

Ici \vec{n} est le vecteur normal à l'interface dirigé du milieu 1 vers le milieu 2, \vec{j}_s est la densité surfacique de courant libre à l'interface et $\vec{\rho}_s$ est la densité surfacique de charge libre à l'interface.

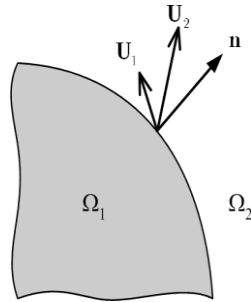


Figure II.1: Interface entre deux milieux

-Ces relations fournissent les lois de réfraction des champs lors du passage d'un milieu à un autre.

-On peut les établir par le calcul en combinant les théorèmes d'analyse vectorielle et les équations de Maxwell aux interfaces.

Il est important de bien garder à l'esprit ces relations, ainsi que les lois globales (théorèmes généraux) énoncées plus haut. On les utilisera pour prédéterminer l'allure des lignes de champ, imposer éventuellement des conditions aux limites, ainsi que pour vérifier les résultats des calculs.[24]

II.5 Les Relations du milieu

II.5.1 Relations magnétiques

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{Eq II.18})$$

$$\vec{B}_r = \mu_0 \vec{M} \quad (\text{Eq II.19})$$

\vec{B}_r	:	vecteur	induction	rémanente	[T]
\vec{M}	:	vecteur	aimantation	magnétique	[At/cm]
μ_0 :	perméabilité	magnétique	du	vide	[H/m]
μ_r :	perméabilité	magnétique	relative	au	milieu
$\mu = \mu_0 + \mu_r$:	perméabilité magnétique absolue [H/m]				

II.5.2 Relation diélectrique

Les isolants ou diélectriques sont des milieux qui ne contiennent pas de charges libres. Si un diélectrique est placé dans un champ électrique, il devient polarisé. On peut considérer

l'électronique polarisation due au déplacement des électrons dans les atomes et molécules et la polarisation orientation elle due à l'alignement des pôles molécules plus ou moins dans la direction du champ électrique.

La polarisation de diélectriques explique certaines de leurs propriétés, notamment les propriétés de propagation des ondes électromagnétiques (réflexion, réfraction, dispersion, etc.). Habituellement, la polarisation disparaît si le champ externe est supprimé, mais certains matériaux, appelés électrets, conservent leur polarisation. Ces matériaux (polymères généralement organiques, cires, etc.) sont les analogues électriques des aimants permanents. Ils sont actuellement utilisés dans les microphones électrostatiques pour les téléphones modernes [22].

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{Eq II.20})$$

ϵ_0 : permittivité diélectrique du vide [F/m]
 ϵ_r : permittivité diélectrique du milieu
 $\epsilon = \epsilon_r . \epsilon_0$: permittivité diélectrique absolue [F/m]

II.5.3 Loi d'hm

A partir la nature du milieu étudié, La densité du courant J peut être écrire en trois formules :

- ✓ La formule générale

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \{ \vec{E} + (\vec{V} \wedge \vec{B}) \} \quad (\text{Eq II.21})$$

- ✓ Pour un milieu conducteur avec source :

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (\text{Eq II.22})$$

- ✓ Pour un milieu conducteur avec mouvement :

$$\vec{J}_c = \sigma \{ \vec{E} + (\vec{V} \wedge \vec{B}) \} \quad (\text{Eq II.23})$$

σ : conductivité électrique du milieu [1/Ωm]

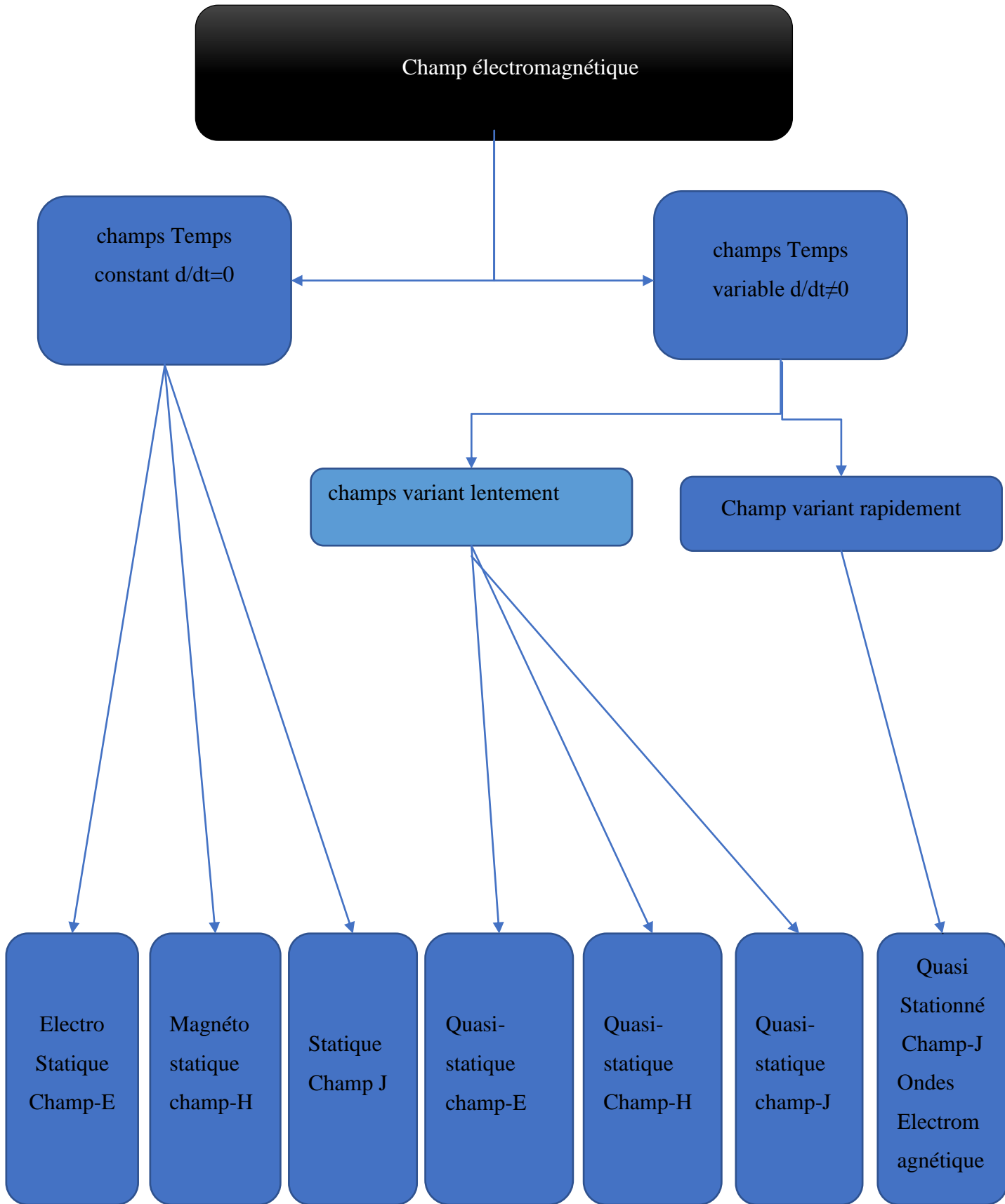
\vec{V} : vitesse linéaire [m/s]

\vec{J}_s : densité de courant source [A/m²]

II.6 Classification de champ électrique et magnétique

On peut faire la distinction entre les champs constants dans le temps (statiques) et variables dans le temps.

De plus, ce dernier peut être subdivisé en lentement et des domaines variants rapidement :



II.7 Couplage Electromagnétique et circuit [27]

L'analyse des dispositifs électrotechniques, en particulier les machines, est souvent conditionné par les sources d'alimentation et le circuit qui les relie. Comme il est exprimé par les formulations en potentiel vecteur, le problème électromagnétique est déterminé par le courant qui circule dans les bobinages, lui-même fonction de la tension appliquée sur le circuit électrique. En plus de l'inconnue potentiel vecteur magnétique, il existe une autre inconnue à déterminer qui est le courant. Le couplage entre ces deux grandeurs est direct, c'est pourquoi nous devons résoudre simultanément les équations du champ magnétique et du circuit électrique

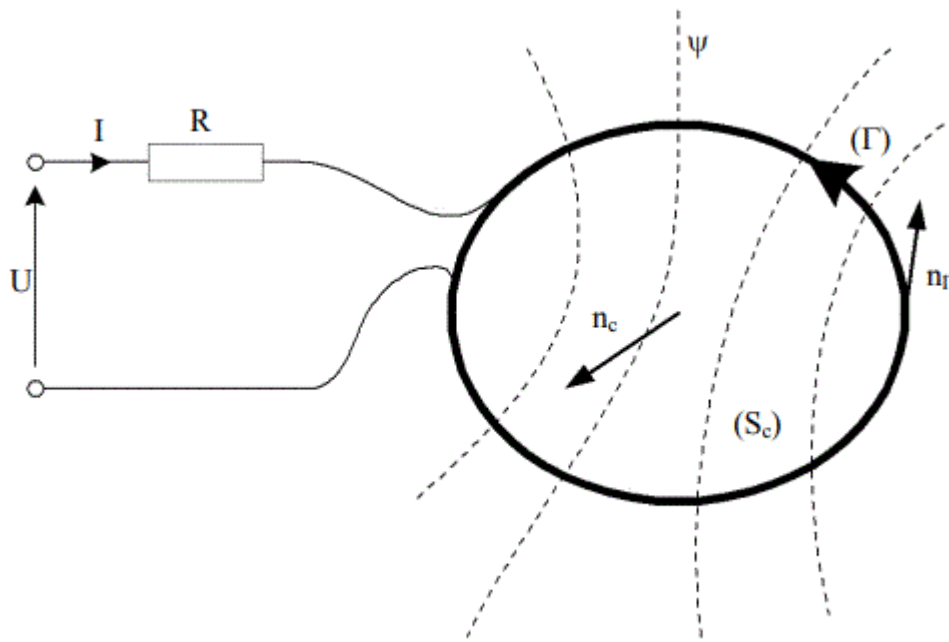


Figure II.2 : Configuration type d'un circuit électrique. L'inducteur Γ constitué de ns spires est traversé par un courant I et produit un flux ψ

Le circuit est constitué d'une résistance, celle des conducteurs du circuit, en série avec l'enroulement inducteur à l'origine du champ magnétique comme sur la Figure II.3. Le comportement de l'inducteur est décrit par les équations électromagnétiques qui relient la densité de courant au potentiel vecteur magnétique. Le comportement du circuit électrique est donné par :

$$U = RI + \frac{\partial \psi}{\partial t} \quad (\text{Eq II.24})$$

où U est la tension d'alimentation appliquée au circuit, R sa résistance connue a priori, I le courant qui le traverse et ψ le flux magnétique engendré par l'inducteur. Il existe une relation directe entre le courant I dans le circuit et la densité de courant J appliquée au problème électromagnétique :

$$I = \int_{\text{conducteur}} \mathbf{J} \cdot \mathbf{n} \cdot dS \quad (\text{Eq II.25})$$

De même, le flux magnétique s'exprime à partir du potentiel vecteur magnétique :

$$\psi = n_s \cdot \iint \mathbf{B}_e \mathbf{n}_c \cdot dS = n_s \cdot \int \mathbf{A} \cdot \mathbf{n}_\Gamma \cdot dl$$

où le flux ψ est engendré par n_s spires produisant une induction \mathbf{B} sur une surface S_c de contour Γ . Dans le cas des machines électriques triphasées, il existe trois circuits comme celui-ci : un par phase. L'ensemble de ces équations exprimé avec la formulation en éléments finis nodaux aboutit à un système matriciel

$$\begin{cases} [K] \cdot [A] = [J] \\ [J] = [H] \cdot [I] \\ [\psi] = [G] \cdot [A] \\ [R] \cdot [I] + \frac{\partial [\psi]}{\partial t} = [U] \end{cases} \quad \text{soit} \quad \begin{bmatrix} [K] & -[H] \\ 0 & [R] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ [G] & 0 \end{bmatrix} \times \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ [U] \end{bmatrix} \quad (\text{Eq II.26})$$

La matrice $[K]$ est la matrice classique assemblée en éléments finis. Les matrices $[G]$ et $[H]$ expriment le couplage entre les grandeurs du circuit électrique et les grandeurs électromagnétiques, la matrice $[R]$ décrit les résistances du circuit, $[A]$ et $[I]$ sont les inconnues à déterminer et $[U]$ la source de tension appliquée au circuit

II.8 Modèle magnétostatique scalaire

Dans ce modèle, on suppose que les courants électriques sont nuls dans la pièce à étudier et que les champs ne dépendent pas du temps. On s'intéresse aux grandeurs \vec{H} et \vec{B}

On obtient alors les équations de Maxwell qui se réduisent à :

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{Eq II.27})$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{Eq II.28})$$

C'est le cas des dispositifs pour lesquels les champs sont créés par des forces magnétomotrices extérieures et indépendantes du dispositif étudié ou bien par des aimants permanents. Dans ce dernier cas, on dispose de la loi :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \quad (\text{Eq II.29})$$

Dans le cas où la densité de courant surfacique est nulle, la relation implique qu'il existe une fonction potentiel scalaire magnétique Φ telle que

$$\vec{H} = - \text{grad } \phi \quad (\text{Eq II.30})$$

On obtient donc l'équation :

$$\operatorname{div}(\mu \operatorname{grad} \phi) = \operatorname{div} \vec{B} \quad (\text{Eq II.31})$$

Modèle magnétostatique vectoriel

Comme dans le modèle précédent, on suppose que le champ magnétique est produit par des sources indépendantes du temps.

Le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ est alors nul et le champ électrique \vec{E} et champ magnétique \vec{B} sont découplés, par contre, on désire modéliser un objet parcouru par des courants non nul

On obtient :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{Eq II.32})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \quad (\text{Eq II.33})$$

La condition (Eq II.24) permet de définir une fonction potentiel vecteur magnétique \vec{A} telle que :

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A} \quad (\text{Eq II.34})$$

Pour que \vec{A} soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. On ajoute alors la condition :

$$\operatorname{div} \vec{A} = 0 \quad (\text{Eq II.35})$$

Qui est la plus simple à mettre en œuvre. Mais cette condition, appelée jauge de Coulomb, n'est pas toujours la meilleure et peut être adaptée afin d'éviter quelques difficultés numériques auxquelles elle peut conduire.

On obtient donc l'équation vectorielle de Poisson :

$$\frac{1}{\mu} \operatorname{rot}(\operatorname{rot} \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_{\text{ext}} \quad (\text{Eq II.36})$$

Pour simplifier, nous allons nous restreindre pour cette étude au cas bidimensionnel. Ainsi, les systèmes considérés, possèdent une symétrie par translation suivant la troisième dimension ou une symétrie d'axe de révolution.

Dans les deux cas, la direction du vecteur densité de courant \vec{J} doit être perpendiculaire au plan d'étude. Le problème reste donc invariant suivant l'axe oz dans les coordonnées (x, y, z), ou suivant la révolution d'axe oz dans les coordonnées cylindriques (r, θ , z)

Dans le calcul suivant, nous ne considérons que le cas d'un système à symétrie par translation, le champ magnétique, présente alors deux composantes suivant les axes \vec{x} et \vec{y} dans un plan

perpendiculaire à \vec{J} impliquant ainsi qu'une seule composante pour le potentiel vecteur magnétique \vec{A} suivant la direction (z), qu'on désigne par $A_z(x, y)$. [23]

II.9 Coordonnées cartésiennes

Le problème est à priori tridimensionnel (3D), nous nous limitons à un problème bidimensionnel (2D).

On suppose que la machine est suffisamment longue pour considérer que le champ magnétique \vec{H} est invariant suivant Oz

Sous cette hypothèse, le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J} , n'ont plus qu'une seule composante suivant l'axe Oz.

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z = A(x, y) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq II.37})$$

$$\vec{J}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_s = J_s z(x, y) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq II.38})$$

L'induction magnétique ainsi que l'aimantation du matériau évoluent dans le plan d'étude c'est-à-dire suivant (x, y).

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq II.39})$$

$$\vec{M} = \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq II.40})$$

L'induction magnétique \vec{B} contient une composante dans la direction x et une composante dans la direction y :

$$\vec{B} = B_x \vec{i} + B_y \vec{j} \quad (\text{Eq II.41})$$

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} \quad (\text{Eq II.42})$$

$$B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (\text{Eq II.43})$$

$$\text{Div} \vec{B} = 0 \quad (\text{Eq II.44})$$

Pour toutes les régions, les équations sont :

$$\vec{H}_x(x, y) = \frac{1}{\mu} \frac{\partial}{\partial y} A_z(x, y) \quad (\text{Eq II.45})$$

$$\vec{H}_y(x, y) = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial}{\partial x} A_z(x, y) \quad (\text{Eq II.46})$$

Nous obtenons l'équation générale de Helmholtz à résoudre dans les différentes régions conductrices de la machine asynchrone à cage d'écureuil :

$$\frac{1}{\mu} \text{rot}(\text{rot } \vec{A}) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = \vec{J}_{\text{ext}} \quad (\text{Eq II.47})$$

L'équation précédent peut s'écrire sous la forme d'une équation différentielle partielle :

$$-\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} A_z(x, y) + \frac{\partial^2}{\partial y^2} A_z(x, y) \right] + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = J_{\text{ext}}^{\rightarrow} \quad (\text{Eq II.48})$$

II.10 Conditions aux limites

Elles sont quartes :

- Dirichlet : cette condition assigne la valeur de vecteur potentiel à travers une limite géométrique (segment, arc, etc.). Cette condition nous renseigne sur les lignes de flux tangentielles a cette limite et utilisée pour limiter le domaine étudié de la machine.
- Neumann : cette condition nous renseigne sur les lignes de flux qui sont normales aux limites de la machine.
- périodique : cette condition est assignée à deux segments et impose que le comportement potentiel de vecteur magnétique est le même le long des deux segments c.-à-d. :

$$A_{z,\text{segment1}}=A_{z,\text{segment2}}$$

- anti-périodique cette condition est assignée à deux segments et impose que le comportement de potentiel vecteur magnétique est opposé à celui de l'autre segment c.-à-d. :

$$A_{z,\text{segment1}}=-A_{z,\text{segment2}}$$

remarque : Il est important de signaler que les conditions aux limites ont pour but de délimiter la région du flux à analyser et de réduire le domaine d'étude au minimum possible. Dans notre étude il est à signaler qu'aucune ligne de flux ne pourra traverser les conditions aux limites qu'on va définir préalablement. La condition limite $A_z=0$ est définie dans le problème. Cette condition limite est assignée à la carcasse de la machine[25].

