

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'
Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé

**Prédiction des performances électromagnétiques d'un moteur
asynchrone à cage avec barres saines, défectueuses et cassées**

Présenté par
Ahmed LAKAB

Sous la direction de **Dr. K. Bouhrara & L.Roubache**
Soutenu publiquement le 15 juin 2016

Membres du Jury

Président : R. Tahmi, Maitre de conférences à l'ENP
Rapporteur : K. Bouhrara, Maitre de conférences à l'ENP
Examineur : R. Ibtouen, Professeur à l'ENP

ENP 2016

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

Dédicaces

A la mémoire de mon grand-père maternelle

Je dédie ce travail à :

Mes très chers parents, les mots ne suffisent guère pour exprimer l'attachement, l'amour et l'affection que je porte pour vous.

Mon jumeau Mohamed et mon frère Mourad pour leur soutien.

Mes grands-pères paternels et ma grande mère maternelle.

Tous les membres de ma famille en particulier mon cousin Zakari et Youcef.

Tous mes amis.

Remerciement

Je remercie le Dieu de m'avoir donné la force et le courage pour réaliser ce modeste travail.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du laboratoire de recherche en électrotechnique à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

*Ce travail a été effectué sous la direction de monsieur **K.Boughrara**, maitre de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et monsieur **L.Roubache**, doctorant à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Veuillez trouver ici l'expression de ma respectueuse considération et ma profonde admiration pour toutes vos qualités scientifiques et humaines.*

*Je tiens à exprimer mes profonds remerciements à monsieur **R.Tahmi**, maitre de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je tiens également à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **R.Ibtouene**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour l'honneur qu'il me fait d'examiner et critiquer ce mémoire.*

Je tiens à remercier tous mes amis qui mon accompagnée durant l'accomplissement de ce travail en particulier : Anes Benmerzoug, Oussama Mekid, Amine benalal, Amar rai et hakim debib.

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé et soutenu tout au long de mes études.

ملخص

يعرض هذا العمل طريقة تحليلية ثنائية الأبعاد (2D) لحساب الأداء الكهرومغناطيسي للمحرك غير متزامن ذو قفص دوار. وتستند هذه الطريقة على حل معادلات لابلاس، بواسون، وهيلمهولتز في فجوة الهواء للآلة، فتحات الجزء الثابت للآلة وفتحات الدوار على التوالي وذلك باستخدام الفصل بين المتغيرات وتطبيق تحويل فورييه. هذا النموذج يسمح بالتنبؤ بالأداء الكهرومغناطيسي للمحرك في حالت قضبان سليمة، معيبة أو مكسره. في الاخير يتم التأكد من النتائج التحليلية باستعمال طريقة العناصر المحددة باستخدام FEMM.

الكلمات المفتاحية: طريقة تحليلية، محرك غير متزامن ذو قفص دوار، تحويل فورييه، الفصل بين المتغيرات، قضبان سليمة/معيبة/مكسره.

Abstract

This paper present a two-dimensional (2D) analytical method for the calculation of the electromagnetic performances for cage rotor induction motor. The method is based on the resolution of Laplace's, Poisson, and Helmholtz's equations in the air-gap, stator slots and rotor bars regions respectively using separation of variables and application of Fourier transform. This modèle allows to predict the electromagnetic performances in Healthy, defective and broken bars. The analytical results are validates by those issued from finite element method by using FEMM.

Key words: analytical method, cage rotor induction motor, separation of variables, Fourier transform, Healthy/defective/broken bars, finite elements method.

Résumé

Ce document présente un modèle analytique bidimensionnel (2D) de calcul des performances électromagnétiques d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Le calcul est basé sur la résolution des équations de Laplace, Poisson et Helmholtz dans l'entrefer, les encoches statorique et les barres rotorique respectivement par la méthode de séparation de variables et l'application de la transformation de Fourier. Ce modèle nous permet de faire la prédiction des performances électromagnétique dans le cas de barres saines, défectueuses et cassées. Les résultats analytiques sont validés par ceux issus de l'application de la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel FEMM.

Mots clés : modèle analytique, machine asynchrone à cage, séparation de variables, transformation de Fourier, barres saines/défectueuses/cassées, méthode des éléments finis.

Table de matières

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

NOTATIONS

INTRODUCTION GÉNÉRALE	13
CHAPITRE 1. GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	11
1.1 INTRODUCTION	17
1.2 DEFINITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	17
1.3 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	17
1.3.1 <i>Le stator</i>	18
1.3.2 <i>Le rotor</i>	19
1.3.2.1 Rotor bobiné	19
1.3.2.2 Rotor à simple cage d'écureuil.....	19
1.3.2.3 Rotor à double cage d'écureuil.....	20
1.3.3 <i>Les paliers</i>	20
1.3.4 <i>L'arbre</i>	21
1.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	21
1.5 BILAN DE PUISSANCE	22
1.6 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE	23
1.7 SCHEMA EQUIVALENT D'UN MOTEUR ASYNCHRONE	23
1.7.1 <i>Essai en continu</i>	24
1.7.2 <i>Essai à vide</i>	25
1.7.3 <i>Essai à rotor bloqué</i>	26
1.8 CONCLUSION	27
CHAPITRE 2. MODÉLISATION ANALYTIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC BARRES SAINES, DÉFECTUEUSES ET CASSÉES.....	23
2.1 INTRODUCTION	29
2.2 EQUATIONS DE DIFFUSION DU CHAMP.....	29
2.2.1 <i>Formulation en utilisant le potentiel vecteur magnétique</i>	29
2.2.2 <i>Conditions de passage d'un milieu à un autre</i>	30
2.2.3 <i>Conditions aux limites</i>	30
2.3 PRESENTATION DU PROBLEME ETUDIE.....	31
2.4 MODELE D'ETUDE.....	31
2.4.1 <i>Hypothèses simplificatrices</i>	31
2.5 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC DES BARRES SAINES.....	32
2.6 EXPRESSIONS DES GRANDEURS LOCALES DANS LES REGIONS I, II ET III	33
2.6.1 <i>Calcul du champ dans l'entrefer (région I)</i>	33
2.6.2 <i>Calcul du champ dans les barres rotoriques (région II)</i>	35
2.6.3 <i>Le calcul du champ dans les encoches statoriques (région III)</i>	36
2.7 EXPLOITATION DES CONDITIONS DE PASSAGE ENTRE LES DIFFERENTES REGIONS	37
2.8 MODELE ANALYTIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC UNE BARRE ROTORIQUE DEFECTUEUSE.....	40
2.9 MODELE ANALYTIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC UNE BARRE CASSEE	41
2.10 CALCUL DE DENSITE DU COURANT DANS LES BARRES ROTORIQUES.....	43
2.11 CALCUL DU FLUX EMBRASSE PAR UNE SEULE ENCOCHE STATORIQUE.....	43
2.12 CALCUL DE LA DENSITE DU COURANT STATORIQUE.....	43
2.13 CALCUL DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE	44
2.14 CONCLUSION	44
CHAPITRE 3. VALIDATION DU MODÈLE ANALYTIQUE PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS	

3.1 INTRODUCTION	46
3.2 MODÉLISATION PAR ÉLÉMENTS FINIS.....	46
3.2.1 Création de la géométrie	46
3.2.2 Définition des matériaux dans chaque partie de la machine.....	47
3.2.3 Définition du maillage.....	48
3.3 VALIDATION DE LA METHODE ANALYTIQUE PAR LA METHODE NUMERIQUE	49
3.3.1 Paramètres de la machine à étudier.....	49
3.4 PERFORMANCE ELECTROMAGNETIQUE AVEC ALIMENTATION EN COURANT.....	50
3.4.1 Barres saines	50
III.4.1.1. A vide.....	50
3.4.1.1.1 Lignes de champ	50
3.4.1.1.2 Distribution de L'induction dans l'entrefer	50
3.4.1.2 A rotor bloqué.....	51
3.4.1.2.1 Lignes du champ	51
3.4.1.2.2 Distribution de L'induction dans l'entrefer	52
3.4.1.2.3 Densité du courant.....	52
3.4.1.2.4 Courant dans les barres rotoriques	53
3.4.2 Barres défectueuses.....	53
3.4.2.1 Ligne du champ.....	53
3.4.2.2 Densité du courant	54
3.4.2.3 Courant dans les barres rotoriques	55
3.4.3 Barres cassées	55
3.5 CONCLUSION	57
CHAPITRE 4. CALCUL PAR LA MÉTHODE ANALYTIQUE ET NUMÉRIQUE DES PARAMÈTRES DU SCHÉMA ÉQUIVALENT.....	53
4.1 INTRODUCTION	59
4.2 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT.....	59
4.2.1 Calcul du couple électromagnétique	61
4.3 PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT DU CIRCUIT ELECTRIQUE	62
4.3.1 Barres saines	62
4.3.1.1 Inductance de magnétisation	62
4.3.1.2 Paramètre qui modélise le rotor	62
4.3.1.3 Courant statorique	63
4.3.2 Barres cassées	64
4.3.2.1 Paramètres qui modélisent le rotor.....	64
4.3.2.2 Courant statorique.....	65
4.4 PERFORMANCES ELECTROMAGNETIQUES AVEC ALIMENTATION EN TENSION.....	65
4.4.1 Barres saines	65
4.4.1.1 Essai en charge.....	65
4.4.1.1.1 Lignes du champ	65
4.4.1.1.2 Distribution de L'induction dans l'entrefer	66
4.4.1.1.3 Densité du courant.....	67
4.4.1.1.4 Courant dans les barres rotoriques	67
4.4.1.2 Couple électromagnétique.....	68
4.4.2 Barres défectueuse	68
4.4.2.1 Couple électromagnétique.....	70
4.4.3 Barres cassées	71
4.4.3.1 Couple électromagnétique.....	72
4.5 CONCLUSION	73
CHAPITRE 5. ETUDE PARAMÉTRIQUE.....	70
5.1 INTRODUCTION	75
5.2 INFLUENCE DE L'OUVERTURE DES ENCOCHES ROTORIQUES	75
5.3 INFLUENCE DE L'OUVERTURE DES ENCOCHES STATORIQUES	75
5.4 INFLUENCE DE LA CONDUCTIVITE DES BARRES ROTORIQUES	76
5.5 INFLUENCE DU NOMBRE DE BARRES ROTORIQUES.....	77
5.6 INFLUENCE DU NOMBRE D'ENCOCHES STATORIQUES	78

5.7 INFLUENCE DES SEMI-ENCOCHES STATORIQUES ET ROTORIQUES	79
5.8 INFLUENCE DE LA CAGE ROTORIQUE.....	81
5.9 CONCLUSION	82
CONCLUSION GÉNÉRALE	79
RÉFÉRENCES.....	82
ANNEXE A.....	89
ANNEXE B.....	91

Liste des Tableaux

TABLEAU 3.1 PARAMÈTRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE.....	49
---	----

Liste des Figures

FIG. 1.1. ELÉMENTS CONSTITUTIFS D'UNE MACHINE ASYNCHRONE [6].	18
FIG. 1.2. VUE RÉELLE D'UN STATOR D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.	18
FIG. 1.3. ROTOR BOBINÉ RÉEL (À GAUCHE) ET SONT BOBINAGE (À DROITE).	19
FIG. 1.4. ROTOR À CAGE D'ÉCUREUIL.	20
FIG. 1.5. ROTOR À DOUBLE CAGE D'ÉCUREUIL.	20
FIG. 1.6. CARACTÉRISTIQUE COUPLE GLISSEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE À FRÉQUENCE ET TENSION FIXES.	22
FIG. 1.7. BILAN DE PUISSANCE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.	22
FIG. 1.8. SCHEMA EQUIVALENT DU MOTEUR ASYNCHRONE, IDENTIQUE A CELUI DU TRANSFORMATEUR.	23
FIG. 1.9. SCHEMA EQUIVALENT EN T DE LA MACHINE ASYNCHRONE.	24
FIG. 1.10. ESSAI EN CONTINUE.	25
FIG. 1.11. SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA MAS À VIDE.	25
FIG. 1.12. SCHEMA EQUIVALENT DE LA MAS A ROTOR BLOQUE.	26
FIG. 2.1. LA MACHINE ASYNCHRONE A ETUDIER.	31
FIG. 2.2. ZOOM SUR LE MODELE D'ETUDE AVEC DES BARRES SAINES.	32
FIG. 2.3. CONDITIONS AUX LIMITES APPLIQUEES A L'ENCOCHE ROTORIQUE.	35
FIG. 2.4. CONDITIONS AUX LIMITES APPLIQUEES A L'ENCOCHE STATORIQUE.	36
FIG. 2.5. ZOOM SUR LE MODELE D'ETUDE DANS LE CAS D'UNE BARRE DEFECTUEUSE.	40
FIG. 2.6. ZOOM SUR LE MODELE D'ETUDE DANS LE CAS D'UNE BARRE CASSEE.	41
FIG. 3.1. LE TRAÇAGE DE LA GÉOMÉTRIE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SOUS LE LOGICIEL FEMM.	47
FIG. 3.2. DÉFINITION DES MATÉRIAUX DE LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE SOUS LE LOGICIEL FEMM.	47
FIG. 3.3. (A) COUPE TRANSVERSALE DE LA MACHINE AVEC MAILLAGE GLOBALE EN 2D, (B) ZOOM SUR LE MAILLAGE DE LA ZONE ENCOCHES + ENTREFER + CULASSES.	48
FIG. 3.4. DISTRIBUTION DES LIGNES DU CHAMP A VIDE.	50
FIG. 3.5. REPRESENTATION DE L'INDUCTION AU MILIEU DE L'ENTREFER A VIDE : (A) INDUCTION RADIALE, (B) INDUCTION TANGENTIELLE.	51
FIG. 3.6. LA DISTRIBUTION DES LIGNES DU CHAMP EST LA PARTIE REELLE DE LA DENSITE DU COURANT A ROTOR BLOQUE.	51
FIG. 3.7. REPRESENTATION DE L'INDUCTION AU MILIEU DE L'ENTREFER A ROTOR BLOQUE : (A) INDUCTION RADIALE, (B) INDUCTION TANGENTIELLE.	52
FIG. 3.8. DENSITE DE COURANT AU MILIEU DE LA BARRE N° 8 A ROTOR BLOQUE.	52
FIG. 3.9. COURANT DANS LES BARRES ROTORIQUE A ROTOR BLOQUE.	53
FIG. 3.10. DISTRIBUTION DES LIGNES DU CHAMP EST LA PARTIE REELLE DE LA DENSITE DU COURANT A ROTOR BLOQUE AVEC LA BARRE 9 DEFECTUEUSE.	54
FIG. 3.11. DENSITE DE COURANT AU MILIEU DE LA BARRE N° 9 A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE DEFECTUEUSE.	55
FIG. 3.12. PARTIE REELLE DES COURANTS ROTORIQUE A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE DEFECTUEUSE.	55
FIG. 3.13. DISTRIBUTION DES LIGNES DU CHAMP ET DE LA PARTIE REELLE DE LA DENSITE DU COURANT A ROTOR BLOQUE AVEC LA BARRE 9 CASSEE.	56
FIG. 3.14. DENSITE DU COURANT AU MILIEU DE LA BARRE N° 9 A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE CASSEE.	56
FIG. 3.15. PARTIE REELLE DES COURANTS ROTORIQUE A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE CASSEE.	57
FIG. 4.1. SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT D'UN MOTEUR ASYNCHRONE.	59
FIG. 4.2. VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT.	62

FIG. 4.3. VARIATION DE LA REACTANCE DE FUITE EN FONCTION DU GLISSEMENT.....	63
FIG. 4.4. VARIATION DU COURANT STATORIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT.....	63
FIG. 4.5. VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT : (A) AVEC UNE BARRE CASSEE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET UNE AUTRE AVEC UNE BARRE CASSEE.	64
FIG. 4.6. VARIATION DE LA REACTANCE DE FUITE EN FONCTION DU GLISSEMENT : (A) AVEC UNE BARRE CASSEE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET UNE AUTRE AVEC UNE BARRE CASSEE.	65
FIG. 4.7. VARIATION DU COURANT STATORIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT : (A) AVEC UNE BARRE CASSEE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET UNE AUTRE AVEC UNE BARRE CASSEE...	65
FIG. 4.8. LA DISTRIBUTION DES LIGNES DU CHAMP ET LA PARTIE REELLE DE LA DENSITE DU COURANT POUR UN FONCTIONNEMENT EN CHARGE.....	66
FIG. 4.9. DISTRIBUTION DE L'INDUCTION DANS L'ENTREFER EN CHARGE : (A) INDUCTION RADIALE, (B) INDUCTION TANGENTIELLE.....	66
FIG. 4.10. DENSITE DE COURANT AU MILIEU DE LA BARRE NUMERO 8 EN CHARGE.....	67
FIG. 4.11. COURANT DANS LES BARRES ROTORIQUES EN CHARGE.....	67
FIG. 4.12. VARIATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE AVEC DES BARRES SAINES.....	68
FIG. 4.13. DISTRIBUTION DES LIGNES DU CHAMP EST LA PARTIE REELLE DE LA DENSITE DU COURANT A ROTOR BLOQUE AVEC LA BARRE 9 DEFECTUEUSE.....	69
FIG. 4.14. DENSITE DE COURANT AU MILIEU DE LA BARRE N 9 A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE DEFECTUEUSE.....	69
FIG. 4.15. PARTIE REELLE DES COURANTS ROTORIQUES A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE DEFECTUEUSE.....	70
FIG. 4.16. VARIATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE DEFECTUEUSE.....	71
FIG. 4.17. DISTRIBUTION DES LIGNES DU CHAMP EST LA PARTIE REELLE DE LA DENSITE DU COURANT A ROTOR BLOQUE AVEC LA BARRE 9 CASSEE.....	71
FIG. 4.18. DENSITE DE COURANT AU MILIEU DE LA BARRE N° 9 A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE CASSEE.....	72
FIG. 4.19. PARTIE REELLE DES COURANTS ROTORIQUE A ROTOR BLOQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE CASSEE.....	72
FIG. 4.20. VARIATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DU GLISSEMENT : (A) COMPARAISON ENTRE LA METHODE ANALYTIQUE ET NUMERIQUE, (B) COMPARAISON ENTRE UNE MACHINE AVEC DES BARRES SAINES ET AVEC UNE BARRE CASSEE.....	73
FIG. 5.1. INFLUENCE DE L'OUVERTURE D'ENCOCHES ROTORIQUES SUR : (A) LE COURANT STATORIQUE, (B) LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	75
FIG. 5.2. INFLUENCE DE L'OUVERTURE D'ENCOCHES STATORIQUES SUR : (A) LE COURANT STATORIQUE, (B) LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	76
FIG. 5.3. INFLUENCE DE LA CONDUCTIVITÉ SUR : (A) LE COURANT STATORIQUE, (B) LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	77
FIG. 5.4. INFLUENCE DU NOMBRE DE BARRES ROTORIQUE SUR : (A) LE COURANT STATORIQUE, (B) LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	78
FIG. 5.5. INFLUENCE DU NOMBRE D'ENCOCHES STATORIQUE : (A) INDUCTION RADIALE, (B) INDUCTION TANGENTIELLE.....	79
FIG. 5.6. INFLUENCE DU NOMBRE D'ENCOCHES STATORIQUE SUR : (A) LE COURANT STATORIQUE, (B) LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	79
FIG. 5.7. DISTRIBUTION DES LIGNES DE CHAMP DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE AVEC SEMI-ENCOCHES À VIDE.	80

FIG. 5.8. INFLUENCE DES SEMI ENCOCHES SUR : (A) LE COURANT STATORIQUE, (B) LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.	80
FIG. 5.9. DISTRIBUTION DES LIGNES DE CHAMP DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE CAGE À VIDE.	81
FIG. 5.10. INFLUENCE DE LA CAGE ROTORIQUE SUR : (A) LE COURANT STATORIQUE, (B) LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.	81

Notations

Symbole	Désignation	Unité
μ_r	Perméabilité relative des barres rotoriques	
N_c	Nombre de conducteurs dans l'encoche statorique	
f	Fréquence	Hz
I_m	Valeur maximum du courant de phase	A
Q_s	Nombre des encoches statoriques	
Q_r	Nombre des barres rotoriques	
c	Ouverture de l'encoche statorique	Degré
b	Ouverture de l'encoche rotorique	Degré
p	Nombre de paires de pôles	
e	Epaisseur de l'entrefer	mm
L_u	Longueur de la machine	mm
σ	Conductivité des barres rotoriques	S/m
R_1	Rayon interne de l'encoche rotorique	mm
R_2	Rayon rotorique externe	mm
R_3	Rayon externe de l'encoche statorique	mm
R_4	Rayon externe de l'encoche statorique	mm
R_{ext}	Rayon extérieur de la machine	mm
R_s	Résistance du bobinage statorique	Ω
$L1. w$	Inductance de magnétisation	Ω
$N2. w$	Inductance de fuite ramenée au stator	Ω
$R2$	Résistance rotorique ramené au stator	Ω
ψ_a	Flux complexe de la phase A	Wb
C	Matrice de connexion	
Z_2	Impédance secondaire	Ω
Z_{op}	Impédance Opérationnelle	Ω
E_1	Force contre électromotrice	V
S_{tr}	Puissance apparente	VA
T_{em}	couple électromagnétique	N.m
P_{tr}	Puissance Transmise	W

Introduction générale

Le domaine de la conversion de l'énergie électrique a connu une évolution progressive depuis l'apparition de l'électronique de puissance. Les moteurs électriques se sont imposés dans l'industrie, en particulier le moteur asynchrone, qui est devenu omniprésent dans diverses applications : faible, moyenne et forte puissance, grâce à leur facilité de construction et leur robustesse [1].

Aujourd'hui, les constructeurs des machines ont besoin d'améliorer les performances électromagnétiques avec un coût de production minimum [2]. D'où la nécessité d'adopter une ligne de recherche centrée sur le développement des méthodes de calcul des performances électromagnétiques [3].

Pour la conception des machines électriques, il existe trois modèles de calcul des performances électromagnétiques classés comme suit : analytique, semi numérique et numérique [2] [31].

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, avec un stator muni d'un enroulement simple couche et à pas entier. L'objectif de notre travail est d'élaborer un modèle analytique de prédiction des performances électromagnétiques d'une machine asynchrone à cage avec des barres saines, ou avec la présence d'une barre défectueuse, ou cassée. Ce modèle est basé sur la résolution des équations de propagation du champ électromagnétique dans les différentes régions de la machine par la méthode de séparation de variables et les séries de Fourier. Ce modèle nous permet de déterminer les performances électromagnétiques de la machine avec un temps de calcul très faible. Afin de valider le modèle analytique, nous utilisons un modèle numérique sous le Logiciel FEMM [4].

Le premier chapitre de notre travail rappelle brièvement comment fonctionne une machine asynchrone, et quels sont les différents éléments qui la constituent. Par ailleurs, la deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la détermination des paramètres du schéma équivalent par la méthode expérimentale.

Le second chapitre, développe, sous des hypothèses simplificatrices, un modèle analytique bidimensionnel de prédiction des performances électromagnétiques d'une machine asynchrone dans le cas de : barres saines, présence d'une barre défectueuse ou cassée, basé sur la résolution analytique des équations de Maxwell dans les différentes régions de la machine, afin de déterminer les performances électromagnétiques de la machine.

Au troisième chapitre de notre mémoire, nous utilisons la méthode des éléments finis sous le logiciel FEMM afin de valider le modèle analytique. Pour ce faire, un programme a été développé sur le logiciel MATLAB /FEMM.

Au niveau du quatrième chapitre, nous présentons le schéma électrique équivalent, adopté dans notre travail pour la machine asynchrone, puis nous allons déterminer les paramètres du schéma équivalent par la méthode analytique et numérique. Ces paramètres seront utilisés pour le calcul des performances électromagnétiques d'une machine asynchrone alimentée en tension.

Dans le dernier chapitre, nous allons exploiter la méthode analytique pour analyser l'influence des paramètres géométriques et des caractéristiques des matériaux sur les performances électromagnétiques, essentiellement le courant statorique absorbé et le couple électromagnétique.

Chapitre 1. Généralités sur la machine asynchrone

1.1 Introduction

Vu la robustesse de la machine asynchrone et son adaptation à des applications de faible, de moyenne et de forte puissance, elle s'est imposée fortement dans le secteur industriel. Cette machine est devenue la plus employée au monde [1].

L'objectif de ce chapitre est de présenter les éléments essentiels constituant une machine asynchrone. Nous donnons ensuite le schéma équivalent de la machine asynchrone. Enfin, nous abordons les différents essais sur la machine asynchrone (à vide, rotor bloquée) qui permettent de déterminer les paramètres du schéma équivalent.

1.2 Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est un convertisseur électromagnétique tournant, qui assure la conversion de l'énergie électrique à une énergie mécanique rotationnelle. Nous parlons dans ce cas d'un fonctionnement moteur, ou bien de la conversion de l'énergie mécanique à une énergie électrique. Dans un fonctionnement générateur, l'inducteur de la machine asynchrone fonctionne avec du courant alternatif, l'induit étant en court-circuit, ceci est le grand avantage de la MAS qui permet d'isoler l'induit électriquement (il n'y a aucune liaison électrique entre l'induit et l'alimentation). La particularité de la MAS, c'est que l'induit ne tourne pas de la même vitesse que le champ tournant [5].

Dans notre étude, nous allons considérer le cas d'un moteur asynchrone.

1.3 Constitution de la machine asynchrone

Les éléments constituant la machine asynchrone peuvent se décomposer en trois parties d'un point de vue mécanique :

- Le stator (l'inducteur), partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- Le rotor (l'induit), partie tournante de la machine qui assure la rotation de la charge mécanique.
- Les paliers, c'est l'organe mécanique qui est connecté à la charge mécanique par un accouplement, ce qui permet la rotation de la charge mécanique.

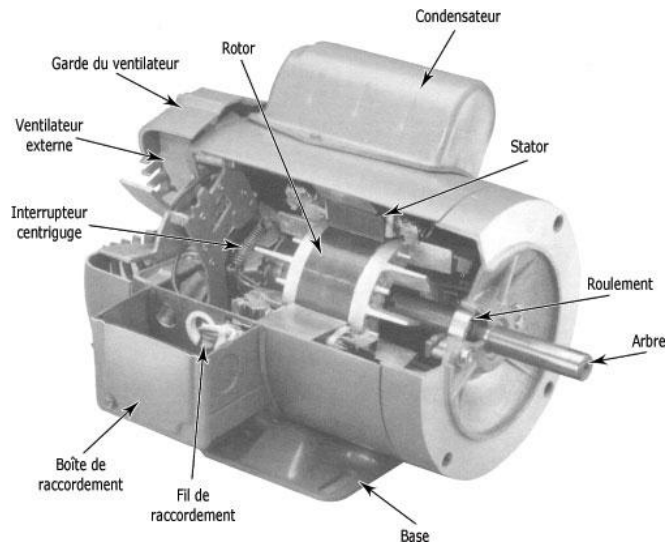


Fig. 1.1. Eléments constitutifs d'une machine asynchrone [6].

1.3.1 Le stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué essentiellement de deux parties :

Le circuit magnétique : il est constitué d'un empilage de tôles fines identiques de silicium séparées par un isolant qui constitue un cylindre vide. Ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure ; l'alignement de ces trous forme des encoches, ceci permet le maintien de l'enroulement statorique. Le circuit magnétique permet la canalisation des lignes du champ, et l'empilage des tôles sert à limiter les pertes par courant de Foucault.

Le bobinage statorique : il est constitué de conducteurs repartis dans les encoches statoriques. Selon le type de bobinage, l'enroulement statorique peut donc se décomposer en deux parties : les conducteurs de l'encoche et les têtes de bobines. Une fois les conducteurs des encoches sont parcourus par un courant électrique, un champ magnétique tournant se crée dans l'entrefer. Les têtes de bobines servent à renfermer le courant électrique entre les deux encoches.

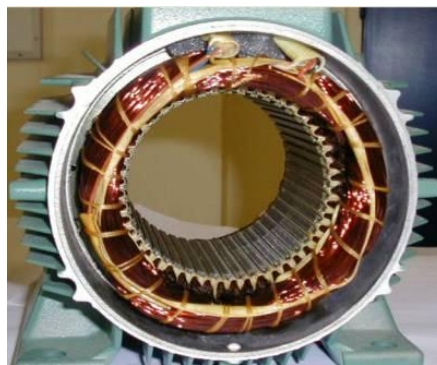


Fig. 1.2. Vue réelle d'un stator d'une machine asynchrone.

1.3.2 Le rotor

Le rotor est constitué d'un empilage de tôles ferromagnétiques poinçonnées à leurs périphéries extérieures, ce qui forme des encoches prêt à recevoir les conducteurs qui forment le bobinage rotorique. Le rotor est séparé du stator par un vide de l'ordre du millimètre qui est appelé entrefer. On distingue trois types de rotor :

1.3.2.1 Rotor bobiné

Le rotor bobiné comporte un bobinage triphasé constitué des conducteurs placés dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile dont le nombre de pôles est le même que celui du stator ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Cette bague permet, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités.

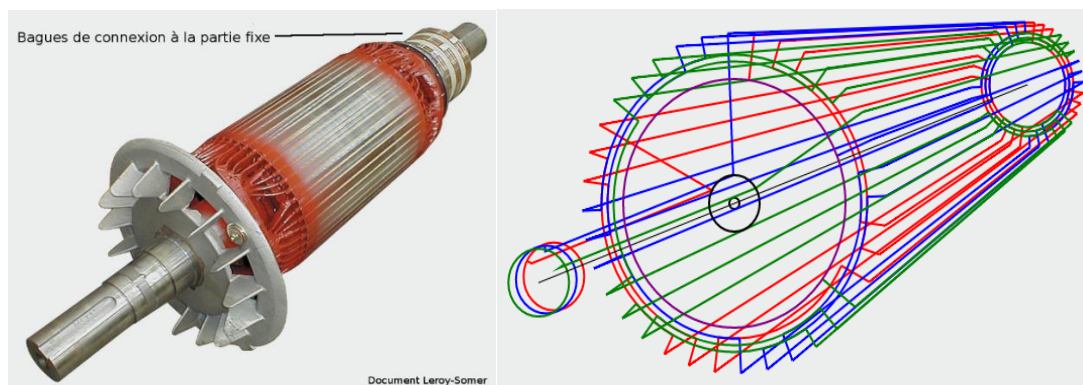


Fig. 1.3. Rotor bobiné réel (à gauche) et son bobinage (à droite).

1.3.2.2 Rotor à simple cage d'écureuil

Dans ce cas, l'enroulement rotorique est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes (anneaux) métalliques formant les extrémités. Par construction, nous inclinons les barres pour supprimer les harmoniques de denture. Bien entendu, cette cage est insérée dans le circuit magnétique constituant le rotor, et il n'y a aucun accès électrique au rotor. Donc, il n'y a ni balais, ni bagues, ni contacts tournants [7], [8].

Les moteurs à cage constituent la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

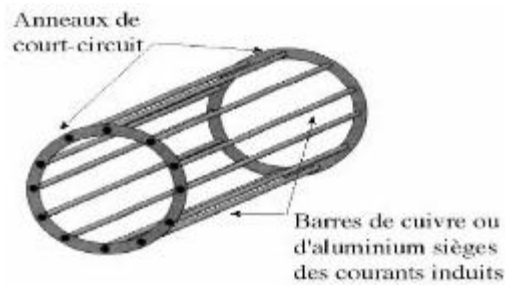


Fig. 1.4. Rotor à cage d'écureuil.

1.3.2.3 Rotor à double cage d'écureuil

Ce type de rotor comporte deux cages coaxiales. La cage externe (cage de démarrage) est utilisée pour l'évacuation des courants forts lors du démarrage, qui peuvent atteindre 5 à 8 fois le courant nominale. Elle est fréquemment réalisée en bronze et placée près de l'entrefer. La cage interne (cage ordinaire), est utilisée dans le fonctionnement nominal de la machine. Elle est réalisée avec du cuivre, et noyée dans le fer [9].

Ce procédé de construction permet d'améliorer les performances du rotor à simple cage.

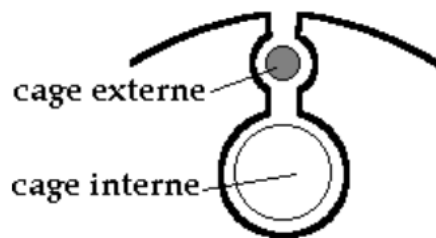


Fig. 1.5. Rotor à double cage d'écureuil.

1.3.3 Les paliers

La fonction principale des paliers est de soutenir mécaniquement le rotor, et d'assurer sa libre rotation. Les déplacements axiaux sont libres dans le premier palier pour compenser la dilatation thermique de l'arbre. Par contre, dans le second palier, ces déplacements sont bloqués par un calage longitudinal sur l'un des paliers. Une feuille isolante est placée sur les paliers pour empêcher la circulation des courants issue de l'arbre par la dissymétrie des reluctances du circuit magnétique [10].

Il existe deux types de paliers :

- paliers lisses.
- Paliers à roulements

1.3.4 L'arbre

C'est un organe qui sert à la transmission du mouvement de rotation, il est inséré dans le rotor avec un jeu serré pour qu'il soit un support pour ce rotor. L'arbre du moteur asynchrone est constitué par un acier moulé ou forgé dont les caractéristiques mécaniques sont choisies après avoir déterminé les contraintes maximales qui apparaissent lors des efforts permanents ou accidentels auxquels il est soumis l'arbre [10].

1.4 Principe de fonctionnement

Les courants statoriques de pulsation ω_s créent un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ où p est le nombre de paires de pôles du moteur. Ce champ traverse le bobinage rotorique et induit des forces électromotrices (FEM). Ces FEM, d'après le théorème de Lenz, produisent des courants à cause de la variation de flux et du rotor qui est en court-circuit. L'action du champ tournant sur les courants crée une force d'après le théorème de Laplace. Cette force est sous forme d'un couple mécanique, d'où l'appellation du moteur à induction [6].

Si le rotor tourne de la même vitesse que celle du synchronisme Ω_s , soit aussi rapidement que le champ tournant, le champ statorique vu par le rotor devient constant, ce qui ne mène pas à la création des FEM induites dans le rotor, et donc l'inexistence du couple mécanique. A cet effet, il faut que la vitesse de rotation du rotor Ω_R diffère de la vitesse de synchronisme pour qu'il y ait un couple, d'où le nom de la machine asynchrone [6], [8]. Le fonctionnement du moteur est caractérisé par l'écart relatif entre ces deux vitesses.

Il s'agit du glissement qui est défini par la relation suivante :

$$s = \frac{\Omega_s - \Omega_R}{\Omega_s} \quad (1.1)$$

Nous montrons que la pulsation des courants rotoriques est $s\omega_s$. De plus, quel que soit s , les flux dus aux courants statoriques et rotoriques tournent à la même vitesse, Ω_s par rapport au stator, en pratique, ils se composent pour créer dans l'entrefer le flux tournant réel.

L'interaction entre le rotor et le stator crée un couple. L'allure générale du couple en fonction du glissement dans un fonctionnement à fréquence et tension fixes est représentée dans la Figure ci-dessous.

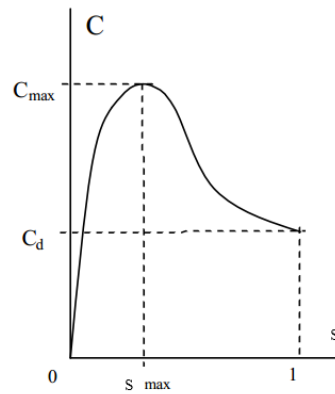


Fig. 1.6. Caractéristique couple glissement d'une machine asynchrone à fréquence et tension fixes.

1.5 Bilan de puissance

Le moteur asynchrone est alimenté par une source triphasée qui fournit au stator une puissance absorbée P_{abs} . Une partie de cette puissance est dissipée dans l'enroulement statorique sous forme des pertes joules P_{js} , et une autre partie dans le circuit magnétique sous forme des pertes fer statorique P_{fers} . La puissance restante traverse l'entrefer, elle est nommée la puissance transmise P_{trs} . De même que le stator, cette puissance subit des pertes au niveau du rotor. Des pertes joules rotoriques au niveau de l'enroulement rotorique P_{jr} , et des pertes fer dans le circuit magnétique rotorique P_{fers} . Ensuite, nous obtenons une puissance sur l'arbre de la machine qui est la puissance mécanique P_{mec} . Cette dernière subit des pertes mécaniques liées à la liaison mécanique entre la charge et l'arbre de la machine. Enfin, nous obtenons la puissance utile qui est consommée par la charge mécanique P_{utile} . La Figure ci-dessous montre ce transfert de puissance du stator jusqu'à la charge mécanique [11].

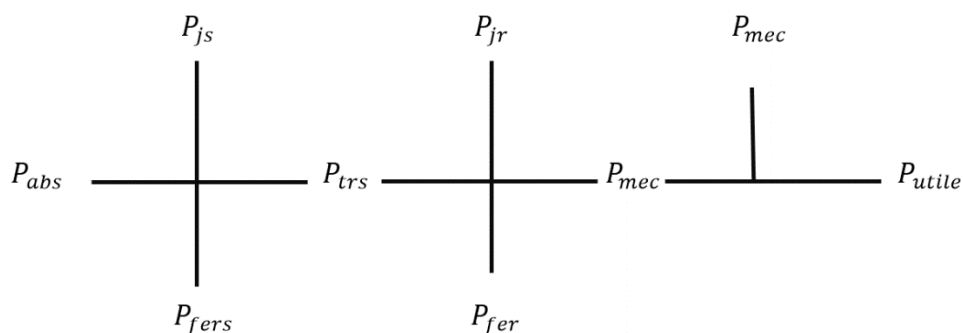


Fig. 1.7. Bilan de puissance de la machine asynchrone.

1.6 Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone

De plus en plus, le moteur asynchrone est devenu le moteur préféré dans les applications industrielles, ceci est dû à plusieurs avantages :

- La facilité de mise en œuvre.
- Faible encombrement.
- Très bonne fiabilité et un bon rendement.

Le point noir du moteur asynchrone est la consommation de l'énergie réactive, pour la magnétisation de l'entrefer. Ce qui impose dans le cas d'utilisation d'un moteur asynchrone de grande puissance la compensation de l'énergie réactive, par des batteries de condensateur, afin de minimiser l'influence sur le facteur de puissance. Aussi le moteur asynchrone offre une petite marge de variation de vitesse au tour de la vitesse de synchronisme. Ce qui nous amène en pratique à l'utilisation des variateurs de fréquences pour remédier à ce problème.

1.7 Schéma équivalent d'un moteur asynchrone

La similitude très nette entre la machine asynchrone et le transformateur fait que leurs schémas équivalents sont identiques ; le stator et le rotor du moteur étant respectivement associés au primaire et au secondaire du transformateur. La différence entre le transformateur et la machine asynchrone c'est que le secondaire de la machine asynchrone est court-circuité et la fréquence des courants du primaire n'est pas égale à celle du secondaire. Nous pouvons donc obtenir le premier schéma équivalent lié au transformateur qui est représenté par la Fig. ci-dessous.

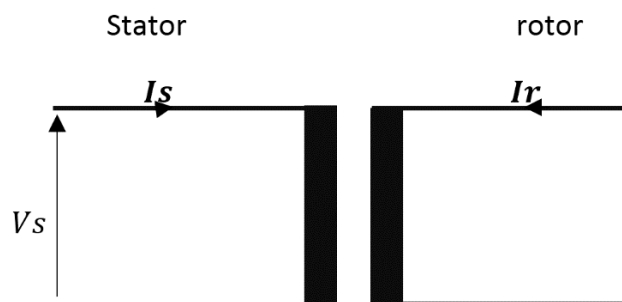


Fig. 1.8. Schéma équivalent du moteur asynchrone, identique à celui du transformateur.

Après la mise en équations de la machine asynchrone, nous pouvons avoir un deuxième schéma équivalent par phase, qui est sous forme d'un T. Il est important de rappeler que ce schéma n'est valable que dans le régime permanent sinusoïdal.

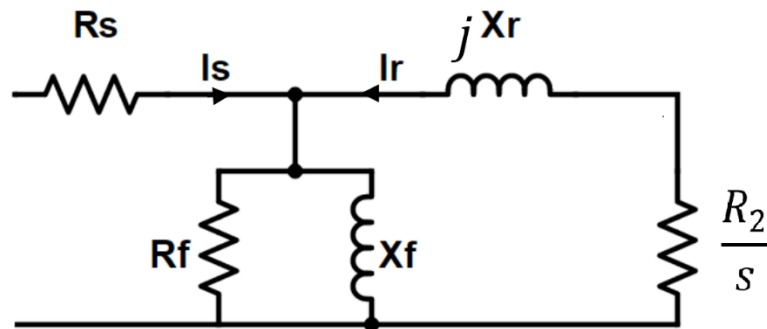


Fig. 1.9. Schéma équivalent en T de la machine asynchrone.

Avec :

I_s : Courant statorique.

I_r : Courant rotorique.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_f : Résistance correspondant aux pertes fer à vide.

X_f : Inductance magnétisante.

$\frac{R_2}{s}$: Résistance rotorique ramenée au stator affectée du rapport $\frac{1}{s}$ simulant la puissance active dissipée au rotor.

X_r : Inductance de fuite rotorique vue du stator.

Pour déterminer les différents paramètres du schéma équivalent, il est nécessaire d'effectuer les trois essais suivant :

- Essai en continue pour mesurer la résistance statorique R_s .
- Essai à vide pour déterminer les paramètres représentant les pertes fer R_f, L_f .
- Essai à rotor bloqué pour déterminer les paramètres du rotor R_2, L_r .

1.7.1 Essai en continu

Cet essai a pour but la mesure de la résistance statorique R_s , donc soit nous utilisons un ohmmètre, soit nous effectuons un montage potentiométrique.

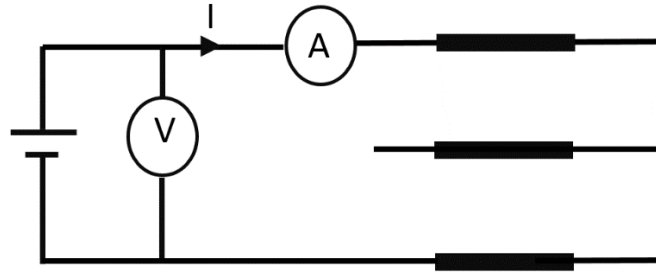


Fig. 1.10. Essai en continue.

$$R_s = \frac{V}{2I} \quad (1.2)$$

1.7.2 Essai à vide

Cet essai a pour but, la détermination des paramètres de la branche magnétisante. Si nous considérons que la vitesse à vide est très proche de la vitesse de synchronisme Ω_s . Dans ce cas nous avons un glissement nul ($s=0$). Ceci veut dire que la résistance $\frac{R_2}{s}$ est infinie. Elle est représentée dans le schéma équivalent par un interrupteur ouvert. Le schéma équivalent par phase, dans ce cas de la machine asynchrone, est représenté sur la Figure ci-dessous.

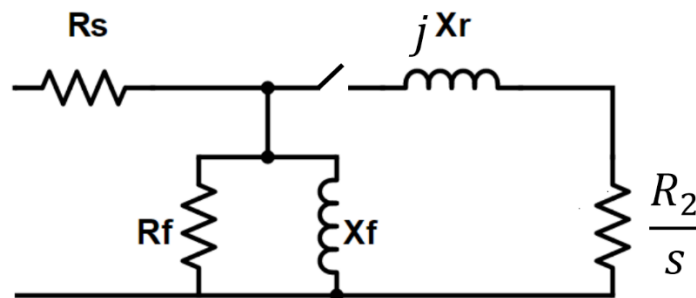


Fig. 1.11. Schéma équivalent de la MAS à vide.

Après avoir effectué les mesures, nous obtenons les mesures de la puissance par la méthode des deux wattmètres, et la tension et courant à vide, nous allons avoir les équations suivantes :

$$P_{vide} = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos(\varphi_v) \quad (1.3)$$

$$Q_{vide} = \sqrt{3} U_1 I_1 \sin(\varphi_v) \quad (1.4)$$

Vu que le courant à vide de la machine asynchrone est de l'ordre de (30 – 40)% du courant nominal. Donc il faut déterminer les pertes par effet joule statorique.

$$P_{js} = 3R_s I_{1v}^2 \quad (1.5)$$

Les pertes fer à vide sont :

$$P_{fer} = P_{vide} - P_{js} \quad (1.6)$$

Et enfin, nous obtenons les expressions des deux paramètres qui modélisent les pertes fer.

$$Rf = \frac{P_{fer}}{3 I_1^2} \quad (1.7)$$

$$Xf = \frac{Q_{vide}}{3 I_1^2} \quad (1.8)$$

1.7.3 Essai à rotor bloqué

Cet essai a pour but, la détermination des paramètres rotoriques. Il consiste à effectuer des mesures à rotor bloqué mécaniquement, dans ce cas la vitesse de rotation est nulle ($s=1$). Ceci conduit à négliger la branche magnétisante. Le schéma équivalent de la MAS, dans ce cas, est représenté ci-dessous.

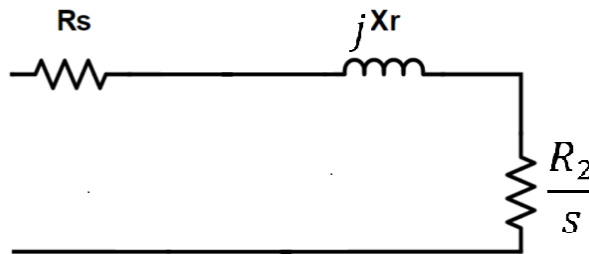


Fig. 1.12. Schéma équivalent de la MAS à rotor bloqué.

L'essai à rotor bloqué doit être effectué à tension réduite pour ne pas endommager le moteur, il est suffisant de faire passer dans les enroulements secondaires un courant égal au courant nominal.

De même que l'essai à vide, nous déterminons les puissances actives, réactives ; courant et tension d'alimentation qui ne doit pas dépasser les 30% de la tension nominal.

$$P_{cc} = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos(\varphi_{cc}) \quad (1.9)$$

$$Q_{cc} = \sqrt{3} U_1 I_1 \sin(\varphi_{cc}) \quad (1.10)$$

Les pertes Joule statorique

$$P_{js} = 3R_s I_{cc}^2 \quad (1.11)$$

$$P_r = p_{cc} - P_{js} \quad (1.12)$$

Enfin nous allons déterminer les paramètres qui modélisent le rotor.

$$\frac{R_2}{s} = \frac{P_r}{3 I_1^2} \quad (1.13)$$

$$X_r = \frac{Q_{cc}}{3 I_1^2} \quad (1.14)$$

1.8 Conclusion

Nous avons présenté dans la première partie de ce chapitre les différents éléments constituant la machine asynchrone (rotor, stator, arbre...). Puis, nous avons cité les types de rotor qui existent, spécialement le rotor à cage d'écureuil qui fera l'objet d'une étude détaillée dans le chapitre suivant.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à la détermination des paramètres du schéma équivalent par des essais à vide et à rotor bloqué.

**Chapitre 2. Modélisation Analytique de la Machine Asynchrone avec
barres saines, défectueuses et cassées**

2.1 Introduction

Le calcul de la distribution spatiale du champ électromagnétique au niveau des machines électriques revient à résoudre des équations aux dérivées partielles issues des équations de Maxwell.

Après un bref rappel sur les équations fondamentales de l'électromagnétisme, nous présentons dans ce chapitre un modèle analytique bidimensionnelle basé sur la résolution des équations de Laplace, Poisson et Helmholtz dans les différentes régions de la machine. Après avoir déterminé les solutions analytiques, nous allons effectuer un calcul électromagnétique de la machine asynchrone dans le cas de :

- Barres saines.
- Barres défectueuses.
- Barres cassées.

2.2 Equations de diffusion du champ

Les équations de base de la magnétostatique, qui nous serviront pour définir le modèle analytique de la machine asynchrone, sont les équations de maxwell [7] :

$$\text{Loi de Maxwell-Ampère.} \quad \overrightarrow{\text{Rot}}(\vec{H}) = \vec{j} \quad (2.1)$$

$$\text{Loi de Maxwell-Faraday.} \quad \overrightarrow{\text{Rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\text{Loi de conservation de flux.} \quad \text{Div}(\vec{B}) = 0 \quad (2.3)$$

Nous complétons ces équations par la relation du milieu qui relie entre B et H .

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.4)$$

2.2.1 Formulation en utilisant le potentiel vecteur magnétique

Le but de toutes les méthodes de résolution analytique c'est d'y parvenir à une équation finale en fonction d'une seule inconnue, qui est le potentiel vecteur dans ce cas.

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{Rot}} \vec{A} \quad (2.5)$$

A partir des équations précédentes, nous déterminons le modèle mathématique :

L'équation (2.1) devient :

$$\overrightarrow{\text{Rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{Rot}}(\vec{A})\right) = \vec{j} \quad (2.6)$$

Avec

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (2.7)$$

Nous remplaçons (5) dans (2) et nous obtenons l'équation suivante :

$$\overrightarrow{Rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (2.8)$$

Donc

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad}(V) \quad (2.9)$$

Nous remplaçons l'équation (9) dans (7) et (7) dans (6), nous obtenons le modèle suivant en fonction du vecteur potentiel \vec{A} :

$$\overrightarrow{Rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{Rot}(\vec{A}) \right) = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (2.10)$$

2.2.2 Conditions de passage d'un milieu à un autre

Le modèle à étudier se compose de différents milieux. Par l'air, le rotor et le stator. Le champ n'a pas le même comportement et les équations qui gouvernent le modèle changent lorsqu'on passe d'un milieu à l'autre [11]. La difficulté réside, en générale, au niveau de l'interface des deux milieux différents, car le changement des paramètres (σ, μ) qui caractérisent les milieux implique le changement de certaines composantes du champ.

La détermination des conditions de passage aux interfaces entre milieux différents est basée sur la continuité de la composante normale \vec{B}_n (principe de la conservation de flux) et du saut de la composante tangentielle \vec{B}_θ du champ qui est égale au courant surfacique distribué sur l'interface considérée.

$$\text{➤ Continuité de } \vec{B}_n : \quad \vec{B}_1 \cdot \vec{n} = \vec{B}_2 \cdot \vec{n} \quad (2.11)$$

$$\text{➤ Discontinuité de } \vec{H}_t : \quad \vec{n} \times \vec{H}_{t1} - \vec{n} \times \vec{H}_{t2} = \vec{J}_s \quad (2.12)$$

2.2.3 Conditions aux limites

Les conditions aux limites associées au problème traité consistent à annuler A sur les limites atteignant l'infinie où l'énergie magnétique est supposée être nulle et sur les axes de symétries magnétiques (condition de Dirichlet).

La condition de Neumann ($\frac{\partial A}{\partial n} = 0$) indique que les lignes d'inductions magnétiques sont orthogonales aux limites du domaine d'étude. Pour ce qui est de notre problème, les conditions aux limites varient selon la région.

2.3 Présentation du problème étudié

La structure que nous nous proposons d'étudier est représentée sur la Fig. 2.1.