II.11 Discrétisation et approximation

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petites sous régions appelées éléments finis constituant le maillage. Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par une 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 pour une géométrie en (2D). On utilise généralement des triangles ou des quadrilatères. Pour une géométrie en (3D) on utilise des tétraèdres, des prismes ou des hexaèdres. La discrétisation est une étape importante dans l'analyse éléments finis car la précision est les résultats escomptés dépendent la méthode de discrétisation et de la finesse de cette subdivision en domaine

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

Ainsi que les coordonnées géométriques de ces nœuds. L'inconnue A est décrite dans chaque élément e par une combinaison linéaire des valeurs A_i^e aux nœuds :

$$A^e = \sum_{i=1}^3 \alpha_i^e A_i^e \quad (\text{Eq II.49})$$

$$\alpha_i^e(x_j, y_j) = f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (\text{Eq II.50})$$

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 à l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet de traiter des expressions simples [9].

Dans le cas de l'élément triangulaire représenté ci-dessus fonctions de pondération sont :

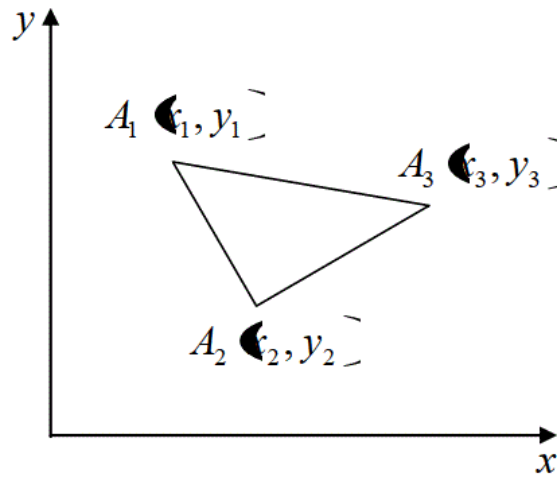


Figure II.3 : Élément triangulaire.

II.12 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode de référence qui s'est imposée par la précision des résultats qu'elle fournit. Elle est très utilisée pour la résolution des divers problèmes rencontrés en pratique : stationnaires ou non, linéaires ou non, définis dans une domaine géométrique quelconque à une, deux ou trois dimensions [26].

On peut définir la méthode des éléments finis (FEM) comme une technique numérique d'extrait de solutions approchées d'équations aux dérivées partielles (EDP) et d'équations intégrales,

Ces équations algébriques sont facilitées en convertissant l'EDP à résoudre en une suite d'équations algébriques résoudre.

La méthode dite des éléments finis qui baser à remplacer le système continu par un système discret, par décomposant le milieu à étudier en éléments de forme géométrique simple

Les principales étapes de la mise en œuvre de la méthode des éléments finis sont les suivantes :

- Discrétisation du milieu continu en sous domaines.
- Construction de l'approximation nodale par sous domaine.
- Calcul des matrices élémentaires correspondant à la forme intégrale du problème.
- Assemblage des matrices élémentaires.
- Prise en compte des conditions aux limites ;
- Résolution du système d'équations.

II.13 TYPES D'éléments finis

Selon que le domaine d'étude, soit à une, deux ou trois dimensions, on rencontre plus souvent des éléments linéaires, quadratiques ou cubiques.

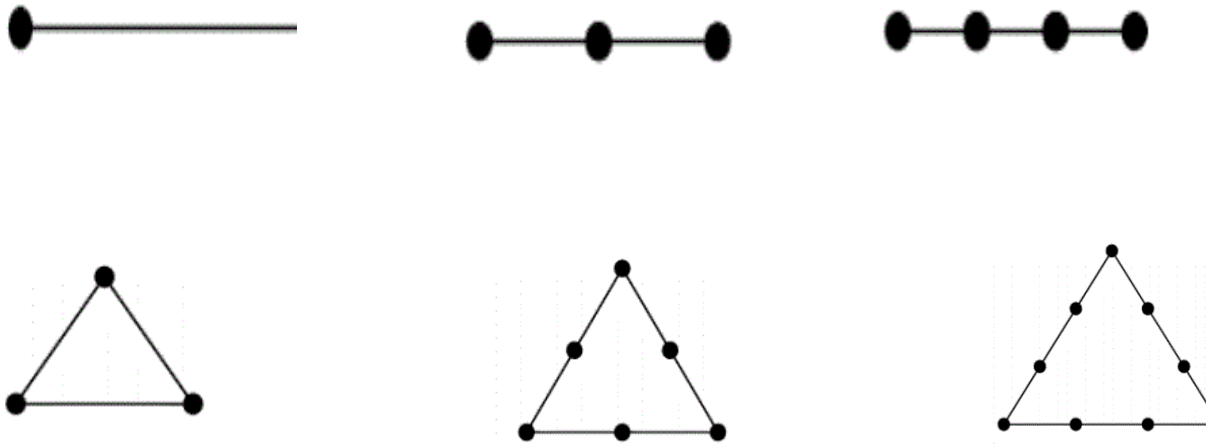


Figure II.4 TYPES D'éléments finis

Dans la majorité des cas bidimensionnels, on préfère utiliser des éléments triangulaires du premier ordre. Pour aboutir à une meilleure exactitude de la solution ,on procède à raffiner le maillage [25]

II.14 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques

La méthode des éléments finis, est plus utilisée car elle est mieux adaptée aux géométries complexes. Dans cette méthode, on cherche à exprimer une formulation intégrale basée sur l'une des deux approches suivantes :

- Variationnelle.
- Résidus pondérés.

II.14.1 Approche variationnelle

Le principe de la méthode, consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié. Cette méthode n'est donc applicable que si on connaît une fonctionnelle équivalente au problème différentiel que l'on veut résoudre [9].

$$F(A) = \oint_{\Omega} L d\Omega \quad (\text{Eq II.51})$$

$$L = W_c - W_p \quad (\text{Eq II.52})$$

Avec

:

L	:	Le	lagrangien.
W_c :		Energie	cinétique.
W_p :		Energie	potentiel.
Ω :	Domaine d'étude.		

II.14.2 Résidus pondérés

Appelée aussi méthode projective, le principe de la méthode des résidus pondérés consiste à rechercher la solution approchée du problème en partant directement des EDP exprimées sous forme intégrale par :

$$L(A) = f \text{ sur un domaine } \Omega$$

$$G(A) = g \text{ sur la frontière}$$

L : est un opérateur différentiel.
 G : est un opérateur différentiel qui définit une condition à la limite.
 f et g sont des fonctions respectivement définies sur Ω .
 A : est une fonction inconnue (potentiel vecteur magnétique).

La méthode des résidus pondérés consiste à déterminer les valeurs du potentiel magnétique A qui permettent d'annuler l'intégrale du résidu. L'expression de l'intégral du résidu est donnée [9] :

$$\int_{\Omega} \alpha_i \cdot R_i \cdot d\Omega = 0 \tag{Eq II.53}$$

$$R_i = L(A) - f \tag{Eq II.54}$$

Où :
 R_i : Résidu de l'approximation
 f : Fonction définie sur le domaine Ω
 α_i : Fonction de projection ou de pondération.

II.15 Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis

II.15.1 Avantages

Les problèmes physiques qui étaient jusqu'ici insolubles et complexes pour toutes les solutions fermées peuvent être analysés en utilisant cette méthode.

Cette méthode peut être efficacement appliquée à des corps (ou structures) à géométrie irrégulière.

Cette méthode peut prendre en charge tout type de chargement.

Il peut traiter tout type de conditions aux limites.

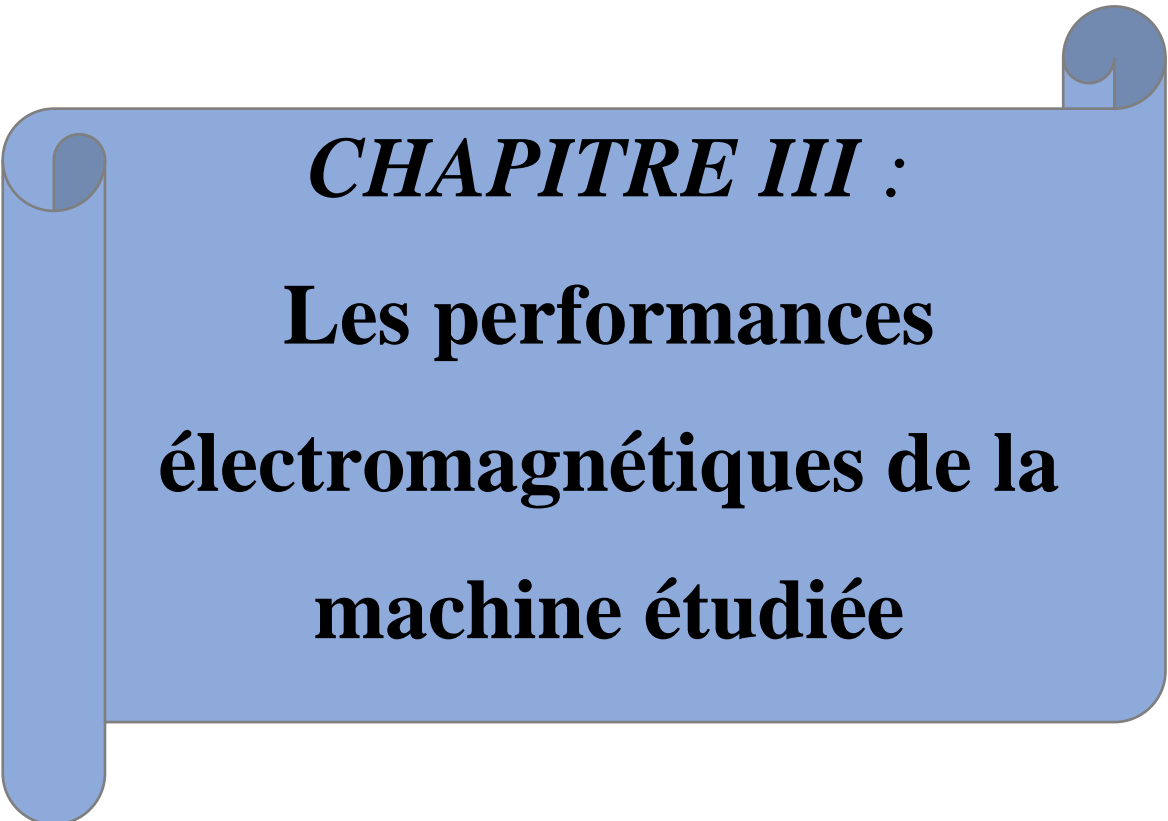
Cette méthode peut traiter très facilement l'anisotropie et la non-homogénéité des matériaux

II.15.2 Inconvénients

La précision des résultats de cette méthode dépend fortement du degré de discrétisation. Le jugement manuel est essentiel dans le processus de discrétisation. L'analyse par élément finis nécessite une grande mémoire et du temps d'ordinateur, donc le coût impliqué est élevé. Dans cette méthode, des erreurs dans les données d'entrée peuvent ne pas être détectées et une solution erronée obtenue à partir de celles-ci peut sembler acceptable. Cette méthode est compliquée et donc inutile pour des problèmes simples.

II.16 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au phénomène de l'électromagnétisme et à ses différentes relations physiques, qui se résument en les quatre équations de Maxwell. Et notre but est de l'exploiter ces données dans la méthode des éléments finis, ou donne nous quelque notion sur cette méthode et leur principe de calcul.



CHAPITRE III :
Les performances
électromagnétiques de la
machine étudiée

Chapitre III : Les performances électromagnétiques de la machine étudiée

III.1 Introduction

Le but de ce travail est basé sur des besoins de recherche en vue de la conception d'équipements électromagnétiques, connaître les champs électromagnétiques dans cet appareil et donc connaître la valeur flux et magnétisme. Le calcul du champ magnétique nécessite la résolution d'une équation Maxwell. La force magnétique joue un rôle très important dans le fonctionnement de tout système électromécanique en termes de déplacement ou déformation. Pour cela, il existe plusieurs manières de calculer la puissance, cette méthode est basée sur des méthodes de travail virtuelles, des sources équivalentes et Tenseur de Maxwell. Ce dernier est entièrement compatible avec Elément Fini (MEF) et donne le même résultat global.

La modélisation du moteur implique généralement deux étapes principales :

Les premières étapes de la modélisation motrice comprennent une pré-modélisation basée sur des modèles analytiques. Ce sont les solutions Symboles précises pour les équations de la physique des moteurs, d'abord créer, simplifier les hypothèses sur sa structure et ses propriétés physiques.

Les modèles analytiques présentent les avantages suivants :

- Rapide et permet une exploration maximale de l'espace de solution dans une portée
- Diminue le temps imparti.
- Prend en charge les modifications importantes de tous les paramètres du modèle
- Les contraintes de validité des équations, qui permettent par exemple de modéliser
- Des moteurs de puissances très différentes dont tous les paramètres varient grandes proportions.

La modélisation a pour objet dans la deuxième étape de cet article d'adopter la méthode des éléments finis. Cette méthode est implémentée dans un logiciel de modélisation ouvert appelé FEMM. Dans ce travail, nous utiliserons le logiciel FEMM pour modéliser le moteur Asynchrone, qui est l'objectif principal du chapitre 3.

III.2 Présentation de l'outil de calcul logiciel FEMM

Les calculs de cet article ont été effectués à l'aide d'un logiciel basé sur les méthodes suivantes : Éléments finis spécifiés par FEMM (FiniteElement Method Magnetics). Utilisation de ce logiciel, Calcul des problèmes électromagnétiques par la méthode des éléments finis deux Dimensions (2D) et divisé en trois parties appelées "Préprocesseur", "Processeur" et "Postprocesseur". Pour ces trois parties, un «meshmaker » peut être ajouté, qui peut être externe Logiciel. Il est associé au processeur.

Pour pouvoir modifier les paramètres de la machine, on aimerait les voir Influence. FEMM, ne nous a pas donné cette opportunité, mais en revanche nous a donné la possibilité Contrôlez-le via un programme externe. Ensuite, nous définirons post et pre Le processeur utilise le langage LUA. Les scripts LUA font directement partie du programme Interprété par FEMM, y compris les fonctions spécifiques au logiciel

III.2.1 Le Pré-processeur

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

- 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)
- Cette partie nous donne aussi la possibilité d'introduire la valeur des courants
- introduction des conditions aux limites
- introductions des courbes de saturations dans le cas où elle est prise en compte. [24]

III.2.2 Le processeur

Cet élément effectue la résolution du problème défini sur chaque élément de la grille Itère jusqu'à ce que la précision imposée au préprocesseur soit atteinte. Dans chaque nœud, le potentiel vectoriel est connu et d'autres grandeurs en sont dérivées.

III.2.3 Le post processeur

Une fois le résultat déterminé par le processeur, le post-processeur nous permet de Récupérer la valeur de la grandeur désirée (débit, induction, valeur énergétique, couple...) sous forme de fichiers numériques.

III.3 Paramètres de la machine étudiée (MAS à cage)

Les caractéristiques de la machine étudiée sont données dans le tableau :

Tableau III.1 : Paramètres de base de la machine étudiée

Paramètre	Symbole	Valeur et unité
Perméabilité relative des barres de rotor	μ_r	1
Nombre de conducteurs par encoche	N_c	15
Fréquence	f	50Hz
Intensité du courant de phase	I_m	20A
Nombre d'encoches statorique	Q_s	36
Nombre des barres rotoriques	Q_r	24
Ouverture de semi-encoches statoriques	c	2°
Nombre de paires de pôles	P	2
Rayon externe des barres de rotor	r_2	58mm
Rayon interne des encoches de staotor	r_3	63mm
Rayon externe des encoches de staotor	r_4	85mm
Ouverture des barres rotoriques	b	4°
Ouverture de l'encoche statorique	d	2°
Rayon externe du stator	R_0	100mm
Rayon interne du stator	R_3	61mm
Rayon externe du rotor	R_2	60mm
Rayon du fond des barres rotoriques	R_1	28mm
Epaisseur de l'entrefer	g	1mm
Hauteur des barres rotoriques	h_m	30 mm

Hauteur de l'encoche statoriques	h_s	9mm
Longueur de la machine	L_u	200mm
Largeur de l'arc des barres rotoriques	a	6.43°
Conductivité des barres de rotor (aluminium)	σ	35E6s/m

III.4 Modélisation par éléments finis

III.4.1 Description du moteur

Le problème traité est un moteur asynchrone à cage avec un écart d'enroulements de 45 degrés par phase

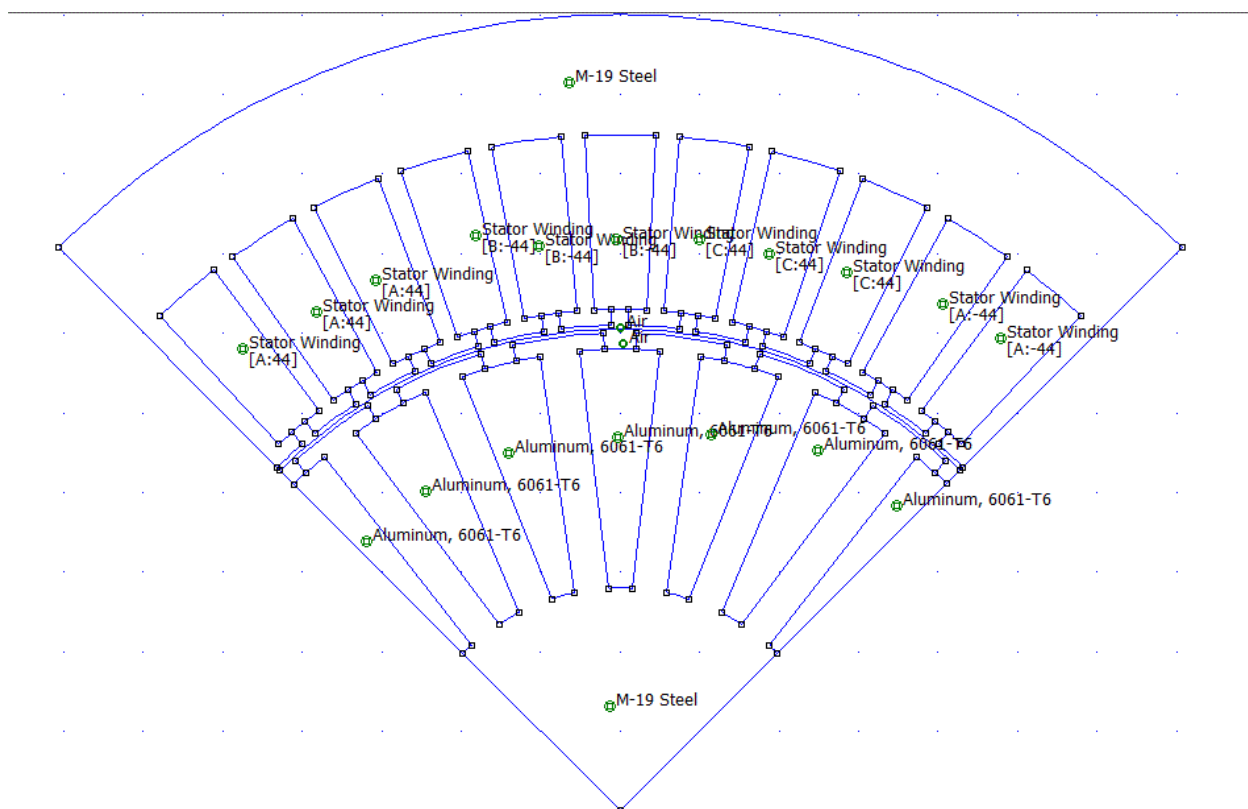


Figure III.1 : Le moteur étudié sous logiciel FEMM

III.4.2 Modèle d'équations électromagnétiques

Le potentiel vecteur magnétique dans les différentes régions de la machine dirigée selon l'équation magnétodynamique des modèles électromagnétiques 2D qui basé sur FEM s'écrit :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (\text{Eq III.1})$$

$$\vec{J} = \begin{cases} 0 & \text{Entrefer / Carcasse / Toles magnétique} \\ \vec{J}_s & \text{Conducteurs des phases} \\ jg \sigma \omega \vec{A} & \text{Barres rotoriques} \end{cases} \quad (\text{Eq III.2})$$

III.4.3 Matrice d'encoches

La distribution de l'enroulement du stator est décrite par une matrice d'encoche. C'est une matrice $m \times Z_s$, où m est le nombre de phases et Z_s le nombre d'encoches statoriques. Les éléments de ces vecteurs décrivent comment les phases remplissent les encoches du stator en supposant une valeur s'étendant de +1 à -1. [25]

Par exemple, en se rapportant à la phase A et à l'encoche j, il est :

$K_{aj} = 1$ l'encoche j est complètement remplie par les conducteurs de la phase A.
 $K_{aj} = 0$ il n'ya pas de conducteurs de la phase A dans l'encoche j.
 $K_{aj} = -1$ l'encoche j est complètement remplie de conducteurs de la phase A mais de polarité négative.

$$K_a = \{1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 0\}$$

$$K_b = \{0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 0\}$$

$$K_c = \{0, 0, 0, -1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0\}$$

III.4.4 Le maillage

Le tracé de la géométrie d'étude a été réalisé à l'aide du logiciel libre F.E.M.M (Finite Elément Method Magnetics) version 4.2 ; ce logiciel possède une interface Dessin convivial et permettant un maillage automatique (Figure) et Générez un fichier de données de grille accessible à l'utilisateur.

Lorsque la structure à dessiner est complexe ; cependant, le logiciel fournit une solution puissante qui exécute

Programme écrit dans le logiciel MATLAB. Nous profitons de cette interface (F.E.M.M - MATLAB) pour programmer la structure à étudier

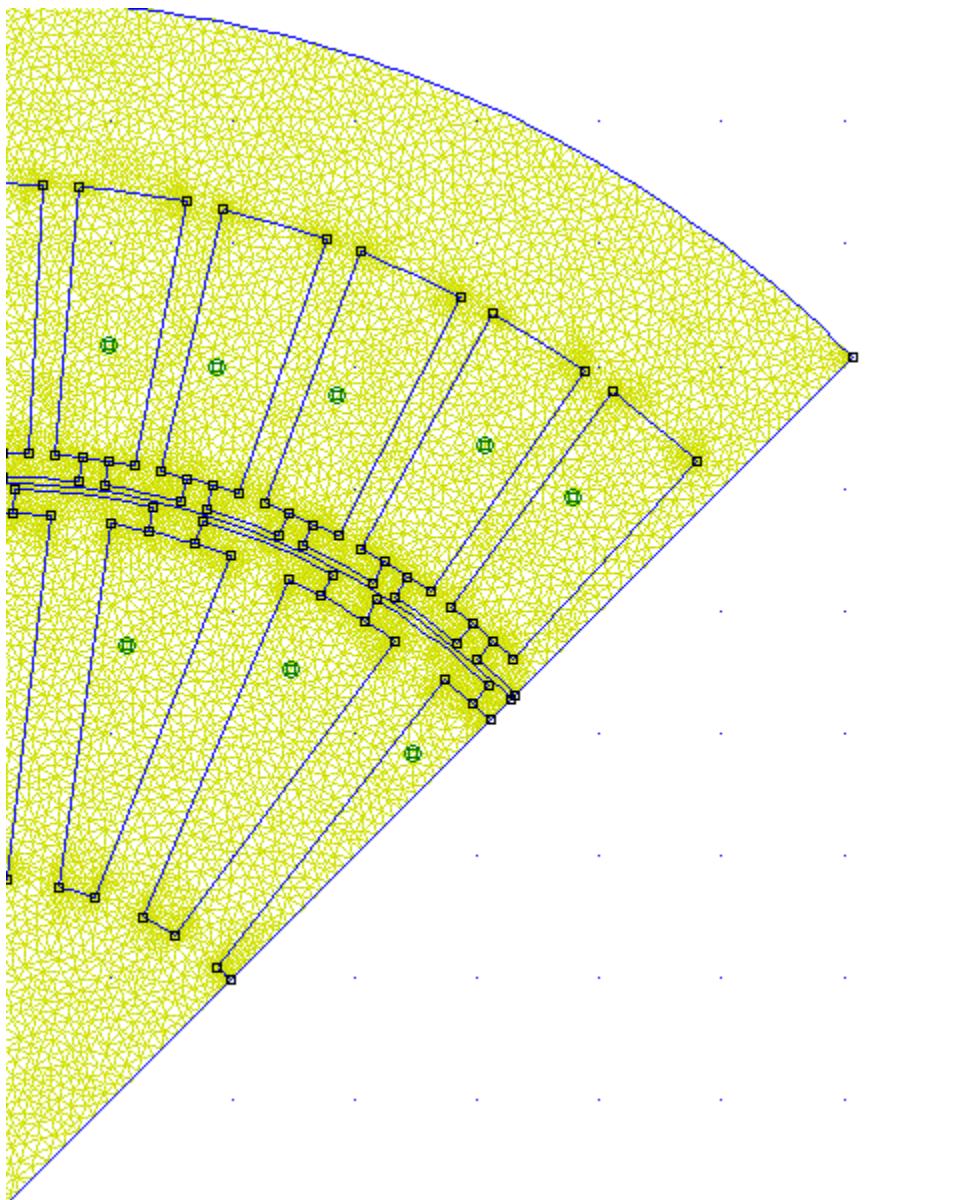


Figure III.2: Vue en coupe de la machine représentant le maillage par éléments finis triangulaires.

Une fois le système résultant du maillage, de l'emballage et de l'assemblage résolu, Les potentiels de nœud obtenus sont utilisés pour calculer l'Induction magnétique et les propriétés électromagnétiques. Cela nous permet de déterminer l'énergie magnétique W de la structure étudiée à partir de la somme, l'énergie fondamentale W_e dans chaque triangle, le couple électromagnétique et la force électromotrice.

Ces quantités globales sont calculées pour le glissement, simule la position du rotor par rapport au stator stationnaire. L'équation de Helmholtz présentée au chapitre 2 est résolue linéairement. grille complète avec 23588 nœuds et 46693 éléments, la précision de calcul est de **1.0e-08**

III.5 Les cas étudiés

Résolution du système d'équations obtenu par discrétisation éléments finis permet de calculer le vecteur potentiel en chaque nœud du maillage. Dans cette partie, nous étudierons la machine dans trois conditions de fonctionnement : vide, rotor bloqué et chargé avec machine normale (pas de défaut) et avec barre éclaté.

III.5.1 Machine asynchrone normal

Dans cette partie nous allons étudier une machine asynchrone à cage saine, pour cela la conductivité des barres rotoriques est fixée à $\sigma=36E6$ S/m

III.5.1.1 Fonctionnement à vide ($g=0$)

Les lignes iso-potentiels

Les lignes équipotentielles sont représentées sur la Figure, en fonctionnement à vide. Les lignes du champ magnétique dans la machine pénètrent profondément dans le rotor

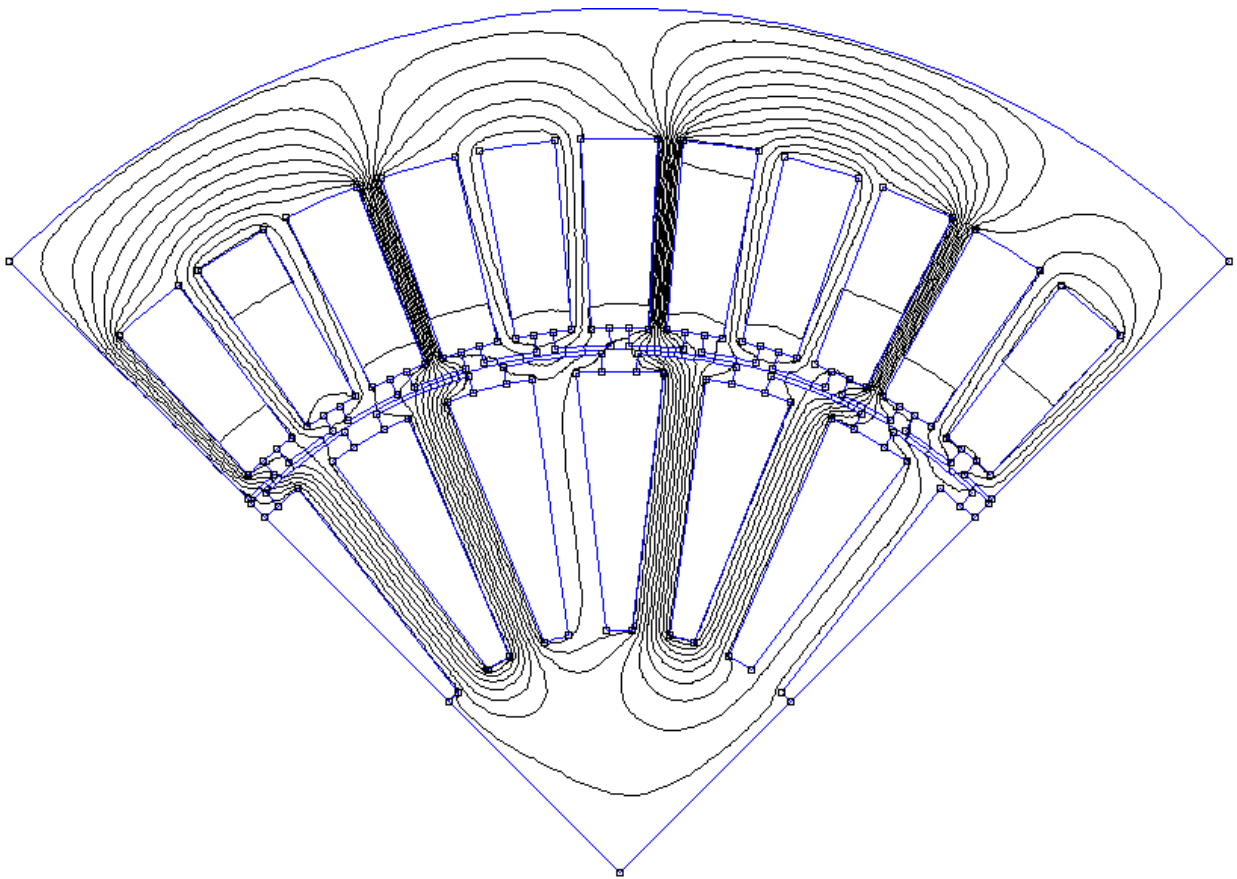


Figure III.3: Les lignes iso-potentiels à vide ($g=0$).

La densité de flux magnétique

Lignes équipotentielle et distribution par induction magnétique L'ensemble de la machine est représenté sur la Figure III.4 lorsqu'elle fonctionne sans charge. Il est clair que les contours décrivent la topologie des quatre pôles de la machine. Nous notons que les lignes de champ sont profondes dans le rotor et les maxima Induction magnétique $B_{\max} = 3.25e-001$

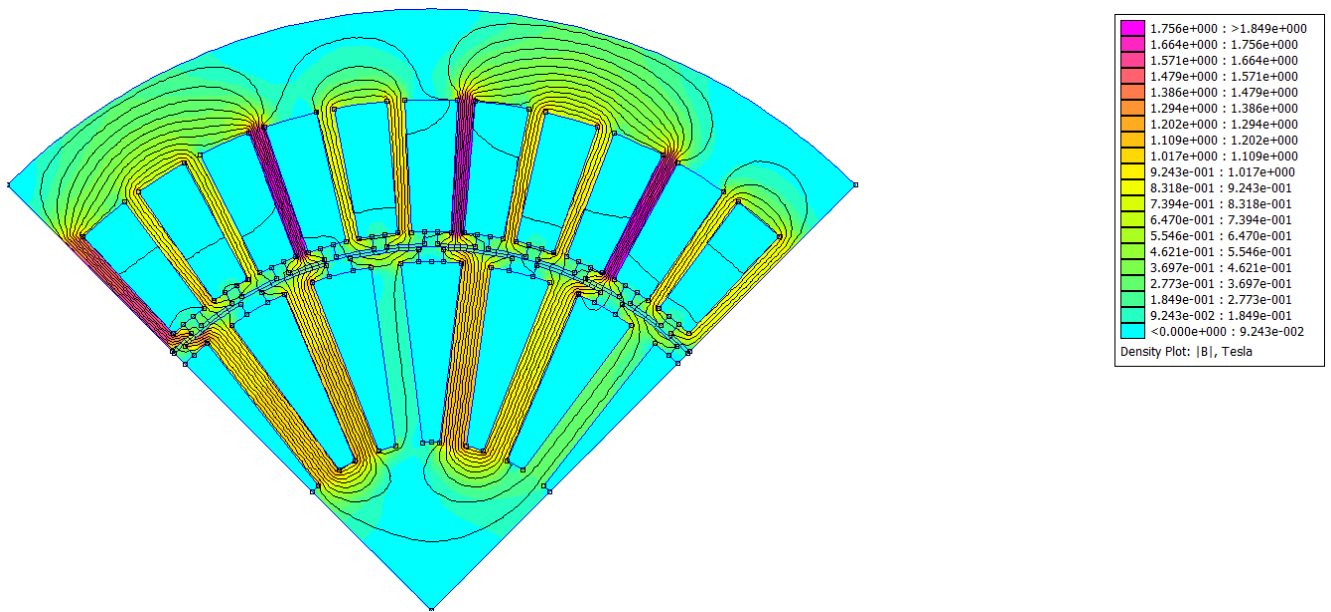
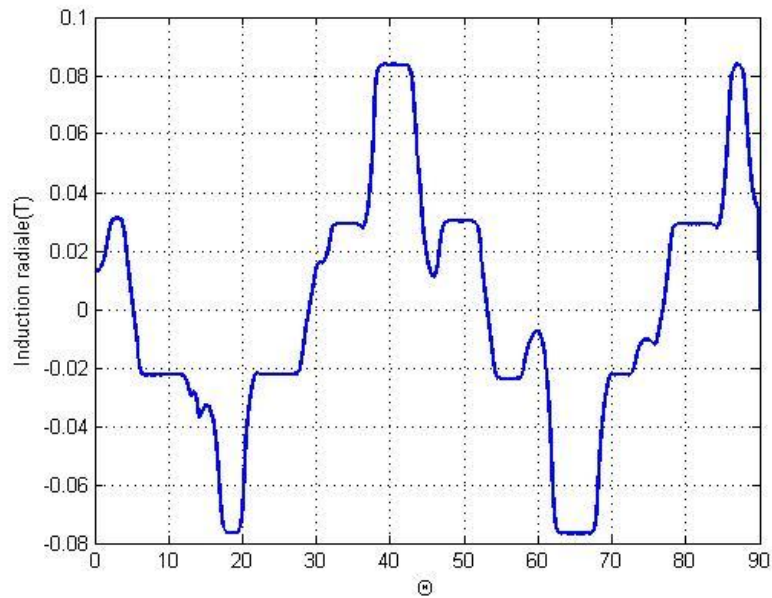
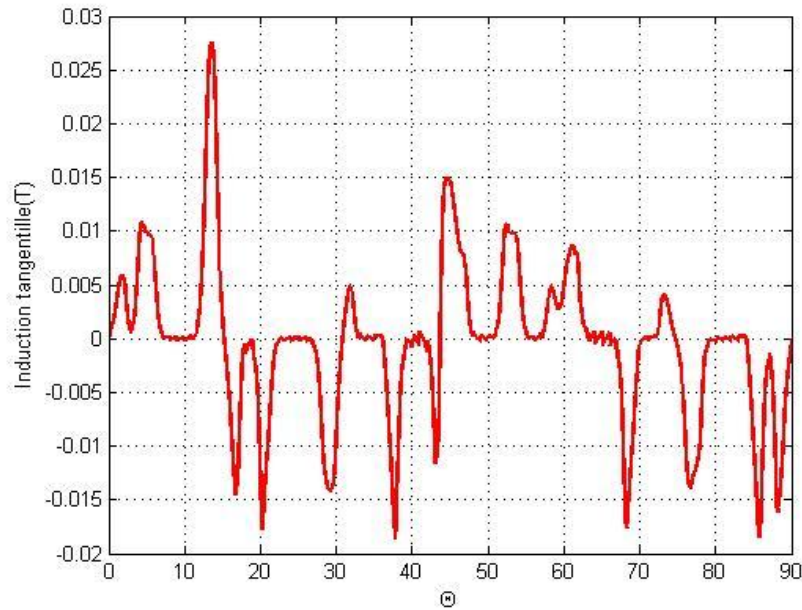


Figure III.4: lignes de champ et la densité du flux magnétique à vide « machine saine à $g=0$ ».