Elle est constituée d'un stator cylindrique en matériaux ferromagnétiques comprenant un enroulement triphasé classique (bobinage simple), les bobines sont logées dans des encoches, et d'un rotor ferromagnétique sur lequel est fixée une cage d'écureuil en Aluminium.

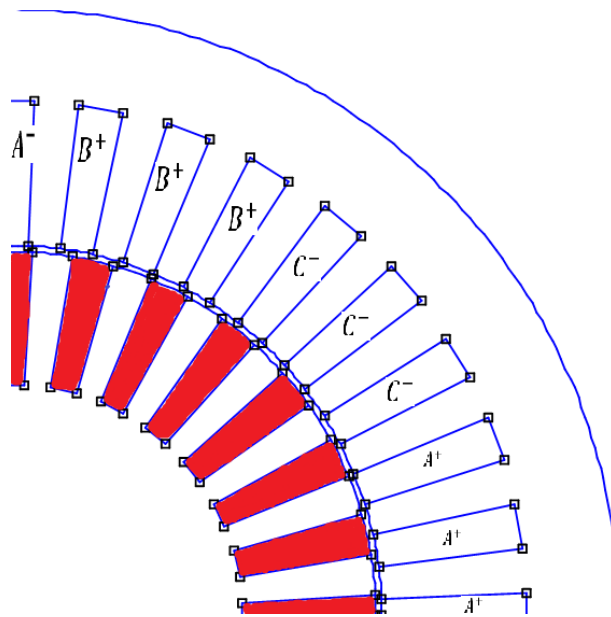


Fig. 2.1. La machine asynchrone à étudier.

2.4 Modèle d'étude

Avant d'effectuer un calcul électromagnétique dans le cas d'une machine électrique, nous allons adopter certaines hypothèses simplificatrices toutefois concordantes avec l'objectif visé [3], [12].

2.4.1 Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir traiter le problème posé, nous adoptons les hypothèses suivantes :

- La perméabilité du fer (statorique et rotorique) est très importante ($\mu_{fer} \rightarrow \infty$). Ceci implique l'absence des phénomènes de saturation et d'hystérésis.
- Nous supposons que la structure est infiniment longue dans la direction (**Z**). Cette hypothèse est fréquemment utilisée pour qu'on puisse négliger les effets d'extrémités (modèle bidimensionnel 2D).

- La résistance de l'anneau d'extrémité reliant les barres rotoriques n'est pas prise en compte.
- La densité du courant dans les encoches statoriques est uniquement suivant l'axe (**Z**).
- La machine est alimentée uniquement par une source de courant équilibrée ou une source de tension équilibrée.
- La variation temporelle du champ magnétique est supposée être sinusoïdale [3], [12], [13], [9].

Nous travaillons donc dans un plan radial. A cet effet, le potentiel vecteur \vec{A} qui, dans ce cas, possède une seule composante suivant l'axe (**Z**).

$$\vec{A}(r, \theta, t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A(r, \theta, t) \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

2.5 Modèle de la machine asynchrone avec des barres saines

La modélisation analytique de la machine asynchrone avec des barres rotoriques saines revient à résoudre les équations différentielles issues des équations de Maxwell dans les différentes régions qui constituent la machine asynchrone. Le modèle d'étude est représenté dans la Fig. (2.2).

- Région I : l'entrefer de la machine asynchrone.
- Région II : les barres rotoriques de la machine asynchrone.
- Région III : les encoches statoriques de la machine asynchrone.

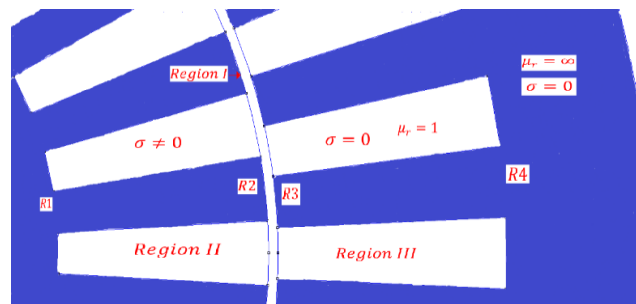


Fig. 2.2. Zoom sur le modèle d'étude avec des barres saines.

Le développement de l'équation (2.10) issue des équations de Maxwell nous donne l'équation aux dérivées partielles représentée ci-dessous et qui nous permet de déterminer le potentiel vecteur \vec{A} dans chaque région de la machine [3].

$$-\Delta A(r, \theta, t) = \underbrace{\mu_0 \mu_r j(r, \theta, t)}_{\mathbf{A}} - \underbrace{\mu_0 \mu_r \sigma \frac{\partial A(r, \theta, t)}{\partial t}}_{\mathbf{B}} - \underbrace{\sigma \Omega \mu_0 \mu_r \frac{\partial A(r, \theta, t)}{\partial \theta}}_{\mathbf{C}} \quad (2.14)$$

- Le terme **A** représente la densité du courant dans les encoches statoriques.
- Le terme **B** représente le courant induit dans les barres rotoriques créées par la variation temporelle de la tension d'entrée.
- Le terme **C** représente le courant induit dans les barres rotoriques créées par le mouvement relatif entre le rotor et le stator (glissement).

Dans le cas de la machine asynchrone le mouvement relatif entre le rotor et le stator provoque une différence entre la vitesse du champ magnétique tournant dans l'entrefer et la vitesse mécanique du rotor, cette différence est l'origine de la création du courant de Foucault dans les barres rotoriques qui conduit au couple électromagnétique.

Nous supposons que la pulsation des grandeurs électromagnétiques dans l'entrefer et dans le stator est ω , et ω_{rm} dans le rotor.

$$\omega_{rm} = s\omega = \omega - p\Omega \quad (2.15)$$

La dernière hypothèse nous amène à simplifier l'équation (14) qui devient :

$$-\Delta A(r, \theta, t) = \mu_0 \mu_r j(r, \theta, t) - \mu_0 \mu_r \sigma \frac{\partial A(r, \theta, t)}{\partial t} \quad (2.16)$$

Avec :

Dans le stator et l'entrefer :

$$A(r, \theta, t) = \Re e(A(r, \theta)) * e^{j\omega t} \quad (2.17)$$

$$J(r, \theta, t) = \Re e(J(r, \theta)) * e^{j\omega t} \quad (2.18)$$

Dans le rotor :

$$A(r, \theta, t) = \Re e(A(r, \theta)) * e^{j\omega_{rm} t} \quad (2.19)$$

Les expressions de l'induction radiale et tangentielle sont déterminées à partir du vecteur potentiel $A(r, \theta)$ par les relations suivantes :

$$B_r(r, \theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.20)$$

$$B_\theta(r, \theta) = -\frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} \quad (2.21)$$

2.6 Expressions des grandeurs locales dans les régions I, II et III

2.6.1 Calcul du champ dans l'entrefer (région I)

Dans la région de l'entrefer l'équation de Laplace en coordonnées polaires s'écrit :

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} A_I(r, \theta) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} A_I(r, \theta) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} A_I(r, \theta) = 0 \quad (2.22)$$

La résolution de cette équation se fait par la méthode de séparation de variable.

Nous supposons que :

$$A_I(r, \theta) = R(r).G(\theta) \quad (2.23)$$

Nous remplaçons (23) dans (22)

$$\underbrace{\frac{r^2 \frac{\partial^2}{\partial r^2} R(r) + r \frac{\partial}{\partial r} R(r)}{R(r)}}_{+\lambda^2} + \underbrace{\frac{\frac{\partial^2}{\partial \theta^2} G(\theta)}{G(\theta)}}_{-\lambda^2} = 0 \quad (2.23)$$

Pour $\lambda=0$:

Nous obtenons les solutions suivantes :

$$R(r) = A_1 \ln(r) + A_2 \quad (2.24)$$

$$G(\theta) = A_3 \theta + A_4 \quad (2.25)$$

Pour $\lambda>0$:

$$R(r) = (A_5 r^\lambda + A_6 r^{-\lambda}) \quad (2.26)$$

$$G(\theta) = A_7 \cos(\lambda\theta) + A_8 \sin(\lambda\theta) \quad (2.27)$$

Il est à noter que le choix de la constante positive est imposé par la variation sinusoïdale des grandeurs électromagnétiques selon θ .

Après l'application de la condition de périodicité entre 0 et 2π :

$$\frac{\partial}{\partial \theta} A_I(r, \theta) \Big|_{\theta=0} = \frac{\partial}{\partial \theta} A_I(r, \theta) \Big|_{\theta=2\pi} \quad (2.28)$$

Nous obtenons l'expression du vecteur potentiel A_I .

$$A_I(r, \theta) = A_{10} + A_{20} \ln(r) + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{1n} r^n + A_{2n} r^{-n}) \sin(n\theta) + (A_{3n} r^n + A_{4n} r^{-n}) \cos(n\theta) \quad (2.29)$$

$A_{10}, A_{20}, A_{1n}, A_{2n}, A_{3n}, A_{4n}$ Représentent les coefficients du développement en séries de Fourier.

Cette solution est valable pour tous les types d'enroulements et le nombre de phases statoriques.

L'induction radiale et tangentielle s'écrit comme suit:

$$B_r(r, \theta) = \frac{1}{r} \sum_{n=1}^{\infty} n \cdot ((A_{1n} r^n + A_{2n} r^{-n}) \cos(n\theta) - (A_{3n} r^n + A_{4n} r^{-n}) \sin(n\theta)) \quad (2.30)$$

$$B_\theta(r, \theta) = -\frac{A_{20}}{r} - \sum_{n=1}^{\infty} n \cdot ((A_{1n} r^{n-1} - A_{2n} r^{-n-1}) \sin(n\theta) + (A_{3n} r^{n-1} - A_{4n} r^{-n-1}) \cos(n\theta)) \quad (2.31)$$

2.6.2 Calcul du champ dans les barres rotoriques (région II)

L'équation aux dérivées partielles à résoudre issue de la formulation magnétostatique bidimensionnelle, est la suivante pour l'encoche numéro 'j'.

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} A_{II,j}(r, \theta) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} A_{II,j}(r, \theta) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} A_{II,j}(r, \theta) = \gamma^2 A_{II,j}(r, \theta) \quad (2.32)$$

Avec

$$\gamma = \sqrt{j\mu_0\omega_{rm}\sigma} \quad j = -1 \quad (2.33)$$

Les conditions aux limites pour chaque encoche sont représentées sur la Fig. (2.3) [3].

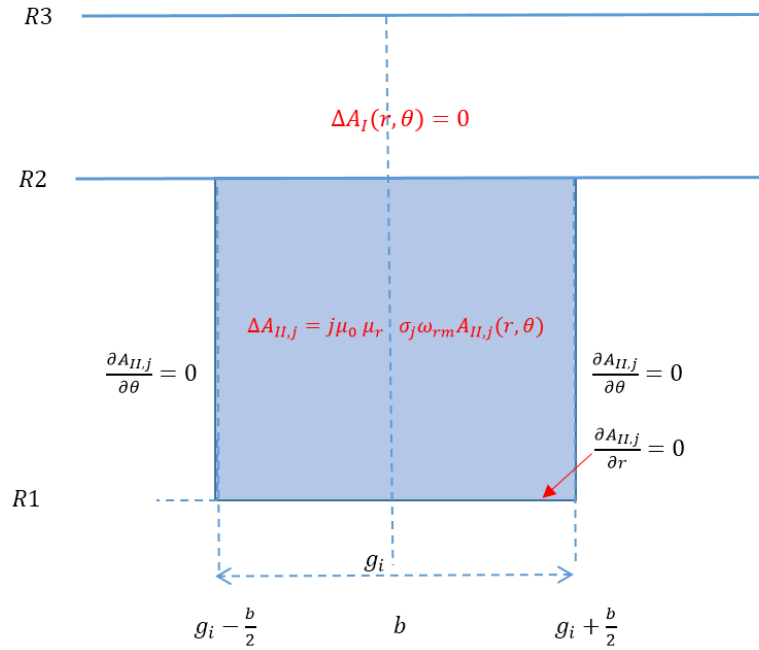


Fig. 2.3. Conditions aux limites appliquées à l'encoche rotorique.

En exploitant ces conditions, l'expression du potentiel dans la région (II) s'écrit :

$$A_{II,j}(r, \theta) = B_{j,0} f(r) + \sum_{m=1}^{\infty} B_{j,m} g_m(r) \cos\left(\frac{m\pi}{b} \cdot (\theta - g_i + \frac{b}{2})\right) \quad (2.34)$$

Avec :

$$f(r) = J_0(\alpha.r) - \frac{J_1(\alpha.R_1)}{Y_1(\alpha.R_2)} Y_0(\alpha.r) \quad (2.36)$$

$$g_m(r) = J_{\frac{m\pi}{b}}(\alpha.r) + Y_{\frac{m\pi}{b}}(\alpha.r) \cdot K_m(R1) \quad (2.37)$$

$$K_m(R1) = \frac{J_{\frac{m\pi+b}{b}}(\alpha.R_1) b\alpha R_1 - m\pi J_{\frac{m\pi}{b}}(\alpha.R_1)}{Y_{\frac{m\pi+b}{b}}(\alpha.R_1) b\alpha R_1 - m\pi Y_{\frac{m\pi}{b}}(\alpha.R_1)} \quad (2.38)$$

$B_{j,0}$, $B_{j,m}$ Représentent les coefficients du développement en séries de Fourier.

Les composantes de l'induction sont représentées comme suit :

$$B_r(r, \theta) = -\frac{1}{r} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{m\pi}{b} \cdot B_{j,m} g_m(r) \sin\left(\frac{m\pi}{b} \cdot (\theta - g_i + \frac{b}{2})\right) \quad (2.39)$$

$$B_\theta(r, \theta) = -B_{j,0} f'(r) - \sum_{m=1}^{\infty} B_{j,m} g_m'(r) \cos\left(\frac{m\pi}{b} \cdot (\theta - g_i + \frac{b}{2})\right) \quad (2.40)$$

2.6.3 Le calcul du champ dans les encoches statoriques (région III)

L'équation aux dérivées partielles à résoudre issue de la formulation magnétostatique bidimensionnelle [3], est la suivante pour l'encoche numéro 'i'.

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} A_{III,i}(r, \theta) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} A_{III,i}(r, \theta) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} A_{III,i}(r, \theta) = -\mu_0 J(r, \theta) \quad (2.41)$$

Avec $J(r, \theta) = j_i$ représente la densité du courant dans chaque encoche statorique qui est fixée.

Les conditions aux limites pour chaque encoche sont représentées par la Figure ci-dessous.

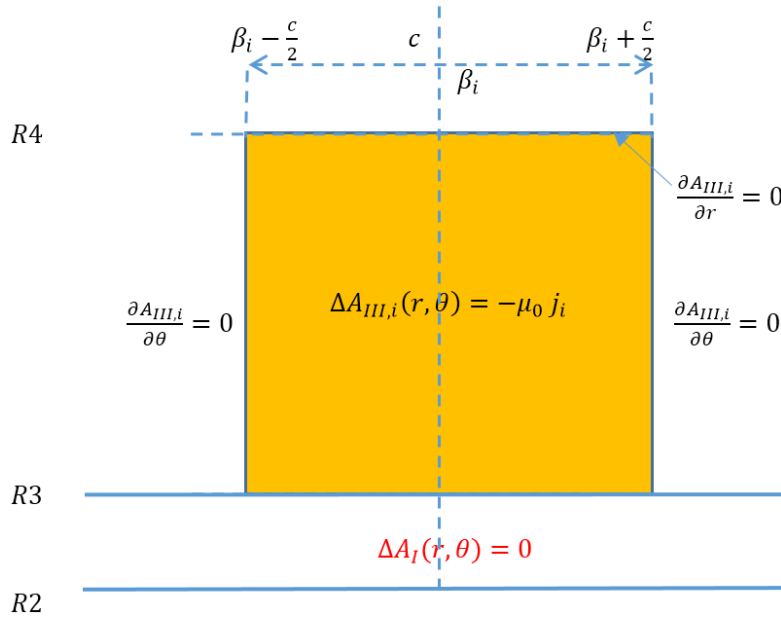


Fig. 2.4. Conditions aux limites appliquées à l'encoche statorique.

En exploitant ces conditions, l'expression du potentiel dans la région (III) s'écrit :

$$A_{III,i}(r, \theta) = C_{i,0} + \frac{1}{2} \mu_0 j_i R_4^2 \ln(r) - \frac{1}{4} \mu_0 j_i r^2 + \sum_{l=1}^{\infty} C_{i,l} h_l(r) \cos\left(\frac{l\pi}{c} \cdot (\theta - \beta_i + \frac{c}{2})\right) \quad (2.42)$$

Avec :

$$h_l(r) = r^{-\frac{l\pi}{c}} + R_4^{-2\frac{l\pi}{c}} \cdot r^{\frac{l\pi}{c}} \quad (2.43)$$

$C_{i,0}$, $C_{i,l}$ Représentent les coefficients du développement en séries de Fourier.

L'induction radiale et tangentielle s'écrit de la manière suivante:

$$B_r(r, \theta) = -\frac{1}{r} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{l\pi}{c} \cdot C_{i,l} h_l(r) \sin\left(\frac{l\pi}{c} \cdot (\theta - \beta_i + \frac{c}{2})\right) \quad (2.44)$$

$$B_\theta(r, \theta) = -\frac{1}{2} \mu_0 j_i R_4^2 \frac{1}{r} + \frac{1}{2} \mu_0 j_i r + \sum_{l=1}^{\infty} C_{i,l} h_l'(r) \cos\left(\frac{l\pi}{c} \cdot (\theta - \beta_i + \frac{c}{2})\right) \quad (2.45)$$

2.7 Exploitation des conditions de passage entre les différentes régions

Les conditions de passage sont exploitées entre la région des encoches statoriques (III) et la région de l'entrefer (I), entre la région de l'entrefer (I) et la région des barres rotoriques (III). L'exploitation de toutes ces conditions permet d'aboutir à un système algébrique linéaire, dont la résolution permet de calculer tous les coefficients de Fourier.

Nous choisissons le nombre d'harmoniques dans les régions (I, II et III) tels que :

N : nombres d'harmoniques d'espace dans l'entrefer.

M : nombres d'harmoniques d'espace dans l'encoche rotorique.

L : nombres d'harmoniques d'espace dans l'encoche statorique.

- **Condition de passage au niveau du rayon R2 .**

Condition sur le potentiel vecteur.

$$A_I(R2, \theta) = A_{II,i}(R2, \theta) \quad (2.46)$$

Pour pouvoir appliquer l'identification entre les constantes de Fourier de la *région I* et la *région II*, il faut appliquer la série de Fourier en cosinus à A_I .

Les détails de calcul sont représentés dans **I'ANNEXE A**.

Cette condition de passage nous donne le système d'équation suivant :

$$B_{j_0 f}(R2) = A_{10} + A_{20} \ln(R2) + \sum_{n=1}^N \frac{1}{nb} (A_{1n} R2^n + A_{2n} R2^{-n}) \cdot 2 \cos(ng_i) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right) + \sum_{n=1}^N \frac{1}{nb} (A_{3n} R2^n + A_{4n} R2^{-n}) \cdot 2 \sin(ng_i) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right) \quad (2.47)$$

$$B_{jm}g_m(R2) = \sum_{n=1}^N (A_{1n} R2^n + A_{2n} R2^{-n}).INT1 + (A_{1n} R2^n A_{2n} R2^{-n}).INT2 \quad (2.48)$$

Avec :

$$INT1 = -\frac{2nb}{(nb)^2 - (m\pi)^2} \left((-1)^m \cos\left(n\left(g_i + \frac{b}{2}\right)\right) - \cos\left(n\left(g_i - \frac{b}{2}\right)\right) \right) \quad (2.49)$$

$$INT1 = -\frac{2nb}{(nb)^2 - (m\pi)^2} \left((-1)^m \sin\left(n\left(g_i + \frac{b}{2}\right)\right) - \sin\left(n\left(g_i - \frac{b}{2}\right)\right) \right) \quad (2.50)$$

Condition sur le champ magnétique tangentielle.

$$H_{I\theta}(R2, \theta) = H_{II\theta,i}(R2, \theta) \quad (2.51)$$

La condition de passage ci-dessus nous permet d'avoir le système d'équations suivant :

$$\frac{A_{20}}{R2} = \frac{bp}{2\pi} \sum_{j=1}^{Qr} B_{j0} f'(R2) \quad (2.52)$$

$$n\pi(A_{1n} R2^{n-1} + A_{2n} R2^{-n-1}) = \sum_{j=1}^{Qr} B_{j0} f'(R2) \cdot \left(\frac{2}{n} \sin(n g_j) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right)\right) + \sum_{j=1}^{Qr} B_{jm} g'_m(R2).INT1 \quad (2.53)$$

$$n\pi(A_{3n} R2^{n-1} + A_{4n} R2^{-n-1}) = \sum_{j=1}^{Qr} B_{j0} f'(R2) \cdot \left(\frac{2}{n} \cos(n g_j) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right)\right) + \sum_{j=1}^{Qr} B_{jm} g'_m(R2).INT2 \quad (2.54)$$

- **Condition de passage au niveau du rayon $r = R3$.**

Condition sur le potentiel vecteur.

$$A_I(R3, \theta) = A_{III,i}(R3, \theta) \quad (2.55)$$

Cette condition de passage nous donne le système d'équation suivant :

$$C_{i,0} + \frac{1}{2} \mu_0 j_i R_4^2 \ln(R3) - \frac{1}{4} \mu_0 j_i R3^2 = A_{10} + A_{20} \ln(R2) + \sum_{n=1}^N \frac{1}{nb} (A_{1n} R2^n + A_{2n} R2^{-n}) \cdot 2 \cos(n\beta_i) \cdot \sin\left(\frac{nc}{2}\right) + \sum_{n=1}^N \frac{1}{nc} (A_{3n} R2^n + A_{4n} R2^{-n}) \cdot 2 \sin(n\beta_i) \cdot \sin\left(\frac{nc}{2}\right) \quad (2.56)$$

$$C_{i,l} h_l(R3) = \sum_{n=1}^N (A_{1n} R2^n + A_{2n} R2^{-n}).INT1 + (A_{1n} R2^n A_{2n} R2^{-n}).INT2 \quad (2.57)$$

Condition sur le champ magnétique tangentielle.

$$H_{I\theta}(R3, \theta) = H_{III\theta,i}(R3, \theta) \quad (2.58)$$

La condition de passage ci-dessus nous permet d'avoir le système d'équations suivant :

$$\frac{A_{20}}{R3} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{2} \mu_0 \frac{j_i R_4^2}{R3} - \frac{1}{2} \mu_0 j_i R3 \right) = 0 \quad (2.59)$$

$$n\pi (A_{1n} R3^{n-1} + A_{2n} R3^{-n-1}) = \sum_{i=1}^{Qs} \left(\frac{1}{2} \mu_0 \frac{j_i R_4^2}{R3} - \frac{1}{2} \mu_0 j_i R3 \right) \cdot \left(\frac{2}{n} \sin(n\beta_j) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right) \right) + \sum_{i=1}^{Qs} C_{i,l} h_l'(R3) . INT1 \quad (2.60)$$

$$n\pi (A_{3n} R3^{n-1} + A_{4n} R3^{-n-1}) = \sum_{i=1}^{Qs} \left(\frac{1}{2} \mu_0 \frac{j_i R_4^2}{R3} - \frac{1}{2} \mu_0 j_i R3 \right) \cdot \left(\frac{2}{n} \sin(n\beta_j) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right) \right) + \sum_{i=1}^{Qs} C_{i,l} h_l'(R3) . INT2 \quad (2.61)$$

Les équations issues des conditions de passage nous donnent un système d'équation avec $(4N + 2 + (1 + M)Qr + (1 + L)Qs)$ inconnues, et $(4N + 2 + (1 + M)Qr + (1 + L)Qs)$ équations.

Les détails de remplissage de la matrice obtenue par les conditions de passage sont présentées dans **L'ANNEXE B**.

2.8 Modèle Analytique de la machine asynchrone avec une barre rotorique défectueuse

Le moteur asynchrone peut présenter plusieurs défauts dans le circuit électrique rotorique. Les barres rotoriques peuvent être endommagées progressivement. Elles peuvent craquer partiellement sans provoquer la rupture totale de la barre. Dans ce cas, nous parlons de barres défectueuses [3].

Pour modéliser analytiquement le phénomène des barres défectueuses, nous allons garder le même modèle analytique des barres saines avec une faible conductivité électrique dans la barre rotorique défectueuse comme le montre la Figure ci-dessous :

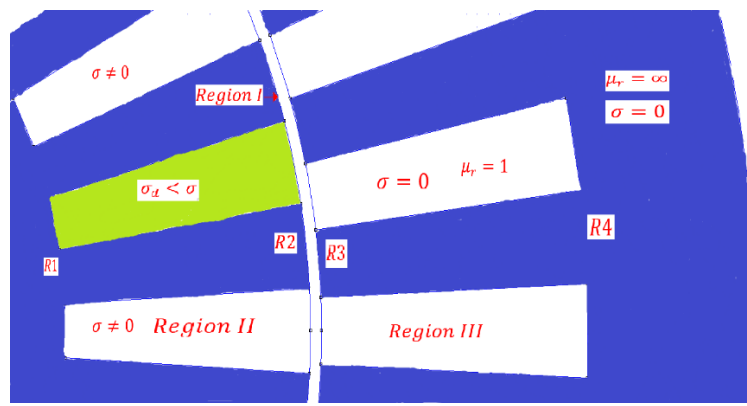


Fig. 2.5. Zoom sur le modèle d'étude dans le cas d'une barre défectueuse.