Distribution de l'induction dans l'entrefer



(a)



(b)

Figure III.5: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer « machine saine à $g=0$ ».

III.5.1.2 Fonctionnement en charge ($g=0.4$)

La densité du flux magnétique

Lignes équipotentielles et distribution par induction magnétique

La machine complète est représentée sur la Figure III.6 en condition de fonctionnement SONNER. Notez que les lignes de champ ne pénètrent pas profondément dans le rotor, et l'intensité maximale d'induction magnétique dans le noyau magnétique est $B_{max} = 0,288$. Ceci, du fait de la présence du champ magnétique les lignes sont repoussées vers la périphérie du rotor courant induit dans le rotor.

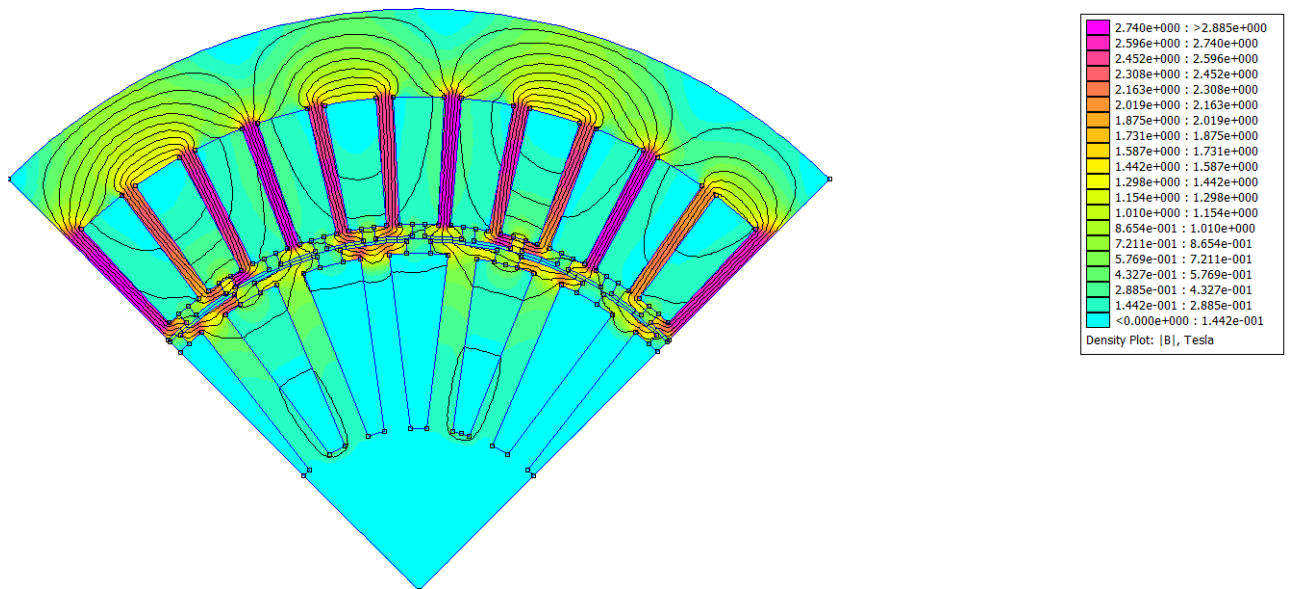
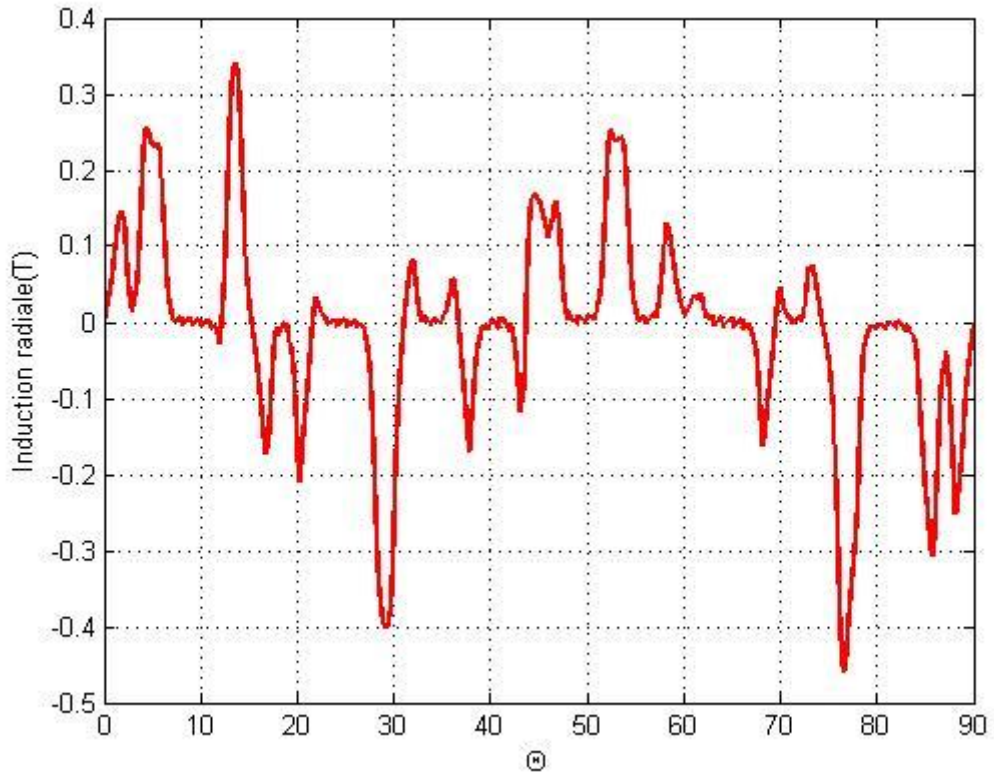


Figure III.6: La densité de flux magnétique « machine saine à $g=0.4$ ».

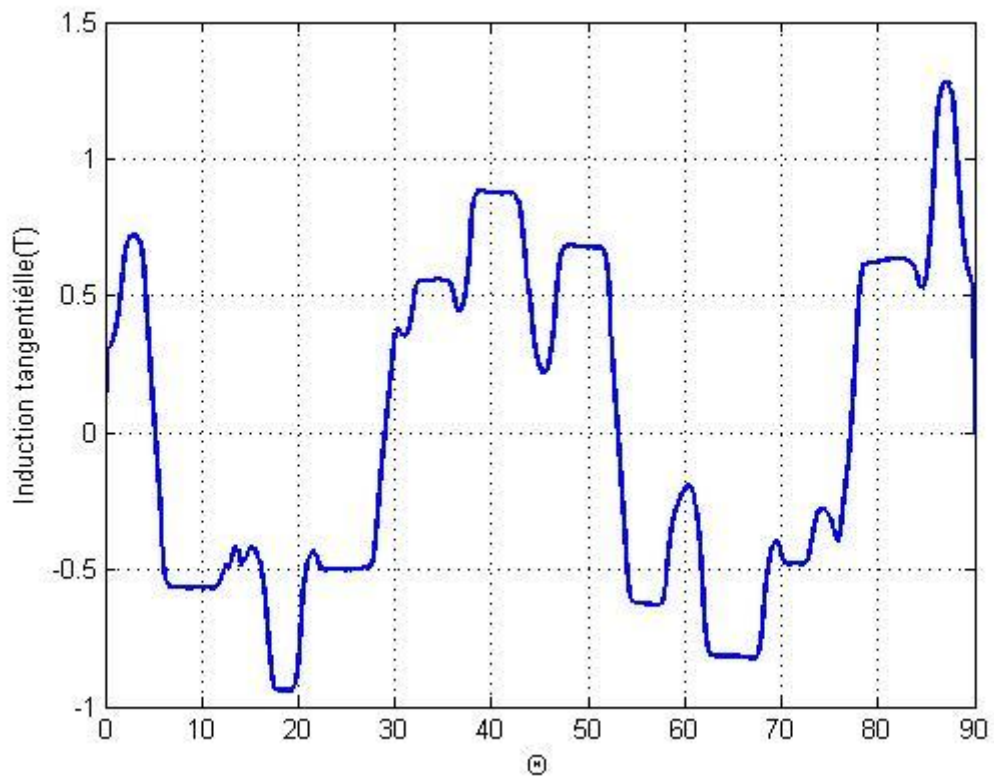
Distribution de l'induction dans l'entrefer

Le calcul du champ magnétique peut déterminer la courbe d'induction Charges radiales et tangentiels dans l'entrefer. Distribution à induction radiale et La tangente au milieu de l'entrefer est représentée sur la Figure III.7 La valeur maximale de l'induction radiale est réduite pendant le fonctionnement en charge

à celle à vide, elle atteint 0,35 T. On voit sur cette photo Oscillation causée par des encoches et des courants de Foucault.



(a)



(b)

Figure III.7: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer « cas sain $g=0.4$

».

La densité des courants de Foucault

La figure III.8 montre le courant de Foucault dans Tige de rotor. La partie réelle de la distribution de densité de courant Foucault au milieu de la tige du rotor est donné sur la figure III.8La La densité des courants de Foucault atteint un maximum de 3,6 A/mm² en Quasi nul en fonctionnement à vide.

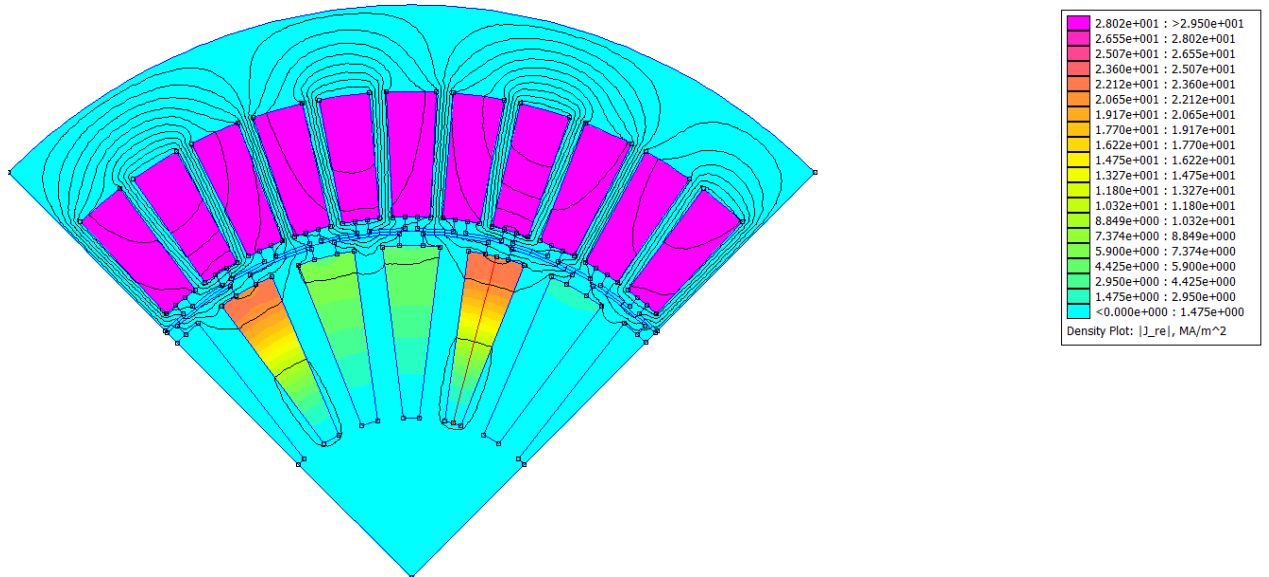


Figure III.8:La distribution de la densité des courants de Foucault en charge.
« machine saine à g=0.4 ».

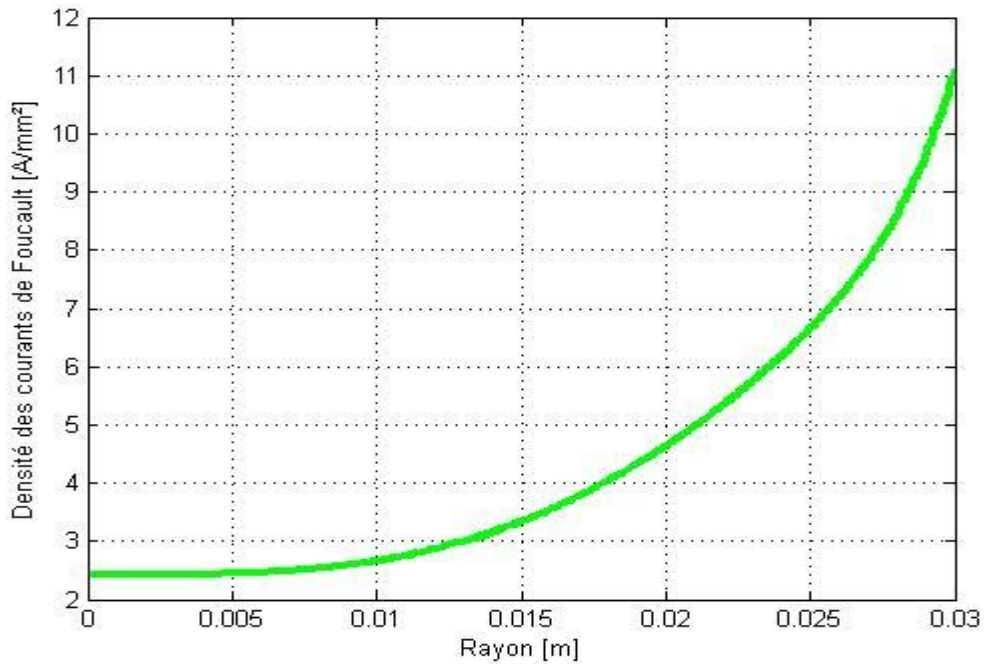


Figure III.9: La densité des courants de Foucault au centre de la barre rotorique en charge
« machine saine à g=0.4 ».

III.5.1.3 Fonctionnement à rotor bloqué (g=1)

La densité du flux magnétique

La figure III.10 montre la distribution de l'induction radiale et tangentielle La situation en fonctionnement à rotor bloqué est comparable à celle en fonctionnement à rotor bloqué. SONNER. Le module d'induction magnétique au-dessus de l'entrefer atteint 1.62T et 0,47 T en certains points du stator et du rotor.

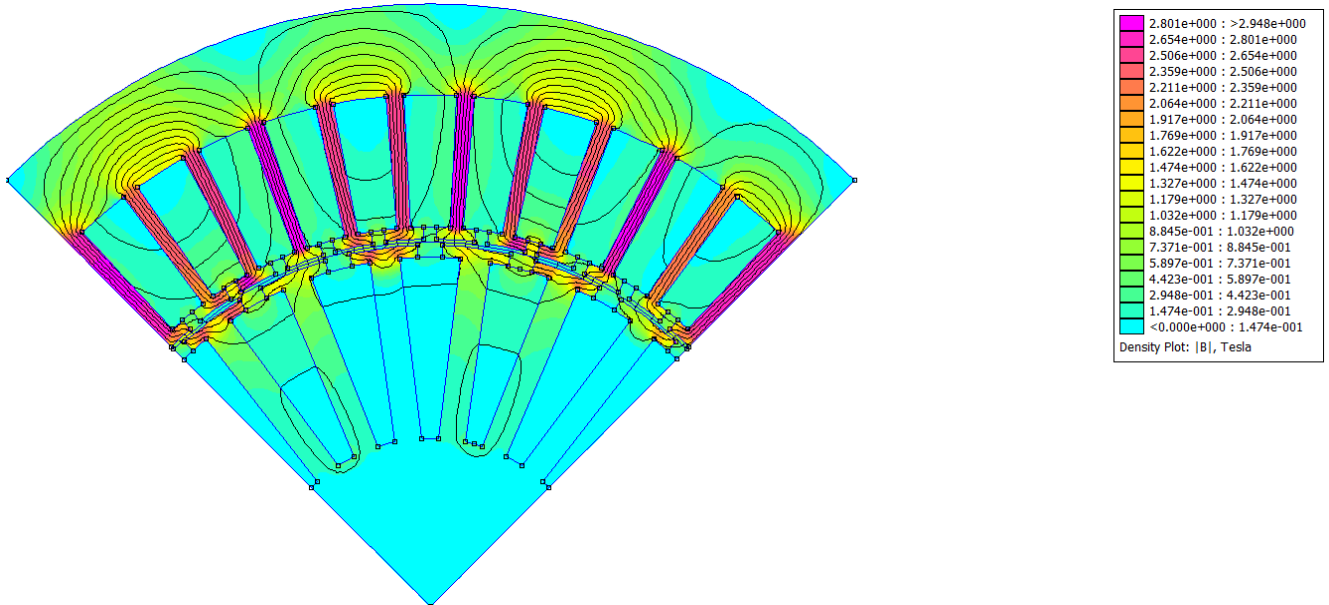
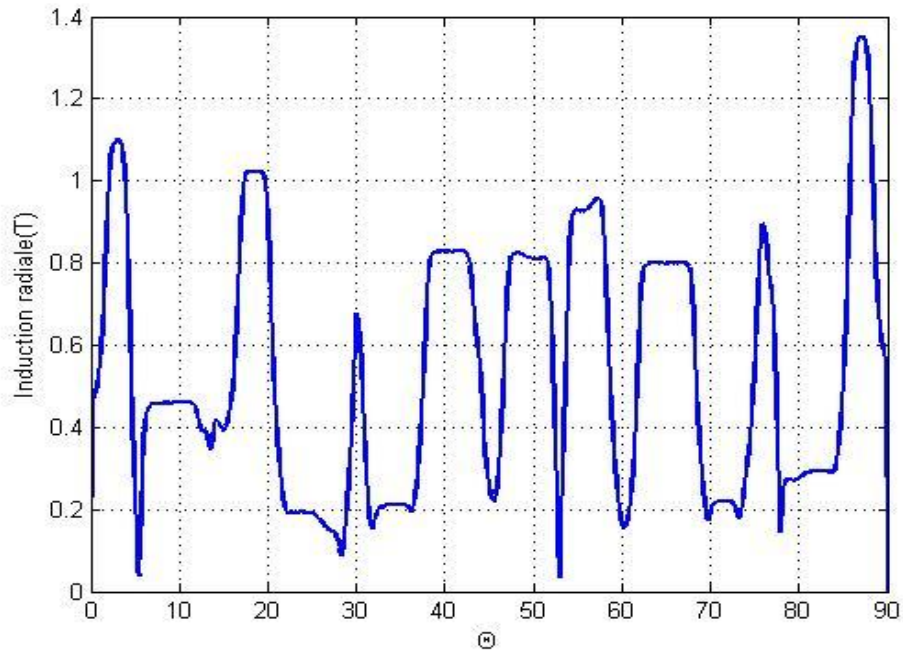


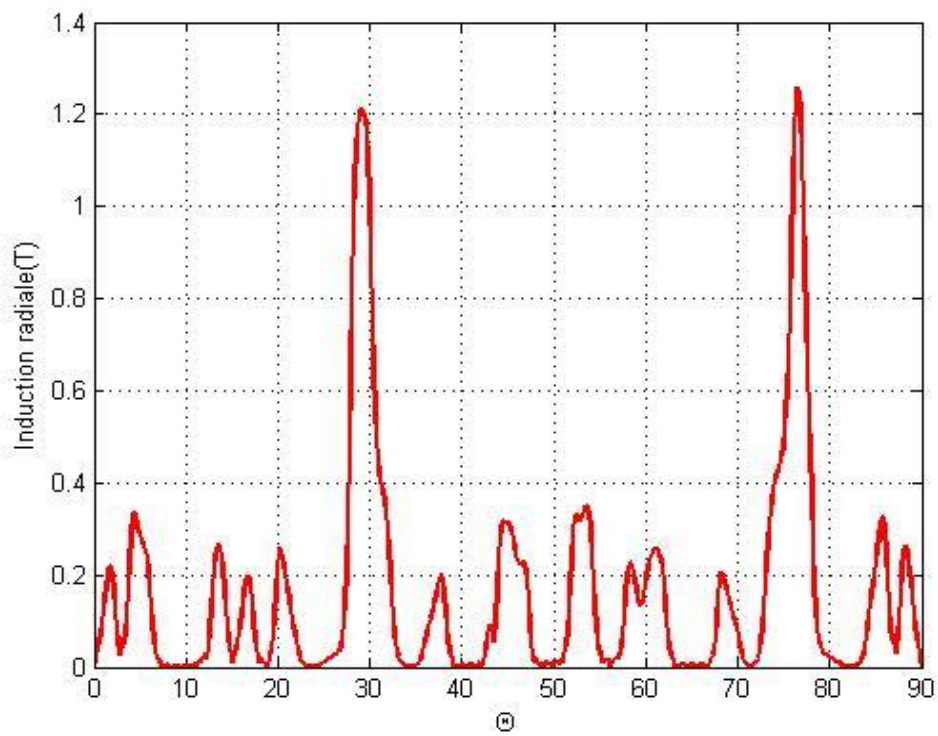
Figure III.10: La densité de flux magnétique à rotor bloqué « machine saine à g=1 ».

Distribution de l'induction dans l'entrefer

En raison du courant induit, on peut voir que le champ magnétique est surface du rotor. Formes d'onde radiales et tangentiels de densité de flux Le milieu de l'entrefer apparaît dans **fig**



(a)



(b)

Figure III.11: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer à rotor bloqué « machine saine à $g=1$ ».

La densité des courants de Foucault

Par rapport aux résultats du fonctionnement à vide, l'effet peut être observé Courants de Foucault sur induction radiale et densité de flux magnétique Tangente. On peut voir que la composante radiale de la densité de flux magnétique diminue. Cette La partie réelle de la distribution de la densité des courants de Foucault au milieu La figure III.12 montre la tige du rotor. La densité des courants de Foucault a Cette tendance est concentrée sur la surface externe de la barre du rotor.

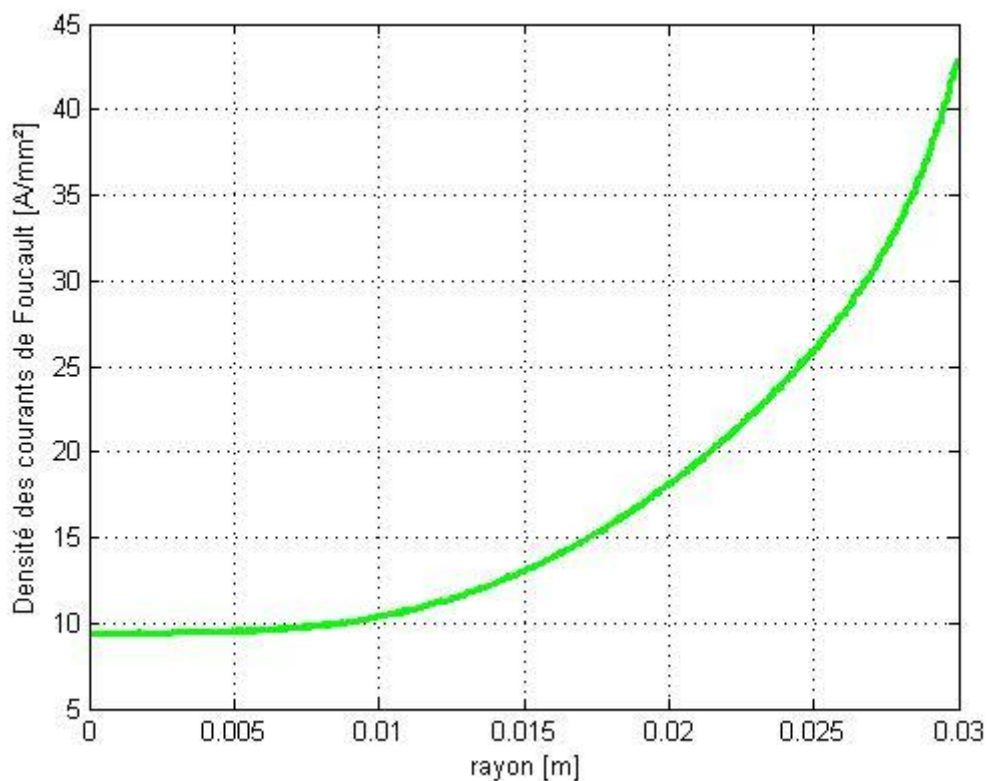


Figure III.12: La densité des courants de Foucault « machine saine g=1 »

III.5.2 Machine asynchrone avec barre cassée

On a posé la conductivité de la barre rotorique : $\sigma_{10} = 0$ S/m, Pour simuler les conditions de rupture d'un rotor, nous allons étudier l'influence d'une barre cassée sur la distribution du champ magnétique

III.5.2.1 Fonctionnement à vide $g=0$

La densité du flux magnétique

A partir La figure III.13 qui représente La densité du flux magnétique à vide on remarque que aucune différence dans la distribution de l'induction entre la machine saine et la machine avec barre cassée, donc en déduit que la barre cassée n'influe pas sur le comportement de la machine à vide.

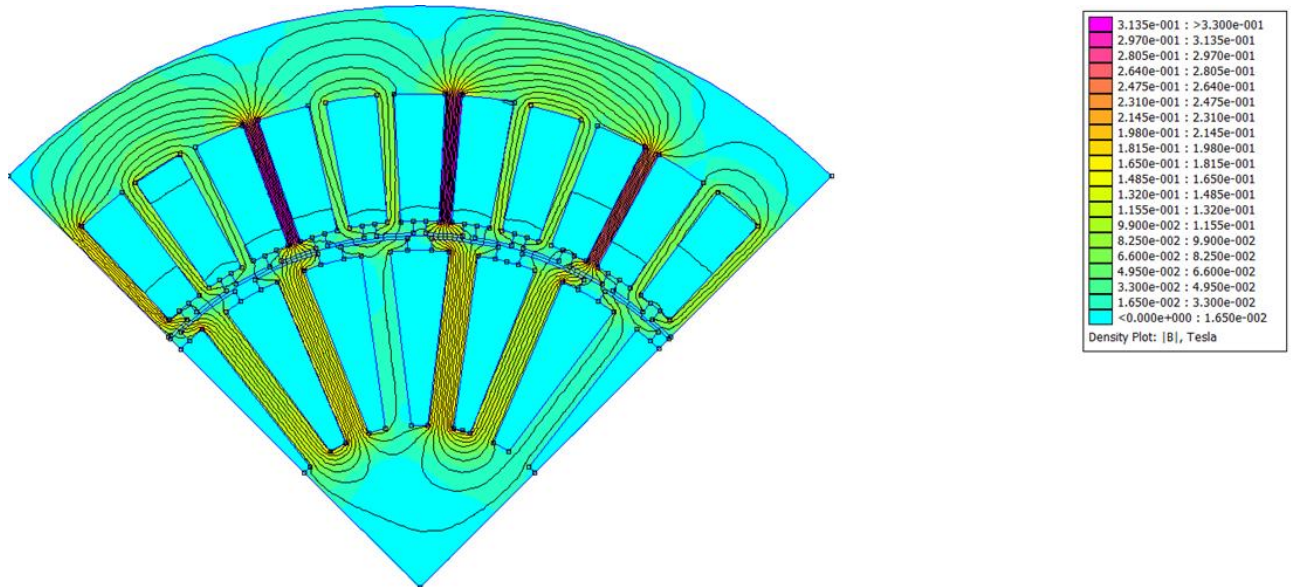
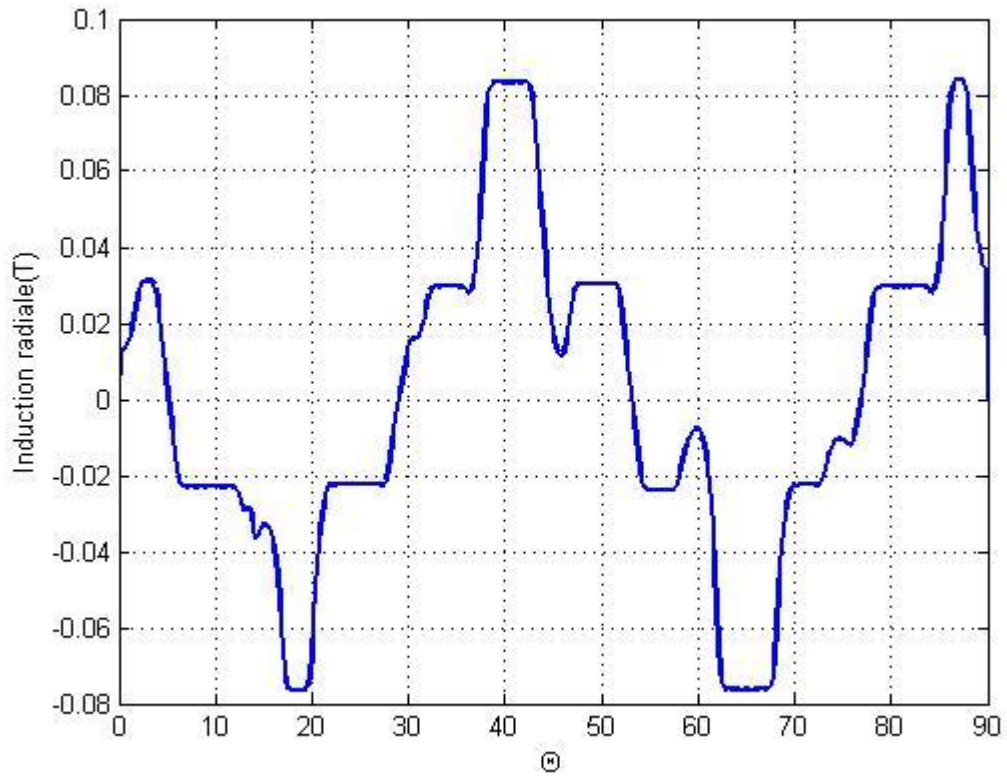


Figure III.13: La densité du flux magnétique à vide « machine avec barre cassée à $g=0$ ».

Distribution de l'induction dans l'entrefer



(a)

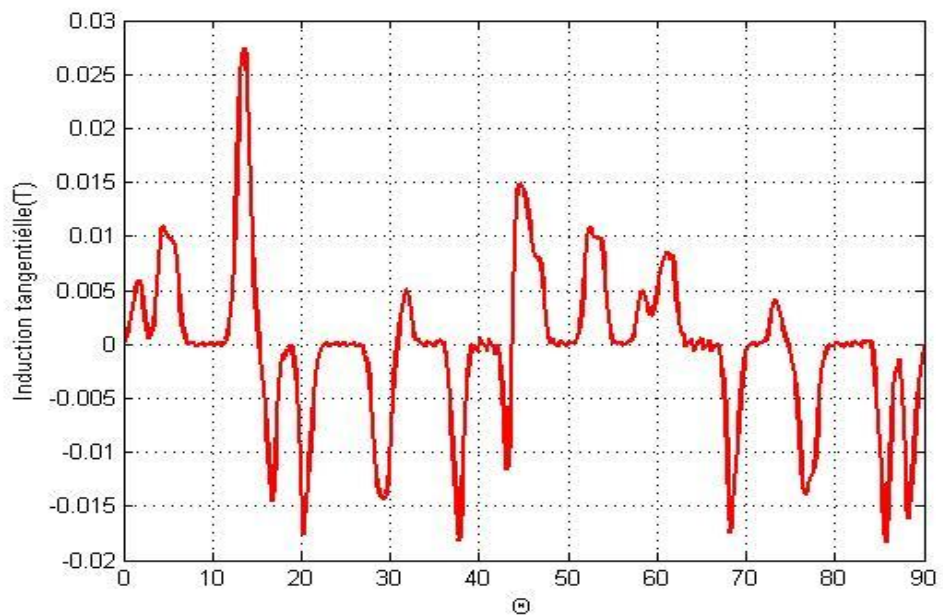


Figure III.14: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer « machine avec barre cassée à $g=0$ ».

III.5.2.2 Fonctionnement en charge $g=0.4$

La densité du flux magnétique

L'effet de la ligne pointillée sur la distribution est représenté $g=0.4$ est responsable du champ magnétique, on voit la boucle de la ligne des barreaux brisés autour du terrain.

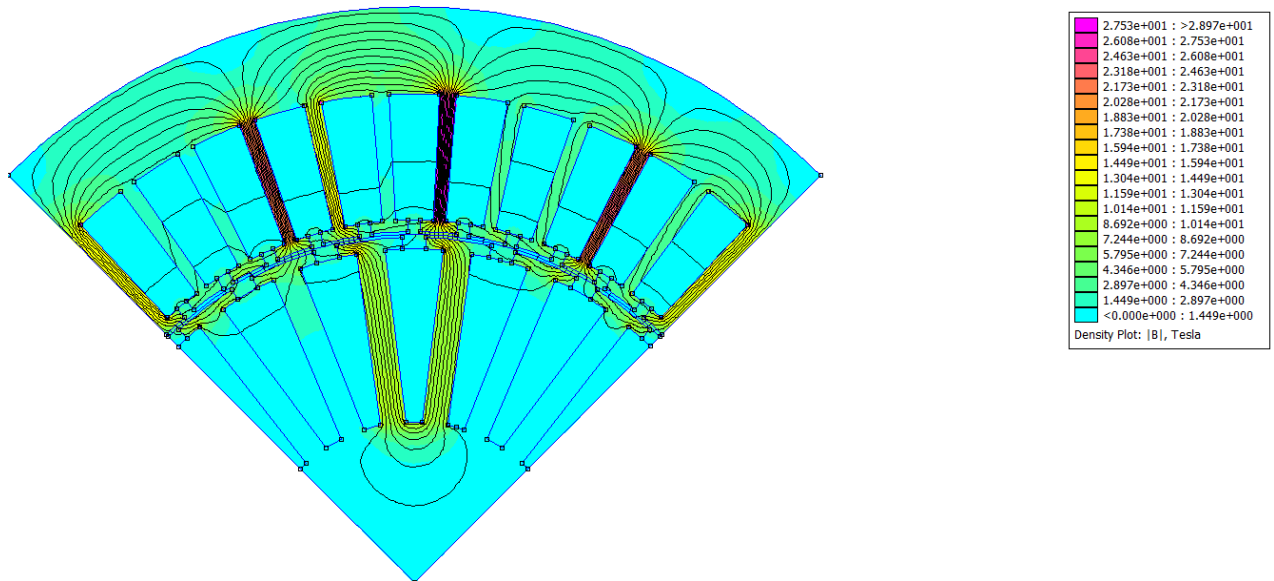


Figure III.15: La densité du flux magnétique en charge « machine avec barre cassée à $g=0.4$ ».