Dans une barre rotorique défectueuse la conductivité électrique est relativement inférieure à celle des barres saines. Pour ce faire, il faut modifier le terme γ dans l'équation (2.34).

$$\gamma = \sqrt{j\mu_0\omega_{rm}\sigma_d} \quad (2.62)$$

Tel que

$$\sigma_d < \sigma$$

2.9 Modèle analytique de la machine asynchrone avec une barre cassée

En général les défauts les plus rencontrés au niveau du rotor du moteur asynchrone à cage d'écureuil sont : des barres cassées ou la cassure d'une portion d'anneau. Ceci est dû à plusieurs causes, nous citons [14], [5] :

- Effort thermique dû à l'échauffement de l'anneau de court-circuit et à la différence de température dans les barres (effet de peau).
- Effort dynamique dû au couple de charge et aux forces centrifuges.
- Effort environnemental causé par la contamination, l'abrasion des métaux des barres rotoriques provoquée par des particules chimiques [15].

Dans notre étude, nous intéresserons à la modélisation analytique d'une machine asynchrone qui possède une barre cassée. Le modèle analytique pour les encoches statoriques et l'entrefer reste le même que celui de la machine asynchrone avec barres saines.

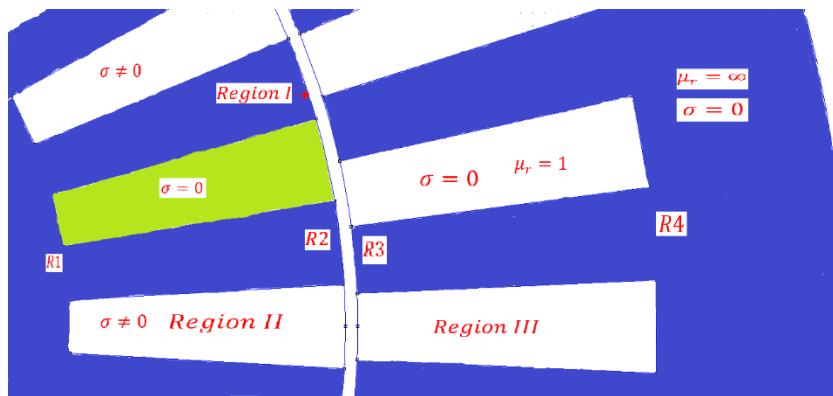


Fig. 2.6. Zoom sur le modèle d'étude dans le cas d'une barre cassée.

Dans ce cas de barres cassées, nous ne pouvons pas garder la solution de l'équation (2.34) avec conductivité électrique nulle. Ceci est dû à la nature des fonctions de Bessel (J et Y) qui ne sont pas définies en zéro, c'est à dire ($J_n(0)$ et $Y_n(0)$) n'existent pas.

Donc pour simuler une barre avec une conductivité électrique nulle, il faut résoudre à nouveau l'équation aux dérivées partielle (2.32).

L'équation (2.32) devient.

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} A_{II,j}(r, \theta) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} A_{II,j}(r, \theta) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} A_{II,j}(r, \theta) = 0 \quad (2.63)$$

La solution de cette équation est :

$$A_{II,d}(r, \theta) = W_{d,0} + \sum_{h=1}^{\infty} W_{d,h} S_h(r) \cos\left(\frac{h\pi}{b} \cdot (\theta - g_i + \frac{b}{2})\right) \quad (2.64)$$

Avec :

$$S_h(r) = r^{-\frac{h\pi}{c}} + R_2^{-2\frac{h\pi}{c}} \cdot r^{\frac{h\pi}{c}} \quad (2.65)$$

$W_{d,0}$, $W_{d,h}$ Représentent les coefficients du développement en séries de Fourier.

Pour résoudre le système d'équations, il faut appliquer les conditions aux limites au niveau de $r = R2$ dans le cas des barres cassées.

Condition de passage sur le potentiel vecteur.

$$A_I(R2, \theta) = A_{II,d}(R2, \theta) \quad (2.66)$$

Cette condition de passage nous donne le système d'équations suivant :

$$W_{d,0} = A_{10} + A_{20} \ln(R2) + \sum_{n=1}^N \frac{1}{nb} (A_{1n} R2^n + A_{2n} R2^{-n}) \cdot 2 \cos(n g_i) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right) + \sum_{n=1}^N \frac{1}{nb} (A_{3n} R2^n + A_{4n} R2^{-n}) \cdot 2 \sin(n g_i) \cdot \sin\left(\frac{nb}{2}\right) \quad (2.67)$$

$$W_{d,h} S_h(R3) = \sum_{n=1}^N (A_{1n} R2^n + A_{2n} R2^{-n}) \cdot INT1 + (A_{1n} R2^n A_{2n} R2^{-n}) \cdot INT2 \quad (2.68)$$

Condition sur le champ magnétique tangentielle.

$$H_{I\theta}(R2, \theta) = H_{II\theta,d}(R2, \theta) \quad (2.69)$$

La condition de passage ci-dessus nous permet d'avoir le système d'équations suivant :

$$\frac{A_{20}}{R2} = 0 \quad (2.70)$$

$$n\pi (A_{1n} R2^{n-1} + A_{2n} R2^{-n-1}) = \sum_{i=1}^{Qr} W_{d,h} S_h'(R2) \cdot INT1 \quad (2.71)$$

$$n\pi (A_{3n} R2^{n-1} + A_{4n} R2^{-n-1}) = \sum_{i=1}^{Qs} W_{d,h} S_h'(R2) \cdot INT2 \quad (2.72)$$

2.10 Calcul de densité du courant dans les barres rotoriques

L'expression qui nous donne la densité du courant dans les barres rotoriques en fonction du potentiel vecteur magnétique est donnée par :

$$J_i = -j\omega_{rm}\sigma_i A_{II,i}(r, \theta) \quad (2.73)$$

Les courants induits dans les barres rotoriques (courant de Foucault) sont déterminés à partir du potentiel vecteur magnétique.

$$I_i = \int_{g_i - \frac{b}{2}}^{g_i + \frac{b}{2}} \int_{R1}^{R2} J_i r dr d\theta \quad (2.74)$$

L'expression du courant rotorique après simplification devient :

$$I_i = -j\omega_{rm}\sigma_i \int_{R1}^{R2} B_{i,0} f(r) r dr \quad (2.75)$$

2.11 Calcul du flux embrassé par une seule encoche statorique

Le flux embrassé par une seule encoche statorique en fonction du potentiel vecteur magnétique est donné par la relation suivante :

$$\varphi_i = \frac{L_u}{S} \int_{\beta_i - \frac{c}{2}}^{\beta_i + \frac{c}{2}} \int_{R3}^{R4} A_{III,i}(r, \theta) r dr d\theta \quad (2.76)$$

Avec L_u, S sont respectivement la longueur de la machine et la surface de l'encoche statorique.

2.12 Calcul de la densité du courant statorique

Pour calculer la distribution de la densité du courant des encoches statoriques pour un bobinage triphasé à pas simple, nous définissons la matrice de connexion de l'enroulement statorique entre les phases statorique et les encoches statoriques. La matrice par pôle est donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

Pour un moteur asynchrone alimenté par une source de courant triphasée sinusoïdale, la densité du courant dans les encoches statoriques est défini par :

$$J_i = \frac{N_c}{S} \cdot C^T \cdot I_m \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix} \quad (2.77)$$

Avec

$S = c. (R4^2 - R3^2)/2$: La surface des encoches statoriques (R3 est le rayon intérieur et R4 le rayon extérieur de l'encoche, c l'ouverture de l'encoche statorique).

I_m : La valeur du courant maximal par phase du stator.

2.13 Calcul du couple électromagnétique

Le couple d'interaction développé par la machine asynchrone est calculé en utilisant le tenseur des contraintes de Maxwell :

$$T_{em} = \frac{L_u R_g^2}{2 \mu_o} \int_0^{2\pi} \text{Re}(B_{r1}(R_g, \theta) \cdot B_{\theta1}^*(R_g, \theta)) d\theta \quad (2.78)$$

2.14 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les équations fondamentales de l'électromagnétisme (équations de Maxwell). Dans une deuxième partie, nous avons élaboré un modèle analytique bidimensionnelle basée sur la résolution des équations de Laplace, Poisson et Helmholtz dans les différentes régions de la machine. Ensuite, nous avons appliqué le développement en série de Fourier pour toutes les solutions, ce qui nous a permis d'exploiter les conditions de passage entre les différentes régions. Après avoir déterminé les solutions analytiques, nous avons effectué un calcul des performances électromagnétique de la machine asynchrone dans le cas de :

- Barres saines.
- Barres défectueuses.
- Barres cassées.

Chapitre 3. Validation du modèle analytique par la méthode des éléments finis

3.1 Introduction

La deuxième partie de la modélisation de la machine asynchrone est la modélisation numérique. Nous allons utiliser le logiciel FEMM (finite element method magnetics). Il est un solveur d'éléments finis 2D qui permet de calculer les performances électromagnétiques des machines électriques.

La méthode des éléments finis est utilisée pour résoudre numériquement les équations aux dérivées partielles issues des équations de Maxwell, dont le but est de trouver une solution fiable. Il est nécessaire d'imposer des conditions aux limites pour assurer l'unicité de la solution [16], [17].

Finalement, la méthode des éléments finis va nous permettre de valider le modèle analytique représenté dans le chapitre précédent, à partir d'une comparaison entre les différentes caractéristiques électromagnétiques du moteur asynchrone.

3.2 Modélisation par éléments finis

Pour modéliser le moteur asynchrone sous le logiciel FEMM, il faut tout d'abord commencer par la définition de la géométrie de la machine asynchrone. Ensuite définir les matériaux qui définissent la machine dans les différentes régions. Puis, nous réalisons une discrétisation du domaine en éléments finis. Enfin, nous allons analyser tous les éléments finis, ce qui nous permettra la détermination des performances électromagnétiques de la machine asynchrone [4].

3.2.1 Création de la géométrie

Cette partie consiste à définir toutes les coordonnées de la machine en 2D, en incluant les différentes parties (entrefer, rotor, stator, les encoches rotoriques et statoriques). Dans notre cas, la saisie des coordonnées est effectuée en coordonnées polaires. Une fois nous avons défini tous les points, il faut tracer les arcs et les lignes qui relient ces points, ce qui nous permettra d'avoir la géométrie totale de la machine. La Fig. 3.1 représente la géométrie de la machine asynchrone sous le logiciel FEMM.

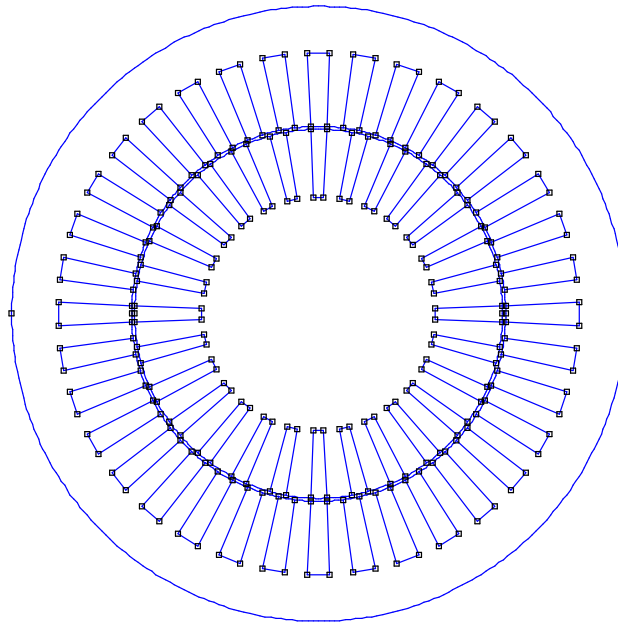


Fig. 3.1. Le traçage de la géométrie de la machine asynchrone sous le logiciel FEMM.

3.2.2 Définition des matériaux dans chaque partie de la machine

Dans cette étape, nous allons définir les matériaux constituant le modèle bidimensionnel numérique de la machine asynchrone.

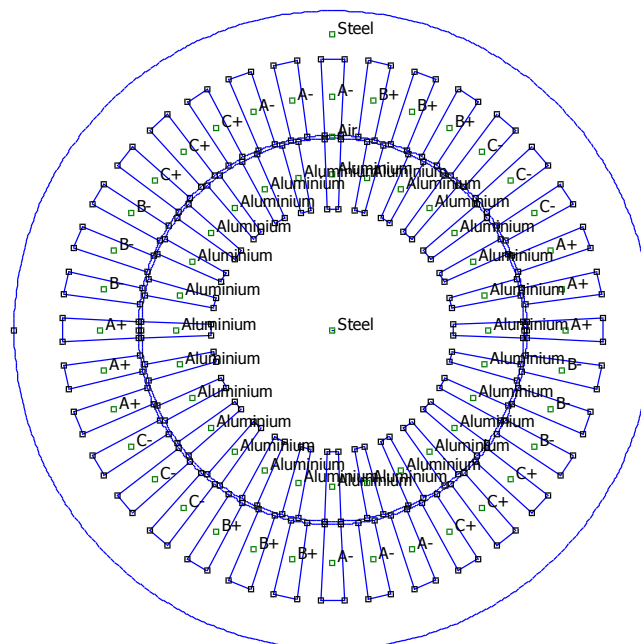
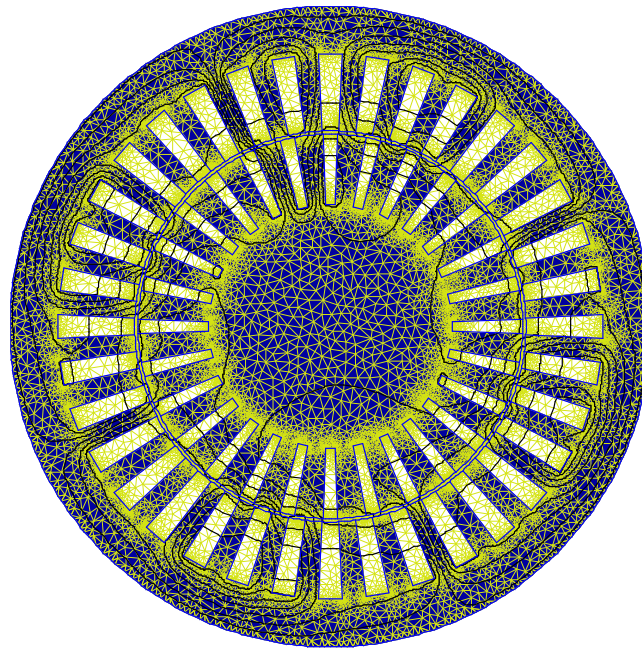


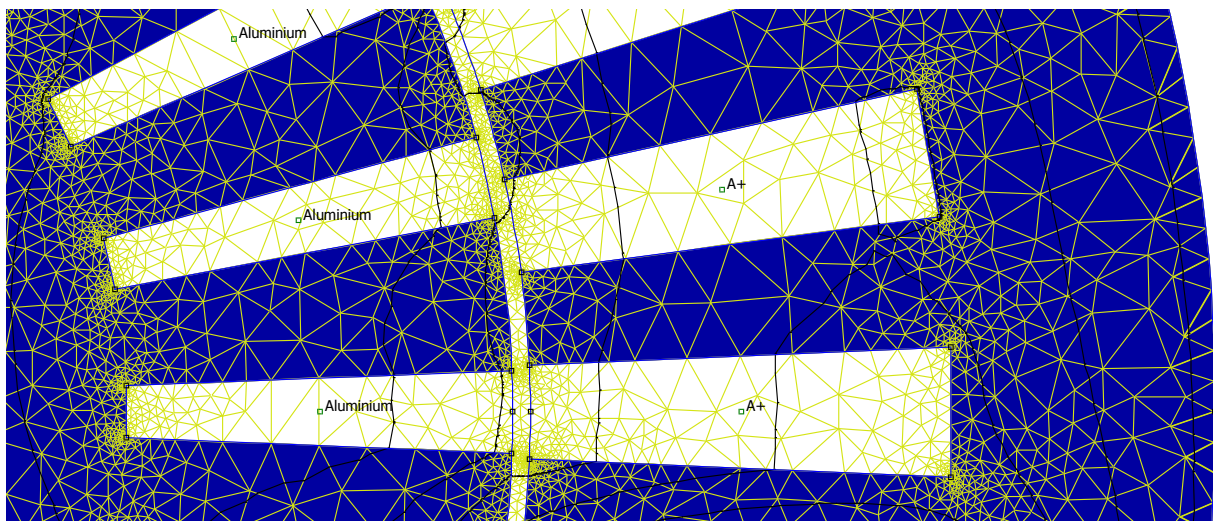
Fig. 3.2. Définition des matériaux de la machine asynchrone à cage sous le logiciel FEMM.

3.2.3 Définition du maillage

Dans cette étape, nous allons réaliser une discrétisation du domaine d'études. Cette dernière consiste à subdiviser le domaine d'étude en petits triangles. Dans notre cas, nous avons effectué un maillage resserré dans les endroits d'intérêt (entrefer, dans les extrémités rotoriques et statoriques) pour assurer la meilleure précision dans le calcul des performances électromagnétiques liées à l'entrefer.



(a)



(b)

Fig. 3.3. (a) Coupe transversale de la machine avec maillage global en 2D, (b) zoom sur le maillage de la zone encoches + entrefer + culasses.

3.3 Validation de la méthode analytique par la méthode numérique

Pour valider le modèle analytique développé au deuxième chapitre, nous allons utiliser une méthode numérique, celle des éléments finis, en utilisant le logiciel FEMM. Nous allons comparer sous les mêmes hypothèses et les mêmes conditions, les résultats de l'induction, la densité du courant rotorique, le courant dans les barres rotoriques et le couple obtenu à partir des deux méthodes (analytique et numérique).

La simulation par la méthode analytique est obtenue avec les nombres d'harmoniques $N=100$, $M=3$ et $L=3$. Le temps de calcul mis par la méthode analytique est d'environ 0.54 min. La méthode numérique est utilisée avec 34769 nœuds et 69276 éléments. Le temps de calcul de la méthode numérique est d'environ 1.12 min.

3.3.1 Paramètres de la machine à étudier

La machine asynchrone utilisée pour la simulation possède les caractéristiques suivantes :

Paramètres	Symboles	Unité	Valeur
Perméabilité relative des barres rotoriques	μ_r		1
Nombre de conducteurs dans l'encoche statorique	N_c		15
Fréquence	f	Hz	50
Valeur maximum du courant de phase	I_m	A	20
Nombre d'encoches statoriques	Q_s		36
Nombre des barres rotoriques	Q_r		28
Ouverture de l'encoche statorique	c	Degré	5
Ouverture de l'encoche rotorique	b	Degré	4
Nombre de paires de pôles	p		2
Epaisseur de l'entrefer	e	mm	1
Longueur de la machine	L_u	mm	200
Conductivité des barres rotoriques	σ	S/m	$35 \cdot 10^6$
Rayon interne de l'encoche rotorique	R_1	mm	38
Rayon rotorique externe	R_2	mm	60
Rayon externe de l'encoche statorique	R_3	mm	61
Rayon externe de l'encoche statorique	R_4	mm	85
Rayon extérieur de la machine	R_{ext}	mm	100

Tableau 3.1 Paramètres de la machine asynchrone à cage

3.4 Performance électromagnétique avec alimentation en courant

3.4.1 Barres saines

III.4.1.1. A vide

Pour effectuer une simulation à vide par la méthode analytique, il faut choisir un glissement au voisinage de zéro ($s = 0.0001$). Ceci est dû à la nature des fonctions de Bessel qui ne sont pas définies au point zéro. Par contre, la simulation par FEMM est obtenue pour un glissement nul. Ci-dessous, nous allons représenter les différentes caractéristiques électromagnétiques à vide.

3.4.1.1.1 Lignes de champ

Dans un fonctionnement à vide, la vitesse de rotation du rotor et la fréquence des courants statoriques sont très proches. La Fig. 3.4 montre clairement que les lignes du champ pénètrent profondément dans le rotor. Ceci est expliqué par le faible mouvement relatif entre le rotor et le stator. Nous remarquons aussi que les lignes du champ se referment sur chaque pôle. La Figure ci-dessous présente la distribution des lignes du champ obtenue par la méthode des éléments finis dans la machine asynchrone.

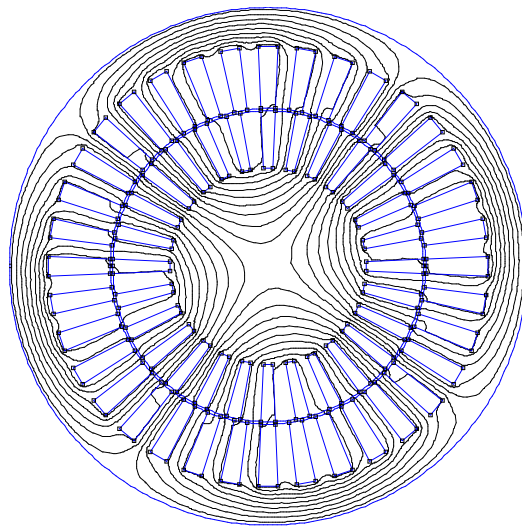


Fig. 3.4. Distribution des lignes du champ à vide.

3.4.1.1.2 Distribution de L'induction dans l'entrefer

Les résultats analytiques donnant l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer (Fig. 3.5 (a) et (b)) sont représentés et comparés avec la méthode des éléments finis. Les calculs analytiques sont validés. En effet, nous remarquons une très bonne correspondance entre les formes d'induction données par les deux méthodes. D'après les deux Figures nous constatons que l'induction tangentielle est faible par rapport à l'induction radiale. Nous pouvons voir

clairement que l'induction radiale présente des creux provoqués par l'ouverture de l'encoche statorique.

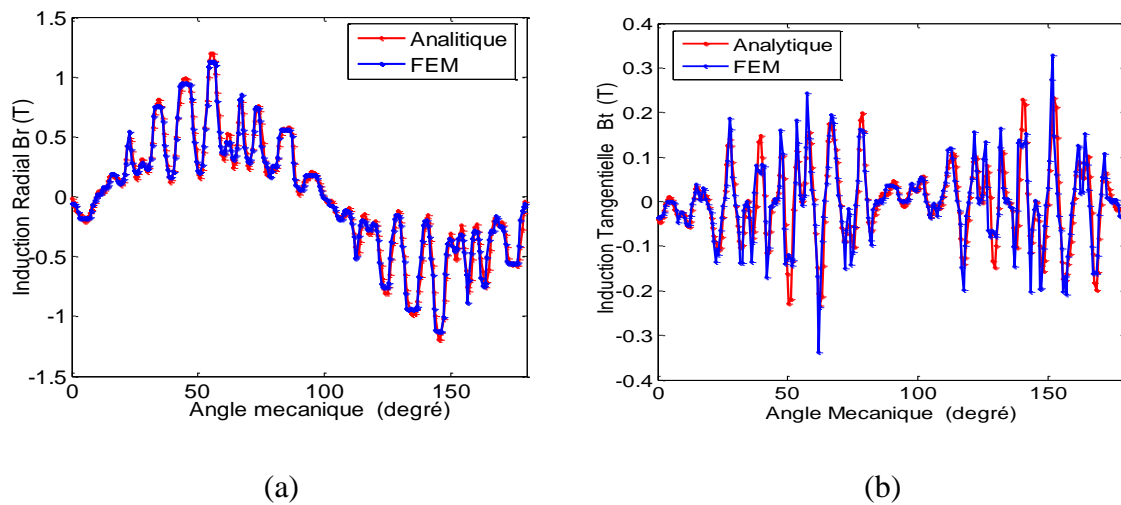


Fig. 3.5. Représentation de l'induction au milieu de l'entrefer à vide : (a) induction radiale, (b) induction tangentielle.

3.4.1.2 A rotor bloqué

3.4.1.2.1 Lignes du champ

Dans les conditions de fonctionnement avec rotor bloqué ($s = 1$), la Fig. 3.6 nous montre clairement que les lignes du champ sont rejetées à la surface du rotor. Ceci est dû au courant induit dans les barres rotoriques qui est intense à l'extrémité des barres (l'effet de peau).

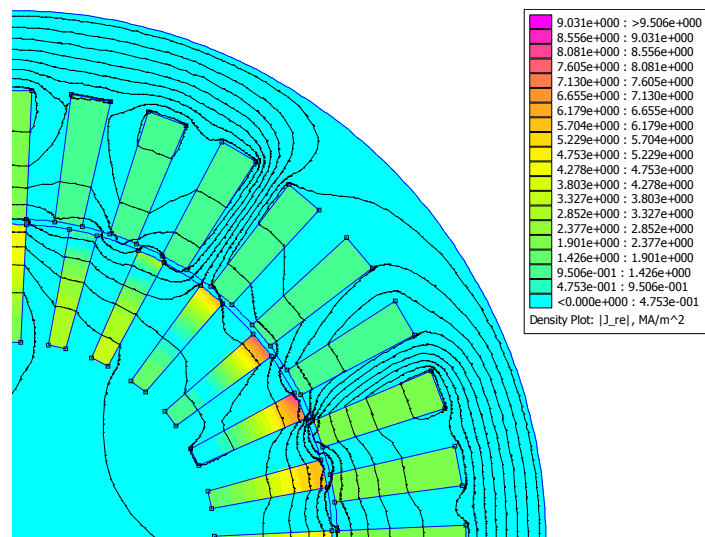


Fig. 3.6. La distribution des lignes du champ est la partie réelle de la densité du courant à rotor bloqué

3.4.1.2.2 Distribution de L'induction dans l'entrefer

Dans le cas du rotor bloqué, nous remarquons que la variation de l'induction radiale et tangentielle est inférieure à celle obtenue à vide. De même pour l'induction tangentielle qui présente des valeurs très faibles. Cette influence est causée par le courant induit dans les barres rotoriques.

D'après la Fig. 3.7 (a) & (b), nous constatons que les formes d'ondes de l'induction radiale et tangentielle obtenues par la méthode analytique et numérique sont pratiquement identiques.

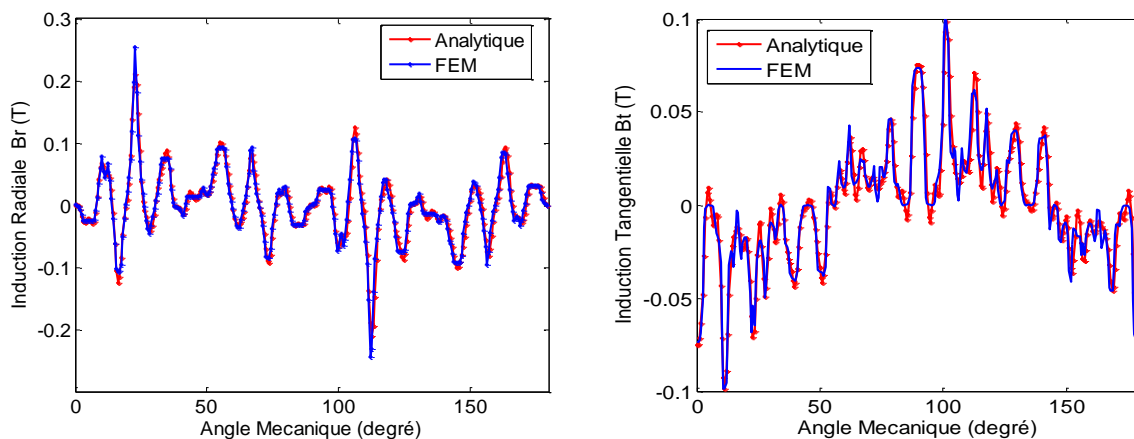


Fig. 3.7. Représentation de l'induction au milieu de l'entrefer à rotor bloqué : (a) induction radiale, (b) induction tangentielle.

3.4.1.2.3 Densité du courant

La Fig. 3.8 représente la densité du courant au milieu de la barre rotorique numéro 8. Nous remarquons bien que la densité du courant augmente avec l'augmentation du rayon, elle est maximum à l'extrémité de la barre rotorique. Ce qui représente l'effet de peau dans les barres rotoriques.

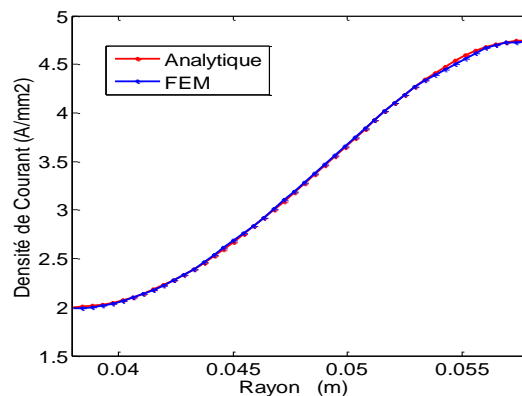


Fig. 3.8. Densité de courant au milieu de la barre n° 8 à rotor bloqué.

3.4.1.2.4 Courant dans les barres rotoriques

La partie réelle des courants rotoriques est représentée sur la Fig. 3.9. Il est intéressant d'observer que la somme des courants de Foucault dans toutes les barres rotoriques est nulle, ceci est obtenu sans adopter aucune hypothèse. Aussi, nous pouvons constater une parfaite concordance entre la méthode analytique et numérique.

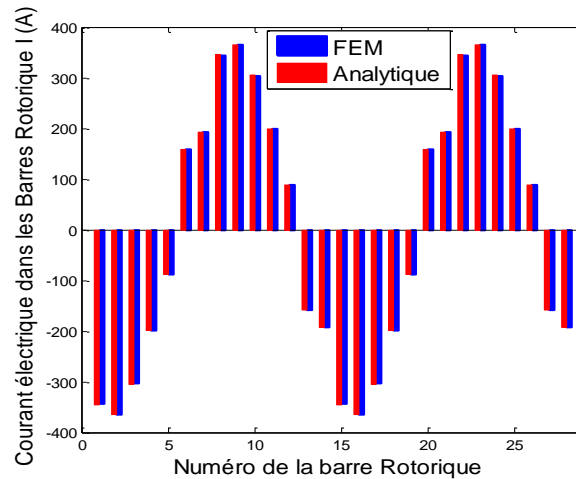


Fig. 3.9. Courant dans les barres rotorique à rotor bloqué.

3.4.2 Barres défectueuses

3.4.2.1 Ligne du champ

Dans le cas de la présence d'une barre défectueuse (dans notre cas la barre numéro 9 est défectueuse), nous modélisons le cas de la barre défectueuse par une conductivité $\sigma_9 = 35 \cdot 10^4 \text{S/m}$. Nous constatons que les lignes du champ se concentrent au tour de la barre défectueuse. La Fig. 3.10 nous montre la distribution des lignes du champ dans la machine.

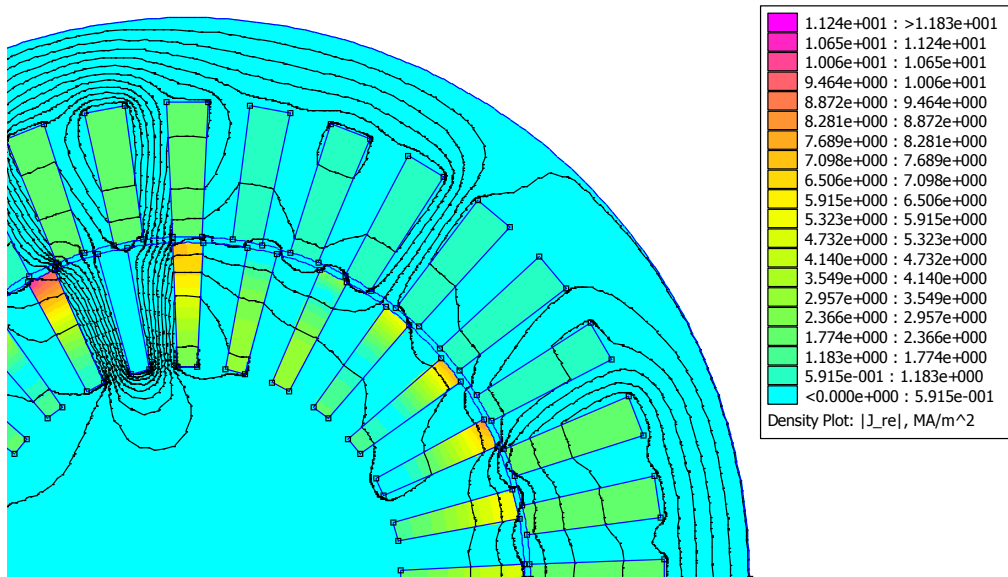
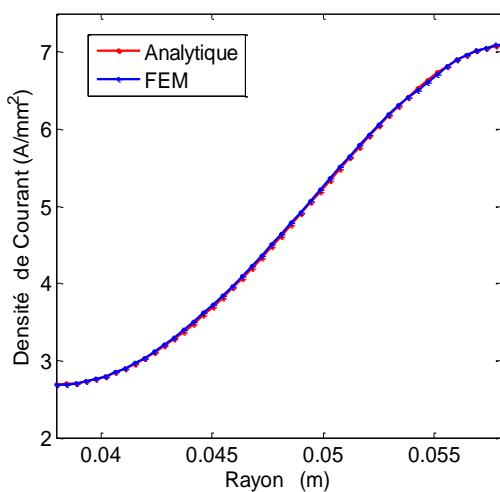


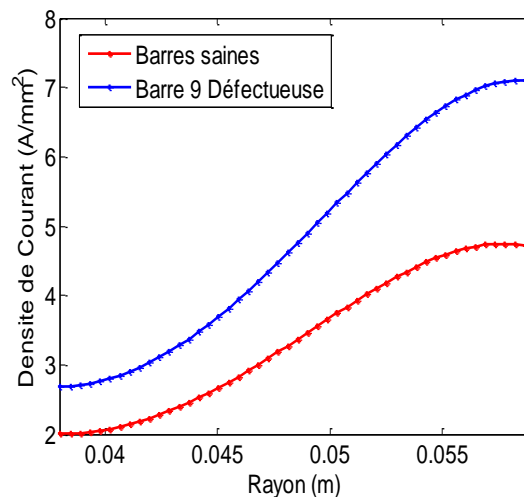
Fig. 3.10. Distribution des lignes du champ est la partie réelle de la densité du courant à rotor bloqué avec la barre 9 défectueuse.

3.4.2.2 Densité du courant

La Fig. 3.11 (a) représente la comparaison entre la prédiction de la densité du courant au milieu de la barre numéro 8 par la méthode analytique et numérique. Les résultats obtenus confirment la prédiction des courants induits dans les barres rotoriques par la méthode analytique. Dans la Fig. 3.11 (b), nous observons que la densité du courant au milieu de la barre numéro 8 quand la barre numéro 9 est défectueuse est supérieure à celle obtenue dans le cas de barres saines.



(a)



(b)

Fig. 3.11. Densité de courant au milieu de la barre n° 9 à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre défectueuse

3.4.2.3 Courant dans les barres rotoriques

D'après la Fig. 3.12 (a), nous pouvons observer que le courant au niveau de la barre défectueuse (barre numéro 9) est très faible. Ceci est dû à la résistivité de la barre défectueuse qui est plus importante. La comparaison entre les courants des barres rotoriques, dans le cas de barres saines et défectueuses, est représentée sur la Fig. 3.12 (b). Nous pouvons voir clairement l'influence de la barre défectueuse sur les deux barres adjacentes (numéro 8 & 10) qui présentent un courant relativement élevé par rapport au cas de barres saines.

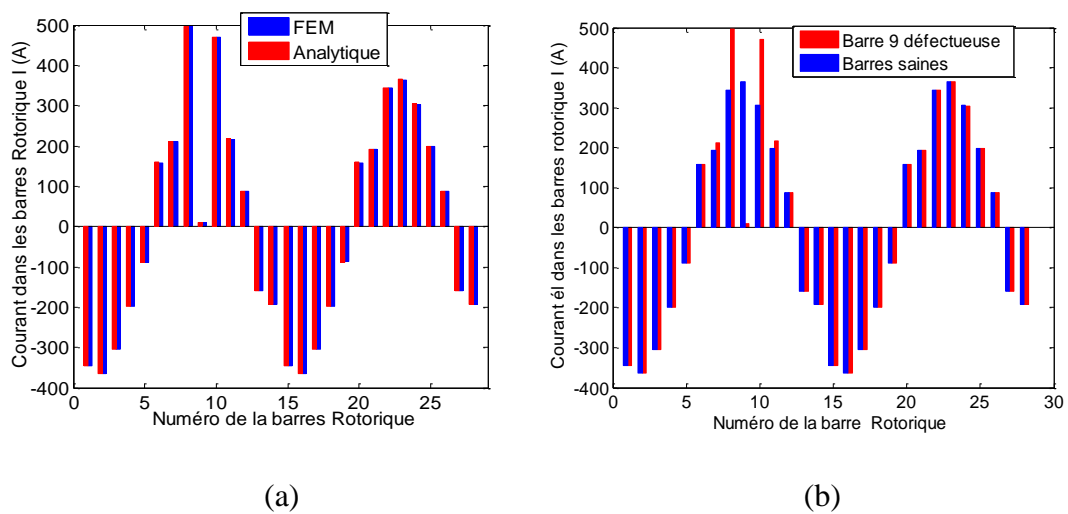


Fig. 3.12. Partie réelle des courants rotorique à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre défectueuse.

3.4.3 Barres cassées

Les lignes du champ et la distribution de la densité du courant induit dans les barres rotoriques avec une barre cassée (numéro 9) sont représentées sur la Fig. 3.13. Nous observons que les lignes du flux se focalisent sur la barre cassée. Cette dernière présente une densité du courant nulle. La Fig. 3.14 (a) représente une comparaison entre la prédiction analytique et numérique de la densité du courant au milieu de la barre numéro 8. Cette Figure confirme la validation du modèle analytique de prédiction de la densité du courant dans une machine asynchrone avec barre cassée. La distribution du courant dans les barres rotoriques est représentée dans la Fig. 3.15 (a), cette Figure nous montre clairement que le courant dans la barre cassée est nulle. Dans la Fig. 3.15 (b), nous avons représenté une comparaison entre la distribution du courant dans les barres rotoriques dans le cas de la présence d'une barre cassée et saines. Nous observons

bien l'influence de la barre cassée sur les barres adjacentes (numéro 8&10) ; ces barres ont un courant plus élevé que celui des barres saines. Cette influence apparaît clairement dans la Fig. 3.15 (b), qui représente la densité du courant au milieu de la barre numéro 8 dans le cas de barres saines et cassées.

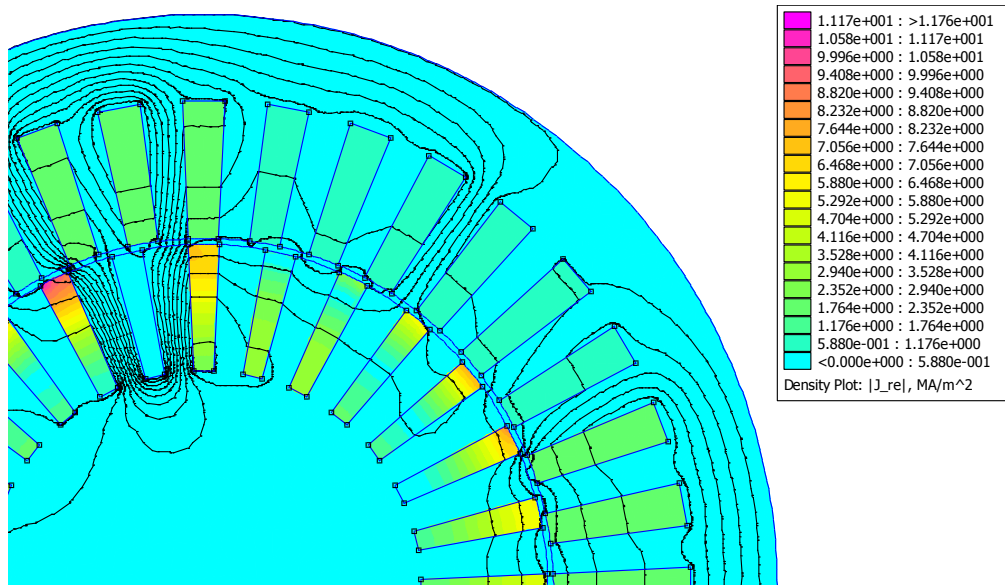


Fig. 3.13. Distribution des lignes du champ et de la partie réelle de la densité du courant à rotor bloqué avec la barre 9 cassée.

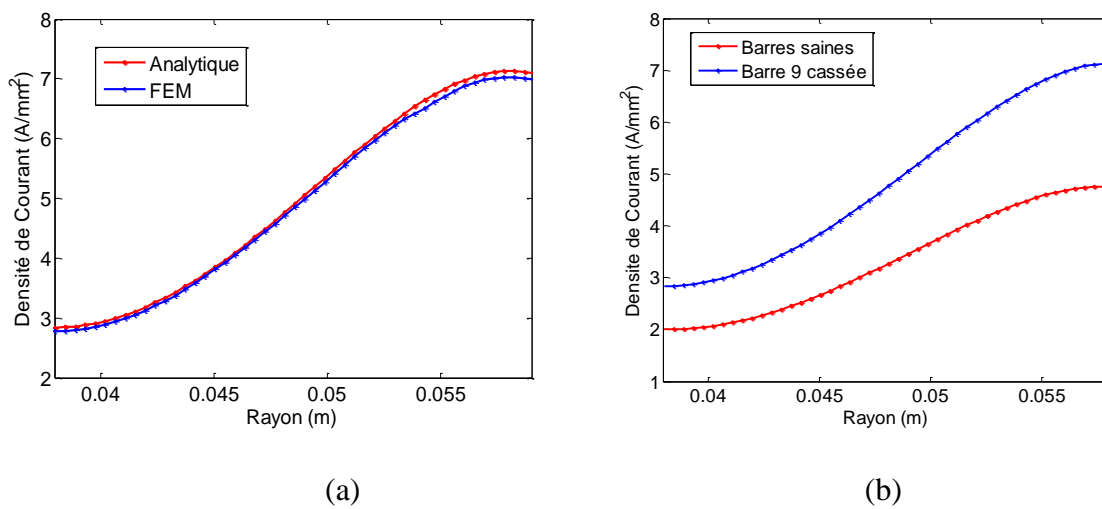


Fig. 3.14. Densité du courant au milieu de la barre n° 9 à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre cassée.

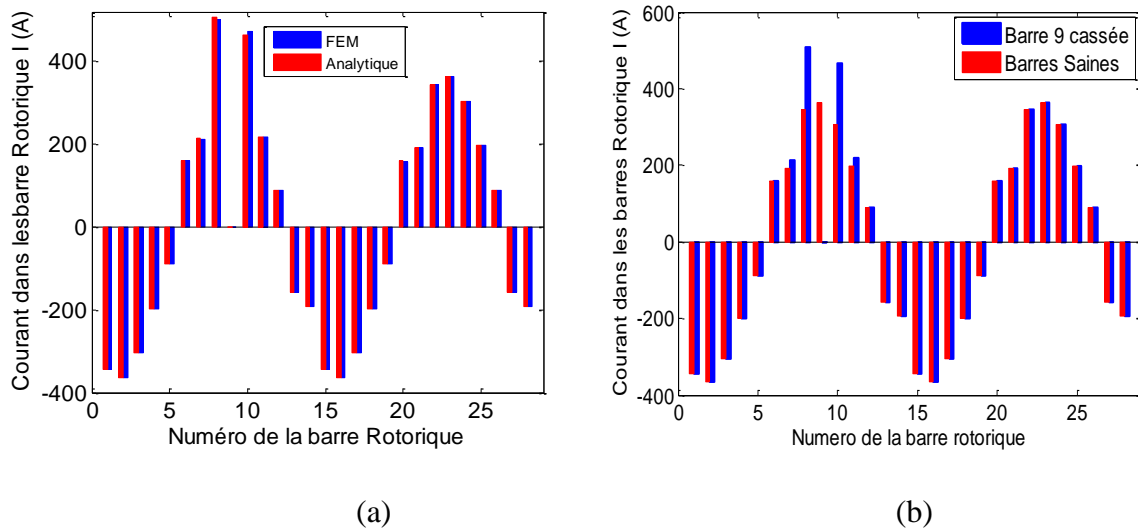


Fig. 3.15. Partie réelle des courants rotorique à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre cassée.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le calcul numérique par la méthode des éléments finis d'une machine asynchrone à cage. Le modèle, élément finis en 2D, est réalisé sous un logiciel de calcul numérique FEMM. Ce modèle est utilisé pour le calcul électromagnétique d'une machine asynchrone, il tient compte de la géométrie réelle de la machine et les caractéristiques électriques et magnétiques des différents matériaux qui constituent la machine asynchrone.

Dans une deuxième étape, nous avons effectué une comparaison entre les résultats issus de la méthode analytique et numérique pour les différentes caractéristiques électromagnétiques de la machine asynchrone, ce qui nous a permis de valider le modèle analytique représenté dans le chapitre précédent.

Chapitre 4. Calcul par la méthode analytique et numérique des paramètres du schéma équivalent

4.1 Introduction

L'identification des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone est basée sur la détermination du flux. Cette identification nous permet d'explorer une large gamme de fonctionnement, sans avoir recours à des essais pratiques (essai à rotor bloqué) qui peuvent endommager la machine [18], [12].

Dans ce chapitre, nous allons adopter un schéma équivalent qui ne tient pas compte des pertes fer. Ensuite, nous allons déterminer les paramètres du schéma équivalent par les deux méthodes, analytique et numérique. Ceci nous permettra la détermination des performances électromagnétiques de la machine avec une alimentation en tension.

4.2 Identification des paramètres du schéma équivalent

De nombreuses versions du circuit équivalent peuvent être utilisées selon le but d'exploitation de la machine et la précision recherchée. Dans notre cas, nous allons adopter un schéma équivalent simplifié qui ne tient pas compte de pertes fer ($R_f = 0$) comme dans [3]. Il est nécessaire de rappeler que seul le premier harmonique est considéré. Le schéma électrique équivalent est représenté sur la Figure ci-dessous :

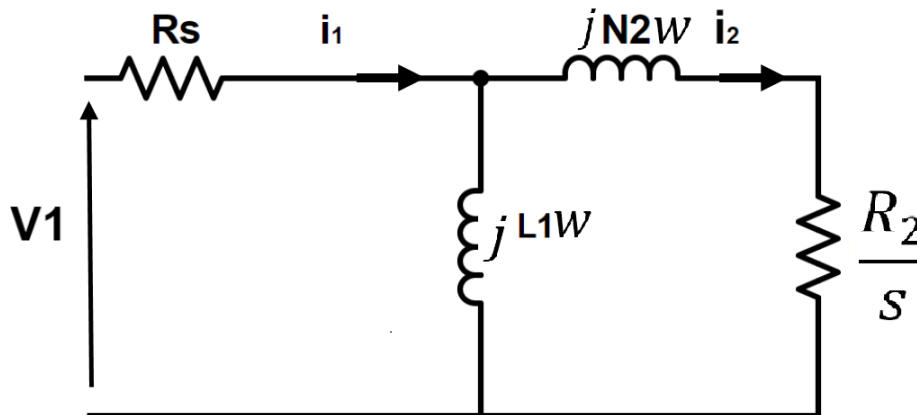


Fig. 4.1. Schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone.

Avec :

R_s : La résistance du bobinage statorique.

$L1.w$: L'inductance de magnétisation.

$N2.w$: L'inductance de fuite ramenée au stator.

R_2 : Résistance rotorique ramené au stator.

Pour déterminer les paramètres du schéma équivalent, il faut calculer le flux embrassé par les encoches statoriques. Ceci est effectué par la méthode analytique et numérique.

L'inductance de magnétisation L_1 peut être déterminée via une simulation à vide par la méthode analytique ($s = 0.0001$) et numérique ($s = 0$) avec une alimentation en courant triphasée sinusoïdale.

$$I = I_m \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

L'inductance de magnétisation est calculée par la relation ci-dessous.

$$L_1 = \frac{\psi_a}{I_m} \quad (4.2)$$

Le vecteur flux complexe des trois phases est donné par :

$$\begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} = N_c C^T (\varphi_1, \varphi_2 \cdots \varphi_{Q_s}) \quad (4.3)$$

Le flux embrassé par les encoches statoriques est calculé par l'équation (2.76).

Le calcul des paramètres qui modélise le rotor nécessite une simulation analytique et numérique en fonction du glissement. Pour un fonctionnement en charge ($s \neq 0$), le courant de phase d'entrée est imposé, ce qui nous permet par la loi de Kirchhoff de déterminer le courant qui circule dans le secondaire.

Pour la phase A par exemple:

$$I_2(s) = I_m - \frac{\psi_a}{L_1} \quad (4.4)$$

L'impédance secondaire pour la phase A peut-être calculé par :

$$Z_2(s) = \frac{j\omega \psi_a(s)}{I_2(s)} = \frac{R_2(s)}{s} + jN_2 \omega \quad (4.5)$$

D'où les paramètres du secondaire qui s'écrivent comme suit :

$$R_2(s) = s \cdot \text{Re}(Z_2(s)) \quad (4.6)$$

$$N_2(s) = \frac{\text{Im}(Z_2(s))}{\omega} \quad (4.7)$$

Cette approche est adoptée pour le calcul des paramètres du schéma équivalent par la méthode analytique et numérique. Lorsque la machine est alimentée par une source de tension triphasée le courant du stator peut être déterminé par le schéma équivalent.

La source de tension triphasée :

$$V = V_m \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Le courant statorique est déterminé par :

$$I_1(s) = \frac{V_1}{Z_{op}(s) + R_s} \quad (4.9)$$

Avec :

$$Z_{op} = \frac{j.L_1.\omega.\left(\frac{R_2(s)}{s} + j.N_2.\omega\right)}{j.L_1.\omega + \left(\frac{R_2(s)}{s} + j.N_2.\omega\right)} \quad (4.10)$$

Dans le cas de barres défectueuses ou cassées, l'impédance opérationnelle Z_{op} est différente pour les trois phases, ce qui change la valeur du courant dans les trois phases.

4.2.1 Calcul du couple électromagnétique

Pour un courant statorique qui correspond à une valeur donnée du glissement, le couple électromagnétique peut être calculé par la méthode du schéma électrique équivalent.

La force contre électromotrice s'exprime par :

$$E_1 = V_1 - R_s I_1(s) \quad (4.11)$$

La puissance apparente est donnée par :

$$S_{tr} = \frac{3E_1(s)}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1^*(s)}{\sqrt{2}} = P_{tr}(s) + jQ_{tr}(s) \quad (4.12)$$

Finalement, nous pouvons déterminer le couple électromagnétique à travers la puissance transmise par la formule suivante :

$$T_{em} = \frac{P_{tr}(s)}{\frac{\omega}{P}} \quad (4.13)$$

4.3 Paramètres du schéma équivalent du circuit électrique

4.3.1 Barres saines

4.3.1.1 Inductance de magnétisation

A partir de l'équation (4.2), nous avons calculé la valeur de l'inductance de magnétisation par la méthode analytique et numérique. Nous trouvons des valeurs très approchées.

Pour la méthode analytique, nous trouvons :

$$L_1 \cdot \omega = 10,765 \Omega$$

Pour la méthode numérique, nous trouvons :

$$L_1 \cdot \omega = 10,511 \Omega$$

Nous obtenons approximativement les mêmes valeurs dans le cas de barres défectueuse ou cassée.

4.3.1.2 Paramètre qui modélise le rotor

Nous représentons sur la Fig. 4.2 & Fig. 4.3, la variation de la résistance rotorique (R_2) et la réactance de fuite $N_2 \cdot \omega$ en fonction du glissement. D'après la première Figure, nous voyons clairement que la résistance rotorique augmente avec l'augmentation du glissement. La deuxième Figure nous montre que la réactance de fuite augmente pour atteindre un maximum à $s = 0,2$, puis elle se stabilise autour de $0,8 \Omega$. Il est nécessaire de rappeler que nous obtenons les mêmes caractéristiques pour les deux autres phases car le système est équilibré.

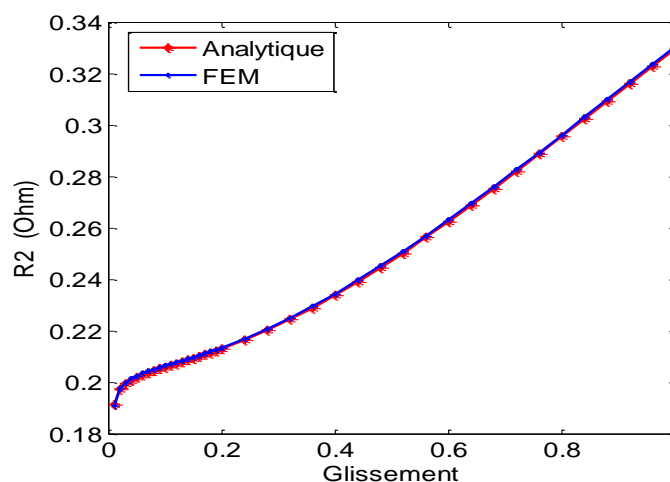


Fig. 4.2. Variation de la résistance rotorique en fonction du glissement.

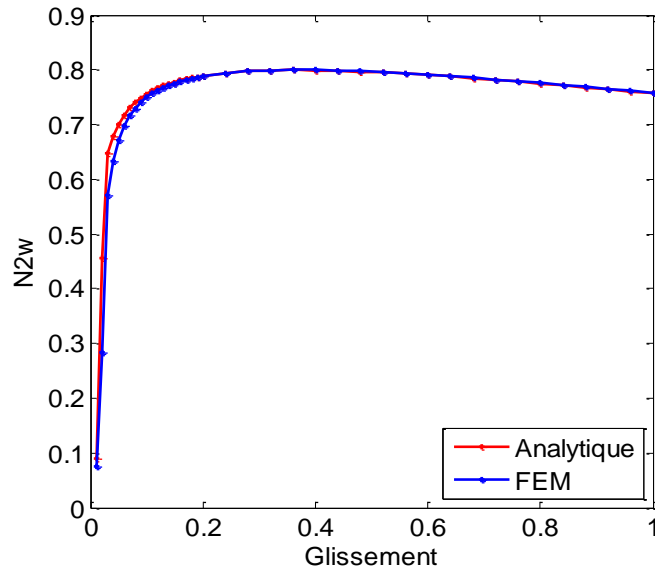


Fig. 4.3. Variation de la réactance de fuite en fonction du glissement.

4.3.1.3 Courant statorique

La Fig. 4.4 nous montre que le courant statorique atteint son maximum ($I_{max} = 160A$) lors du démarrage ($s = 1$), ceci est dû au fort appel de courant par la machine au démarrage à cause de l'inertie de la machine. Pour un fonctionnement nominal (autour d'un glissement de 5%), le courant statorique est de l'ordre de 40 A. Pour le courant de phases 2&3, nous obtenons les mêmes variations.

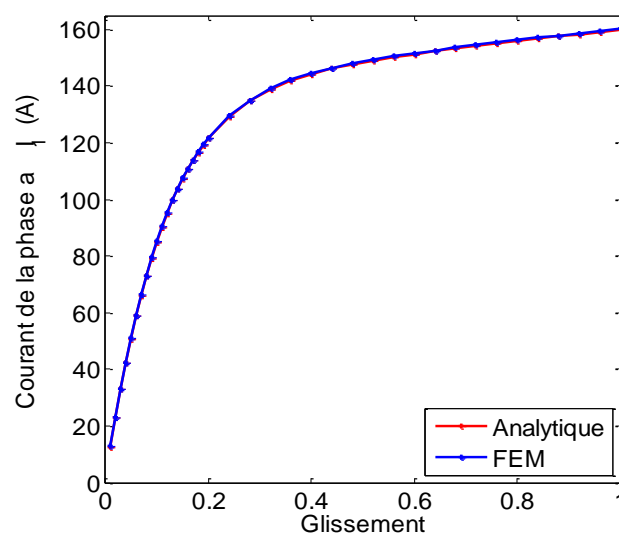


Fig. 4.4. Variation du courant statorique en fonction du glissement.

4.3.2 Barres cassées

4.3.2.1 Paramètres qui modélisent le rotor

Dans le cas de la présence d'une barre cassée, nous remarquons qu'il y a un déséquilibre dans les trois résistances qui correspondent aux trois phases. Ce déséquilibre est provoqué par la présence du vide qui assure une discontinuité de conductivité dans la barre cassée, cela mène à une résistance infinie au niveau de la barre cassée. La variation de la résistance est représentée sur la Fig. 4.5. Pour l'inductance de fuite, nous remarquons aussi un déséquilibre dans les trois phases. La variation de l'inductance de fuite est représentée sur la Fig. 4.6.

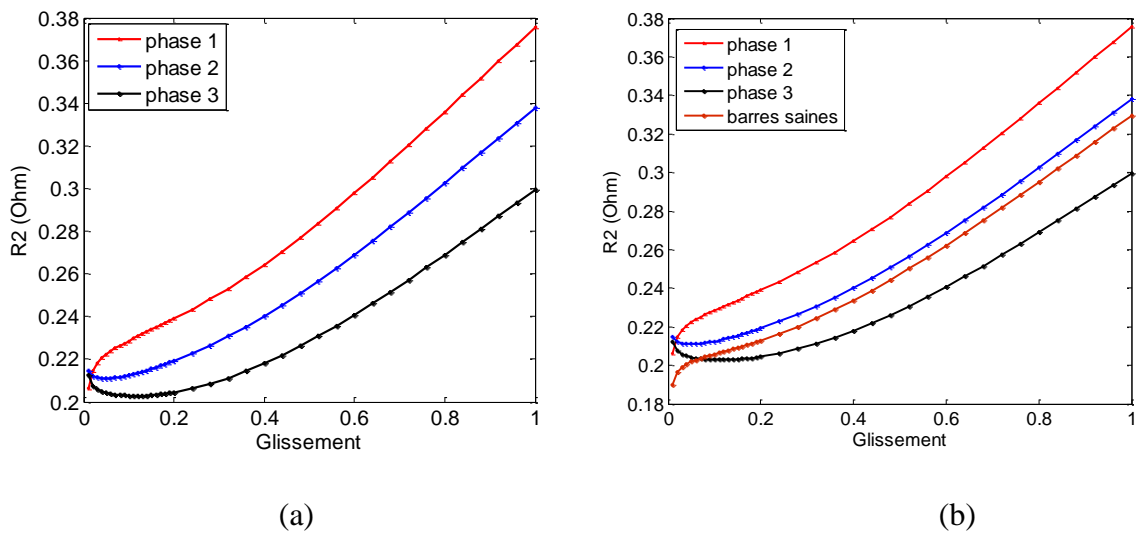


Fig. 4.5. Variation de la résistance rotorique en fonction du glissement : (a) avec une barre cassée, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et une autre avec une barre cassée.

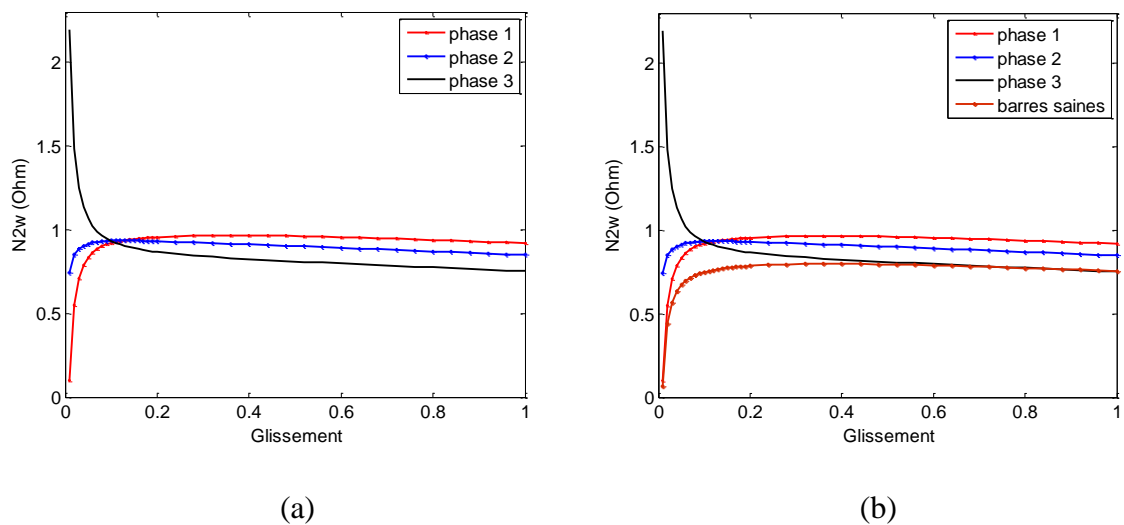


Fig. 4.6. Variation de la réactance de fuite en fonction du glissement : (a) avec une barre cassée, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et une autre avec une barre cassée.

4.3.2.2 Courant statorique

D'après la Fig. 4.7, nous pouvons constater que le courant statorique absorbé par la machine dans les trois phases est déséquilibré, ceci est dû à la présence de la barre cassée qui provoque un déséquilibre dans les trois résistances rotoriques. Nous remarquons aussi que la phase A présente un courant très important par rapport aux deux autres phases parce que la résistance d'entrée, vue par le stator, est plus importante dans cette phase.

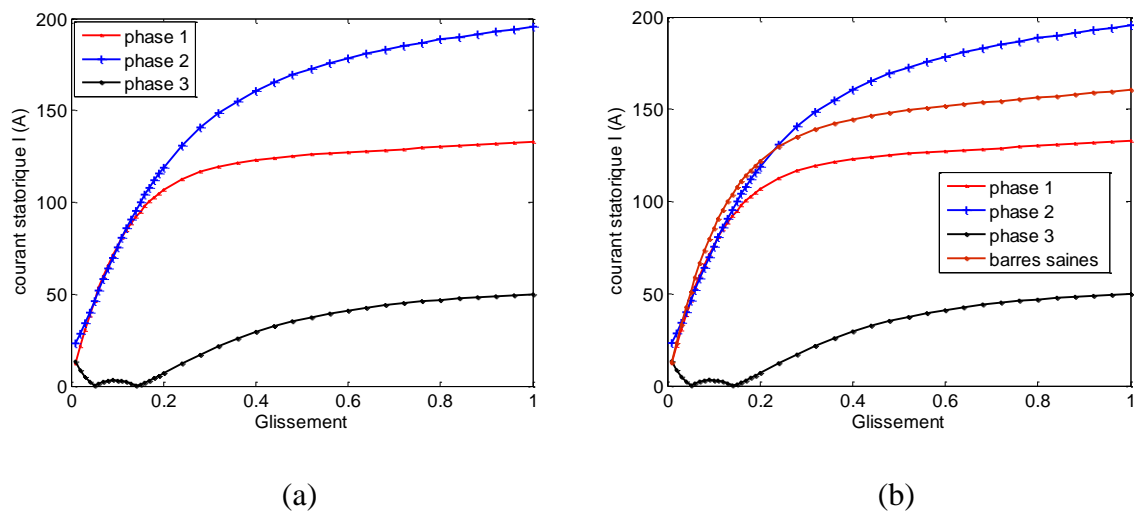


Fig. 4.7. Variation du courant statorique en fonction du glissement : (a) avec une barre cassée, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et une autre avec une barre cassée.

4.4 Performances électromagnétiques avec alimentation en tension

4.4.1 Barres saines

4.4.1.1 Essai en charge

4.4.1.1.1 Lignes du champ

En charge, le glissement étant $s = 0.52$. D'après la Fig. 4.8 qui représente la distribution des lignes de champ, nous constatons que les lignes du champ ont une profondeur de pénétration considérable. Nous remarquons ainsi que la valeur maximale de la densité du courant est supérieure à celle obtenue à vide.

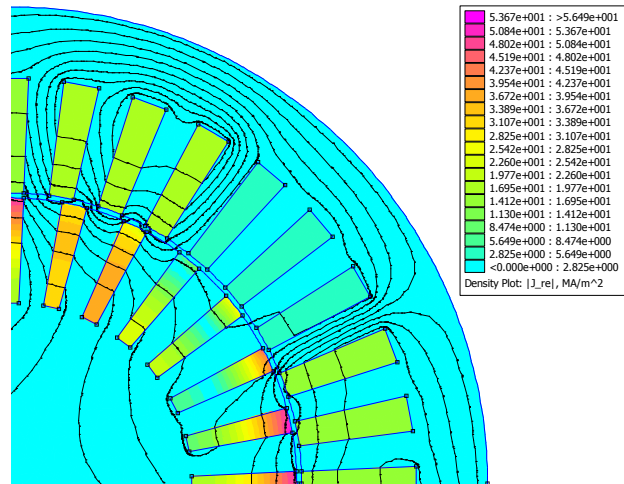


Fig. 4.8. La distribution des lignes du champ et la partie réelle de la densité du courant pour un fonctionnement en charge.

4.4.1.1.2 Distribution de L'induction dans l'entrefer

La Fig. 4.9 représente la distribution de l'induction au milieu de l'entrefer. Nous remarquons que les valeurs maximales de l'induction radiale et tangentielle restent supérieures à celles obtenues à vide.

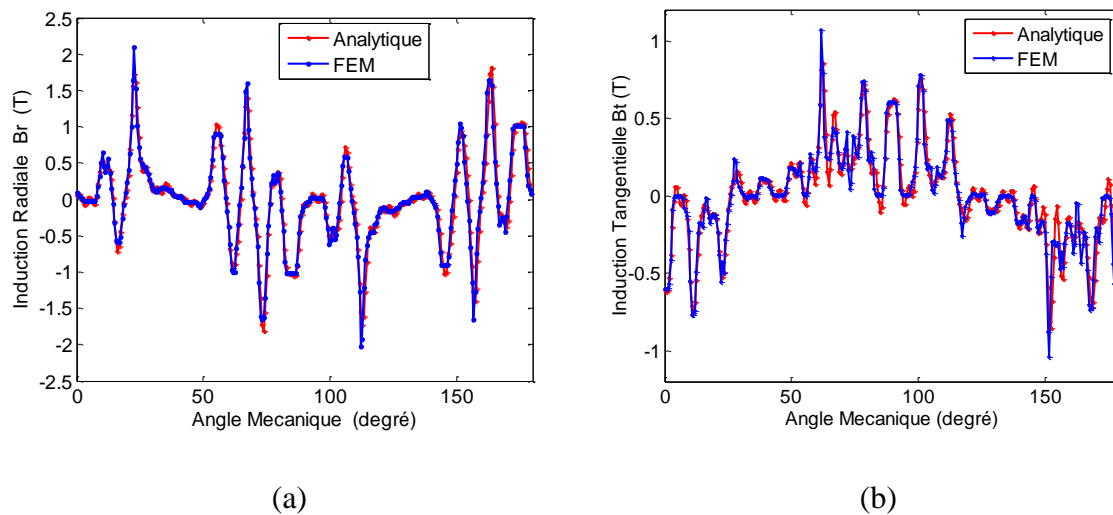


Fig. 4.9. Distribution de l'induction dans l'entrefer en charge : (a) induction radiale, (b) induction tangentielle.

4.4.1.1.3 Densité du courant

La Fig. 4.10 représente la variation de la densité du courant au milieu de la barre numéro 8. Nous remarquons que la densité du courant augmente avec l'augmentation du rayon, cela est dû à l'effet de peau.

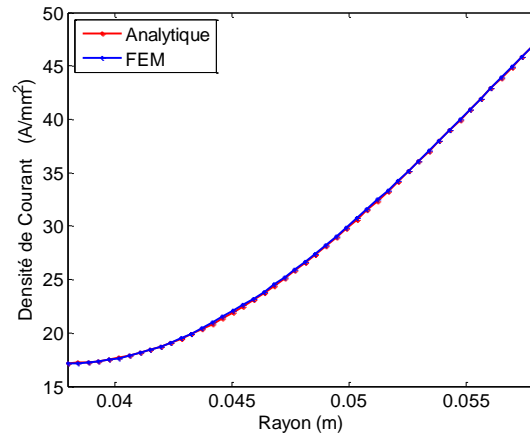


Fig. 4.10. Densité de courant au milieu de la barre numéro 8 en charge.

4.4.1.1.4 Courant dans les barres rotoriques

La Fig. 4.11 représente la distribution du courant dans les barres rotoriques. Nous remarquons bien que nous avons des valeurs supérieures à celles obtenues dans le cas d'alimentation en courant. La somme des courants rotoriques est nulle.

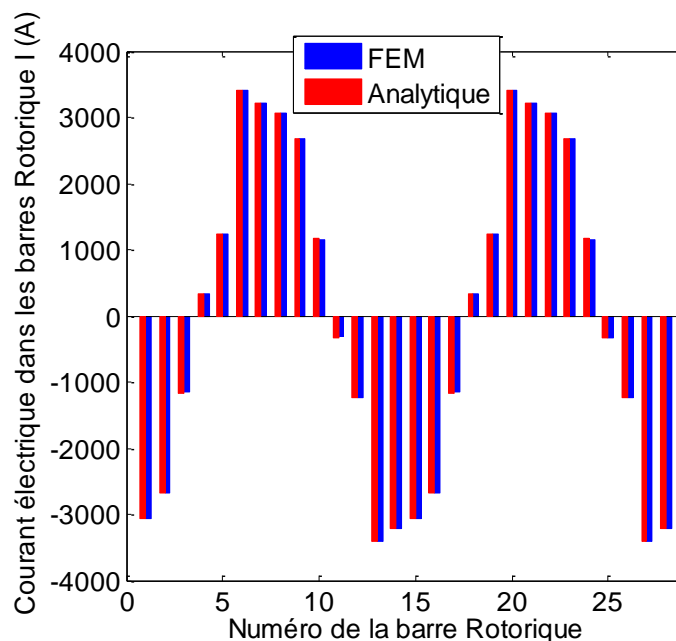


Fig. 4.11. Courant dans les barres rotoriques en charge.

4.4.1.2 Couple électromagnétique

La variation du couple électromagnétique en fonction du glissement est représentée sur la Fig. 4.12. Nous remarquons bien que la machine asynchrone possède un couple de démarrage important. Aussi, nous pouvons remarquer que la courbe du couple est linéaire pour un glissement au voisinage du zéro. D'après les formes d'ondes du couple, nous constatons une concordance entre les résultats obtenus par la méthode analytique, numérique et le schéma équivalent pour un glissement inférieur à 20%. Par contre, quand le glissement dépasse 20%, le modèle du schéma équivalent s'éloigne du modèle analytique et numérique. Cela est dû aux différentes hypothèses simplificatrices adoptées dans le schéma équivalent.

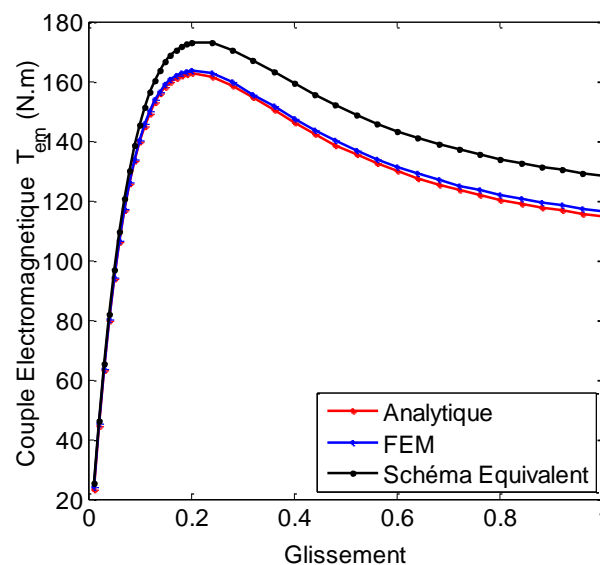


Fig. 4.12. Variation du couple électromagnétique en fonction du glissement d'une machine asynchrone avec des barres saines.

4.4.2 Barres défectueuse

Pour le cas d'une machine asynchrone avec une barre défectueuse alimentée par une source de tensions triphasées constantes. La distribution des lignes de champs et la densité de courant sont représentées sur la Fig. 4.13. La Fig. 4.14 (a) représente une comparaison entre la méthode analytique et la méthode numérique de prédiction, de la densité des courants de Foucault au milieu de la barre numéro 9. Les résultats obtenus confirment le modèle analytique de prédiction de la densité du courant dans une machine asynchrone à cage alimentée par une tension fixe. Dans la Fig. 4.15 (a), nous remarquons que le courant dans la barre défectueuse est très faible. La comparaison entre la distribution des courants dans les barres rotoriques, dans le cas de barres saines et le cas de la présence d'une barre défectueuse, est représentée sur la

Fig. 4.15 (b). L'influence de la barre défectueuse apparaît clairement sur les barres adjacentes. Ces barres présentent un courant plus élevé à celui obtenu dans le cas de barres saines. Cette influence est bien illustrée dans la Fig. 4.15 (b).

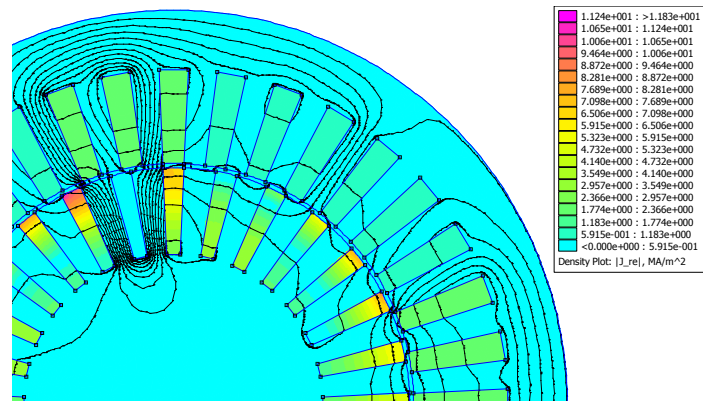


Fig. 4.13. Distribution des lignes du champ est la partie réelle de la densité du courant à rotor bloqué avec la barre 9 défectueuse.

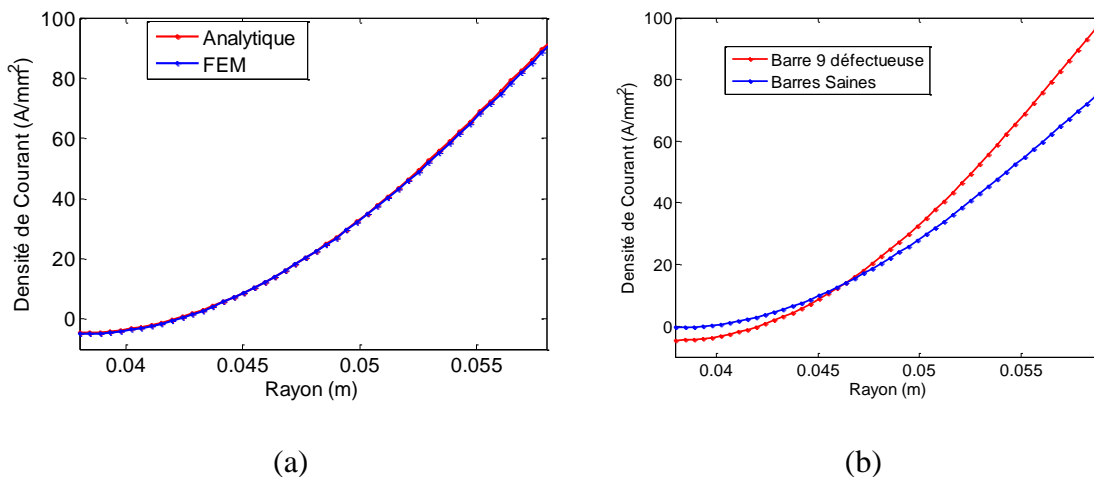


Fig. 4.14. Densité de courant au milieu de la barre n 9 à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre défectueuse.

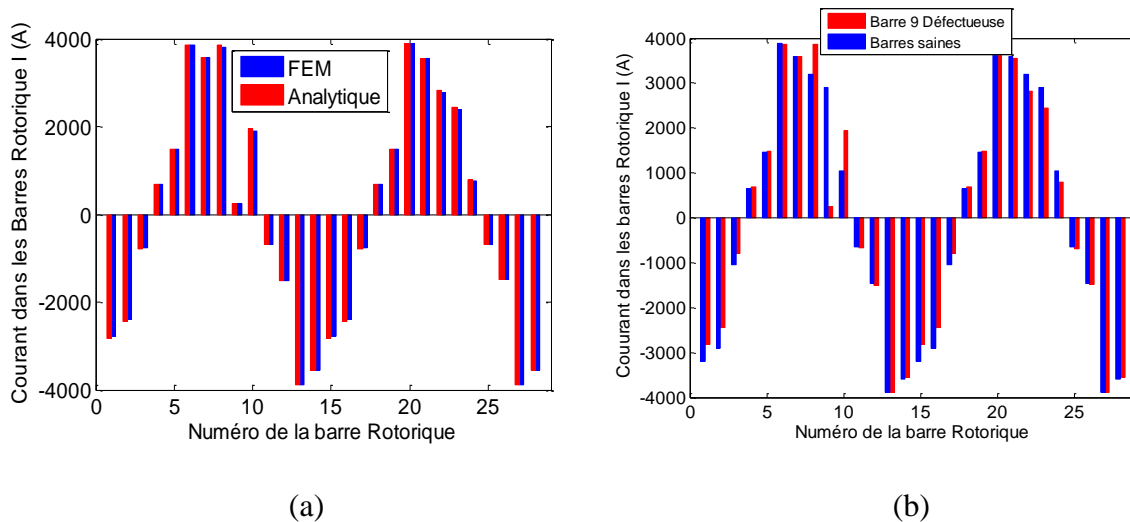


Fig. 4.15. Partie réelle des courants rotoriques à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre défectueuse.

4.4.2.1 Couple électromagnétique

La Fig. 4.16 (a) représente la variation du couple électromagnétique en fonction du glissement dans le cas de la présence d’une barre défectueuse. Nous remarquons une concordance parfaite entre les résultats obtenus par la méthode analytique et numérique. Dans la Fig. 4.16 (b) nous constatons une dégradation du couple électromagnétique de la machine asynchrone avec une barre défectueuse. Cela est dû à la diminution du courant qui traverse la barre défectueuse, ce qui diminue la force d’où la diminution du couple.

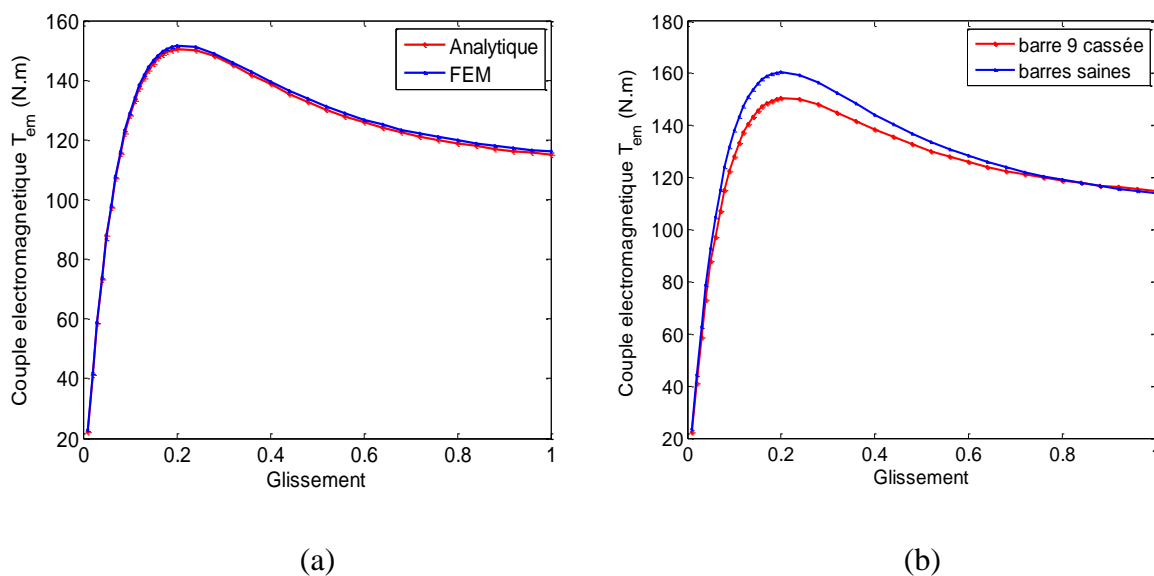


Fig. 4.16. Variation du couple électromagnétique en fonction du glissement : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre défectueuse.

4.4.3 Barres cassées

Pour le cas d'une machine asynchrone avec une barre cassée alimentée par une source de tension triphasée constante, la distribution des lignes du champ et la densité du courant sont représentées sur la Fig. 4.17 dans le cas où la barre numéro 9 est cassée. La Fig. 4.18 (a) confirme la validité du modèle analytique d'une machine asynchrone avec une barre cassée. Nous constatons une parfaite concordance entre les résultats fournis par la méthode numérique et analytique. D'après la Fig. 4.18 (b), nous pouvons remarquer clairement l'influence de la barre cassée sur les deux barres adjacentes. Ces barres présentent un courant supérieur à celui dans le cas des barres saines. Cette influence est bien illustrée dans la Fig. 4.17 (b).

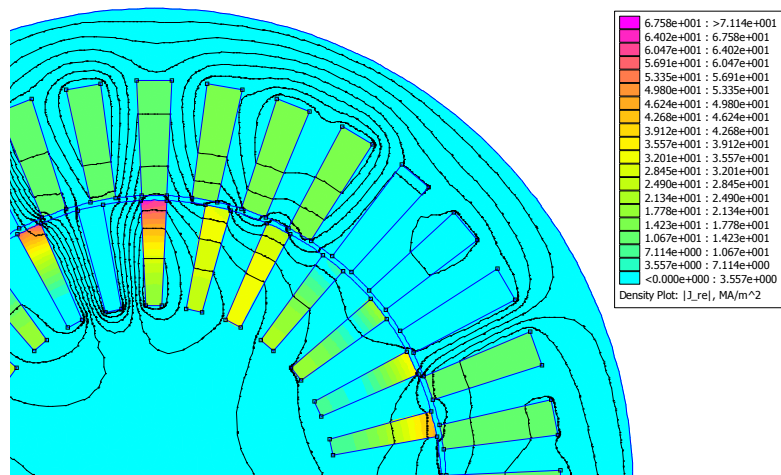


Fig. 4.17. Distribution des lignes du champ et la partie réelle de la densité du courant à rotor bloqué avec la barre 9 cassée.

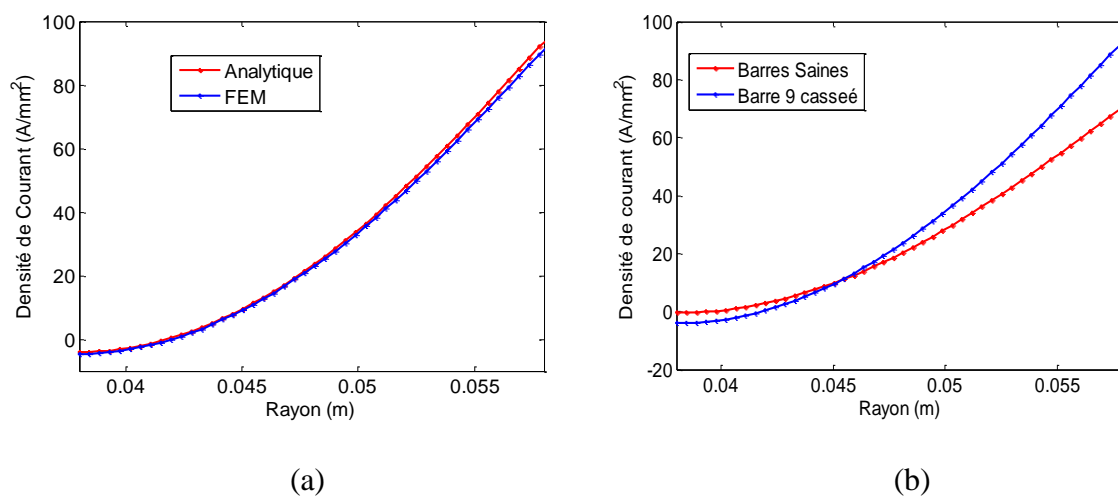


Fig. 4.18. Densité de courant au milieu de la barre n° 9 à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre cassée.

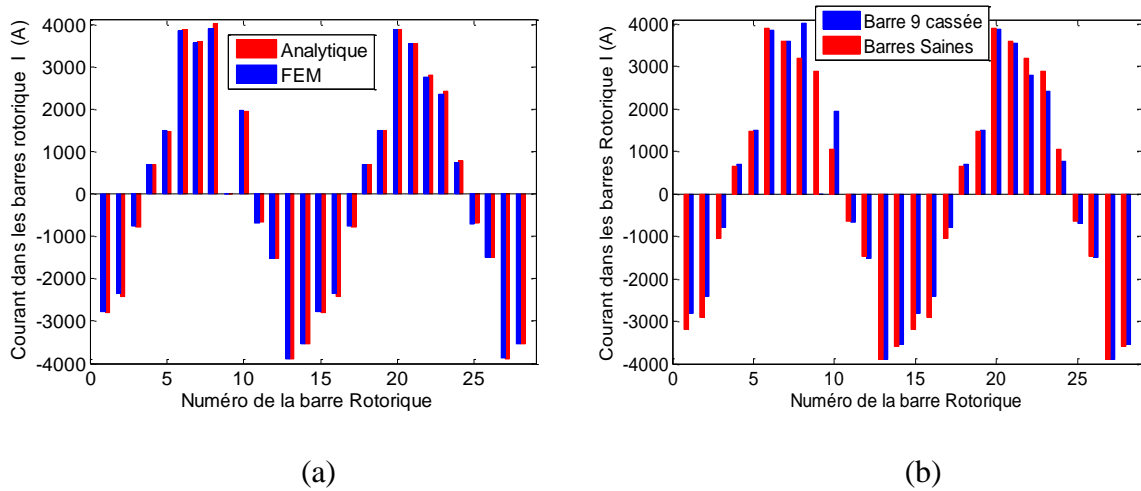


Fig. 4.19. Partie réelle des courants rotorique à rotor bloqué : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre cassée.

4.4.3.1 Couple électromagnétique

La Fig. 4.20 (a) représente la variation du couple électromagnétique en fonction du glissement dans le cas de la présence d’une barre cassée. Nous remarquons une concordance parfaite entre les résultats obtenus par la méthode analytique et numérique. Dans la Fig. 4.20 (b) nous constatons une grande dégradation du couple électromagnétique de la machine asynchrone avec une barre cassée. Cela est dû à l’annulation du courant qui traverse la barre cassée, ce qui provoque une force nulle au niveau de la barre cassée, d’où la diminution du couple.

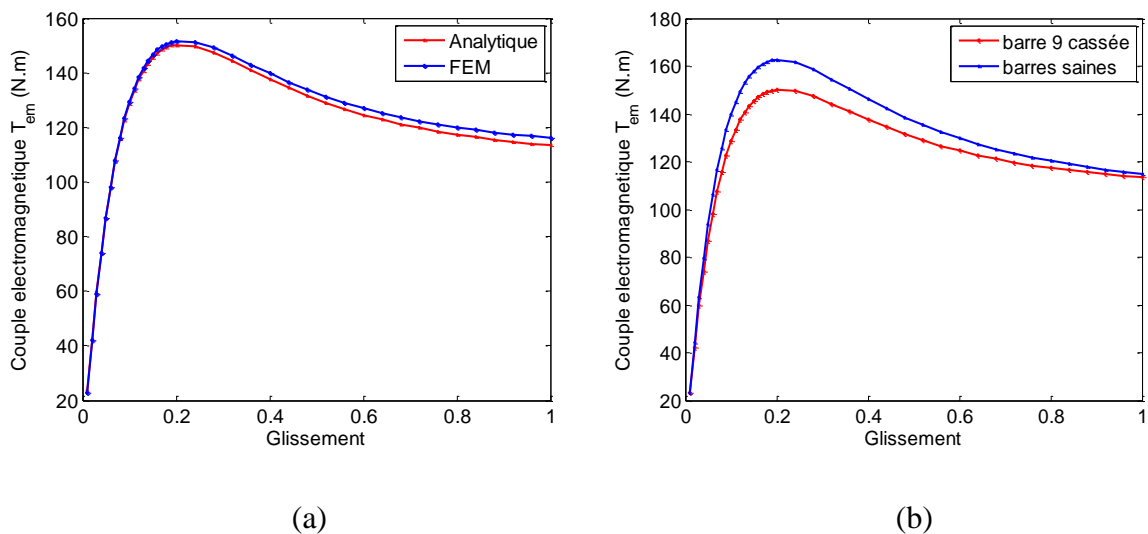


Fig. 4.20. Variation du couple électromagnétique en fonction du glissement : (a) Comparaison entre la méthode analytique et numérique, (b) Comparaison entre une machine avec des barres saines et avec une barre cassée.

4.5 Conclusion

Au niveau de ce chapitre, nous avons introduit le concept de calcul des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone à cage avec la méthode numérique et analytique. Ce calcul a été effectué pour le cas d'une machine asynchrone avec des barres saines et avec une barre cassée. Nous avons également validé le modèle analytique de prédiction des performances électromagnétiques d'une machine asynchrone alimentée avec une source de tension constante. De plus, nous avons présenté l'influence de la présence d'une barre défectueuse ou cassée dans le rotor sur les performances électromagnétiques de la machine.

Les résultats obtenus pour le couple électromagnétique par la méthode du schéma équivalent sont comparables à ceux obtenus par la méthode numérique ou analytique, mais cela restent moins précis.

Chapitre 5. Etude Paramétrique

5.1 Introduction

Les performances électromagnétiques d'une machine asynchrone à cage sont largement influencées par la structure mécanique de l'entrefer, rotor et stator. Et les propriétés des matériaux constituant la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous allons utiliser le modèle analytique présenté dans le deuxième chapitre pour étudier l'influence de la variation des dimensions de la machine sur les performances électromagnétiques.

5.2 Influence de l'ouverture des encoches rotoriques

La variation de l'ouverture des encoches rotoriques engendre une modification de la forme de l'entrefer mécanique. Cette dernière provoque une influence sur le courant statorique absorbé par la machine comme le montre la Fig. 5.1. Nous observons que, pour les grandes valeurs de l'ouverture rotorique, le courant statorique absorbé par la machine augmente, de même pour le couple électromagnétique. La Fig. 5.2 représente la variation du couple électromagnétique en fonction du glissement pour des ouvertures d'encoches rotoriques différentes.

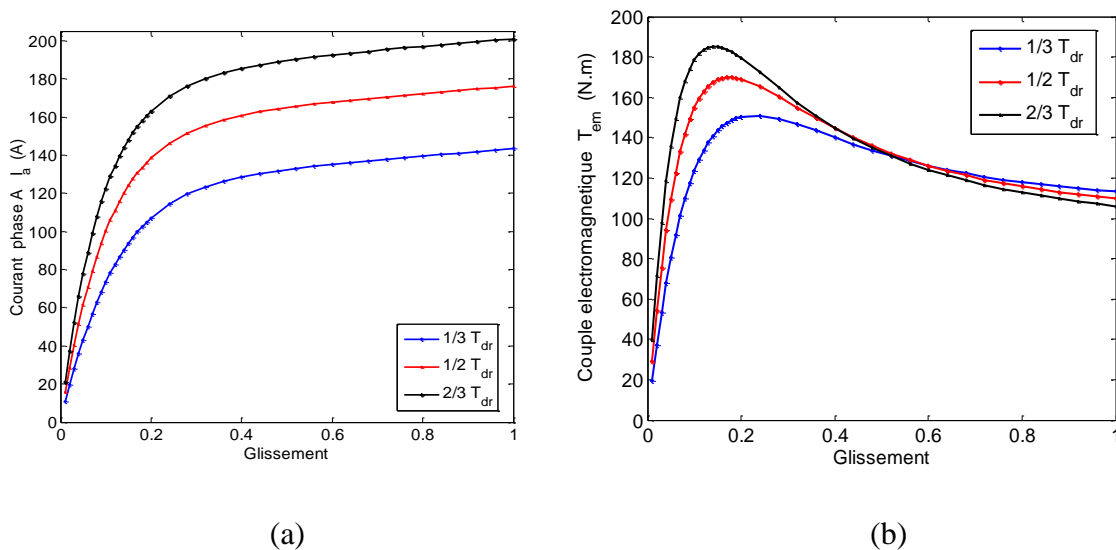


Fig. 5.1. Influence de l'ouverture d'encoches rotoriques sur : (a) le courant statorique, (b) le couple électromagnétique.

5.3 Influence de l'ouverture des encoches statoriques

Les encoches statoriques sont responsables de la création du champ tournant de la machine à induction. La modification de l'ouverture des encoches statoriques a une influence sur le courant statorique absorbé comme le montre la Fig. 5.2 (a). Nous remarquons que le courant

statorique absorbé augmente avec la diminution de l'ouverture de l'encoche statorique. Cette augmentation s'explique par l'augmentation de la densité du courant statorique, de même pour le couple électromagnétique. La Fig. 5.3 (b) montre l'influence de l'ouverture de l'encoche statorique sur le couple électromagnétique.

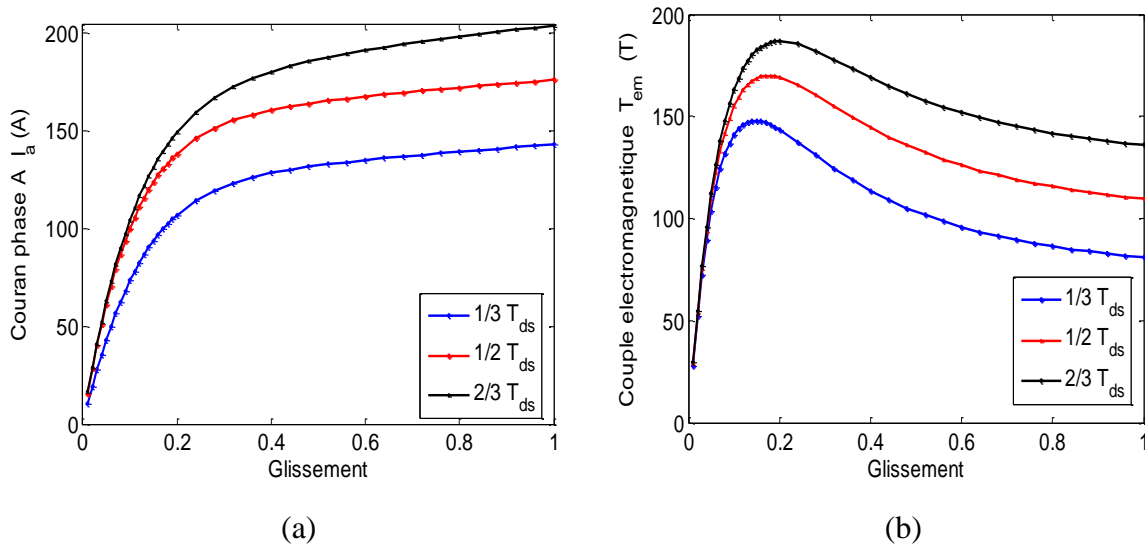


Fig. 5.2. Influence de l'ouverture d'encoches statoriques sur : (a) le courant statorique, (b) le couple électromagnétique.

5.4 Influence de la conductivité des barres rotoriques

Comme le montre la Fig. 5.3 (a), la conductivité des barres rotoriques influe directement sur le courant statorique absorbé. L'augmentation de la conductivité des barres rotoriques permet d'augmenter le courant statorique absorbé. Aussi, elle influe sur l'amplitude du couple électromagnétique. L'amplitude de ce dernier diminue avec l'augmentation de la conductivité. La Fig. 5.3 (b) représente l'influence de la conductivité sur le couple électromagnétique.

Les résultats de simulation sont obtenus pour deux matériaux différents : le cuivre et l'aluminium qui possèdent les conductivités suivantes :

$$\sigma_{\text{cuivre}} = 35.10^6 S/m \quad \sigma_{\text{aluminium}} = 70.10^6 S/m.$$

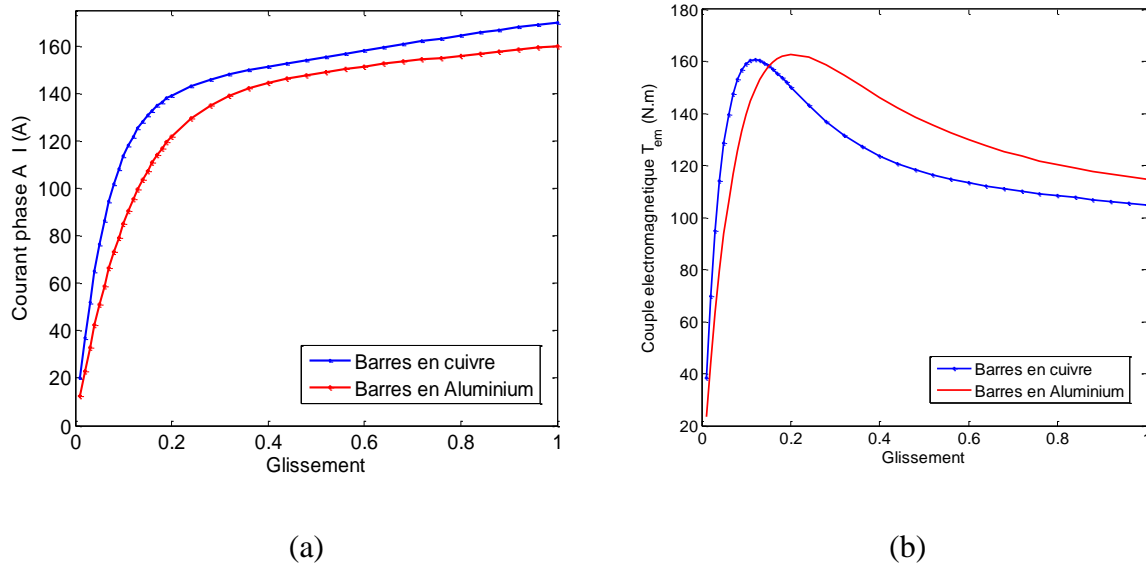


Fig. 5.3. Influence de la conductivité sur : (a) le courant statorique, (b) le couple électromagnétique.

5.5 Influence du nombre de barres rotoriques

Le nombre des barres rotorique a une faible influence sur le courant statorique absorbé et le couple électromagnétique que ce soit sur sa forme ou sur son amplitude, comme le montrent les Fig. 5.4 (a) & (b). Nous remarquons que l'amplitude du courant statorique et le couple électromagnétique restent pratiquement constante pour 42 et 28 barres, et elle diminue pour 24 barres pour le courant statorique. Par contre, le couple électromagnétique augmente. Les simulations sont obtenues pour un nombre d'encoches statoriques égale à 36. Le choix du nombre des barres rotoriques se fait en se basant sur [19].

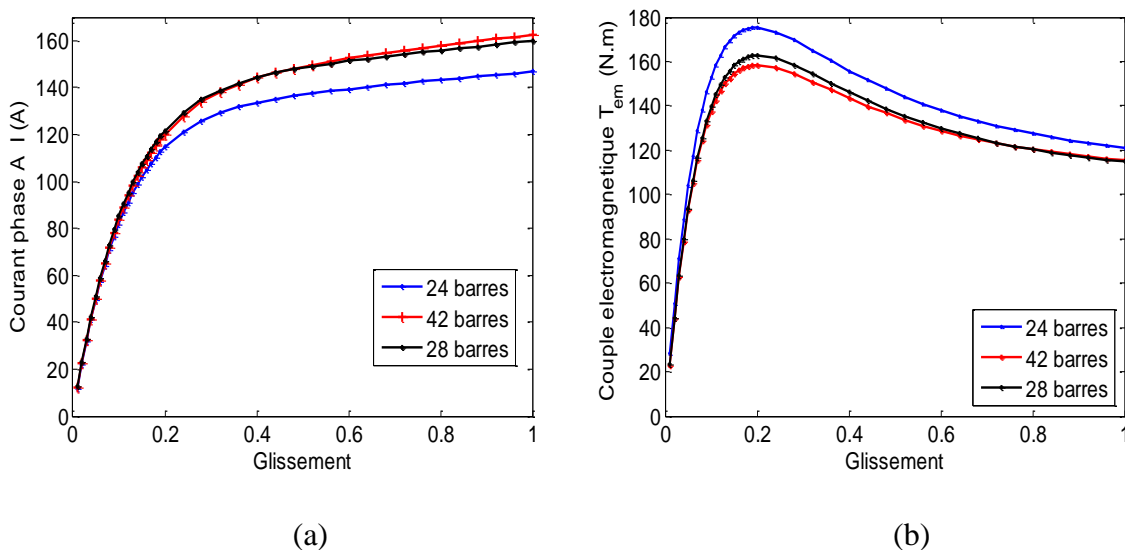


Fig. 5.4. Influence du nombre de barres rotorique sur : (a) le courant statorique, (b) le couple électromagnétique.

5.6 Influence du nombre d'encoches statoriques

Le nombre des encoches statoriques a une influence directe sur les formes d'ondes et d'amplitudes de l'induction radiale et tangentielle. Comme le montrent les Fig. 5.5 (a) & (b), nous remarquons que l'augmentation du nombre d'encoches statoriques permet d'augmenter l'amplitude de l'induction radiale et tangentielle. Cela est dû à l'augmentation de la densité du courant statorique. L'influence du nombre d'encoches statoriques apparaît aussi dans le courant statorique absorbé et le couple électromagnétique. L'augmentation du nombre d'encoches statoriques entraîne l'augmentation du couple électromagnétique et le courant statorique absorbé. La Fig. 5.6 représente l'influence du nombre d'encoches statoriques sur le courant statorique absorbé et le couple électromagnétique. Les simulations sont obtenues pour un nombre d'encoches rotoriques égale à 28.

Le choix du nombre de barres statoriques se fait en se basant sur [19].

La matrice de connexion qui correspond à 24 encoches statoriques est :

$$\text{Phase 1} = \{1, 0, 0, 0, 0, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 1\}$$

$$\text{Phase 2} = \{0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, -1, -1, 0\}$$

$$\text{Phase 3} = \{0, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 0\}$$

La matrice de connexion qui correspond à 48 encoches statoriques est :

Phase 1

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

Phase 2

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

Phase 3

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

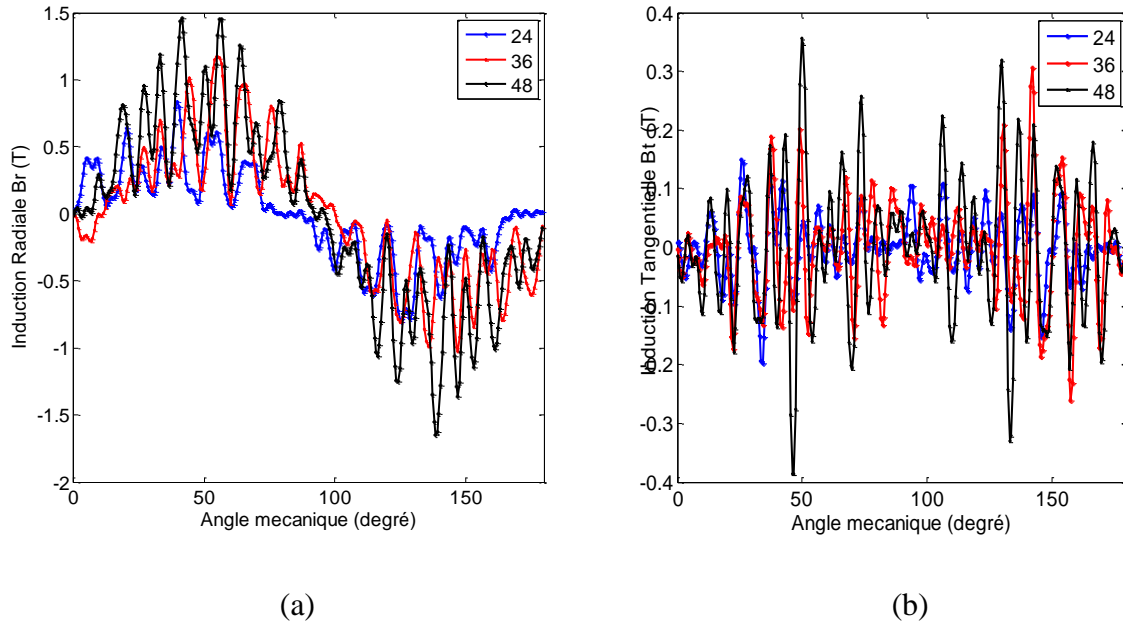


Fig. 5.5. Influence du nombre d’encoches statorique : (a) induction radiale, (b) Induction tangentielle.

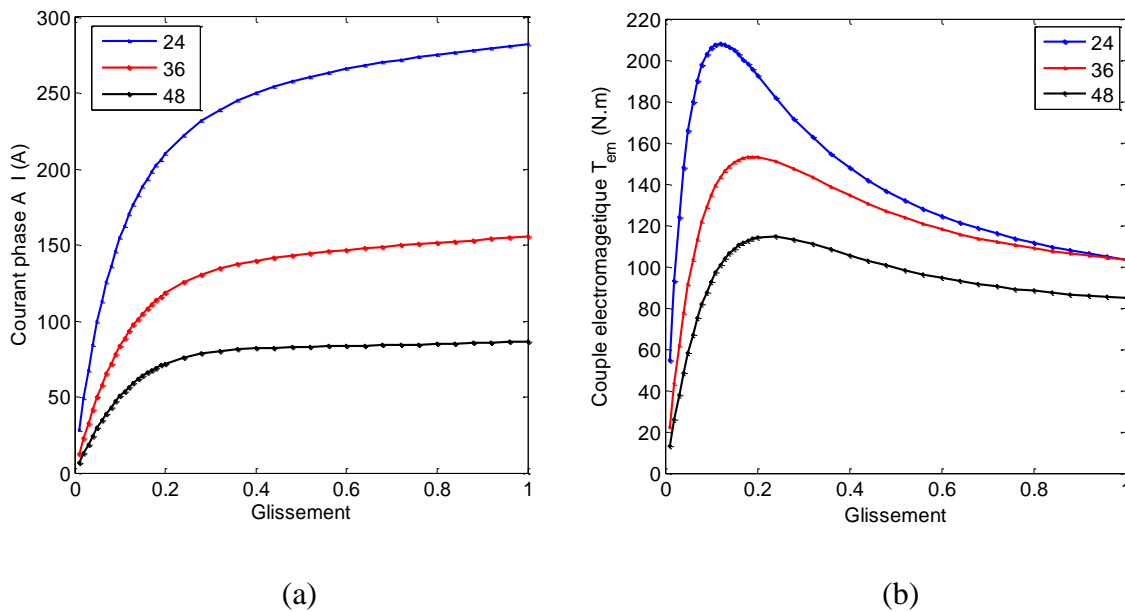


Fig. 5.6. Influence du nombre d’encoches statorique sur : (a) le courant statorique, (b) le couple électromagnétique.

5.7 Influence des semi-encoches statoriques et rotoriques

La Fig. 5.7 nous montre la distribution des lignes du champ dans la machine asynchrone avec des semi- encoches au stator et au rotor à vide obtenue par la méthode des éléments finis. Nous observons que les lignes de champ pénètrent profondément dans le rotor de la machine.

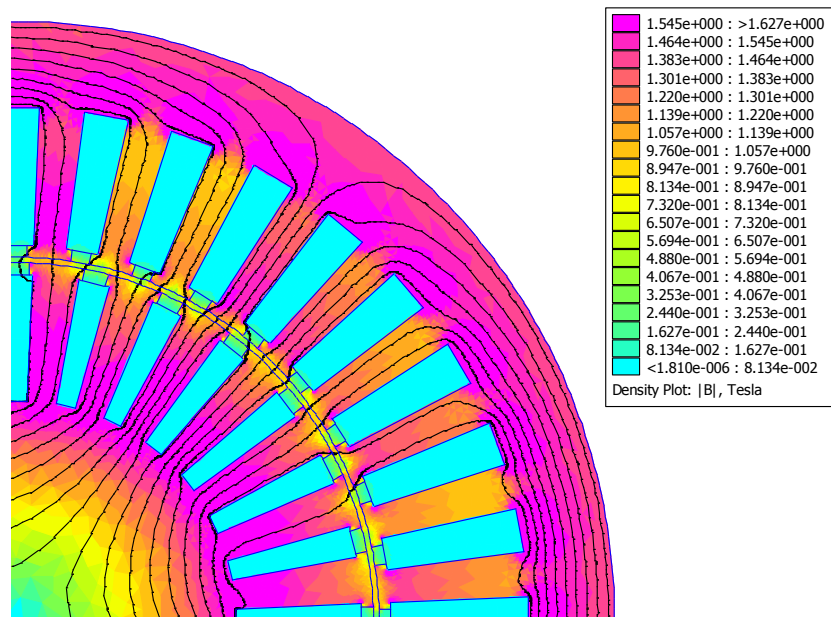


Fig. 5.7. Distribution des lignes de champ dans une machine asynchrone avec semi-encoches à vide.

La présence des semi-encoches dans les encoches rotoriques et statoriques engendre une modification de l'entrefer mécanique. Cette modification permet d'augmenter la reluctance de l'entrefer. Ceci influe directement sur le couple électromagnétique et le courant statorique absorbé, comme le montrent les Fig. 5.8 (a) et (b).

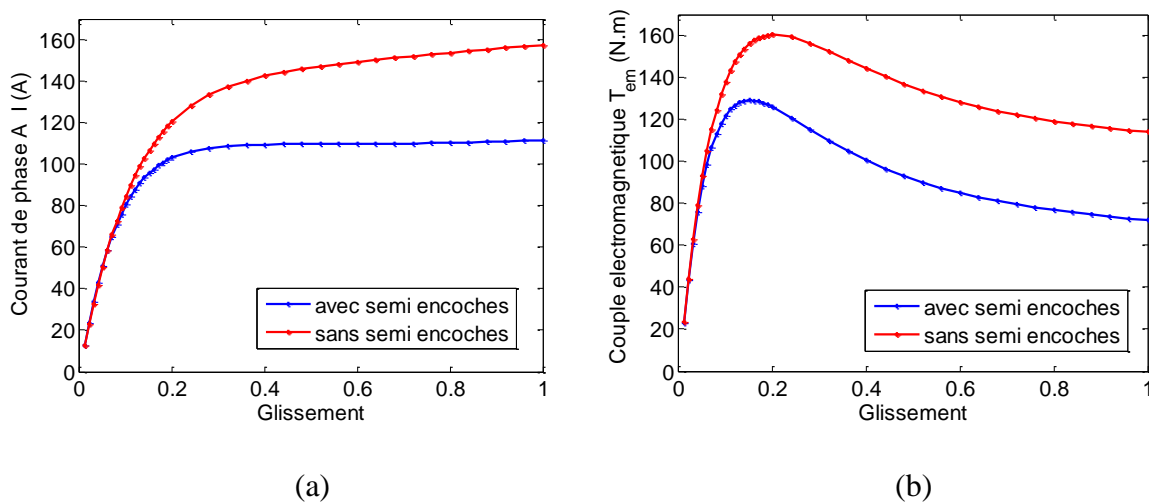


Fig. 5.8. Influence des semi encoches sur : (a) le courant statorique, (b) le couple électromagnétique.

5.8 Influence de la cage rotorique

La Fig. 5.9 nous montre la distribution des lignes de champ dans la machine asynchrone avec une double cage au rotor à vide obtenue numériquement. Nous remarquons que la profondeur de pénétration des lignes de champ est importante dans le rotor de la machine.

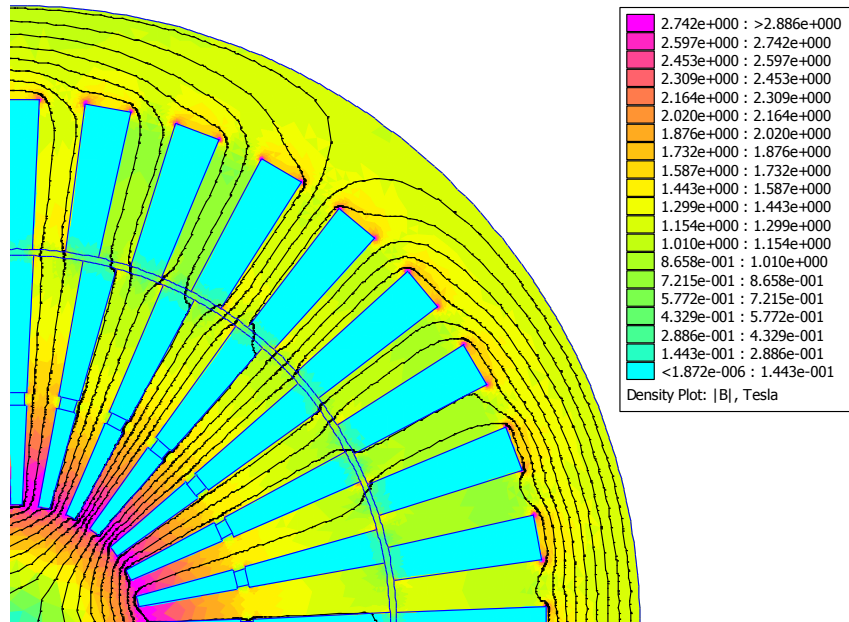


Fig. 5.9. Distribution des lignes de champ dans une machine asynchrone double cage à vide. D'après la Fig. 5.10, nous constatons que la forme du rotor influence sur le couple électromagnétique et le courant statorique. Dans le cas de la présence d'un rotor constitué d'une double cage, nous remarquons que l'amplitude du couple électromagnétique au démarrage est supérieure à celle d'une seule cage.

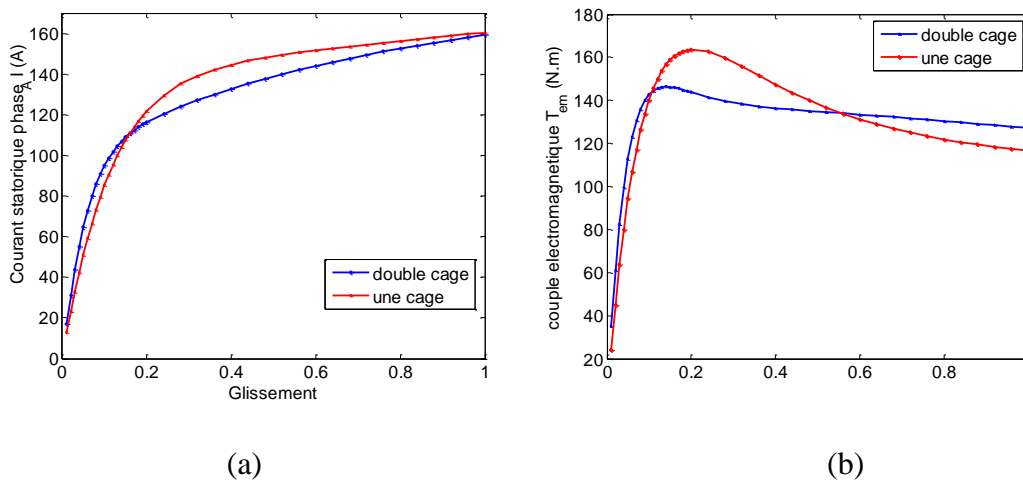


Fig. 5.10. Influence de la cage rotorique sur : (a) le courant statorique, (b) le couple électromagnétique.

5.9 Conclusion

Le choix d'une machine donnée est lié aux performances exigées, aux contraintes de la réalisation, ainsi qu'à l'application envisagée. Certains paramètres, comme la conductivité et l'ouverture des encoches statoriques et rotoriques, influent sur les performances électromagnétiques de la machine.

Dans ce chapitre nous avons étudié aussi l'influence de l'enroulement statorique sur l'induction dans l'entrefer. De plus, nous avons effectué une comparaison entre une machine asynchrone à cage avec une machine asynchrone avec semi-encoches et une machine asynchrone double cage.

Conclusion générale

Les machines asynchrones ne cessent d'évoluer et d'occuper un rôle prépondérant dans les secteurs industriels, ce qui oblige certains utilisateurs à se méfier vis-à-vis les défauts de cette machine, en particulier, la rupture des barres rotoriques qui peut provoquer un arrêt intempestif de la machine. Le travail présenté traite donc la prédiction des performances électromagnétiques d'une machine asynchrone à cage avec des barres saines, défectueuses et cassées par la méthode analytique bidimensionnelle.

Dans la deuxième partie de notre travail, nous avons élaboré le modèle analytique bidimensionnel permettant la prédiction des performances électromagnétiques d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, dans le cas de barres saines et en présence de barres défectueuses ou cassées. Nous avons décrit la méthodologie qui nous a permis d'aboutir à la formulation des différentes équations (Laplace, Poisson, Helmholtz) régissant les différents milieux constituant la machine. La résolution de ces équations est obtenue par la méthode de séparation de variables et par l'application de la transformation de Fourier. Enfin, afin d'obtenir un système matriciel linéaire, nous avons exploité les conditions de passage entre les différents milieux.

Le troisième chapitre a été consacré à la description de la méthode numérique qui nous a permis de valider le modèle analytique présenté dans le deuxième chapitre. L'application de la méthode des éléments finis s'appuie sur un logiciel de calcul numérique FEMM. Les résultats obtenus par la méthode numérique s'accordent avec celles obtenus analytiquement. Ensuite, nous avons simulé l'induction dans l'entrefer, le courant des barres rotoriques et la densité des courants rotoriques dans le cas de barres saines, de barres défectueuses et de barres cassées. A cet égard, nous avons constaté une parfaite concordance entre les deux méthodes. Enfin, nous avons conclu que la présence d'une barre défectueuse ou cassée provoque un déséquilibre dans les barres rotoriques.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté le calcul des paramètres du schéma électrique équivalent de la machine asynchrone par la méthode numérique et analytique. Nous avons aussi constaté un déséquilibre des paramètres de schéma équivalent dans le cas de barres cassées. Ces barres sont responsables de dégradation des performances électromagnétiques.

Au final, dans le dernier chapitre, nous avons exploité la méthode analytique pour étudier l'influence des paramètres géométriques (ouverture et nombre d'encoches rotoriques et statoriques) sur les performances électromagnétiques. Cela nous a permis de conclure que le choix de la géométrie de la machine est basé sur les caractéristiques électromagnétiques envisagées par le constructeur. Par ailleurs, nous avons exploité la méthode numérique pour

comparer entre une machine asynchrone à cage avec et sans semi- encoches. C'est ce qui nous a permis de montrer que les semi- encoches sont responsables de la dégradation des caractéristiques électromagnétiques. Enfin nous avons comparé entre une machine asynchrone à cage et à double cage, c'est ce qui nous a permis de constater que la machine asynchrone à double cage présente de meilleures performances que celle d'un moteur à cage simple.

Un travail d'une valeur appréciable a été effectué et plusieurs perspectives se dégagent. La méthode analytique de calcul utilisée doit être améliorée, c'est-à-dire qu'elle doit tenir compte du phénomène de saturation pour qu'on puisse avoir des résultats de simulations encore plus réalistes. En second lieu, il serait intéressant d'appliquer ce modèle pour le calcul de bruit et de vibration de la machine asynchrone dans le cas d'un bobinage fractionnel.

Références

- [1] Lateb, R. (2006). modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD. Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, 40-41.
- [2] Wurtz, F. (2008). Conceptions pour le génie électrique: de l'approche Objets-Savoirs-Méthodes-Outils à l'approche Systèmes-Connaissances-Compétences-Organisations (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG).
- [3] Boughrara, K., Takorabet, N., Ibtouen, R., Touhami, O., & Dubas, F. (2015). Analytical Analysis of Cage Rotor Induction Motors in Healthy, Defective, and Broken Bars Conditions. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 51(2), 1-17.
- [4] <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [5] Houdouin, G. (2004). Contribution à la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques (Doctoral dissertation, Université du Havre).
- [6] G. Desbiens. 2009. Machine à Induction Bobinées sur Dents (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG).
- [7] Mabarak, S., & May, A., 2008, Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique, projet de fin d'études, ENP, Alger.
- [8] De Benedittis, D. (2002). Étude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour alternateur-démarrreur (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG).
- [9] Boughrara, K., & Ibtouen, R. (2014, November). Analytical modeling of double cage rotor induction motors in healthy and broken bars conditions. In *Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), 2014 International Conference on* (pp. 1-8). IEEE.
- [10] Didier, G. (2004). Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances. These de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [11] Abdeslam. D. 2006. Analyse et Construction d'un Moteur Asynchrone a cage, Magister dissertation ENP -Alger.
- [12] Boughrara, K., Dubas, F., & Ibtouen, R. (2014). 2-D Analytical Prediction of Eddy Currents, Circuit model Parameters, and Steady-State Performances in Solid Rotor Induction Motors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 50(12), 1-14.
- [13] Boughrara, K., Ibtouen, R., & Lubin, T. (2012). Analytical prediction of magnetic field in parallel double excitation and spoke-type permanent-magnet machines accounting for tooth-tips and shape of polar pieces. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 48(7), 2121-2137.
- [14] Vizhi, A. S., Nagarajan, S., & Ramareddy, S. (2012, March). Detection and analysis of broken bar in three phase squirrel cage induction motor using FEM. In *Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET), 2012 International Conference on* (pp. 40-50). IEEE.
- [15] Martinez, J. L., Belahcen, A., & Arkkio, A. (2013). Broken bar indicators for cage induction motors and their relationship with the number of consecutive broken bars. *Electric Power Applications, IET*, 7(8), 633-642
- [16] Zhou, P., Gilmore, J., Badics, Z., & Cendes, Z. J. (1998). Finite element analysis of induction motors based on computing detailed equivalent circuit parameters. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 34(5), 3499-3502.
- [17] Silvester, P. P., & Ferrari, R. L. (1996). *Finite elements for electrical engineers*. Cambridge university press.
- [18] Ling, Z., Zhou, L., Guo, S., & Zhang, Y. (2014). Equivalent circuit parameters calculation of induction motor by finite element analysis. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 50(2), 833-836.
- [19] Bouchard, R., & Olivier, G. (1999). *Conception de Moteurs Asynchrones Triphasés*, Editions de l'Ecole Polytechnique de Montréal.
- [20] Vizhi, A. S., Nagarajan, S., & Ramareddy, S. (2012, March). Detection and analysis of broken bar in three phase squirrel cage induction motor using FEM. In *Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET), 2012 International Conference on* (pp. 40-50). IEEE
- [21] Milimonfared, J., Kelk, H. M., Nandi, S., Minassians, A. D., & Toliyat, H. A. (1999). A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 35(5), 1000-1006.

- [22] Le Besnerais, J. (2008). Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines-low-noise design rules and multi-objective optimisation (Doctoral dissertation, Ecole Centrale de Lille).
- [23] Toliyat, H. A., Nandi, S., Choi, S., & Meshgin-Kelk, H. (2012). Electric machines: modelling, condition monitoring, and fault diagnosis. CRC Press.
- [24] Gieras, J. F., & Saari, J. (2012). Performance calculation for a high-speed solid-rotor induction motor. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 59(6), 2689-2700.
- [25] Sprangers, R. L. J., Gysen, B. L. J., Paulides, J. J. H., Waarma, J., & Lomonova, E. A. (2014, September). Calculation of induced rotor current in induction motors using a slotted semi-analytical harmonic model. In *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on* (pp. 2709-2714). IEEE.
- [26] Lubin, T., Meziani, S., & Rezzoug, A. (2011). Analytic Calculation of Eddy Currents in the Slots of Electrical Machines: Application to Cage Rotor Induction Motors, *Transactions on Magnetics, IEEE*
- [27] Lin, D., Zhou, P., & Cendes, Z. J. (2008, September). Analytical prediction of cogging torque in spoke type permanent magnet motors. In *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.
- [28] Dubas, F., & Espanet, C. (2009). Analytical solution of the magnetic field in permanent-magnet motors taking into account slotting effect: no-load vector potential and flux density calculation. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 45(5), 2097-2109.
- [29] Munteanu, A., Simian, A., Livadaru, L., Virlan, B., & Sandru, M. (2012, October). Three phase squirrel-cage induction motor optimization using finite element method. In *Electrical and Power Engineering (EPE), 2012 International Conference and Exposition on* (pp. 464-467). IEEE.
- [30] Akkaya, R. (2006). Design optimization of induction motor by genetic algorithm and comparison with existing motor. *Mathematical and Computational Applications*, 11(3), 193-203.
- [31] Yao Bi, J. L. (1995). Méthode des éléments finis mixtes et conditions aux limites absorbantes pour la modélisation des phénomènes électromagnétiques hyperfréquences (Doctoral dissertation, Ecully, Ecole centrale de Lyon)

ANNEXE A

Les coefficients de séries de Fourier dans les différentes régions, dans le cas d'une machine machine asynchrone avec des barres rotorique saines sont déterminé à partir des conditions de passage entre les différents milieux.

Les détails de développement en séries de Fourier des conditions de passage sont donnés par les équations ci-dessous.

Le développement en série de Fourier de (2.46) nous donne :

$$B_{j_0} f(R2) = \frac{1}{b} \int_{g_i - \frac{b}{2}}^{g_i + \frac{b}{2}} A_I(R2, \theta) . d\theta$$

$$B_{jm} g_m(R2) = \frac{2}{b} \int_{g_i - \frac{b}{2}}^{g_i + \frac{b}{2}} A_I(R2, \theta) . \cos\left(\frac{m \cdot \pi}{b} \cdot \left(\theta - g_i + \frac{b}{2}\right)\right) . d\theta$$

Le développement en série de Fourier de (2.51) nous donne :

$$\frac{A_{20}}{R2} = \frac{1}{b} \int_{g_i - \frac{b}{2}}^{g_i + \frac{b}{2}} H_{\theta III, j}(R2, \theta) . d\theta$$

$$n(A_{1n} R2^{n-1} + A_{2n} R2^{-n-1}) = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} H_{\theta II, j}(R2, \theta) . \cos(n\theta) d\theta$$

$$n(A_{3n} R2^{n-1} + A_{4n} R2^{-n-1}) = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} H_{\theta II, j}(R2, \theta) . \sin(n\theta) d\theta$$

Le développement en série de Fourier de (2.55) nous donne :

$$C_{i,0} + \frac{1}{2} \mu_0 j_i R_4^2 \ln(R3) - \frac{1}{4} \mu_0 j_i R3^2 = \frac{1}{c} \int_{\beta_i - \frac{c}{2}}^{\beta_i + \frac{c}{2}} A_I(R2, \theta) . d\theta$$

$$C_{i,l} h_l(R3) = \frac{2}{c} \int_{\beta_i - \frac{c}{2}}^{\beta_i + \frac{c}{2}} A_l(R2, \theta) \cos\left(\frac{l \cdot \pi}{c} \cdot (\theta - \beta_i + \frac{c}{2})\right) \cdot d\theta$$

Le développement en série de Fourier de (2.58) nous donne :

$$\frac{A_{20}}{R3} = \frac{1}{b} \int_{g_i - \frac{b}{2}}^{g_i + \frac{b}{2}} H_{\theta III,i}(R2, \theta) \cdot d\theta$$

$$n(A_{1n} R3^{n-1} + A_{2n} R3^{-n-1}) = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} H_{\theta III,i}(R3, \theta) \cdot \cos(n\theta) d\theta$$

$$n(A_{3n} R3^{n-1} + A_{4n} R3^{-n-1}) = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} H_{\theta III,i}(R3, \theta) \cdot \sin(n\theta) d\theta$$