Distribution de l'induction dans l'entrefer

Réfraction de la barre rotorique provoque une augmentation considérable de la valeur de l'induction radiale tel qu'il est apparu dans la figure III.16

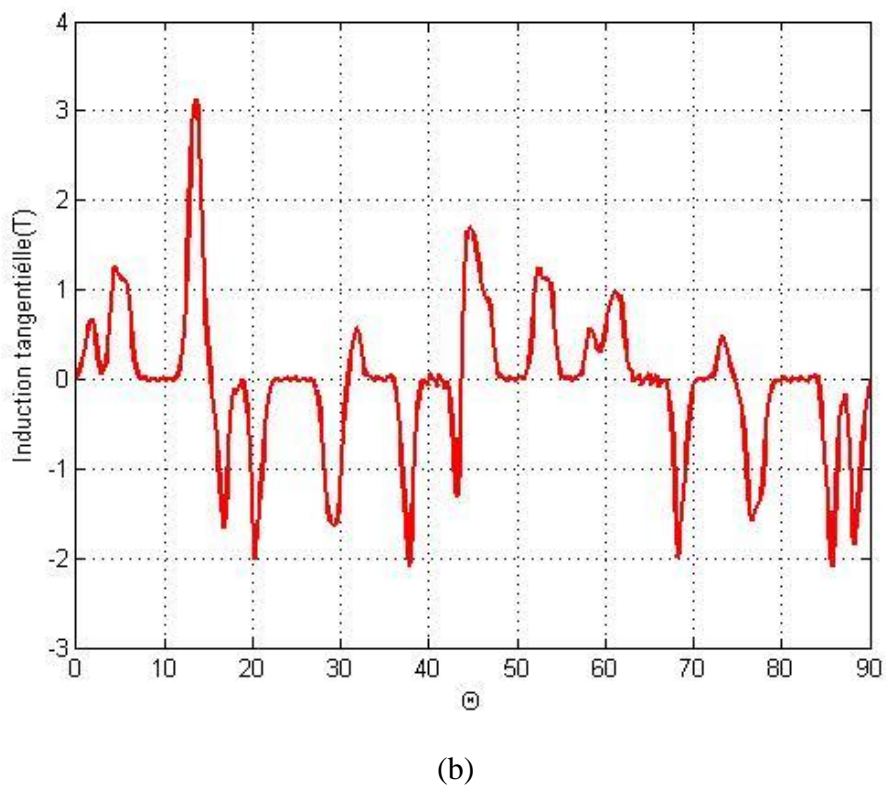
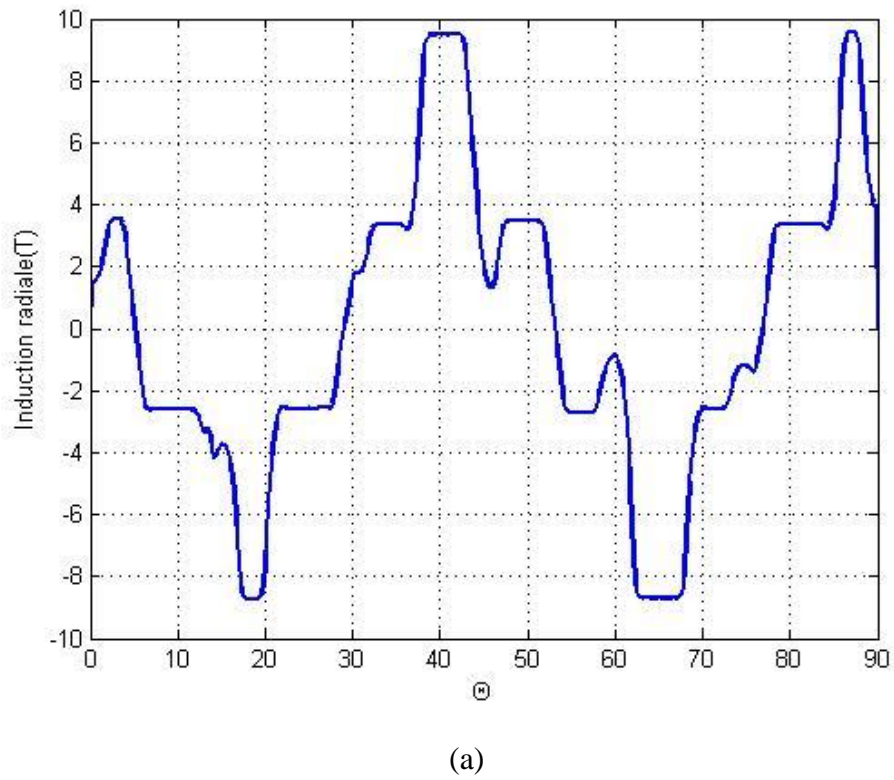


Figure III.16: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer en charge « machine avec barre cassée à $g=0.4$ »

La densité des courants de Foucault

La Figure III.17 Représente la variation de la densité de courants induit à travers le rayon de la barre rotorique en bon état a côté de la barre cassée (La valeur de la densité des courants de Foucault est nulle dans la barre cassée). La valeur maximale de la densité des courants induit a augmenté par rapport au cas sain

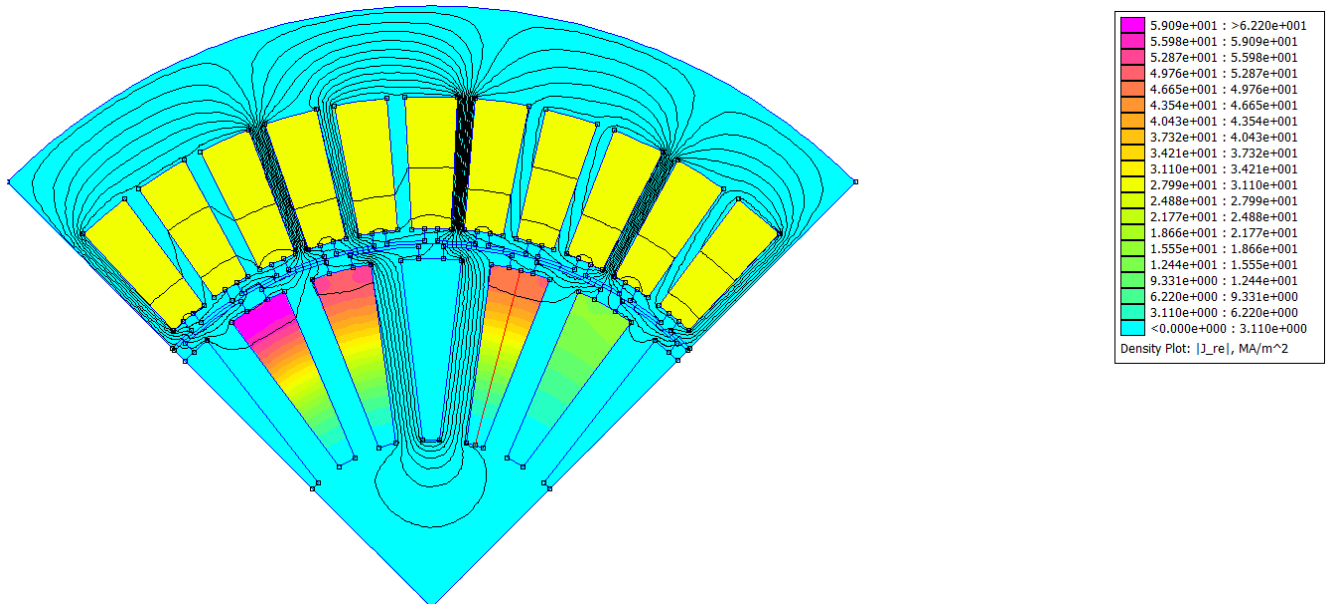


Figure III.17: La distribution de la densité des courants de Foucault en charge
« machine avec barre cassée et $g=0.4$ ».

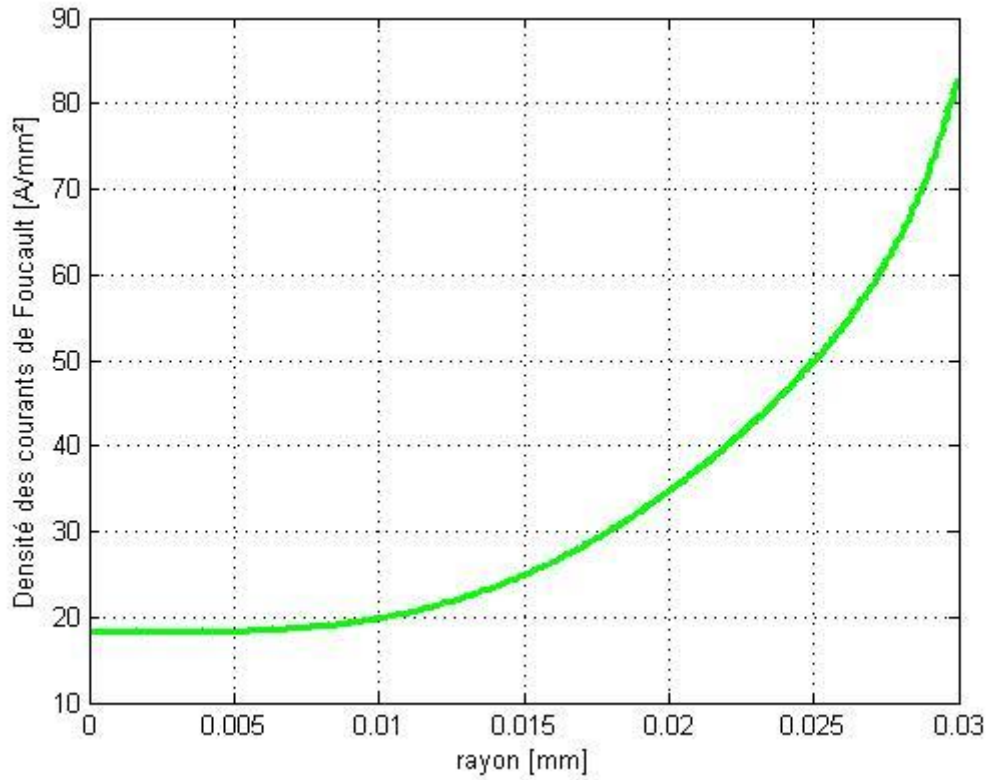


Figure III.18: La densité des courants de Foucault « machine avec barre cassée et $g=0.4$ ».

III.5.2.3 Fonctionnement avec rotor bloqué (g=1)

La densité du flux magnétique

La figure III.19 s'affiche l'effet de la barre cassée sur la distribution du champ magnétique du rotor bloqué, On remarque les lignes de champs contournant évitons la barre cassée

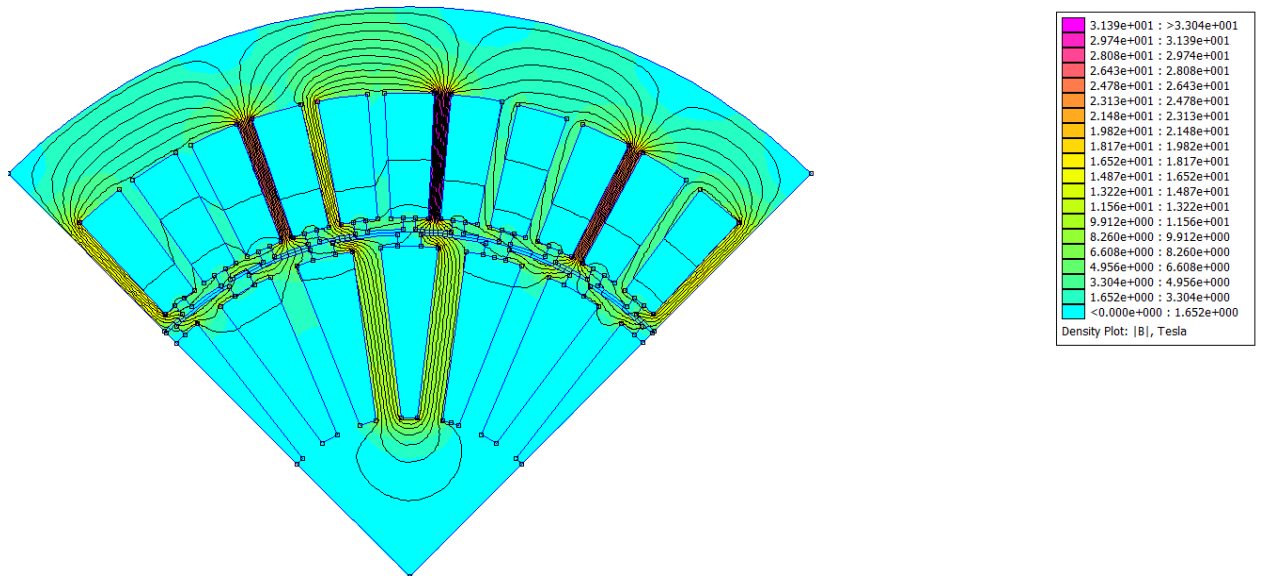
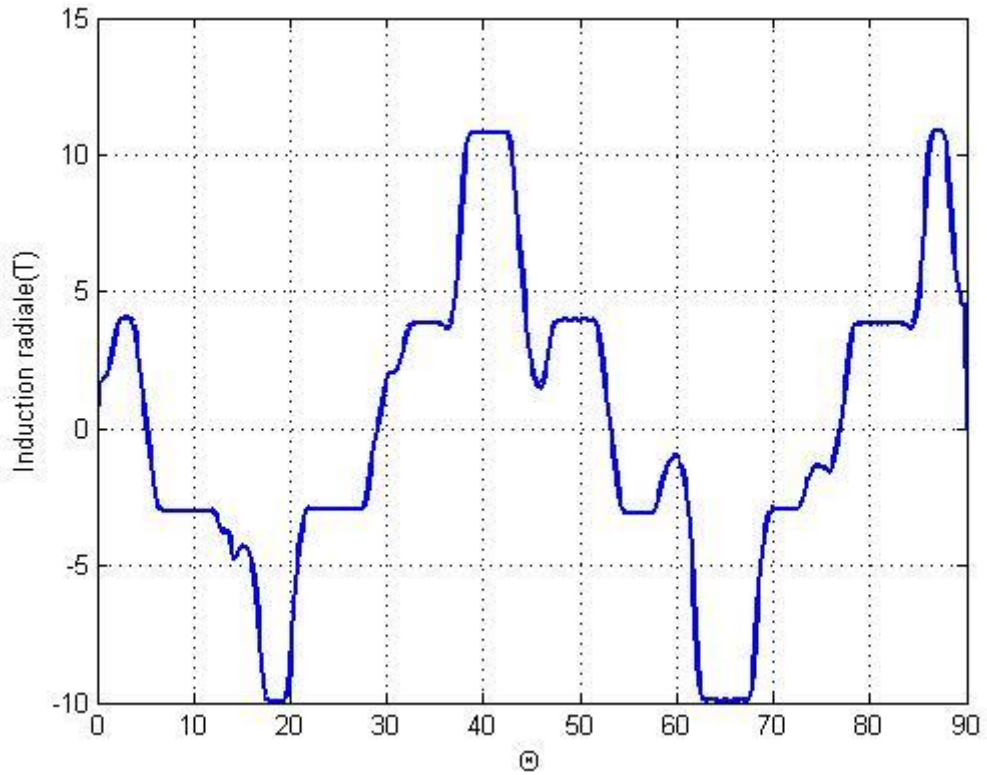


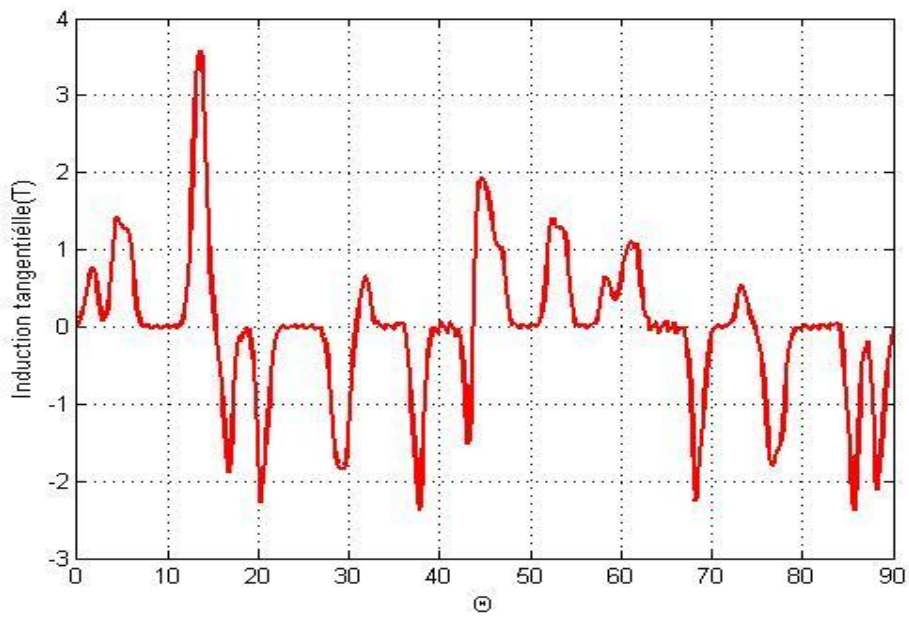
Figure III.19: La densité du flux magnétique « machine avec barre cassée à $g=1$ ».

Distribution de l'induction dans l'entrefer

La figure III.20 représentée la distribution de l'induction ou milieu de l'entrefer a $g= 1$ en présence d'un casse de rotor



(a)



(b)

Figure III.20: Inductions radiale (a) et tangentielle (b) au milieu de l'entrefer d'une « machine avec barre cassée à $g=1$ ».

La densité du courant de Foucault

A partir de la figure III.21 qui représente La distribution de la densité des courants de Foucault, On peut observer la valeur nulle des courants de Foucault dans la barre cassé, On note l'augmentation de la valeur du courant dans les barres normal (absence de casse) voisins.

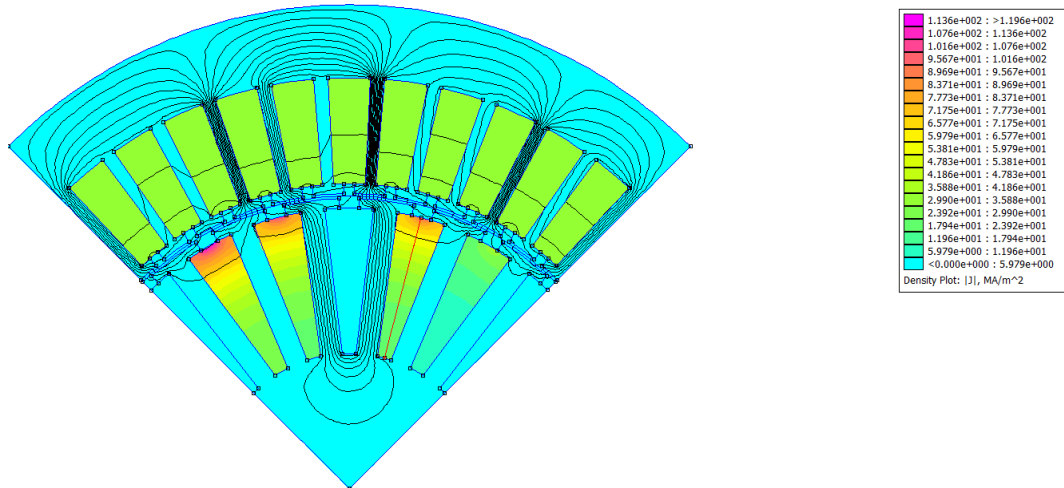


Figure III.21: La distribution de la densité des courants de Foucault « machine avec barre cassée à g=1 ».

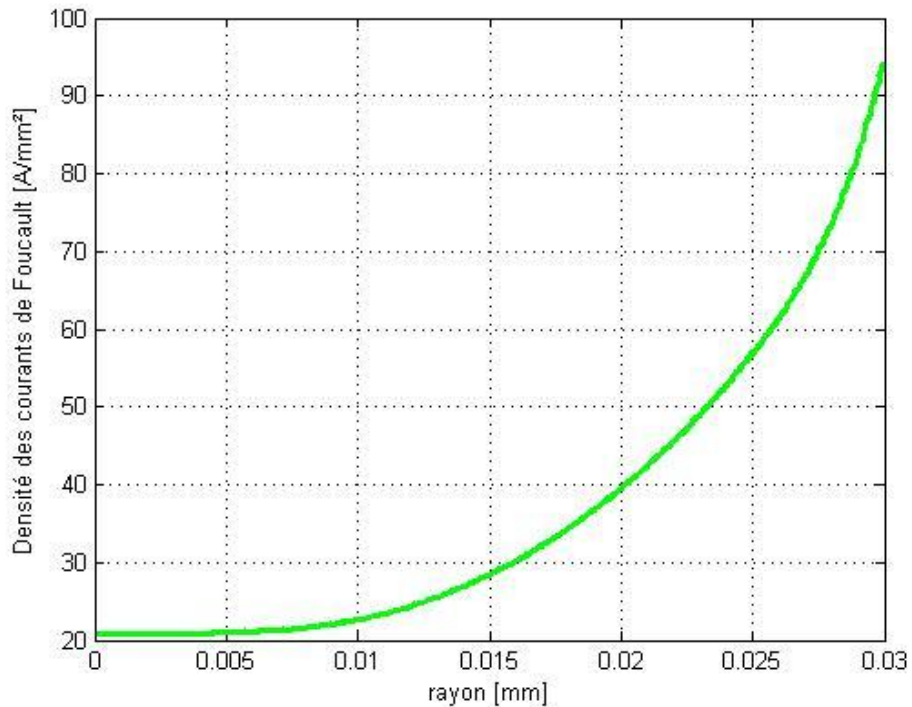
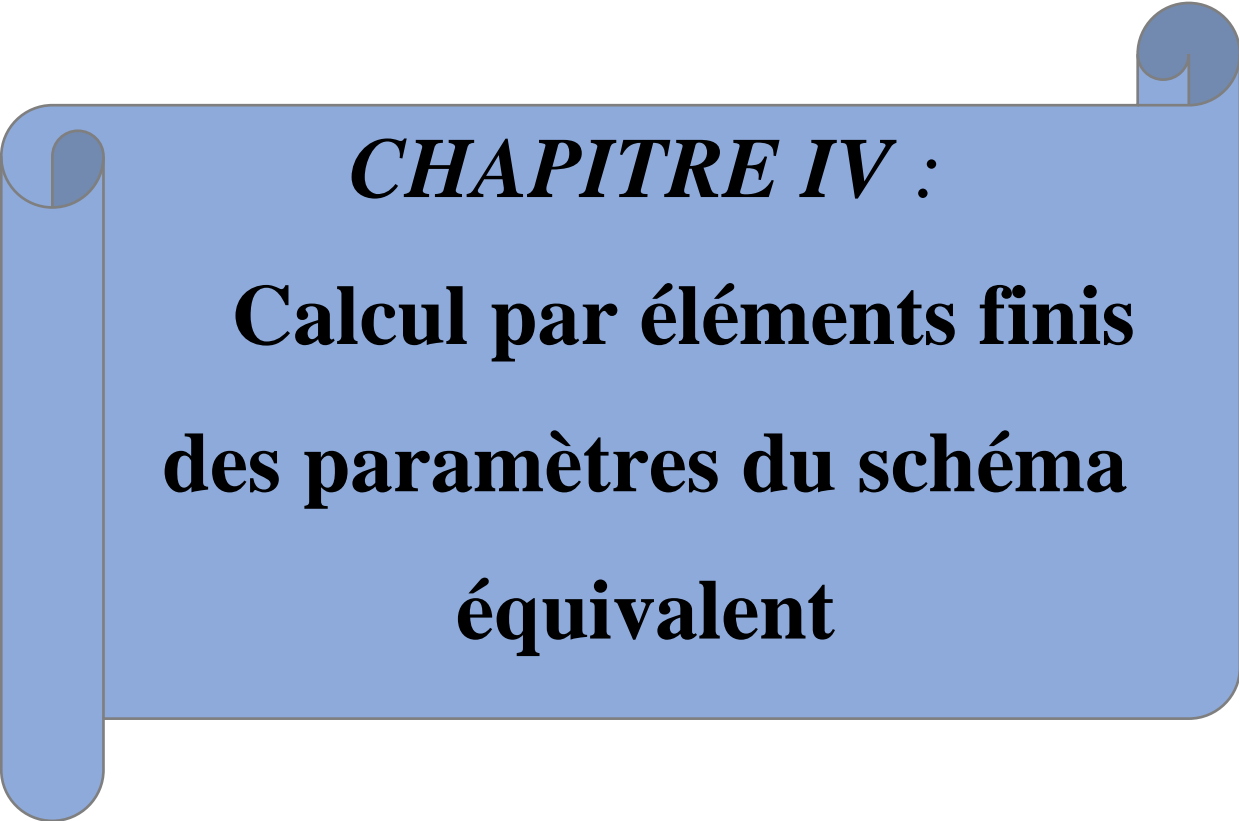


Figure III.22: La densité des courants de Foucault « machine avec barre cassée à g=1 ».

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudiés la distribution du champ magnétique dans toute la machine asynchrone a cage et les courants de Foucault au niveau des barres rotoriques dans deux état (saine et rotor cassé) et sous différent valeur de glissement (0, 0.4, 1), cette étude a l'aide de logiciel de FEMM 4,2 qui traite notre problème par la méthode des éléments finis.

Nous avons pu comparer les différentes courbes et données (flux magnétique, courant) pour le même sujet en différentes conditions.



CHAPITRE IV :
**Calcul par éléments finis
des paramètres du schéma
équivalent**

IV.1 Introduction

La machine asynchrone se caractérise par sa force dans l'industrie, sa fiabilité et son faible coût. Elle est également devenue pionnière dans le domaine des vitesses variables. Parmi les méthodes utilisées dans son étude figure la méthode des éléments finis.

Dans ce chapitre, nous appliquerons la méthode des éléments finis du moteur asynchrone à cage d'écureuil et l'étudierons sous plusieurs aspects, tels que l'étude du courant des barres du rotor, la définition de la bobine et la détermination des paramètres du schéma équivalent et les Paramètres de fonctionnement de la machine asynchrone et en va voir le phénomène de glissement et on étudie le couple et courant de glissement.

IV.2 Courant des barres rotoriques et définition de l'enroulement

L'équation de la densité des courants de Foucault induits dans j^{eme} barre de rotor dans une machine asynchrone saine :

$$Jb_j(r, \theta) = -j\omega_{rm} \sigma_j A_z I I_j(r, \theta) \quad (\text{Eq IV.1})$$

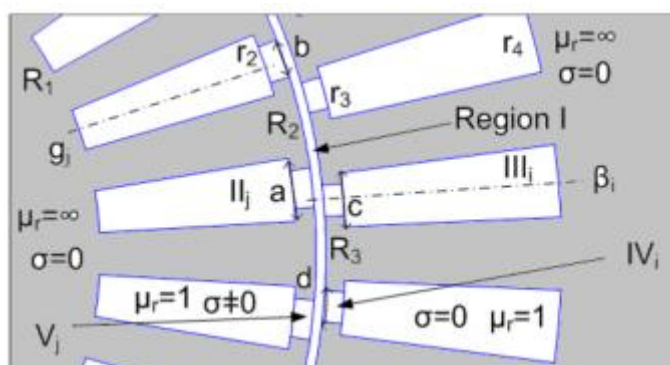


Figure IV.1 : Zoom du modèle étudié avec barres saines.

I : l'entrefer.

II : le barreau du rotor.

III : les encoches du stator.

IV : les semi-encoches du stator.

V : les semi-encoches du rotor.

Alors on peut dire que: dans le cas de barre cassée, la densité de courant sera nulle car la conductivité électrique est nulle.

Le courant dans j^{eme} barre du rotor :

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

$$I b_j = \int_{R_1}^{r_2} \int_{g_j - \frac{a}{2}}^{g_j + \frac{a}{2}} J b_j r dr d\theta \quad (Eq VI.2)$$

Dans la matrice suivante, nous calculons la densité de courant du stator dans les encoches

Pour ses trois phases entre courants de phase et encoches du stator. C'est après avoir calculé la distribution du champ magnétique et des courants de Foucault dans chaque région.

Le résultat suivant :

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -10 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (Eq IV.3)$$

L'expression de densité de courant dans les encoches du stator est donnée par :

$$J_i = \frac{N_c}{S} \cdot C^T \cdot I_m \cdot \left[1 e^{-j \frac{2\pi}{3}} e^{j \frac{2\pi}{3}} \right] \quad (Eq VI.4)$$

OÙ :

$$S = \frac{C \cdot (r_4^2 - r_3^2)}{2} \quad (Eq IV.5):$$

S: c'est la surface des encoches du stator avec :

r_3 : rayon intérieur.

r_4 : rayon extérieur.

N_c : nombre des conducteurs par encoche.

c^T : la transposé de la matrice de connexion.

I : valeur maximal du courant de phase.

IV.3 Identification des paramètres du schéma équivalent

En déterminant le débit et la f.e.m des encoches du stator, il est possible de calculer Paramètres du circuit équivalent du moteur à induction (CEE). De de nombreuses versions de CEE et niveau de précision souhaité. Dans ce chapitre, un CEE simplifié est utilisé. Exister Ignorer les pertes dans le fer ($R_f = 0$) et supposer que seule l'onde fondamentale est Considérant que les CEE indiqués dans la Figure IV.2 peuvent être utilisés.

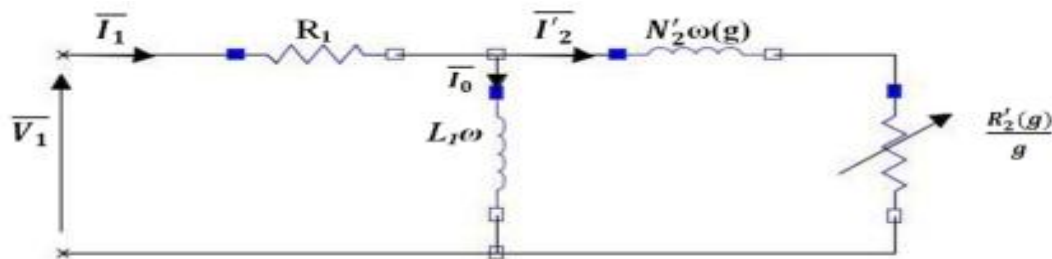


Figure IV.2 : schéma équivalent d'un moteur asynchrone à cage

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

Dans ce circuit, les éléments électriques sont :

R_{σ} : est la résistance du bobinage statorique.

$N^2(g)$: l'inductance de fuite totale en fonction du glissement.

$R'_2(g)$: la résistance équivalente au rotor ramenée au stator en fonction du glissement.

En fonction a vide ($g=0$) on peut déterminer l'inductance de magnétisation par l'aide de simulation des éléments finis avec un courant triphasé sinusoïdale:

Dans chaque phase le flux donné par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Psi \\ \Psi \\ \Psi \end{bmatrix} = N_c \cdot C^T [\varphi_1 \varphi_2 \dots \varphi_{Q_s-1} \varphi_{Q_s}] \quad (Eq IV.6)$$

selon la théorie de Stokes on peut calculer le flux de chaque encoche statorique :

$$\varphi_i = \frac{Lu}{g} \int_{a_i - \frac{c}{2}}^{a_i + \frac{c}{2}} \int_{r_3}^{r_4} Az_{III_i}(r, \theta) r dr d\theta \quad (Eq IV.7)$$

Az_{III_i} : le potentiel vecteur dans chaque encoche statorique.

Le calcul des paramètres du rotor nécessite une simulation par éléments finis du rotor comportement électromagnétique de la machine pour une valeur donnée de glissement ($g \neq 0$). Pour le fonctionnement en charge ($g \neq 0$), le courant de phase d'entrée est imposé la résolution des équations de champ permet de déterminer le flux aimants pour chaque phase. Puis le courant secondaire I'_2 calculé comme exemple phase (a).

$$I'_2(g) = I_m \frac{\Psi_a(g)}{L_1} \quad (Eq IV.8)$$

L'impédance secondaire totale de la phase (a) calculée par :

$$Z'_2 = \frac{j \cdot \omega \cdot \Psi_a(g)}{I^2(g)} \quad (Eq IV.9)$$

En raison de l'alimentation triphasée constante :

$$V = V_m \left[1 e^{-j \frac{2\pi}{3}} e^{j \frac{2\pi}{3}} \right] \quad (Eq IV.10)$$

On peut déterminer le courant du stator de la phase (a) par le CEE en fonction de la glissement

$$I_1(g) = \frac{V_1}{[Z_{\sigma}(g) + R_{\sigma}]} \quad (Eq IV.11)$$

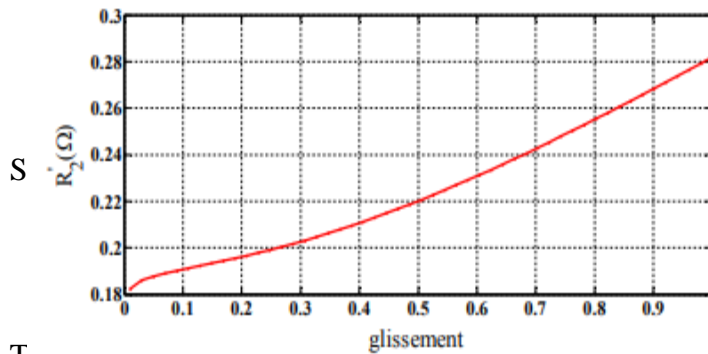
$$Z_{op}(g) = \frac{j \cdot L_1 \omega \left[\frac{R'_2(g)}{g} + j N^2(g) \omega \right]}{j L_1 \omega + \left[\frac{R'_2(g)}{g} + j N^2(g) \omega \right]} \quad (Eq IV.12)$$

Pour un courant stator donné et un glissement donné, le couple peut être calculé via la méthode de tenseur de Maxwell ou via la CEE via retour EMF.

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

$$E_1(g) = V_1 - R_1 I_1(g) \quad (Eq IV.13)$$

La puissance
rotor donné par
couple
glissement(par CEE)



apparente transmise au
l'équation suivant:

$$S \quad (Eq IV.14)$$

électromagnétique-

donné par:

$$T_{em} = \frac{\omega}{p} \quad (Eq IV.15)$$

Avec l'expression analytique en peut calculé T_{em} a l'aide le tenseur de Maxwell

$$T_{em} = \frac{LuRg^2}{\mu_0} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \Re \{ B_{I_r}(Rg, \theta) B_{I_\theta}^*(Rg, \theta) \} d\theta \quad (Eq IV.16)$$

OÙ

Rg :est rayon de la trajectoire circulaire placée au centre de l'entrefer.

lu :est la longueur axiale du moteur .

$B_{I_r}(Rg, \theta)$ et $B_{I_\theta}(Rg, \theta)$ sont composantes radiale et tangentielle de la densité de flux magnétique au milieu de l'entrefer .il Notons que $B_{I_\theta}^*(Rg, \theta)$ est le conjugué complexe de $B_{I_\theta}(Rg, \theta)$.

IV.4 Paramètres de fonctionnement de la machine étudiée

Dons notre étude d'une machine asynchrone à cage d'écurie nous choisirons les valeurs de fonctionnement suivantes :

$$f=50 \text{ Hz}, R_s=0.5\Omega, V_s=230 \text{ V}.$$

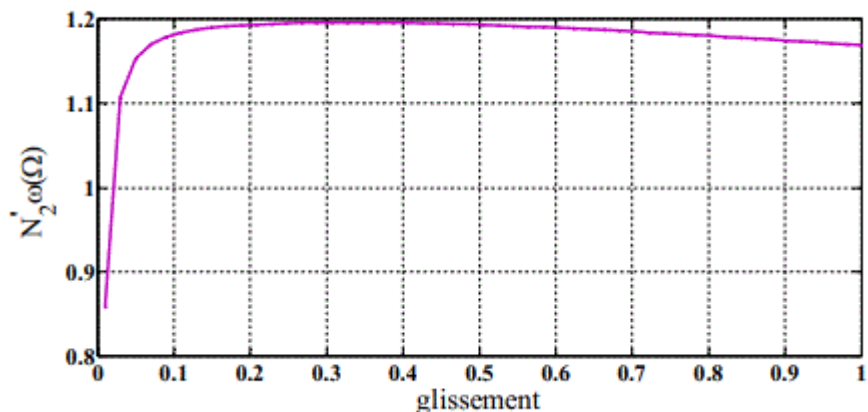
et après calculé l'inductance de magnétisation par la méthode de éléments finis à $g = 0$ pour les trois phases est : $L_{l0}=13.50 \Omega$.

IV.5 Les performances électromagnétiques

IV.5.1 Machine asynchrone saine

IV.5.1.1 Paramètres du CEE en fonction du glissement

Nous représentons la variation de la résistance équivalente rotorique sur la figure IV.3 et la réactance de fuite totale ramenée au stator. Sur cette figure, nous pouvons Notez que la traînée du rotor augmentera légèrement avec le glissement, et La réactance de fuite équivalente augmente à $1,2 \Omega$ à $g = 0,1$ puis devient Presque constante.



(a)

Figure IV.3 : Paramètres du rotor en fonction du glissement.

IV.5.1.2 Caractéristique courant-glissement

On peut voir sur la figure IV.4 que le courant statorique est Valeur maximale au démarrage ($g=1$). Le courant de la machine étudiée atteint 125A. Pour ce qui est de En régime permanent, le courant de travail normal du stator est 50 A correspond à 6 % de glissement.

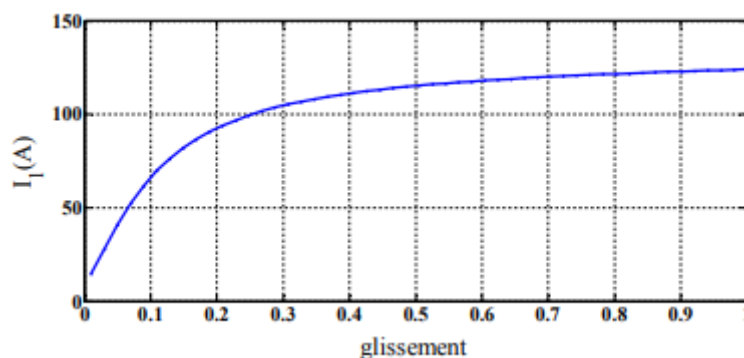


Figure IV.4 : Caractéristique courant statorique-glissement.

IV.5.1.3 Caractéristique couple-glissement

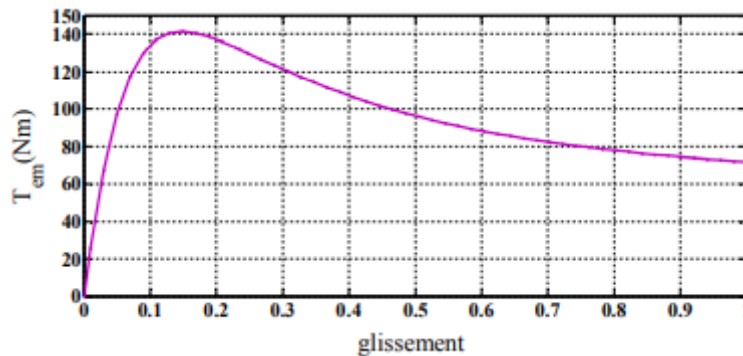
Calculé à partir des paramètres du diagramme équivalent Le glissement utilise des calculs déchargés et chargés, nous avons utilisé l'expression (Eq IV.18) pour calculer le couple électromagnétique en fonction du glissement Comme le montre la figure IV.5.a. On peut voir le couple sur cette image Pour un glissement critique de 0,13, le couple maximal atteint 140 Nm. De plus, le couple Le couple de démarrage de la machine étudiée est de 70 Nm.

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

La figure IV.5.b montre les caractéristiques de couple électromagnétique de glissement obtenues par la méthode des éléments finis. Comme on peut le voir sur cette figure, pour un glissement critique de 0,13, un couple maximal de 137 Nm est atteint. De plus, ce couple

Le couple de démarrage de la machine étudiée est de 65 Nm. Ainsi, deux méthodes conduisent à des résultats cohérents.

(a) Par schéma équivalent.



(b) Par éléments finis.

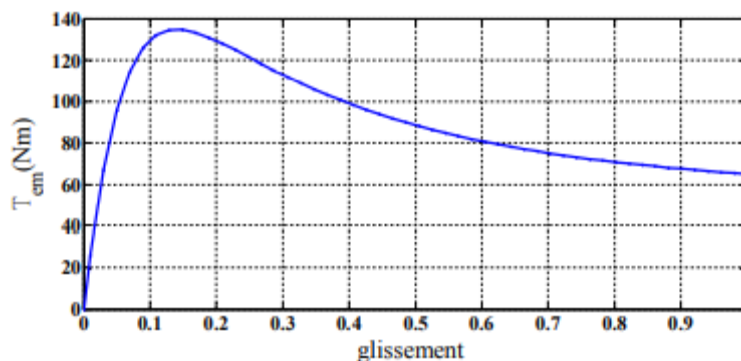


Figure IV.5: Caractéristique couple-glissement.

IV.5.2 Machine asynchrone avec barre cassée

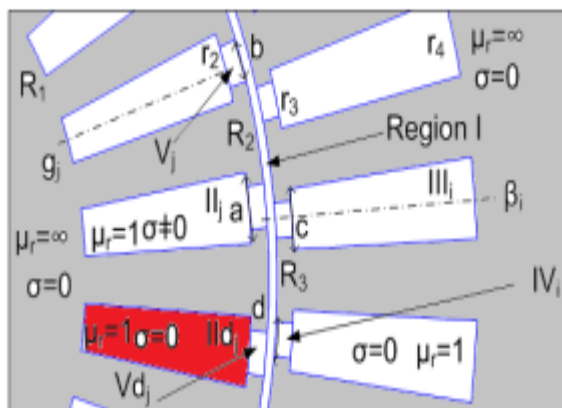


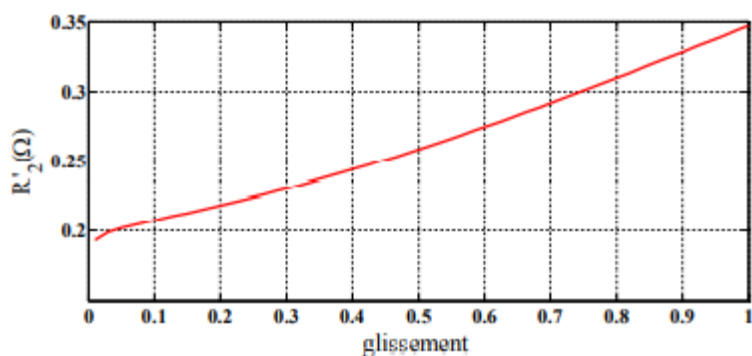
Figure IV.6: Zoome de modèle étudié en condition de barre cassée.

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

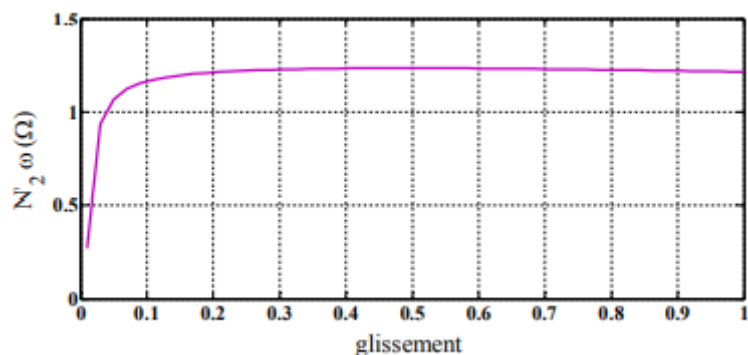
Dans l'étude de machine asynchrone à cage d'écureuil et dans le cas de barre cassée, la conductivité électrique est nulle.

IV.5.2.1 Paramètres du CEE en fonction du glissement

En cas de bris de barre sur le rotor, nous Figure IV.7.a. La résistance du rotor est ramenée au stator en fonction du glissement relativement plus élevée que les machines saines. Et réactance de fuite les rotors équivalents sont en fait équivalents aux rotos normaux (Figure IV.7).



a



b

Figure IV.7 : Paramètres du CEE en fonction du glissement.

IV.5.2.2 Caractéristique courant-glissement

On peut voir sur la Figure IV.8 que le courant de stator de 40A est un glissement critique de 6% est atteint. Il est difficile de voir l'effet des barres cassées à travers cette fonction.

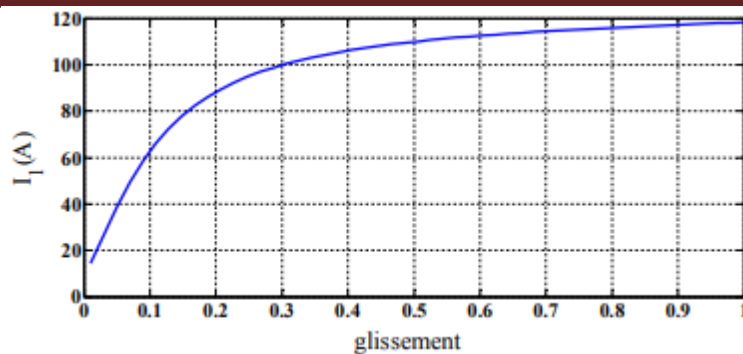
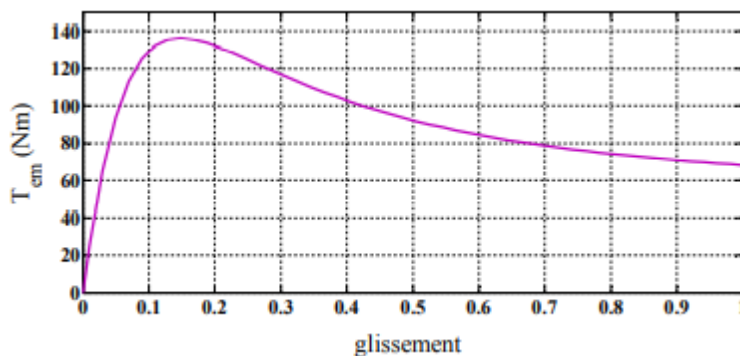


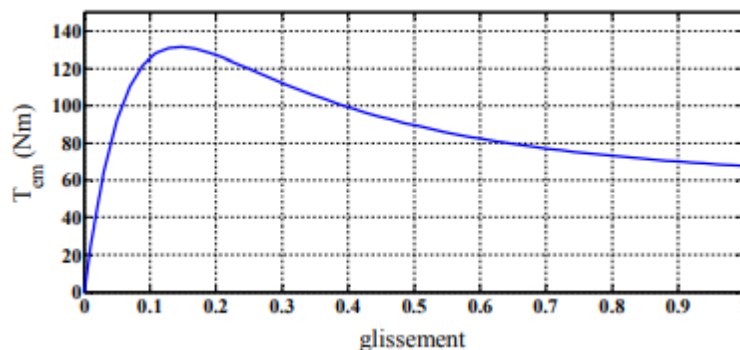
Figure IV.8 : Caractéristique courant-glissement.

IV.5.2.3 Caractéristique couple-glissement.

Nous montrons sur la Figure IV.8.a que le couple maximal de 138 Nm est un glissement critique de 0.13 est atteint. De plus, le couple de démarrage la machine étudiée fait 65 Nm. par conséquent, les barres cassées réduisent le couple maximal et couple de démarrage. Nous utilisons l'expression (Eq IV.16) pour trace le couple électromagnétique en fonction de glissement illustré à la Figure IV.5.a Cette pour un glissement critique de 0.13 le couple maximal de 130 Nm. droit couple de démarrage est de 65 Nm. Dans ce cas également la valeur du couple électromagnétique en fonction de glissement obtenu avec les tenseurs de Maxwell et CEE comparable.



(a)



(b)

Figure IV.9 : Caractéristique couple-glissement.

IV.6 Conclusion

Il existe principalement deux approches différentes de la recherche sur les machines asynchrone : schéma équivalent et méthode des éléments finis. Méthode la façon classique de déterminer les paramètres du diagramme équivalent est Approximatifs car basés sur des méthodes simplifiées du terrain.

Méthode l'éléments finis (M.E.F) est plus précis car il peut prendre en compte des phénomène complexes comme la saturation et l'effet de peau apparaissent dans la machine ,mais nécessite généralement beaucoup de ressources informatique et de temps .les deux méthode ci-dessus ,nous avons résolu ce problème dans notre travail détermination des paramètre du diagramme équivalent du moteur asynchrone réalisé dans des condition de fonctionnement normal et de panne du rotor au moyen de la méthode des éléments finis .Nous obtenons ainsi un équivalent exact te facile à mettre œuvre .

Conclusion général

L'invention des moteurs a fait une grande différence dans le monde de l'industrie en particulier. Au fil des ans, de nombreux centres de recherche et universités ont modélisé et développé les machines électriques. L'utilisation des ordinateurs a fortement contribué au domaine du développement par divers logiciels des machines. De ces logiciels on trouve FEMM.

Nous avons développé une simulation sous FEMM qui permet de déterminer la distribution du champ magnétique dans toute la machine et les courants de Foucault au niveau des barres rotoriques que ce soit dans le cas d'une machine saine ou en défaut.

Après nous avons utilisé la méthode analytique de la détermination des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis (FEMM)

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

Références

- [1]. modélisation de la machine électrique en vue de leur commande -jean paul louise 2004
- [2]. HAMADOU Adil Mr. NESSISSEN Abdelkader " Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil" memoire master Université Djilali BOUNAAMA - Khemis Miliana 2015
- [3]. Halem Noura" Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue du Diagnostic par la Méthode des Eléments Finis "university mohammed KHaiderbiskra 2015
- [4]. Ahmed Salim Ould Mohamed "Modélisation numérique d'une machine asynchrone à cage Étude de ses performances en présence de défaut entre spires"UNIVERSITE DE M'SILA 2012
- [5]. machine électrique" j.niard paris
- [6]. "machine asynchrone" philippe le brun strasbourg
- [7]. "électrotechnique" 'theodore wildi"
- [8]. "machine électrique la machine asynchrone" bapio BAYALA 2010
- [9]. AIT BELKACEM DYHIA AIT ALI SALIMA "ETUDE PAR ELEMENTS FINIS D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL" memoire master Université Mouloud MAMMERIE de Tizi-Ouzou 2017
- [10]. whitepaper "l'alimentation électrique pour les moteurs asynchrone" ' Franck Weinbissinger' 07/2010
- [11]. BOUCHERAK Amrane BELAIDI Louiza "Identification des paramètres d un moteur asynchrone triphasé à cage avec la méthode des éléments finis" these Ingénieur d'État en Électrotechnique Université Mouloud Mammeri de Tizi- Ouzou 2012
- [12]. NASRI FARID AYCHE MOHAMED "ETUDE DES PROCÉDES DES FREINAGES DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES PAR LES AUTOMATES PROGRAMMABLES INDUSTRIELS (A.P.I.)" memoire master université de M'sila 2007
- [13]. principles of electric machines and power electronics DR. P. C. SEN Kingston, Ontario, Canada
- [14]. electric machinery and transformers 'BHAG S. GURU HUSEYIN R. HIZIROGLU'
- [15]. ELECTRICAL MACHINES S.K SAHDEV COBRIDEG
- [16]. Damech Zakaria, Mokhtari Brahim, « modélisation et simulation d'une génératrice asynchrone en saturation », thèse de master en génie électrique, 2011/2012, Université KasdiMerbah–Ouargla
- [17]. <https://www.totalenergies.fr/> visit le 10/04/2022 14:00

CHAPITRE IV : Calcul par éléments finis des paramètres du schéma équivalent

- [18]. BENKHALFALLAH HACENE BOULANOUAR -FAIDI HACENE"ETUDE ET REALISATION D'INTERFACED'ACQUISITION NUMERIQUE"
- [19]. Pierre mayé « aide mémoire électrotechnique » OCTOBRE 2020
- [20]. M'hemedRachek and Tarik Merzouki "Finite Element Method Applied to the Modelling and Analysis of Induction Motors" Tizi-ouzou
- [21]. Electromagnetism : Maxwell equations, wave propagation, and emission / Tamer Bécherrawy 2012 Grande-Bretagne
- [22]. ChouaibLabioud, «Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable », thèse de Magister université de biskra, 12/05/2014.
- [23]. Ahmed Salim Ould Mohamed "Modélisation numérique d'une machine asynchrone à cage Étude de ses performances en présence de défaut entre spires" memoiremaster en génie électrique m'sila
- [24]. HAMADOU Adil . NESSISSEN Abdelkader""Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil""Université Djilali BOUNAAMA - Khemis Miliana 2015
- [24]. ZAOUIA Mustapha "Etude par la Méthode des ElémentsFinis d'une Machine Synchrone àAimants Permanents en Présence deDéfauts dus à la Désaimantation" Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou 2009
- [25]. AIT ARKOUB Akli. AIT MOUHOUB Ali ARHAB Marzouk mémoire mastre 'Calcul des performances d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil sous environnement F.E.M.M' 2010/2011UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU