

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par

Lyes HAMRIOUI

Amal OUALI

Thème

Modélisation électromagnétique thermique d'un moteur asynchrone à rotor massif.

Mémoire soutenu publiquement le 25/09/ 2016. Devant le jury composé de :

Mr M'hmed RACHEK

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

Mr Mustapha BOUHERAOUA

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

Mr Mustapha ZAOUIA

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

Mr Rabah KHALDI

Maitre assistant classe A, U.M.M.T.O, Examineur

Mr Nabil BENYAHIA

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

Remerciements

Avant tout on remercie dieu, le tout puissant et miséricordieux, de nous avoir appris ce qu'on ignorés, de nous avoir donné la santé et tout dont on nécessite, la force, la volonté et la patience pour l'accomplissement de ce modeste travail.

*En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur **Mr Mustapha BOUHERAOUA, maître de conférence classe A**, à l'université Mouloud MAMMARI de Tizi Ouzou et notre Co-encadreur **Mr Mustapha ZAOUIA, maître de conférence classe A**, à l'université Mouloud MAMMARI de Tizi Ouzou, de bien vouloir accepter de travailler avec nous sur ce projet, d'avoir dirigé cette recherche. Leurs dévouements, leurs disponibilités et leurs précieux conseils ainsi que le soutien moral qui ont été très bénéfiques durant l'élaboration de ce travail.*

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jurys pour l'intérêt qu'ils ont portés à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

*En commence tout d'abord, par **Mr M'hmed RACHEK, Maitre de conférence classe A**, à l'université de Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou pour l'honneur qu'il nous fait de bien vouloir accepté de présider ce jury.*

*Ensuite, **Mr Rabah KHALDI, Maitre assistant classe A**, à l'université de Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou de s'être intéressé à ce travail, d'avoir accepté de le juger et d'y porter ses remarques avisées.*

*Enfin, **Mr Nabil BENYAHIA, Maitre de conférence classe B**, à l'université de Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou pour sa présence dans le jury et pour l'intérêt qu'il à donné ce travail ainsi que ses conseils.*

Un grand merci a toutes nos familles, plus particulièrement a nos mères, nos pères, nos frères et nos sœurs de nous avoir soutenus et aidés tout au long de nos études.

Pour terminé, nous tenons à remercier toutes personnes qui ont œuvré et participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail, ainsi un grand merci pour tous les enseignants qui nous ont enseignés.

Dédicaces

C'est avec une profonde gratitude et une immense joie que je dédie ce modeste travail.

A mes très chers parents, ma mère **Ouiza** et mon père **Arezki**.

A ma unique sœur **Faiza** et son mari et ses enfants, à mes trois frères **Mourad, Salah** et **Yahia** ainsi qu'à leurs femmes et enfants.

Pour tous vos dépensés pour moi sans compter. En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par tous et chacun pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie.

A **Amal OUALI**, pour les connaissances et la volonté qu'elle a apportées et ses encouragements et sacrifice pour accomplir ce travail.

Aussi je dédie ce travail

A mon ami d'enfance **Jugurtha**.

A mes camarades étudiants de la faculté Génie Electrique.

A tous mes amis.

A tous mes proches.

Lyes HAMRIOUI

Dédicaces

C'est avec un énorme plaisir, une profonde gratitude et sincères mots, un cœur ouvert et une immense joie que je dédie ce modeste travail.

A mes très chers parents, ma mère **Djouher** et mon père **Belaid**.

A ma unique sœur **Lamia** et mes deux frères aimés **Lamine** et **Anis**.

Pour leurs amours inestimables, leurs sacrifices, leurs soutiens, leurs confiances et toutes les valeurs qu'ils ont su inculquer pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie.

En particulier, a mon très cher binôme **LyesHAMRIOUI**, pour sa patience, sa complicité, son soutien moral, son précieux encouragement pendant tous nos études ensemble et plus particulièrement notre période de préparation de ce travail.

Avec ma tendresse

A toutes ma famille.

A tous mes proches cousins, cousines.

Vous avez d'une façon ou d'une autre contribué a ma formation.

Affectueuse reconnaissance.

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

Sincère gratitude.

A tous mes amis et enseignants du département électrotechnique et « machines électriques » ; a tous mes camarades étudiants de la faculté de Génie électrique université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou.

Enfin, a toutes personnes qui m'ont encouragées ou aidées au long de mes études.

Amal OUALI

SOMMAIRE

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les machines à induction à rotor massif.

I.1 Introduction	4
I.2 Constitution et principe d'un moteur asynchrone	4
I.3 Définition du rotor massif	5
I.4 Différents types de rotors massifs.....	6
I.4.1 Le rotor massif lisse en acier	6
I.4.2 Le rotor massif rainuré.....	6
I.4.3 Le rotor massif lisse en alliage conducteur	7
I.4.4 Le rotor à noyau magnétique et recouvert d'une chemise conductrice	8
I.4.5 Le rotor à cage à encoches trapézoïdales	8
I.4.6 Le rotor à cage à encoches fermées	8
I.5 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone à rotor massif	9
I.5.1 Avantages	9
I.5.2 Inconvénients	9
I.6 Conclusion	10

Chapitre II : Modélisation électromagnétique de la machine asynchrone à rotor massif

II.1 Introduction	11
II.2 Présentation de la méthode des éléments finis.....	11
II.3 Principe de la méthode des éléments finis	12
II.3.1 La méthode des résidus pondérés	12
II.3.2 La méthode viriationnelle	12
II.4 Discrétisation et approximation	13
II.5 Formulation des équations électromagnétiques	13
II.5.1 Équation de Maxwell.....	13
II.5.1.1 Equation de Maxwell-Faraday	14
II.5.1.2 Equation de Maxwell-Ampère	14
II.5.1.3 Equation de Maxwell-Gauss	15
II.5.1.4 Equation de conservation de flux magnétique	15
II.5.1.5 Equation de continuité	16
II.5.2 Lois des matériaux (milieux):	16
II.5.3 Modèle magnétostatique.....	17
II.5.3.1 Equation générale de magnétostatique	17
II.5.3.2 Modèle magnétostatique scalaire	17
II.5.3.3 Modèle magnétostatique vectoriel	18
II.5.4 Modèle magnétodynamique.....	18
II.5.4.1 Equations générales de magnétodynamique	18
II.5.4.2 La formulation électrique A- ϕ	19
II.5.5 Formulation 2D cartésienne.....	19
II.5.6 Densité de courant J.....	21
II.5.7 Equations du potentiel vecteur.....	22

II.6	Condition aux limites	23
II.6.1	Condition de Dirichlet.....	23
II.6.2	Condition de Neumann	23
II.6.3	Condition de périodicité et anti-périodicité.....	23
II.6.4	Conditions de passage.....	23
II.7	Présentation de l'outil logiciel F.E.M.M 4.2	24
II.7.1	Étapes de résolution avec F.E.M.M 4.2.....	25
II.8	Détermination des puissances.....	26
II.9	Calcul du couple électromagnétique.....	27
II.9.1	Calcul du couple par méthode énergétique:.....	27
II.9.2	Calcul du couple par le tenseur de Maxwell	27
II.10	Conclusion	29

Chapitre III : Différentes pertes dans un moteur asynchrone à rotor massif

III.1	Introduction.....	30
III.2	Les différentes pertes existantes en générale	30
III.3	Les pertes électriques.....	31
III.3.1	Les pertes joules statoriques	31
III.3.2	Les pertes joules rotoriques.....	32
III.4	Les pertes fer	33
III.5	Les pertes mécaniques	36
III.5.1	Pertes aérodynamiques	36
III.6	Les pertes supplémentaires	37
III.6.1	Les pertes fer supplémentaire	37
III.6.2	Les pertes supplémentaires dans le circuit magnétique	37
III.7	Les pertes supplémentaires en charge.....	37
III.8	Schéma des différentes pertes dans la machine asynchrone.....	37
III.9	Conclusion	39

Chapitre IV: modélisation thermique de la machine asynchrone à rotor massif

IV.1	Introduction	40
IV.2	Description des modes de transfert de chaleur dans les moteurs électriques	40
IV.2.1	Transfert par conduction	40
IV.2.1.1	Résistance thermique.....	41
IV.2.1.2	Résistance thermique de contact.....	41
IV.2.2	Transfert par convection.....	43
IV.2.3	Transfert par rayonnement.....	43
IV.3	Modèles thermiques des moteurs asynchrones.....	44
IV.3.1	Transfert de chaleur dans un moteur électrique.....	45
IV.4	Modélisation thermique du moteur asynchrone a rotor massif	46
IV.4.1	Méthode d'étude	46
IV.4.1.1	Méthode nodale	46
IV.4.1.2	Méthode des éléments finis.....	48
IV.5	Présentation du logiciel F.E.M.M (Heat flow problem)	48

IV.5.1	Pré-processeur	49
IV.5.2	Post-processor	49
IV.6	Conditions aux limites	50
IV.6.1	Température fixe (problème de Dirichlet).....	50
IV.6.2	Flux de chaleur (problème de Neumann)	50
IV.6.3	Convection (problème mixte ou de Fourier)	50
IV.6.4	Radiation	50
IV.6.5	Périodique	51
IV.6.6	Anti-périodiques.....	51
IV.7	Conclusion	51

Chapitre V : Application et validation des résultats

V.1	Introduction.....	52
V.2	Présentation de la machine étudiée	52
V.3	Implémentation du maillage	53
V.4	Simulations et Discussion des résultats du modèle électromagnétique	55
V.5	Simulations et Discussion des résultats du modèle thermique.....	58
V.6	Conclusion	71

Conclusion générale.....	73
---------------------------------	-----------

Bibliographie	75
----------------------------	-----------

Annexe A.....	79
----------------------	-----------

Annexe B.....	83
----------------------	-----------

Liste des Figures

Chapitre 1

Figure I.1: Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone.....	4
Figure I.2: Rotor massif lisse en acier	6
Figure I.3: Rotor massif rainuré	7
Figure I.4: Rotor massif lisse en alliage conducteur	7
Figure I.5: Rotor massif à cage à encoches trapézoïdales.....	8
Figure I.6: Rotor massif à cage à encoches fermées	9
Figure I.7: ligne de flux avec et sans saturation	9

Chapitre 2

Figure II.1: Eléments finis	13
Figure II.2: Domaine d'étude d'une machine asynchrone a rotor massif.....	19
Figure II.3: Conditions de passage entre deux milieux différents.....	24
Figure II.4: Maillage de la machine asynchrone à rotor massif rainuré.....	25
Figure II.5: Organigramme des étapes de résolution par l'outil F.E.M.M 4.2.....	26

Chapitre 3

Figure III.1: Diagramme de transfert de puissance dans une machine asynchrone.....	30
Figure III.2: Evolution des pertes joule rotorique dans une machine a rotor massif et rainuré.	33
Figure III.3: Les contour de la culasse et des dents statorique de la machine asynchrone a rotor massif	35
Figure III.4: Evolution de la densité des pertes fer dans la culasse statorique et les dents statorique de la machine asynchrone à rotor massif.....	35
Figure III.5: Organigramme des différentes pertes dans la machine asynchrone à rotor massif.....	38

Chapitre 4

Figure VI.1: Schématisation de contacts imparfaits entre deux solides	42
Figure VI.2: Echanges thermiques dans une machine asynchrone à rotor massif	46
Figure VI.3: Découpage à 5 corps du moteur à asynchrone	47
Figure VI.4: Vue 2D axiale de la moitié d'un moteur asynchrone.....	48

Chapitre 5

Figure V.1: Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer statorique	53
Figure V.2: Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer rotorique	53
Figure V.3: Maillage de la machine asynchrone à rotor massif lisse	54

Figure V.4: Maillage de la machine asynchrone à rotor massif rainuré.....	54
Figure V.5: Lignes de champs au démarrage et à vide.....	55
Figure V.6: Distribution des inductions de la composante normale dans l'entrefer à g=5% dans rotor massif lisse.....	55
Figure V.7: Distribution des inductions de la composante normale dans l'entrefer a g=5% dans rotor massif rainuré.....	56
Figure V.8: Variation du module de l'induction magnétique a g=5% dans la machine à rotor massif rainuré.....	56
Figure V.9: Variation du module de l'induction magnétique a g=5% dans la machine à rotor massif lisse.....	57
Figure V.10: Distribution des courants induits a g=5% dans une machine à rotor massif rainuré.....	57
Figure V.11: Distribution des courants induits à g=5% dans une machine à rotor massif lisse.....	58
Figure V.12: Evolution du couple des deux machines à asynchrones à rotor massif.	58
Figure V.13: Répartition de la température dans la machine asynchrone a rotor massif rainuré.....	59
Figure V.14: Répartition de la température dans la machine asynchrone a rotor massif lisse.....	59
Figure V.15: Répartition des isovaleurs de températures dans la machine a rotor massif rainuré.....	60
Figure V.16: Répartition des isovaleurs de températures dans la machine a rotor massif lisse.....	60
Figure V.17: Evolution de la température sur le contour de la culasse statorique de la machine asynchrone a rotor massif rainuré.	61
Figure V.18: Evolution de la température sur le contour de la culasse statorique de la machine asynchrone a rotor massif lisse.	62
Figure V.19: Evolution de la température sur le contour des dents statorique de la machine asynchrone a rotor massif rainuré.....	63
Figure V.20: Evolution de la température sur le contour des dents statorique de la machine asynchrone a rotor massif lisse.....	64
Figure V.21: Evolution de la température sur le contour dans l'entrefer de la machine asynchrone a rotor massif rainuré.....	65
Figure V.22: Evolution de la température sur le contour dans l'entrefer de la machine asynchrone a rotor massif lisse.....	66
Figure V.23: Evolution de la température sur le segment de la machine asynchrone a rotor massif rainuré.....	67
Figure V.24: Evolution de la température sur le segment de la machine asynchrone a rotor massif lisse.....	68
Figure V.25: Evolution de la température sur le contour dans les dents rotorique de la machine asynchrone a rotor massif rainuré.	69
Figure V.26: Evolution de la température sur le contour dans les dents rotorique de la machine asynchrone a rotor massif lisse.....	70

Liste des tableaux

Chapitre 4

Tableau IV.1: Analogie thermoélectrique	47
---	----

Chapitre 5

Tableau V.1: Caractéristique du moteur à étudié.....	52
Tableau V.2: Comparaison des températures d'un rotor massif lisse et rainuré (en Kelvin)..	71

Liste des symboles

\vec{A} : Potentiel vecteur magnétique.

a : Le nombre de voies parallèles.

\vec{B} : Induction magnétique.

B_c : Induction magnétique maximal dans la culasse.

B_d : Induction magnétique maximal dans la dent.

B_e : Induction sur la surface du rotor.

B_n : Induction magnétique de la composante normale.

B_{max} : Induction maximale.

C : Le couple électromagnétique.

C_p : La capacité thermique massique.

\vec{D} : Induction électrique.

D_e : Diamètre extérieur du stator.

\vec{E} : Champ électrique.

e : Epaisseur de la tôle.

F : La force de Laplace.

F_{rs} : Le facteur de forme entre le rotor et le stator.

f : La fréquence.

f_r : La fréquence rotorique.

f_s : La fréquence statorique.

G : La matrice des conductances thermiques.

g : Le glissement.

H : Champ magnétique.

H_s : Champ magnétique de source.

h : Le coefficient d'échange convectif.

h_{ct} : Coefficient de contact.

H_t : Champ magnétique de la composante tangentielle.

I : Courant électrique.

I_m : Partie imaginaire.

I_s : Le courant dans la phase statorique.

i : L'intensité de la phase connectée à l'encoche.

J : Densité de courant.

J_{ind} : Densité de courant induite.

J_s : Densité de courant de source.

K_{add} : Coefficient additionnelles.

K_f : Coefficient de Foucault.

K_h : Coefficient de pertes par hystérésis.

K_t : Facteur de majoration.

L : La longueur utile de la machine.

$L_{réf}$: La grandeur caractéristique de référence.

L_s : La longueur du fer

l : Longueur du trajet du flux de chaleur.

l_m : La longueur moyenne d'une spire de l'enroulement.

N : Le nombre de spires en série dans l'encoche.

N_U : Nombre du Nusselt.

n : La vitesse de rotation.

n_s : La vitesse de synchronisme.

P : Le nombre de paire de pôle.

P_a : Puissance active absorbée.

P_{aero} : Les pertes aérodynamiques.

P_{cf} : Pertes par courant de Foucault.

P_{em} : Puissance électromagnétique.

P_{fer} : Pertes fer.

P_h : Pertes par hystérésis.

P_{jr} : Pertes joules rotoriques.

P_{js} : Pertes joules statoriques.

P_m : Puissance mécanique.

P_{sm} : Potentiel scalaire magnétique.

P_{sup} : Les pertes supplémentaires en charge.
 P_t : Les pertes totales.
 P_{tr} : Puissance transmise au rotor.
 P_u : Puissance utile.
 Q_a : Puissance réactive.
 Q_s : Charge électrique.
 q : Production volumique de chaleur.
 R : Le résidu.
 R_{ct} : La résistance de contact.
 R_e : Partie réel.
 R_f : Rayon extérieur du rotor en mètre.
 R_{int} : Le rayon d'alésage.
 R_s : La résistance d'une phase statorique.
 S : Section traversée par le flux de chaleur.
 S_{cont} : Surface de contact.
 S_{enc} : La section de l'encoche.
 S_r : La surface du rotor.
 S_s : La surface du stator.
 T : Température.
 T_p : La température ambiante de refroidissement du fluide.
 T_r : La température du rotor.
 $T_{réf}$: La température de référence.
 T_s : La température du stator.
 V : La tension électrique.
 ω : Pulsation.
 x : Distance compté à partir de la surface.

Symboles grecs

σ : Conductivité électrique.
 δ : Epaisseur de peau.

μ : Perméabilité magnétique absolue.

μ_0 : Perméabilité du vide.

μ_r : Perméabilité relative.

ε : Permittivité magnétique absolue.

ε_s : L'émissivité du stator.

ε_r : Permittivité relative.

ε_0 : Permittivité du vide.

Ω_s : La vitesse angulaire du synchronisme.

Ω : La vitesse angulaire de rotation.

τ_p : Le pas polaire.

Γ : Tenseur de Maxwell.

Γ_n : Tenseur de Maxwell suivant la composante normale.

Γ_t : Tenseur de Maxwell suivant la composante tangentielle.

Δ : Laplacien.

Φ^* : La solution exacte.

Φ : La solution approximative.

ρ : Densité de charges.

ρ_m : La masse volumique.

ρ_r : Résistivité des matériaux.

\emptyset : Flux magnétique.

η : Le rendement.

δ_{ij} : Le symbole de Kronecker.

λ : Conductivité thermique.

$\vec{\varphi}$: Densité du flux de chaleur.

θ : Le vecteur des températures inconnues.

Θ : Est le potentiel scalaire électrique.

\vec{v} : Vecteur de vitesse.

\vec{k} : Vecteur unitaire.

\bar{T}^* : Le conjugué du courant \bar{I} .

$\frac{\partial}{\partial t}$: Dérivée partielle par rapport au temps.

$\frac{\partial}{\partial n}$: Dérivée partielle par rapport à la normale.

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant de déplacement.

Notations

C.A.O : La conception assistée par ordinateur.

DXF: Drawing eXchange Format.

F.E.M.M: Finite Element Method Magnetics.

M.D.F : La méthode des différences finis.

M.E.F : La méthode des éléments finis.

M.S.K.A : Système international d'unité de mesure.

Introduction Générale

Introduction Générale

Dans de nombreux secteurs de l'industrie, l'utilisation des machines tournantes plus particulièrement à grande vitesse se développe de plus en plus (centrifugeuses, souffleries, filatures, tréfileries...). En effet, le développement sans cesse croissant, en tension, en courant et en fréquence des dispositifs et des composants de l'Electronique de Puissance permet d'envisager l'alimentation de ces moteurs. Ainsi que les progrès réalisés par ces derniers permettent d'envisager des onduleurs performants, amélioration de la forme des courants, augmentation de la fréquence. Les moteurs électriques peuvent donc fonctionner dans de meilleures conditions à vitesse variable.

Les moteurs asynchrones triphasés sont des machines électriques extrêmement robustes, qui ne demandent que très peu d'entretien et sont fréquemment utilisées dans le secteur industriel. Ces machines quoi que de construction très robuste, fonctionnent près de leur limite thermique. De ce fait, il peut en résulter une dégradation de l'isolation de l'enroulement statorique ou une fatigue et une distorsion mécanique de la structure rotorique. L'étude du comportement thermique des machines électriques a de tout temps constitué une préoccupation majeure tant pour les constructeurs que pour les utilisateurs. L'intérêt de cette étude est évident car ce sont principalement les contraintes thermiques qui fixent les limites de fonctionnement des machines électriques.

Actuellement, si on ne cite que les outils numériques développés, deux méthodes de calcul sont utilisées: les méthodes nodales, déjà anciennes mais toujours utilisées avec l'apparition de meilleurs performants [1] et les méthodes de résolution par éléments finis ou différences finies. Plusieurs modèles thermiques ont été ainsi proposés et exploités. Ils ont fait leurs preuves, mais il est possible d'apporter des améliorations avec d'autres approches. En effet, la température en certains points est connue avec une bonne précision [2] par rapport aux mesures.

Il existe des besoins industriels pour de grandes puissances et à vitesse de rotation élevée, qui peuvent être couverts par des machines à courants alternatifs alimentés à fréquence variable. Malgré les diverses solutions existantes, on rencontre assez rapidement une limite mécanique. Une solution possible pour les applications à grande vitesse est alors d'utiliser des machines asynchrones à rotor massif, le fer à le double rôle de canaliser le flux magnétique et de conduire les courants induits. Les performances du moteur sont limitées par l'effet pelliculaire, lequel est néanmoins en partie réduit par la saturation magnétique ; la difficulté de l'étude de ce type de moteur est alors considérablement augmentée.

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

Le moteur asynchrone a rotor massif lisse fait l'objet de nombreuses publications [4],[5],[6]. Il est robuste, mais le glissement en charge reste assez élevée et le facteur de puissance d'établit aux alentours de 0.6. Il possède un couple de démarrage meilleur que celui de moteurs asynchrone classique. Mais les caractéristiques électriques se dégradent considérablement pour de faible glissement et les raisons sont à la fois électriques et

Introduction Générale

magnétiques. Contrairement, le rotor rainuré présente une géométrie très complexe. Il a une meilleure tenue de vitesse et un facteur de puissance aux alentours de 0.7. L'analyse des courants et des champs induits dans le rotor dépend de plusieurs facteurs liés aux paramètres géométriques électriques et magnétiques. Les rainures modifient considérablement la réluctance du circuit magnétique constitué par le fer le long de la rainure et par l'air à travers l'encoche. Les rainures augmentent cette réluctance et par conséquent améliorent les performances du moteur.

L'objectif assigné à notre travail consiste en la modélisation électromagnétique et thermique par la méthode des éléments finis d'une machine asynchrone à rotor massif lisse et rainuré dont le stator porte un enroulement triphasé. Une étude comparative entre les performances d'une machine à rotor massif lisse et à rotor massif rainuré est présentée.

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

Dans la constitution du moteur asynchrone à rotor massif, on trouve divers types de rotor tel que le rotor massif lisse en acier, le rotor massif rainuré, et rotor massif lisse en alliage conducteur etc.... Le tour d'horizon de ces types de rotor massif et des différentes technologies développées ainsi que les avantages et les contraintes qu'elles présentent fera l'objet du premier chapitre de ce mémoire.

Ces différentes modélisations reposent sur la formulation des équations de Maxwell dans des domaines comprenant des matériaux ferromagnétiques ou conducteurs. Certains domaines peuvent être animés d'un mouvement par rapport aux autres. Ce mouvement relatif doit être pris en compte dans la technique de résolution du problème posé par la formulation des équations. Le traitement des équations de Maxwell, les différentes méthodes analytiques ou numériques de résolution, à savoir le modèle magnétostatique et magnétodynamique et les techniques courantes de prise en compte du mouvement. La méthode des éléments finis permet de prendre en compte la saturation magnétique et de manière simple les conditions aux limites. Par ailleurs, elle permet un choix très souple du maillage. Une Brève description du logiciel F.E.M.M 4.2 à été introduite afin de déterminer les performances de la machine étudiée qui formeront le second chapitre.

La répartition des pertes et l'étude thermique de ces moteurs sont encore basées sur des considérations plus ou moins globales. Car prédire l'échauffement d'un moteur, avec une bonne précision, revient tout d'abord à faire une meilleure répartition spatiale des pertes de puissance génératrices de chaleur et à identifier ensuite les coefficients thermiques, en utilisant le moins de simplifications possibles. D'une part la répartition spatiale des différentes pertes passe d'abord par leurs déterminations et leurs localisations. Les pertes par effet Joule (statoriques et rotorique) dans les conducteurs actifs sont connues avec un degré de précision raisonnable par différentes méthodes. Par contre, pour les pertes fer, le problème est plus complexe. Déjà, leurs déterminations analytique ou numérique proposée dans la littérature donnent des résultats différents. En outre, il existe d'autres

Introduction Générale

types de pertes tel que les pertes mécanique, et les pertes supplémentaires ce qui est l'objectifs du troisième chapitre de notre travail.

Nous présenterons, Dans le quatrième chapitre la modélisation thermique du moteur asynchrone a rotor massif, et pour cela on commence par des brèves descriptions des modes de transfert dans un moteur électrique, tel que le transfert par conduction, convection, et rayonnement etc.... Ensuite, on passe a la modélisation thermique et cela en décrivons la méthode d'étude ; nodale et élément finis. Ce qui termine par une description du logiciel F. E. M. M 4.2 qui a été introduite afin de déterminer les performances de la machine étudiée.

Enfin, le cinquième chapitre est consacré à l'interprétation des résultats obtenus par la méthode des éléments finis en deux dimensions sous environnement F. E. M. M 4.2 d'un moteur asynchrone à rotor massif. Une comparaison des résultats électromagnétiques et thermiques entre un rotor massif lisse et rainuré de notre moteur asynchrone étudié.

Nous clôturons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Généralités sur les machines asynchrones à rotor massif

I.1 Introduction

Il existe un marché très diversifié pour les entraînements électriques à grande vitesse. Ce marché ne devrait cesser de s'accroître étant donné que l'Electronique de Puissance attachée à la machine ne cesse d'évoluer. Ainsi, les ensembles convertisseur-machine à grande vitesse devraient logiquement à terme remplacer les solutions existantes que sont les turbines à gaz ou à vapeur.

Dans les machines de moyenne puissance où le rotor est constitué de tôles feuilletées, la vitesse périphérique maximale admissible pour des raisons mécaniques se situe aux alentours de 150 m/s. Cette limite peut être repoussée, pour certaines applications, jusqu'à 170 m/s par l'utilisation de quelques artifices de construction comme une frette ou des tirants longitudinaux. Cette vitesse de 150 m/s est considérée usuellement, dans l'industrie, comme la limite entre les machines classiques et les machines rapides. En effet, pour avoir un tenu mécanique fiable à grande vitesse on utilise des machines asynchrones à rotor massif [7].

Ce premier chapitre sera consacré à la présentation des différents types de machines à rotor massif. Ensuite, nous évoquerons les avantages et les inconvénients que présentent ces machines. Dans lesquelles quelques mérites ont été avancés par des chercheurs dans ce domaine.

I.2 Constitution et principe d'un moteur asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé en industrie du fait essentiellement de sa fiabilité, de sa robustesse, du peu d'entretien qu'il demande et de son prix.

Il est constitué d'une partie fixe le stator, logé dans une carcasse en acier trois enroulements ou bobinage sont raccordés à une plaque à borne permettant le branchement sur le réseau, et d'une partie mobile le rotor qui peut être à cage d'écureuil, type rotor bobiné, laminé, double cage, massif qui c'est notre cas d'étude.

Ce qui permet au rotor de tourner c'est le principe des champs magnétiques tournant produit par des tensions alternatives. Trois enroulements sont disposés dans le stator à 120° les uns des autres, une fois alimentés trois champs magnétiques indépendants sont créés. Ces champs magnétiques sont déphasés dans le temps par la nature même du courant triphasé, la vitesse du champ magnétique sera toujours supérieure à celle du rotor, les deux vitesses ne peuvent être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone (Figure I.1).

La vitesse d'un moteur en tours par secondes dépend de la fréquence du réseau qui alimente le stator en Hz et du nombre de pôle du moteur, donc pour faire varier la vitesse d'un moteur il suffit de modifier la fréquence ou le nombre de pôle [8].

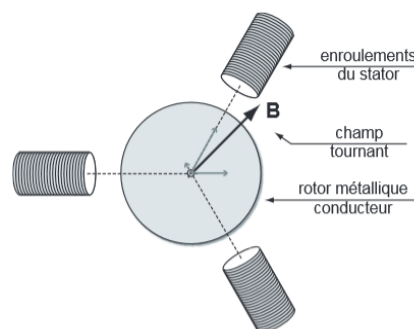


Figure I.1 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

I.3 Définition du rotor massif

Le rotor massif est constitué d'un bloc de matériau ferromagnétique. En générale, il s'agit d'un cylindre sur lequel ont été faites des découpes pour créer la saillance du rotor. Cette structure est la plus simple à fabriquer et donc aussi la plus économique. Elle est également la plus robuste due à sa constitution d'un seul bloc non assemblé. Elle est également pourvue de la meilleure tenue mécanique et au moins de ce point de vue elle est idéale pour un fonctionnement à haute vitesse. Pour réduire les pertes et améliorer le rendement de la machine, le rotor peut être rainuré, a encoches trapézoïdales, couche superficielle, avec barre rotorique.

Dans le moteur à rotor massif, les courant de Foucault ne sont plus engendré dans des conducteurs bien définis, mais dans une masse métallique. La perméabilité élevée et le calcul locale des diverses grandeurs électrique est nécessaire. Ainsi que, la résistance du rotor n'est plus celle d'une cage d'écureuil de valeur constante, mais c'est celle d'une masse métallique influencé par l'effet pelliculaire.

Pour des matériaux à perméabilité constante, l'induction et la densité de courant décroissantes exponentiellement à partir de la surface du rotor, soit [9]:

$$B = B_e \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (1.1)$$

Avec :

- x : Distance compté à partir de la surface [m] ;
- B_e : Induction sur la surface du rotor [Tesla] ;
- δ : Epaisseur de Peau [m] ;

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_r}{\omega\mu_0\mu_r}} \quad (1.2)$$

Avec :

- ρ_r : Résistivité des matériaux [$\Omega \cdot m$] ;
- μ_0 : Perméabilité du vide [H/m] ;
- μ_r : Perméabilité relative [H/m] ;
- ω : Pulsation ;

Donc pour un rotor de rayon R_f au dessous du cercle de rayon $(R_f - \delta)$, il y a pratiquement plus de courant.

Dans une machine à rotor massif, la vitesse du rotor n est différente de la rotation n_s qui représente la vitesse de synchronisme du flux de stator. Cette différence de vitesse est communément appelée le glissement du rotor qui est souvent décrite comme une fraction de la vitesse de synchronisme de manière suivante :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1.3)$$

La fréquence de la tension induite dans le rotor du fait du mouvement relatif du flux de stator et les conducteurs du rotor peut être déduite. La vitesse du rotor à partir de la relation (1.3) peut être exprimée sous la forme :

$$n = (1 - g)n_s \quad (1.4)$$

La relation (1.3), peut également être écrite en termes de vitesse angulaire :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.5)$$

Maintenant, en termes de fréquence, nous avons :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (1.6)$$

Où :

f_r : Est souvent appelé la fréquence de glissement ;

Huppunen [3] montre que la fréquence de glissement et de la vitesse angulaire du rotor ont une grande importance, car non seulement il joue un rôle important dans la détermination de la pénétration du flux magnétique dans le rotor mais qui agissent en tant que facteur pour déterminer le couple produit par le rotor.

I.4 Différents types de rotors massifs

I.4.1 Le rotor massif lisse en acier

La machine à rotor massif en acier favorise le champ magnétique normal dans l'entrefer, mais présente des courants induits trop faibles dans le rotor (voir figure I.2).



Figure I.2: Rotor massif lisse en acier

I.4.2 Le rotor massif rainuré

Les machines à rotor massif en acier ont également été développées à l'état de prototypes. Ces machines sont constituées d'un rotor cylindrique dans lequel on a usiné des rainures longitudinales afin de faire plonger les lignes de flux vers le centre du rotor (voir figure I.3).

Ce procédé permet de ne pas trop dégrader les caractéristiques mécaniques et offre une certaine amélioration des performances électriques. Plusieurs prototypes industriels ont été réalisés avec des nombres et des formes de rainures différents [10], [11], [12], [13].

Tous tendent à prouver qu'une bonne stabilité mécanique est obtenue mais que les performances électriques sont loin de celles des machines classiques notamment au niveau du facteur de puissance car le rotor à une très forte impédance.

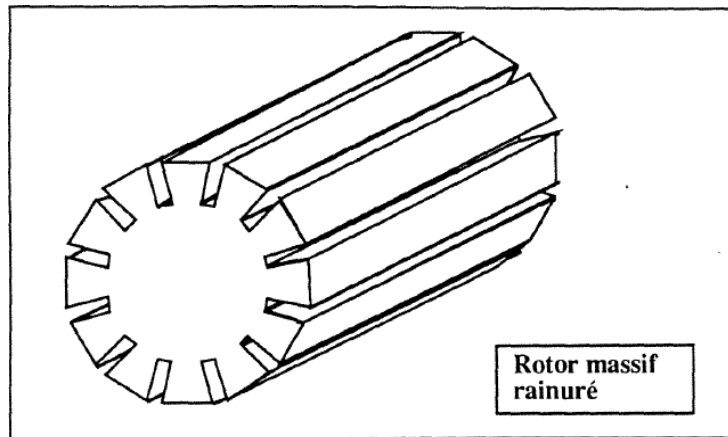


Figure I.3: Rotor massif rainuré

Les courants induits développés dans le fer impliquent des pertes par courants de Foucault à la surface du rotor. Ces machines rapides sont alimentées par des onduleurs qui créent des harmoniques de courant de rang élevé qui restent dans une couche d'une faible épaisseur à la surface du rotor. Ces pertes superficielles peuvent être diminuées par l'usinage de petites rainures circonférentielles le long de la machine [11], les courants de Foucault ne pouvant plus alors circuler librement.

I.4.3 Le rotor massif lisse en alliage conducteur

La machine à rotor massif cylindrique amagnétique et conducteur permet de favoriser le développement de courants induits dans le rotor, le courant magnétisant étant alors très imposant si l'on souhaite une induction d'entrefer satisfaisante (voir figure I.4).

Il est à noter qu'un prototype de machine à rotor massif conducteur a été construit par GEC-ALSTHOM MOTEURS [14], [15]. Cette machine dispose d'un enroulement hélicoïdal placé dans l'entrefer électrique. L'intérêt de ce mode de bobinage est de supprimer les têtes de bobines et de pouvoir alimenter la machine avec un courant important permettant d'augmenter le champ sans être limité par la saturation des tôles magnétiques, puisque cette structure ne comporte pas de dents ; néanmoins, le facteur de forme ainsi que le rendement sont très fortement diminués. Le champ, ainsi créé est également hélicoïdal et ne propose pas d'autre solution que d'installer un rotor massif lisse.

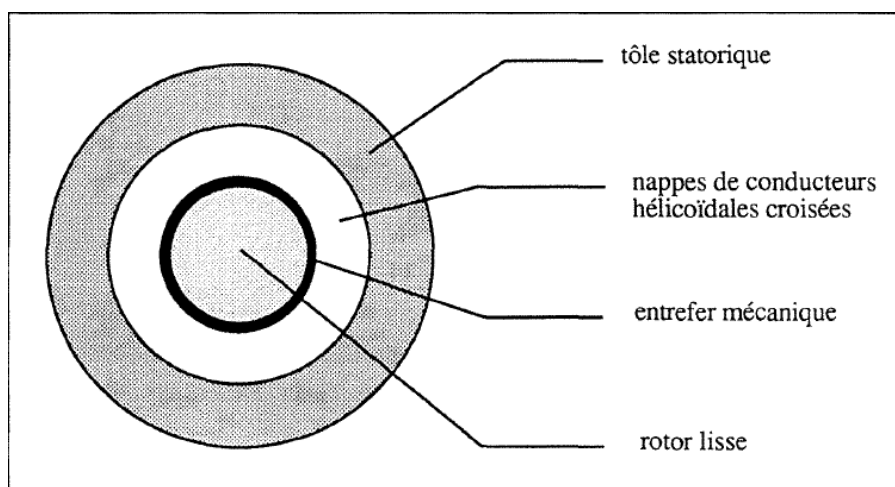


Figure I.4: Rotor massif lisse en alliage conducteur

I.4.4 Le rotor à noyau magnétique et recouvert d'une chemise conductrice

La première solution que l'on rencontre est celle du rotor massif chemisé. Ce rotor est constitué d'un noyau magnétique sur lequel on place une chemise uniforme de matériau conducteur afin de faciliter le développement des courants induits [14], [15]. Plusieurs problèmes se présentent alors : faire tenir cette chemise de moins bonne rigidité et la réfrigérer efficacement car la forte densité de courant peut impliquer une dégradation des performances mécaniques. Globalement, cette technique permet d'améliorer le comportement électrique de la machine mais la fixation de la chemise sur l'acier et les échauffements considérables de cette dernière soulèvent des difficultés dont la résolution n'est pas aisée.

I.4.5 Le rotor à cage à encoches trapézoïdales

Une autre technique est celle du rotor à cage. Cette technique est très répandue pour les machines classiques, mais dans la configuration machine rapide, la tôle est remplacée par de l'acier massif et les encoches deviennent trapézoïdales pour assurer un bon maintien de la cage d'écurieil (voir figure I.5).

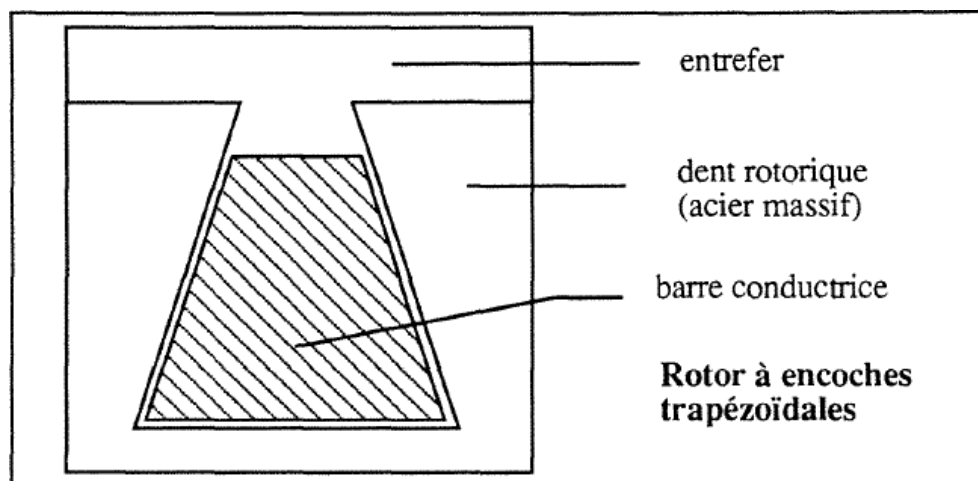


Figure I.5: Rotor massif à cage à encoches trapézoïdales

Ce rotor est freiné et comme pour le rotor classique, les barres sont court-circuitées aux extrémités par des couronnes conductrices dont il faut s'assurer de la tenue mécanique. Cette solution peut être envisagée, sans difficultés d'ordre électronique ou mécanique, jusqu'à 30000 tr/mn et 300 kW. Ces machines n'ont alors que deux pôles et sont alimentées par un onduleur à 500 Hz [8].

I.4.6 Le rotor à cage à encoches fermées

Une autre possibilité est d'envisager une cage d'écurieil réalisée dans des encoches fermées (voir figure I.6).

Cette technique permet de supprimer la plupart des problèmes mécaniques puisque le rotor a un comportement beaucoup plus homogène. Néanmoins, la fermeture totale des encoches implique la possibilité pour le flux de boucler directement par le fer au droit des barres. C'est pourquoi, pour affiner le comportement électrique d'une telle machine, il peut être très intéressant de concevoir le rotor avec un acier facilement saturable. Ainsi, les lignes

de flux après avoir saturé l'isthme contourneront l'encoche et créeront un courant induit dans les barres (voir figure I.7).

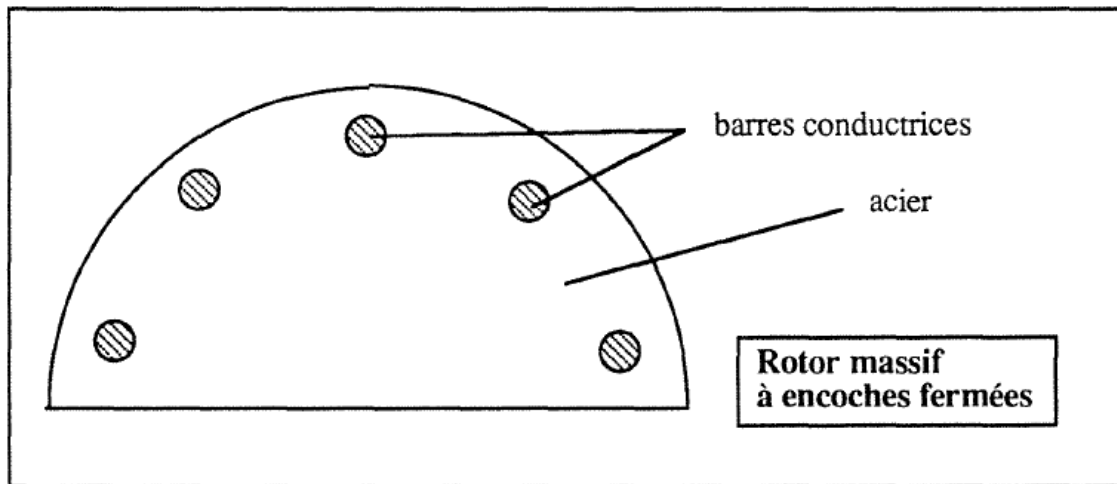


Figure I.6: Rotor massif à cage à encoches fermées

Le problème délicat de cette étude reste le calcul de la profondeur à laquelle on doit placer les barres, afin d'obtenir un compromis entre les comportements électriques et mécaniques de la machine [8].

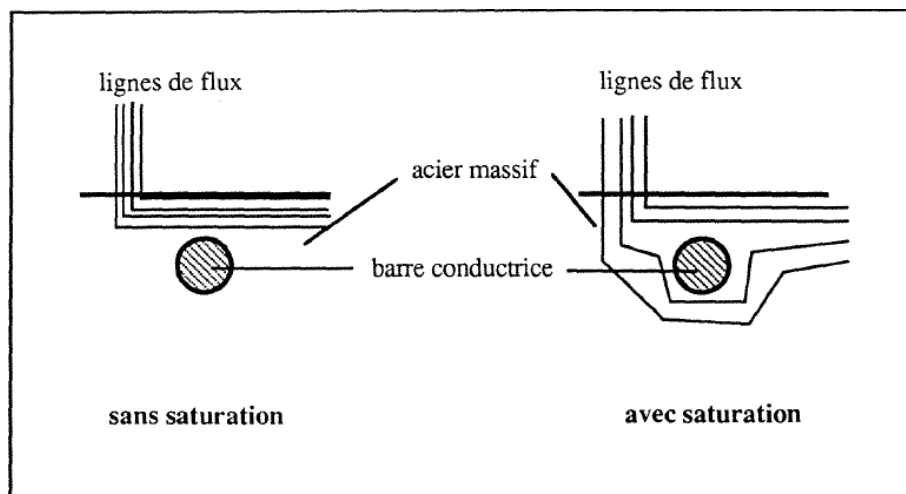


Figure I.7: ligne de flux avec et sans saturation

I.5 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone à rotor massif

I.5.1 Avantages

- Faible cout de production.
- Simplicité dans sa construction.
- Equilibre mécanique élevé, stable.
- Fiabilité thermique élevée.

I.5.2 Inconvénients

- Un rendement insatisfaisant.

- Mauvais facteur de puissance.
- Une densité de puissance faible.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi une description de la machine asynchrone a rotor massif et sa structure (les différents types du rotor, et la considération technique). La machine asynchrone a rotor massif qui fait actuellement l'objet d'un intérêt accru dans plusieurs applications, ceci étant dû essentiellement à sa fiabilité, son coût relativement faible, sa robustesse et sa simplicité de construction, malheureusement sa commande est relativement complexe; le couple et le flux sont fortement couplés car, les deux grandeurs dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques. Ceci donne à la machine son caractère de processus multi-variables et non linéaire.

Nous allons maintenant dans le prochain chapitre s'intéresser à la modélisation électromagnétique des machines en général en essayant d'appliquer la théorie et les constatations expérimentales des machines asynchrones à rotor massif.

Chapitre II

Modélisation électromagnétique de la machine asynchrone à rotor massif

II.1 Introduction

Dans le chapitre précédent on a présenté la machine asynchrone ainsi que tous les types de rotor massif. Et donc Afin d'améliorer la fiabilité de leur production, de réduire les coûts et de satisfaire les exigences de leurs clients, les constructeurs de machines électriques investissent dans la conception assistée par ordinateur (C.A.O). Cette dernière offre des applications à plusieurs niveaux : tracé de plans, conception de nouvelles pièces, gestion de base de données mais surtout, pour les calculs numériques des structures.

Les nouvelles techniques sont fondées sur le calcul du champ électromagnétique à l'intérieur de la machine, néanmoins la résolution d'un problème en électromagnétisme consiste à déterminer les structures du champ électromagnétique dans une région de l'espace. Ces configurations du champ doivent satisfaire simultanément les équations de Maxwell, ou les équations des ondes, et des conditions aux limites appropriées des solutions exactes ou analytiques peuvent être obtenues dans un petit nombre de cas selon la géométrie des objets. Dont la plupart, il faudra approcher numériquement la solution. Les principales méthodes utilisées en électromagnétisme peuvent être classées en deux groupes, la méthode des intégrales de frontière et les méthodes qui comprennent la méthode des différences finis (M.D.F) et la méthode des éléments finis (M.E.F). La première méthode utilise une discrétisation surfacique des objets, tandis que les deux dernières nécessitent une discrétisation volumique [16].

En ce qui concerne les phénomènes électromagnétiques, James Clark Maxwell les a regroupés, dans quatre équations, en les associant aux équations dites de milieux et de passages, cela permet de modéliser la majorité des systèmes électromagnétiques.

Dans ce chapitre, nous allons mettre en œuvre un modèle électromagnétique de la machine asynchrone à rotor massif à l'aide de la méthode des éléments finis. Pour cela, nous débuterons par une présentation de la méthode des éléments finis, et le principe de cette dernière avec ses deux variantes. Ensuite, on expose les formulations des équations de Maxwell d'où on fait extraire les modèle magnétostatique et magnétodynamique et ainsi que les lois des matériaux (milieux). De plus les conditions aux limites et les types de celui-ci. On fera aussi une présentation de l'outil logiciel F.E.M.M 4.2 et LUA Script qui seront bien utiles dans notre travail. Enfin on termine par la détermination des puissances et du couple électromagnétique.

II.2 Présentation de la méthode des éléments finis

Historiquement, les premiers développements de la méthode des éléments finis ont été proposés par Richard Courant dans les années 1940, mais ce sont les mécaniciens qui ont développés, popularisés et démontrés l'efficacité de cette méthode. En 1970, Silvestre et son équipe de l'université MC Gill ont adapté cette méthode de résolution des problèmes elliptiques d'électrotechnique [17].

Appliquée à la conception des structures électromagnétiques, la méthode des éléments finis est fréquemment utilisée pour modéliser des systèmes électrotechniques, d'ailleurs elle est devenue un outil très répandu. Cette méthode permet de tenir compte de la géométrie de la machine et permet une approche systématique de problème magnétique. En plus, un couplage entre les grandeurs électriques, mécaniques, et magnétiques peut être réalisé. Néanmoins, la méthode des éléments finis consiste à chercher une solution approchée à partir d'une discrétisation du domaine d'étude sur lequel les équations de Maxwell sont résolues. Comme elle permet de déterminer un champ scalaire ou vectoriel correspondant à

un ensemble d'équations aux dérivées partielles et d'équations ordinaires en tout points du domaine d'étude à tout instant, tout en respectant les conditions aux limites. Une étude tridimensionnelle par éléments finis apporte une très grande finesse dans la connaissance du système.

II.3 Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis représente la méthode d'approximation des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physiques et leurs conditions aux limites. Le principe de cette méthode est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments puis de résoudre localement, dans chacun de ceux-ci, les équations associées à la formulation retenue. Les inconnues élémentaires sont alors définies par une combinaison linéaire, pondérée par des polynômes d'interpolation. La précision de calcul est liée à la finesse du maillage et au degré de ces polynômes. Cependant leurs coefficients ne dépendent que de la géométrie et de sa discrétisation.

Finalement, on obtient après assemblage un système matriciel d'équations, pouvant tenir compte de certain non linéarités, comme celle intervenant dans les matériaux ferromagnétiques [18].

Pour cela, il y a deux variantes de la méthode des éléments finis qui sont :

II.3.1 La méthode des résidus pondérés

Si le modèle mathématique n'admet pas de solution analytique, il est alors nécessaire de chercher une solution approchée de ce modèle. Dès lors, la discrétisation du problème correspond au choix d'un modèle numérique permettant de traiter les équations mathématiques. Il est important de savoir distinguer et hiérarchiser les différents niveaux d'hypothèse utilisés pour modéliser un phénomène physique. En effet, la solution exacte d'un modèle mathématique qui ne correspond pas à la réalité physique est inutile.

- Si on prend l'exemple d'une équation différentielle de type Laplacien:

$$\Delta(\Phi) = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$R = \Delta(\Phi) - \Delta(\Phi^*) \quad (\text{II.2})$$

Avec:

Δ : Laplacien ;

Φ^* : La solution exacte ;

Φ : La solution approximative ;

R : Le résidu ;

La méthode des résidus pondérés consiste à minimiser le résidu (R=0).

II.3.2 La méthode viriationnelle

Elle consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système à résoudre. Pour la mise en œuvre de la méthode, il existe des étapes à suivre qui sont :

- Le maillage ou bien discrétisation du domaine.
- Choix de la fonction d'interpolation.
- Choix de la fonctionnelle.

- La minimisation.
- Résolution du système algébrique.
- Exploitation des résultats.

II.4 Discrétisation et approximation

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petites sous régions appelées élément finis constituant le maillage.

Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par une simple fonction appelée fonction de forme qui est continue et définie sur chaque élément seul. La forme des éléments est directement liée à la dimension du problème (2D ou 3D). Pour une géométrie en (2D), on utilise généralement des triangles ou des quadrilatères; pour une géométrie en (3D), on utilise les tétraèdres, les prismes ou les hexaèdres [19] (voir figure II.1).

La discrétisation est une étape importante dans l'analyse par éléments finis, car la précision des résultats dépend de la méthode de discrétisation et de la finesse de cette subdivision en sous-domaines. La fonction inconnue est approchée dans chaque élément par une fonction d'interpolation nodale, faisant intervenir les valeurs de l'inconnue aux nœuds de ces éléments ainsi que les coordonnées géométriques de ces nœuds.

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

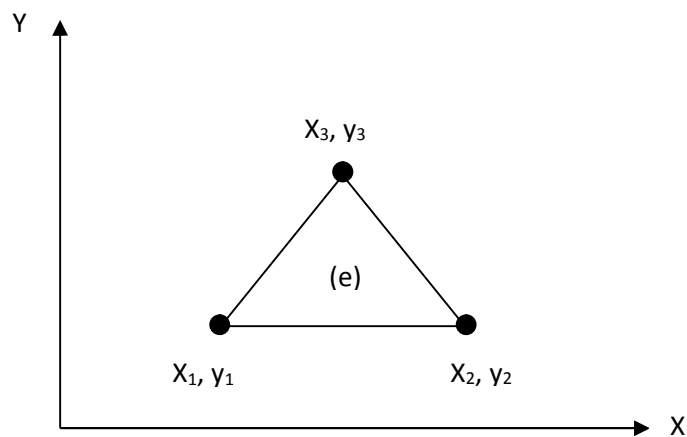


Figure II.1: Eléments finis

II.5 Formulation des équations électromagnétiques

La détermination précise des différentes grandeurs caractéristiques des machines électriques nécessite la connaissance préalable du champ électromagnétique. Pour cela, il est nécessaire de résoudre les équations de Maxwell.

II.5.1 Équation de Maxwell

Les équations de Maxwell sont la formulation mathématique complète qui régit tous les phénomènes électromagnétiques de tout dispositif. Ces équations sont généralement interdépendantes de faite que les phénomènes magnétiques et électriques sont couplés.

Pour les équations de Maxwell on utilise les notations suivantes :

- **Champs**

\vec{B} (T)	Induction magnétique ;
\vec{H} (A.m ⁻¹)	Champ magnétique ;
\vec{D} (C.m ⁻²)	Induction électrique ;
\vec{E} (V.m ⁻¹)	Champ électrique ;

- **Densités**

\vec{j} (A.m ⁻²)	Densité de courant ;
ρ (C.m ⁻³)	Densité de charges ;
$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ (A.m ⁻²)	Densité de courant de déplacement ;

- **Matériaux**

μ (H/m)	Perméabilité magnétique absolue ;
σ (s/m)	Conductivité électrique ;
ε (F/m)	Permittivité magnétique absolue ;

II.5.1.1 Equation de Maxwell-Faraday

Un champ électrique peut induire un champ magnétique. Ce champ induit est utilisé dans de nombreux générateurs électriques.

- La loi d'induction magnétique de Faraday :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d \iint \vec{B} \cdot \vec{ds}}{dt} = \oint \vec{E} \cdot \vec{dl} \quad (\text{II.3})$$

- Théorème de stocks :

$$\oint \vec{E} \cdot \vec{dl} = \iint \overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{E} \cdot \vec{ds} \quad (\text{II.4})$$

Donc :

$$\oint \vec{E} \cdot \vec{dl} = - \iint \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot \vec{ds} = \iint \overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{E} \cdot \vec{ds} \quad (\text{II.5})$$

Alors la loi de Maxwell-Faraday :

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

II.5.1.2 Equation de Maxwell-Ampère

Les champs magnétiques peuvent être générés de deux manières :

- Par la variation d'un champ électrique.
- Ou
- Par les courants électriques.

La loi d'Ampère est :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum I = I_T \quad (\text{II.7})$$

$$\iint \overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{H} \cdot d\vec{s} = I_T = \iint \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

\vec{J} : Densité de courant [A/m²];

I : Courant électrique [A];

Alors la loi d'Ampère-Maxwell :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.9})$$

II.5.1.3 Equation de Maxwell-Gauss

Un champ électrique est généré par des charges électriques. Le champ électrique est orienté à partir des charges électriques positives vers les charges négatives. Plus précisément, cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée [20].

- Théorème de Gauss :

$$\oiint \vec{D} \cdot d\vec{s} = \sum Q_s \quad (\text{II.10})$$

- théorème de la divergence (Ostrogradsky) :

$$\oiint \vec{D} \cdot d\vec{s} = \iiint_v \text{div} \vec{D} \cdot dv \quad (\text{II.11})$$

$$\sum Q_s = \iiint_v \rho \cdot dv \quad (\text{II.12})$$

Alors la loi de Gauss-Maxwell électrique:

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II.13})$$

II.5.1.4 Equation de conservation de flux magnétique

Le théorème dit :

$$\oiint \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (\text{II.14})$$

$$\oiint \vec{B} \cdot ds = \iiint \text{div} \vec{B} \cdot dv = 0 \quad (\text{II.15})$$

Alors la loi de Gauss-Maxwell magnétique :

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.16})$$

➤ Remarque

- Ces équations s'appliquent quel que soit le milieu.

- Les distributions de ρ et J sont des distributions réelles et sont supposées connues.
- Les grandeurs E et D , H et B , J et E ne sont pas (respectivement) indépendantes entre elles car elles sont liées par les lois de comportement des milieux, dites aussi relation de constitutives.

II.5.1.5 Equation de continuité

D'après l'équation (II.9), on obtient l'équation suivante:

$$\operatorname{div}(\overrightarrow{\operatorname{rot}}\vec{H}) = \operatorname{div}\left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}\right) \quad (\text{II.17})$$

De l'équation (II.17) on aura :

$$0 = \operatorname{div}\vec{J} + \operatorname{div}\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Implique :} \quad 0 = \operatorname{div}\vec{J} + \frac{\partial}{\partial t}\operatorname{div}\vec{D} \quad (\text{II.19})$$

Alors l'équation de continuité est obtenue a partir des équations (II.13) et (II.19) est donnée comme suit :

$$0 = \operatorname{div}\vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (\text{II.20})$$

II.5.2 Lois des matériaux (milieux)

- Le cas du vide :

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (\text{II.21})$$

- Le cas d'un matériau quelconque :

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

- Milieu conducteurs (loi d'Ohm):

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Avec :} \quad \sigma = \frac{1}{\text{résistivité}} = \frac{1}{\rho} \quad (\text{II.24})$$

- Milieu diélectrique (isolant) :

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \vec{E} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

ε_r : Permittivité relative [F/m] ;

ε_0 : Permittivité du vide [F/m] ;

Et dans le système M.S.K.A:

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m.} \\ \text{Et } \varepsilon_0 &= \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} \text{ F/m} \end{aligned}$$

II.5.3 Modèle magnétostatique

II.5.3.1 Equation générale de magnétostatique

Dans le cas de la magnétostatique, les matériaux constituant le système d'étude ne sont pas conducteurs et il n'y a pas de courants induits. La densité de courant \vec{J} (dans la relation (II.9)), correspond donc uniquement au terme source \vec{J}_s . Le système d'équations à résoudre se limite alors à :

$$\begin{cases} \overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J}_s \\ \overrightarrow{\text{div}}\vec{B} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Celui-ci est résolu en ajoutant les conditions aux limites considérées homogènes sur le champ et l'induction magnétiques et la loi de comportement donnée par l'équation (II.22) dans le cas linéaire.

En général, ces équations ne sont pas résolues de manière directe mais en adoptant des formulations en potentiels. Pour le cas magnétostatique, deux types de formulation sont utilisés : la formulation en potentiel scalaire magnétique Ω et la formulation en potentiel vecteur magnétique \vec{A} .

II.5.3.2 Modèle magnétostatique scalaire

Dans le cas où la densité de courant \vec{J}_s est connue, on peut introduire un champ magnétique source \vec{H}_s tel que :

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

Avec :

\vec{H}_s : Un champ magnétique non unique, mais dont le rotationnel est égal à la densité de courant \vec{J}_s ; A partir des expressions (II.27) et (II.26), on peut alors écrire:

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H} - \vec{H}_s) = 0 \quad (\text{II.28})$$

La grandeur $(\vec{H} - \vec{H}_s)$ dérive donc d'un potentiel scalaire tel que :

$$\vec{H} - \vec{H}_s = -\overrightarrow{\text{grad}}\Omega \quad (\text{II.29})$$

Où :

P_{sm} : Est le potentiel scalaire magnétique ; Ainsi, en substituant l'équation (II.29) dans les relations (II.22) puis (II.16), on obtient la formulation en potentiel scalaire magnétique suivante :

$$\text{div}(\mu(\vec{H}_s - \overrightarrow{\text{grad}}\Omega)) = 0 \quad (\text{II.30})$$

II.5.3.3 Modèle magnétostatique vectoriel

Sachant que le flux de l'induction magnétique est conservé dans le domaine d'étude, on peut introduire un potentiel vecteur \vec{A} qui vérifie la relation suivante :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot}\vec{A} \quad (II.31)$$

Pour que \vec{A} soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. D'où on ajoute la condition de jauge coulomb suivante:

$$div\vec{A} = 0 \quad (II.32)$$

En combinant les équations (II.16), (II.31) et la loi de comportement, on obtient la formulation en potentiel vecteur \vec{A} telle que :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}\vec{A}\right) = \vec{J}_s \quad (II.33)$$

$$div\vec{J} = 0 \quad (II.34)$$

Il est à noter que pour la résolution de cette formulation, une condition de jauge est nécessaire pour assurer l'unicité de \vec{A} [21].

II.5.4 Modèle magnétodynamique

II.5.4.1 Equations générales de magnétodynamique

Dans le cas où le domaine contient des matériaux conducteurs et où la dynamique du champ est importante, l'effet des courants induits n'est plus négligeable. Dans ce cas, il faut résoudre les équations associées à la magnétodynamique :

$$\begin{cases} div\vec{B} = 0 \\ \overrightarrow{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \\ \overrightarrow{rot}\vec{H} = \vec{J} \end{cases} \quad (II.35)$$

Avec :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma\vec{E} + \sigma(\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (II.36)$$

Et :
$$\vec{J}_{ind} = \sigma\vec{E} + \sigma(\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (II.37)$$

Avec :

\vec{J}_{ind} : Densité de courant induite ;

A ces équations il faut évidemment ajouter les conditions aux limites et les lois de comportement des matériaux ;

Pour résoudre ce système, on utilise aussi les formulations en potentiels : la formulation magnétique T- Ω et la formulation électrique \vec{A} - ϕ . Dans la suite, on présente uniquement la formulation électrique \vec{A} - ϕ qui a été utilisée lors de ce travail dans le cas magnétodynamique. On peut trouver le détail de la formulation T- Ω dans [22].

II.5.4.2 La formulation électrique A- ϕ

Le potentiel vecteur \vec{A} est défini de la même manière pour la formulation magnétostatique et pour la formulation magnétodynamique. En combinant les équations (II.6) et (II.34), on peut écrire la loi de Faraday locale sous la forme :

$$\overrightarrow{rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (II.38)$$

Le rotationnel du terme $\left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right)$ étant nul, celui-ci dérive alors d'un gradient et nous pouvons exprimer le champ électrique E en fonction du potentiel vecteur \vec{A} et du gradient d'un potentiel scalaire électrique ϕ :

$$\vec{E} = - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad} \Phi \quad (II.39)$$

Ainsi, en utilisant cette expression de \vec{E} dans la loi de comportement électrique (II.23), nous pouvons réécrire la loi locale d'Ampère (II.34) en fonction des potentiels A et Φ :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) + \sigma \left(\overrightarrow{grad} \Phi + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (II.40)$$

Cette expression décrit la formulation électrique A- ϕ et, de même que pour la formulation magnétostatique, l'unicité de la solution mathématique est assurée par l'utilisation d'une condition de jauge de Lorentz [21].

II.5.5 Formulation 2D cartésienne

La diffusion du champ électromagnétique dans une machine asynchrone est un problème tridimensionnel. Néanmoins, la présence de barres conductrices dans le rotor et les encoches du stator permettent de considérer que, sur une grande longueur de la machine, les champs magnétiques sont situés dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine et que les courants inducteurs et induits sont parallèles à cet axe.

Le problème peut être ramené à une étude bidimensionnelle dans le domaine suivant (Figure II.2):

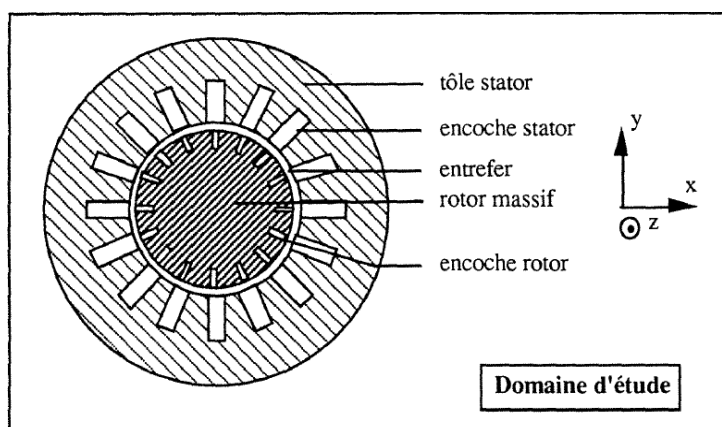


Figure II.2: Domaine d'étude d'une machine asynchrone à rotor massif

Les vecteurs inductions \vec{B} et champ magnétique \vec{H} sont alors contenus dans le plan de l'étude. On peut choisir un potentiel vecteur \vec{A} n'ayant qu'une composante non nulle suivant l'axe de la machine, (perpendiculairement au plan d'étude) et ne dépendant que des coordonnées x et y du plan ainsi que du temps t .

Le vecteur densité de courant \vec{J} a lui aussi une seule composante J suivant l'axe de la machine, dépendant spatialement du bobinage et temporellement des sources.

Soit, dans un système d'axes cartésien (x, y, z) :

$$\vec{A} \begin{bmatrix} A_x = 0 \\ A_y = 0 \\ A_z = A(x, y, z) \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

$$\vec{B} \begin{bmatrix} B_x = \frac{\partial A}{\partial y} \\ B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} \\ B_z = 0 \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

$$\vec{H} \begin{bmatrix} H_x = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \\ H_y = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \\ H_z = 0 \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

Remarquons que le potentiel vecteur vérifie implicitement alors la jauge de Coulomb (Equation II.32).

Les équations (II.31) et (II.22) deviennent :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (II.44)$$

On a :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = - \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial y} \right) \right) \vec{k} = -div \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{grad} \vec{A} \right) \vec{k} \quad (II.45)$$

Où :

\vec{k} : Est un vecteur unitaire parallèle à l'axe de la machine ;

L'équation (II.42) peut être écrite:

$$div \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{grad} \vec{A} \right) + \vec{J} = 0 \quad (II.46)$$

Cette équation liant le potentiel vecteur \vec{A} et la densité de courant \vec{J} n'est pas valable de façon univoque dans toute la machine. En effet, \vec{J} n'a pas la même signification dans le stator et dans le rotor. Il correspond aux courants imposés (sources du problème) dans l'un et aux courants induits dans l'autre. Nous allons étudier cette nuance.

II.5.6 Densité de courant \vec{J}

Les machines électriques sont composées de plusieurs matériaux différents qui peuvent être magnétiques, conducteurs, ou les deux à la fois. Certains de ces matériaux sont traversés par des courants induits, d'autres par des courants inducteurs.

Dans chacun des cas, le terme densité de courant \vec{J} ne s'exprime pas de la même façon:

➤ au stator

Le stator d'une machine asynchrone est généralement constitué de tôles feuilletées qui empêchent la circulation de courants induits suivant l'axe de la machine, et d'enroulements constitués d'un matériau conducteur et amagnétique traversé par les courants inducteurs dont la répartition est imposée par l'alimentation de la machine.

* Dans les matériaux magnétiques :

La tôle feuilletée du stator n'est pas conductrice dans le sens longitudinal de la machine ($\sigma = 0$) et $\vec{J} = 0$.

* Dans les matériaux conducteurs:

La densité de courant \vec{J} est supposée uniformément répartie. La densité de courant \vec{J} du stator est alors imposée par les courants sources et peut être écrite:

$$\vec{J} = \vec{J}_s \quad (II.47)$$

Où :

\vec{J}_s : Est la densité de courant source ;

Elle est déterminée par les caractéristiques de la machine (bobinage, courants, forme des encoches ...etc.). Elle s'écrit sur une encoche:

$$J_s = \frac{N.i}{S_{enc}} \quad (II.48)$$

Avec :

i : L'intensité de la phase connectée à l'encoche ;

N : Le nombre de spires en série dans l'encoche ;

S : La section de l'encoche ;

➤ au rotor

Les rotors à cage d'écureuil classiques sont constitués également de tôles feuilletées et de matériaux conducteurs. Dès qu'il s'agit de machine rapide, pour des raisons mécaniques, les matériaux sont massifs (matériaux à la fois magnétiques et conducteurs). Ces matériaux sont le siège de courants induits. Toujours dans un référentiel lié au rotor:

La combinaison des équations (II.6) et (II.31) conduit à :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = \frac{\partial}{\partial t} \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (II.49)$$

Ces deux champs sont donc égaux à un gradient près :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad} \Theta \quad (II.50)$$

Où :

Θ : Est le potentiel scalaire électrique ;

Ce potentiel électrique pourrait servir à introduire un terme de source dans le problème rotorique [23]. Mais la machine asynchrone ne présentant aucune source interne au niveau de l'induit, le potentiel scalaire Θ peut être choisi identiquement nul. Le terme de source (Externe) est introduit par les conditions aux limites.

La densité de courant s'écrit alors :

$$\overrightarrow{J_{ind3}} = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (II.51)$$

Et l'équation du champ devient:

$$\text{div} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{grad}} \vec{A} \right) - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = 0 \quad (II.52)$$

L'équation (II.52) prend en compte la conductivité électrique des matériaux, comme la perméabilité, est une fonction de la position du point où elle est exprimée. En effet, le rotor est souvent composé de plusieurs matériaux de conductivités différentes. Elle est nulle dans la tôle pour un rotor feuilleté (le courant est alors nul dans le fer).

II.5.7 Equations du potentiel vecteur

Les équations précédentes sont maintenant exprimées dans chaque domaine et toujours par rapport à leur référentiel propre. Nous discernons trois domaines : le rotor, le stator et l'entrefer.

***Dans le stator** (référentiel fixe) :

L'équation (II.52) devient comme suit:

$$\text{div} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{grad}} \vec{A} \right) + \vec{J}_s = 0 \quad (II.53)$$

***Dans le rotor** (référentiel tournant) :

On utilise la même formule que l'équation (II.52).

***Dans l'entrefer** :

L'entrefer peut être considéré comme appartenant au rotor ou au stator. Il suffit pour cela de créer le prolongement des fonctions μ et σ ainsi que du potentiel vecteur \vec{A} à ce domaine qui peut être repéré indifféremment dans le référentiel fixe ou dans le référentiel mobile.

$$\text{div}(\overrightarrow{\text{grad}} \vec{A}) = 0 \quad (II.54)$$

II.6 Condition aux limites

Les conditions aux limites peuvent être simples comme les conditions de Dirichlet et les conditions de Neumann, ou élaborées comme les conditions cycliques ou anticycliques. Les différents types de conditions aux limites sont les suivantes:

II.6.1 Condition de Dirichlet

L'inconnue prend des valeurs données sur les bords du domaine on distingue deux types :

- **Dirichlet homogène**

L'inconnu de l'équation est fixé sur la limite est considéré égal à zéro : $A=0$.

- **Dirichlet non homogène :**

L'inconnu de l'équation est fixé sur la limite et sa valeur est non nul : $A \neq 0$.

II.6.2 Condition de Neumann

La valeur du gradient sur les bords du domaine de résolution est connue. On distingue aussi deux types :

- **Neumann homogène :**

La dérivé par rapport a la normal de l'inconnu est nulle : $\frac{\partial \vec{A}}{\partial n} = 0$. Ce qui signifie que les lignes isovaleurs de l'inconnu sont perpendiculaires à la limite.

Ou :

$\frac{\partial}{\partial n}$: Dérivée partielle par rapport à la normale ;

- **Neumann non homogène :**

Dans ce cas, $\frac{\partial \vec{A}}{\partial n} = cte \neq 0$. Ce qui signifie que les lignes isovaleurs de l'inconnue forment un angle α avec la limite.

II.6.3 Condition de périodicité et anti-périodicité

- **Condition de périodicité**

Les conditions limites périodiques à deux frontières ensemble. Dans ce type de condition aux limites, les valeurs limites sur les points correspondants des deux limites sont fixées égales entre elles.

- **Condition d'anti-périodicité**

La condition limite anti-périodiques est également un ensemble de deux limites. Toutefois, les valeurs limites sont faites pour être d'amplitude égale mais de signe opposé. Si aucune des conditions aux limites sont définies explicitement, chaque limite est attribuée à une condition aux limites de Neumann homogène. Cependant, une condition aux limites non dérivé doit être définie quelque part (ou le potentiel doit être défini à un moment donné dans la référence du domaine) de sorte que le problème a une solution unique.

II.6.4 Conditions de passage

Aux équations de Maxwell, s'ajoutent les équations de passage entre deux milieux aux propriétés différentes.

Considérons deux matériaux différents notés 1 et 2, et un repère $(\vec{\tau}, \vec{n})$ situé sur la frontière les séparant, comme le montre la figure (II.3).

Dans l'hypothèse d'absence de courant surfacique et de densité de charge électrique, les champs de vecteur doivent vérifier les conditions suivantes :

$$(\sigma_1 \vec{E}_1 - \sigma_2 \vec{E}_2) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{II.55})$$

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{II.56})$$

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{II.57})$$

Ces équations montrent la continuité des composantes normales de l'induction magnétique B_n et de la densité de courant, ainsi que la continuité de la composante tangentielle du champ magnétique H_t .

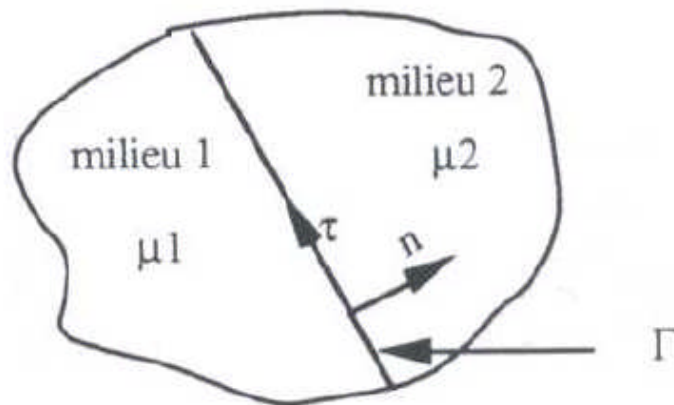


Figure II.3: Conditions de passage entre deux milieux différents

II.7 Présentation de l'outil logiciel F.E.M.M 4.2

C'est un logiciel de modélisation par la méthode des éléments finis 2D cartésien et 2D axisymétrique. Dédié à la résolution de problèmes électromagnétiques dans le domaine des basses fréquences.

Il est constitué de trois modules principaux [24] :

- **Un module "Pré-processeur" et " Post-processeur"**

Ce module permet, au travers d'une interface graphique, la saisie de la géométrie et la définition du problème en vue de sa résolution par la méthode des éléments finis. La saisie de la géométrie peut se faire avec la définition de points clefs que l'on relie pour former des régions ou par l'importation de structures AUTOCAD au format DXF. Comme aussi ce module intègre également des outils de **post-traitement** : visualisation et différents calculs inhérents au problème (inductance, flux, pertes Joule, etc....).

- **Un module de maillage**

Le maillage est l'opération qui définit un domaine d'étude, puis à la subdiviser en plusieurs sous domaines de forme polygonale simple appelés « éléments ». Ces éléments sont repérés par les coordonnées de leurs sommets qu'on appelle « nœuds ». L'élément triangulaire est le plus utilisé pour les problèmes 2D, vu qu'il présente des expressions simples à manipuler, et qu'il s'adapte aux géométries les plus complexes.

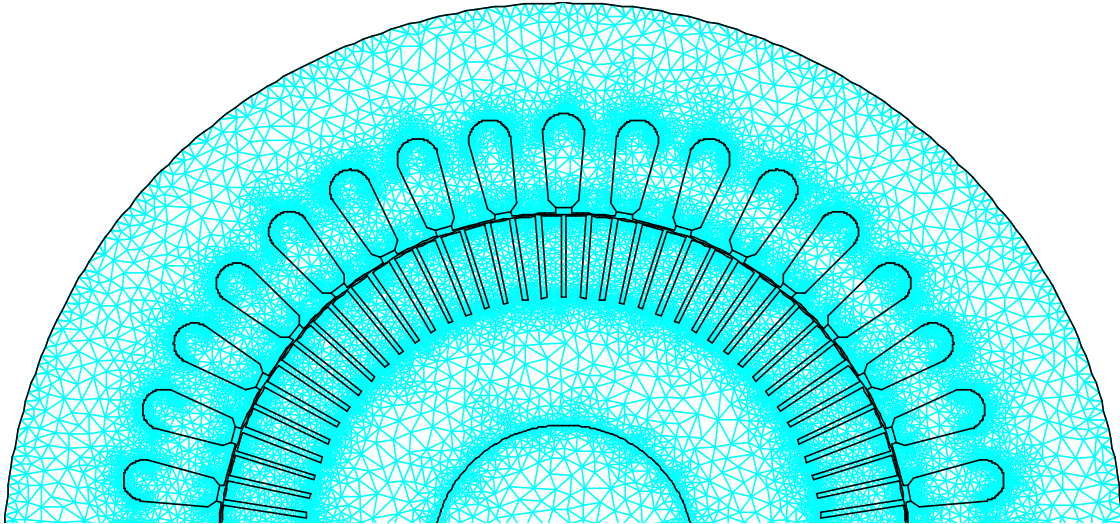


Figure II.4: Maillage de la machine asynchrone à rotor massif rainuré

- **Un module de résolution par éléments finis**

Ce solveur 2D cartésien et axisymétrique permet de résoudre des problèmes d'électrostatique linéaires, de magnéto-statique linéaires et non linéaires, de magnéto-dynamique en régime harmonique linéaires et non linéaires et de thermique en stationnaire.

Ce logiciel peut être utilisé sans interface graphique au travers du langage script "LUA". Il est dédié aux problématiques du génie électrique, ses menus utilisent le vocabulaire du domaine et il possède un ensemble de pré et de post-traitement dédié à ces problématiques (introduction de la courbe B(H) pour les matériaux magnétiques non linéaires, conditions de périodicité, calcul des pertes par effet Joule, visualisation des champs électromagnétiques, calcul de forces électromagnétiques, etc.). Il est possible de mettre en place un couplage magnétique-thermique via le langage script LUA.

Par contre il ne possède pas de techniques permettant la prise en compte du mouvement dans les actionneurs électromécaniques. Il existe une bibliothèque de matériaux magnétiques. La version F.E.M.M 4.2 contient une boîte à outils, qui permet d'interfacer F.E.M.M 4.2 avec Matlab ou Mathematica. **(Pour plus de détail voir l'annexe B)**

II.7.1 Étapes de résolution avec F.E.M.M 4.2

Afin de résoudre un problème magnéto-statique et de faible fréquence en deux dimensions (2D). Le logiciel F.E.M.M 4.2 qui est une suite de programme, nous permet de résoudre ce problème et pour cela on passe par plusieurs étapes de résolution. Alors on suit l'organigramme suivant qui représentent toutes les étapes à suivre

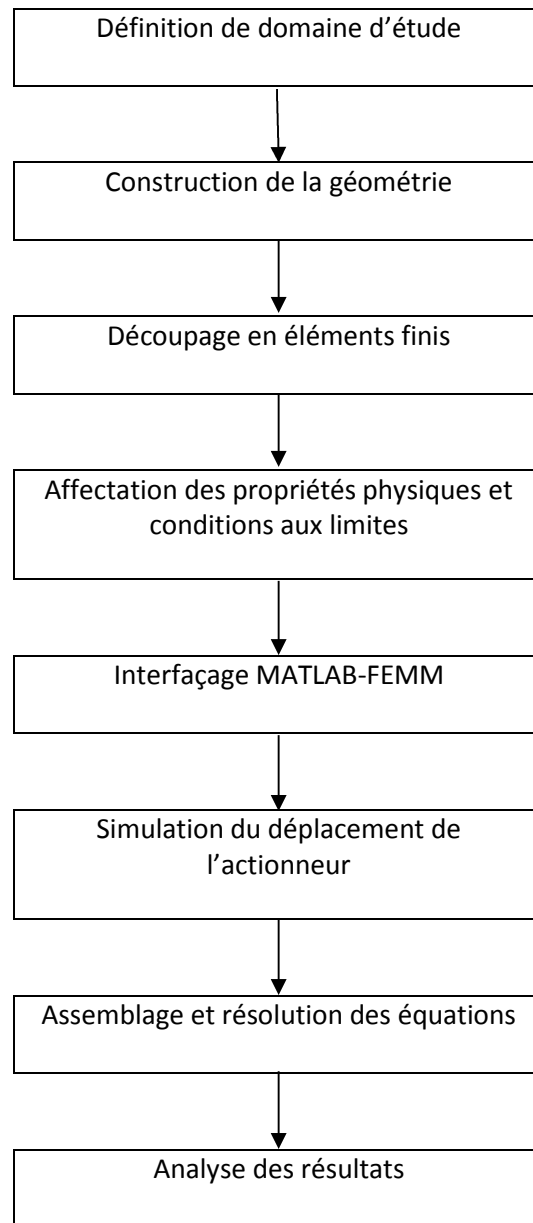


Figure II.5 : Organigramme des étapes de résolution par l'outil F.E.M.M 4.2

II.8 Détermination des puissances

- **Puissance active absorbée**

A l'exception des pertes fer, la puissance absorbée est :

$$P_a = 3 \cdot R_e (\bar{V} \bar{I}^*) \quad (II.58)$$

Ou :

\bar{I}^* : Le conjugué du courant \bar{I} ;

R_e : Partie réelle ;

- **Puissance réactive**

$$Q_a = 3 \cdot \text{Im}(\bar{V} \bar{I}^*) \quad (II.59)$$

Ou :

I_m : Partie imaginaire ;

- **Puissance électromagnétique**

La puissance électromagnétique transmise au rotor est :

$$P_{em} = P_a - P_{js} \quad (II.60)$$

- **Puissance mécanique**

$$P_m = P_{em} - P_{jr} \quad (II.61)$$

- **Rendement**

$$\eta = \frac{P_m - P_{mec}}{P_a + P_{fer}} \quad (II.62)$$

II.9 Calcul du couple électromagnétique

Le calcul du couple obtenu par une modélisation numérique est un point important de vérification des logiciels par rapport aux machines réelles en vue d'une éventuelle validation. Ce couple électromagnétique peut être calculé de deux façons différentes :

II.9.1 Calcul du couple par méthode énergétique

Le couple moyen C peut être déterminé par la puissance absorbée puisque :

$$P_{abs} = C \cdot \Omega \quad (II.63)$$

Avec :

Ω : La vitesse de rotation angulaire de la machine ;

Cette puissance absorbée peut être calculée par ailleurs grâce à la force électromotrice calculée précédemment et à l'intensité des phases de la machine:

$$P_a = 3 \cdot R_e (\vec{E} \cdot \vec{I}^*) \quad (II.64)$$

Et le couple est donné par :

$$C = \frac{3 \cdot R_e (\vec{E} \cdot \vec{I}^*)}{\Omega} \quad (II.65)$$

II.9.2 Calcul du couple par le tenseur de Maxwell

La force de Laplace s'exerçant sur un conducteur s'écrit comme suit :

$$\vec{F} = \int_v \vec{J}_s \wedge \vec{B} dv \quad (II.66)$$

Cette équation peut se transformer en introduisant l'équation $\overrightarrow{rot\vec{H}} = \vec{J}_s$ dans (II.66) :
Donc :

$$\vec{F} = \int_v \overrightarrow{rot\vec{H}} \wedge \vec{B} dv \quad (II.67)$$

Les composantes de la force peuvent s'exprimer alors en fonction des composantes de \vec{H} dans un matériau linéaire [25] par :

$$F_i = \mu \int_v \sum_{j=x,y} \frac{\partial}{\partial j} (H_j \cdot H_i - \delta_{ij} \cdot \frac{H^2}{2}) dv \quad (II.68)$$

Ou :

δ_{ij} : Est le symbole de Kronecker ;

Cette expression de la force permet d'introduire le tenseur de Maxwell Γ dont les composantes sont données par :

$$\Gamma_{ij} = \mu \cdot (H_j \cdot H_i - \delta_{ij} \cdot \frac{H^2}{2}) \quad (II.69)$$

La force est donc liée au tenseur de Maxwell par :

$$\vec{F} = \int_v \text{div} \Gamma dv \quad (II.70)$$

L'utilisation de la formule de Green-Ostrogradski ramène cette intégrale de volume à une intégrale de surface sur une frontière fermée :

$$\vec{F} = \int_v \text{div} \Gamma dv = \int_s \Gamma \cdot \vec{n} ds \quad (II.71)$$

Le passage en coordonnées polaires et la décomposition du tenseur sur une base tournante (\vec{t}, \vec{n}) permettent d'obtenir :

$$\vec{F} = \int_s (\Gamma_n \cdot \vec{n} + \Gamma_t \vec{t}) ds \quad (II.72)$$

Où les composantes Γ_n et Γ_t sont données par :

$$\Gamma_n = \frac{B_n^2}{2\mu_0} - \mu_0 \cdot \frac{H_t^2}{2} \quad (II.73)$$

$$\Gamma_t = B_n \cdot H_t \quad (II.74)$$

Le couple est alors déterminé par le moment de cette force par rapport à l'axe de la machine:

$$C = \int_s \Gamma_t \cdot \rho_r \cdot \bar{z} ds \quad (II.75)$$

Ou :

ρ_r : Résistivité des matériaux ;

Soit encore, calculé sur le rayon d'alésage :

$$C = L \cdot R^2 \int_0^{2\pi} B_n \cdot H_t d\theta \quad (II.76)$$

Ou :

L : La longueur utile de la machine ;

R_{int} : Le rayon d'alésage ;

Les valeurs du couple, calculées par ces deux méthodes, doivent coïncider avec les valeurs théoriques des machines étudiées. Il est bon de remarquer que de nombreux logiciels de calcul par éléments finis ne trouvent pas une correspondance parfaite entre les deux méthodes précédentes.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté et détaillée les équations de Maxwell, sur la base desquelles tous les phénomènes électromagnétiques peuvent être modélisés. D'ailleurs nous nous sommes intéressés au modèle magnétostatique et au modèle magnétodynamique qui sont dû aux combinaisons de ces équations. Ainsi, que ces deux modèles permettent de calculer la distribution du champ magnétique et les performances électromagnétique en régime permanent d'une machine asynchrone à rotor massif.

Le choix d'une formulation 2D en termes de potentiel vecteur magnétique est dû au fait, comme cela a été signalé, qu'elle permet de calculer la distribution du champ magnétique en présence des courants électriques. Pour résoudre les équations magnétostatiques et magnétodynamiques nous avons présenté la méthode des éléments finis, et le logiciel F.E.M.M 4.2 et LUA Script qui sont nécessaires pour cette résolution et pour une bonne mise en œuvre du modèle électromagnétique.

Cependant, pour avoir l'évolution de la température au niveau du moteur asynchrone à rotor massif on doit faire une modélisation magnétique pour déterminer les pertes qui sont définies comme source de chaleur. Donc le prochain chapitre sera consacré à déterminer les différentes pertes du moteur asynchrone à rotor massif.

Chapitre III

Différentes pertes dans une machine asynchrone à rotor massif

III.1 Introduction

Généralement, les sources du problème thermique sont les pertes électromagnétiques et mécaniques. L'étude de ces pertes représente une grande importance et un grand intérêt, dans la mesure où elle nous permet d'obtenir un rendement maximal et une meilleure fiabilité pour une machine asynchrone.

Les pertes de puissance dans les machines électriques déterminent le rendement du moteur ainsi que leurs systèmes de refroidissement, qui est indispensable pour maintenir la température en dessous de la température d'isolation admissible. Les matériaux isolants sont très sensibles à l'élévation de température, car la vitesse de décomposition chimique des matériaux d'isolation thermique augmente exponentiellement avec la température. Par exemple, pour l'huile des transformateurs et les matériaux d'isolation solides, la Loi de Montsinger est valide, qui peut être exprimée comme : la durée de vie d'isolation baisse de 50% avec une augmentation de 10°K [26].

Le rendement du moteur η est exprimé comme le rapport entre la puissance mécanique utile P_u et la puissance électrique absorbée P_a .

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{III.1})$$

Le processus de conversion d'énergie électromécanique s'accompagne généralement de pertes, durant ce processus de conversion, toutes ces pertes sont transformées en énergie thermique dans le système. Les pertes de puissance dans les machines électriques peuvent être subdivisées en pertes électriques, magnétiques et les pertes mécaniques.

Dans ce chapitre, les pertes d'un moteur asynchrone à rotor massif rainuré dans le sens axial sans anneaux de court-circuit sont discutées avec une alimentation sinusoïdale.

III.2 Les différentes pertes existantes en générale

Les moteurs asynchrones sont le siège de nombreuses pertes. La Figure (III.1) représente le transfert de puissance dans une machine asynchrone. Bien que celles-ci aient de nombreuses origines dans un moteur électrique, elles peuvent être classées en trois grandes catégories qui sont comme suit: les pertes dans les conducteurs (les pertes par effet Joule) et les pertes dans le circuit magnétique (les pertes fer), les pertes mécaniques.

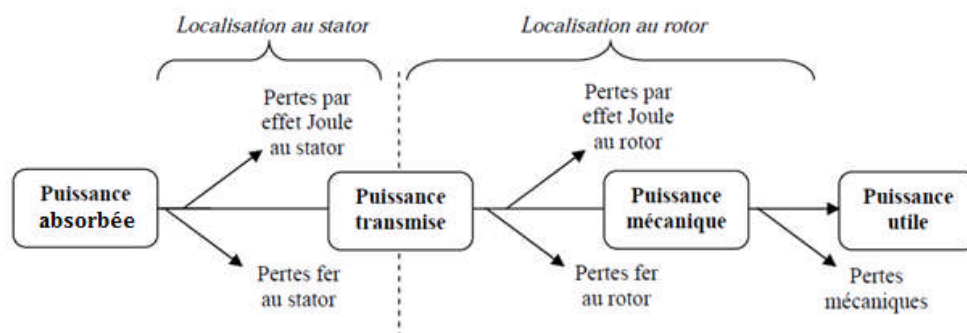


Figure III.1: Diagramme de transfert de puissance dans une machine asynchrone.

III.3 Les pertes électriques

Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant électrique, continu ou alternatif, il chauffe et dégage une certaine quantité de chaleur. C'est les pertes par effet Joule.

Les pertes « normales » sont proportionnelles à la résistance et au carré de l'intensité. Cette résistance dépend de la température et de la répartition de l'intensité dans le conducteur. En effet le courant est à fréquence élevée, la densité de courant dans une section droite du conducteur n'est plus uniforme. Le flux propre du conducteur rejette le courant vers la périphérie de celui-ci. Sa résistance se réduit alors à celle d'une couronne d'épaisseur de peau. La résistance et l'inductance augmentent, ce qui entraîne une augmentation des pertes Joule pour un même courant transporté. C'est ce qu'on appelle « l'effet pelliculaire ou effet de peau ». D'où l'expression qui nous permet d'exprimer la relation de l'épaisseur de peau est obtenue comme suit[27]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\mu\omega}} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{III.3})$$

Et :

δ : Epaisseur de peau ;

ω : La pulsation ;

Comme dans un moteur électrique, on distingue les pertes Joule statoriques et rotoriques comme suit :

III.3.1 Les pertes Joule statoriques

Selon la première loi de Joule, un courant électrique traversant un conducteur dégage de la chaleur. La quantité de chaleur libérée est proportionnelle au carré du courant traversant le conducteur multiplié par sa résistance.

Afin de calculer les pertes cuivre, la résistance en continue doit être calculée comme suit:

$$R_s = \frac{N.l_m}{a.\sigma_{cu}.S_{cu}} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

N : Est le nombre de spires par phase de l'enroulement statorique ;

l_m : Est la longueur moyenne d'une spire de l'enroulement[m] ;

σ_{cu} : Est la conductivité électrique du matériau constituant l'enroulement[W.m⁻².K⁻⁴] ;

a : Est le nombre de voies parallèles ;

S_{cu} : Est la section droite du conducteur [m²];

La longueur de la bobine dépend de la longueur du fer L_s , le pas polaire τ_p , d'un coefficient χ et de la longueur moyenne des têtes de bobines L_{endw} .

$$l_m \cong 2. (L_s + \chi. \tau_p + 2. L_{endw}) \quad (III.5)$$

Ou :

$$\chi = \frac{w}{\tau_p} \quad (III.6)$$

Les pertes Joule statoriques P_{js} selon la première loi de Joule, s'expriment comme suit :

$$P_{js} = 3. R_s. I_s^2 \quad (III.7)$$

Avec :

P_{js} : Les pertes Joules statoriques [watts] ;

R_s : La résistance d'une phase statorique [Ω] ;

I_s : Le courant dans la phase statorique [A] ;

III.3.2 Les pertes Joules rotoriques

Les pertes résistives rotorique dépendent de la résistivité électrique du matériau utilisé. Les pertes résistives rotorique sont aussi appelées les pertes Joule rotorique, qui sont les pertes les plus prédominantes dans le moteur. Dans le rotor de volume V , les pertes Joule totales P_{jr} , peuvent être calculées à partir de l'intégrale volumique de la densité de courant efficace :

$$P_{jr} = \iiint_V \rho. J^2. dv \quad (III.8)$$

Ou :

ρ : Est la résistivité du matériau ;

Les pertes électriques de l'acier massif du rotor est fermement liées au glissement du rotor. Donc les pertes Joules rotoriques P_{jr} se calcule selon une relation bien connue entre la puissance électromagnétique et le glissement comme suit :

$$P_{jr} = g. P_{tr} \quad (III.9)$$

Avec :

P_{jr} : Pertes Joule rotor [watts];

g : Le glissement ;

P_{tr} : Puissance transmise au rotor [watts] ;

Nous avons calculé l'évolution des pertes Joule rotorique dans le moteur asynchrone à rotor massif pour un rotor rainuré et lisse. Nous avons constaté que

ces pertes sont plus élevées pour un rotor massif lisse que pour un rotor massif rainuré. L'évolution de ces pertes est montrée dans la figure (III.2).

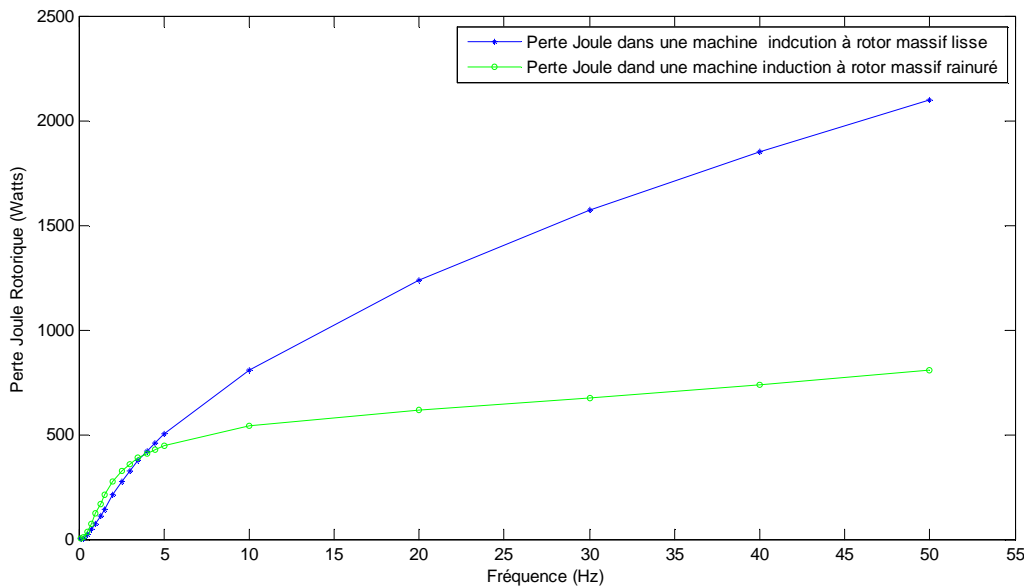


Figure III.2: Evolution des pertes Joule rotorique dans une machine à rotor massif lisse et rainuré

III.4 Les pertes fer

Il a été admis que les pertes fer sont constituées de pertes par hystérésis et de pertes par courant de Foucault [28]. Ces pertes dans les machines électriques tournantes se produisent en raison de la haute fréquence de variation du flux magnétique. Les causes et l'étude physique approfondie de la structure des pertes fer sont présentées dans les travaux de Bertotti [29], Findlay [30] et Saitz [31]. Cependant, les résultats sont uniquement l'œuvre des travaux expérimentaux.

Les pertes fer proviennent de la circulation d'un flux magnétique dans un matériau perméable. Nous optons pour une modélisation de type Steinmetz [32], [33] qui est le fruit d'un travail expérimental industriel à long terme.

$$P_{fer} = K_{add} \cdot [K_h \cdot P \cdot \Omega + K_f \cdot (P \cdot \Omega)^2] \cdot [V_d \cdot B_d^2 + V_c \cdot B_c^2] \quad (III.10)$$

Avec :

V_d : Le volume des dents [m^3] ;

V_c : Le volume de la culasse [m^3] ;

B_d : L'induction maximale dans les dents [Tesla] ;

B_c : L'induction maximale dans la culasse [Tesla] ;

P : Le nombre de paires de pôles ;

Ω : La vitesse de rotation du rotor ;

K_{add} : Coefficient additionnelles des pertes fer ;

Les coefficients K_h et K_f liés respectivement aux pertes par hystérésis et pertes par courant de Foucault sont définis en fonction de l'épaisseur de la tôle e et du coefficient d'hystérésis ε par [33].

$$K_h = \frac{\rho_{FESI} \cdot \varepsilon}{200 \cdot \pi} \quad (III.11)$$

$$K_f = \frac{\sigma_{FESI} \cdot e^2}{24} \quad (III.12)$$

La conductivité σ_{FESI} et la masse volumique ρ_{FESI} sont données en fonction du taux de silicium et d'aluminium d'alliage ferromagnétique par [34].

Le coefficient d'hystérésis ε a une valeur comprise entre 1.2 et 2 m⁴/H.Kg pour le fer silicium (4%) à grains non orientés. Le coefficient K_{add} permet de tenir compte des pertes additionnelles.

$$\sigma_{FESI} = \frac{10^8}{13.6 + 11 \cdot (\%Si + 1.7\%Al)} \quad (III.13)$$

$$\rho_{FESI} = 7865 + (\%Si + 1.7\%Al) \quad (III.14)$$

De ce bref aperçu sur les pertes fer dans le domaine des machines électriques tournantes, on peut conclure qu'il n'est pas possible de déduire des expressions analytiques simples et précises pour les pertes fer dans une machine électrique tournante. De plus, ce n'est l'objectif de ce mémoire de faire une investigation approfondie sur les pertes fer. Cependant, dans ce travail, suite à un essai à vide, nous avons contourné le problème, en utilisant la méthode des éléments finis 2D sur environnement F.E.M.M 4.2 pour la détermination de la densité des pertes fer. L'étude du moteur est faite dans une référence liée au rotor. Le glissement étant nul ($g=0$), suppose une fréquence rotorique également nulle. Ainsi, une simulation en magnéto-statique par éléments finis est effectuée sur F.E.M.M 4.2.

L'induction magnétique maximale dans les dents B_d et dans la culasse B_c sont déduites de la solution par éléments finis 2D. La (figure III.3) montre les contours dans les dents statorique et la culasse statorique, le long desquelles l'induction maximale est déduite. On peut supposer que l'induction varie sinusoidalement en fonction de l'induction B dans le fer statorique [35].

Ensuite, les pertes fer sont estimées à partir de l'induction B_d et B_c selon les caractéristiques des pertes fer publiées par le constructeur en termes de Watts par m³. L'évolution de la densité des pertes fer est donnée par la (figure III.4).

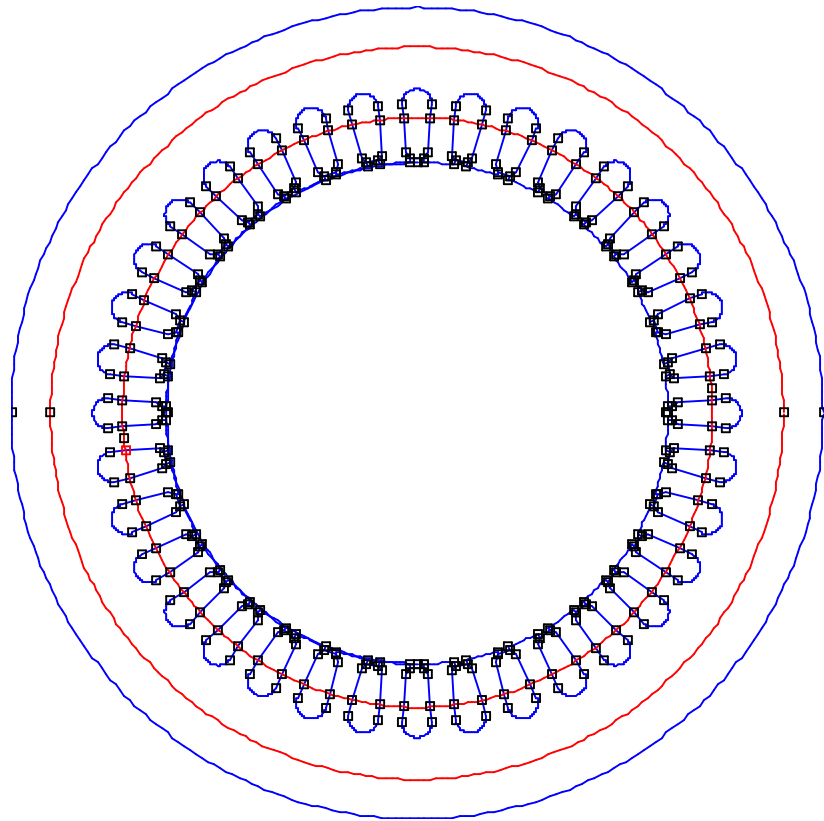


Figure III.3 Les contours de la culasse et des dents statorique de la machine asynchrone a rotor massif

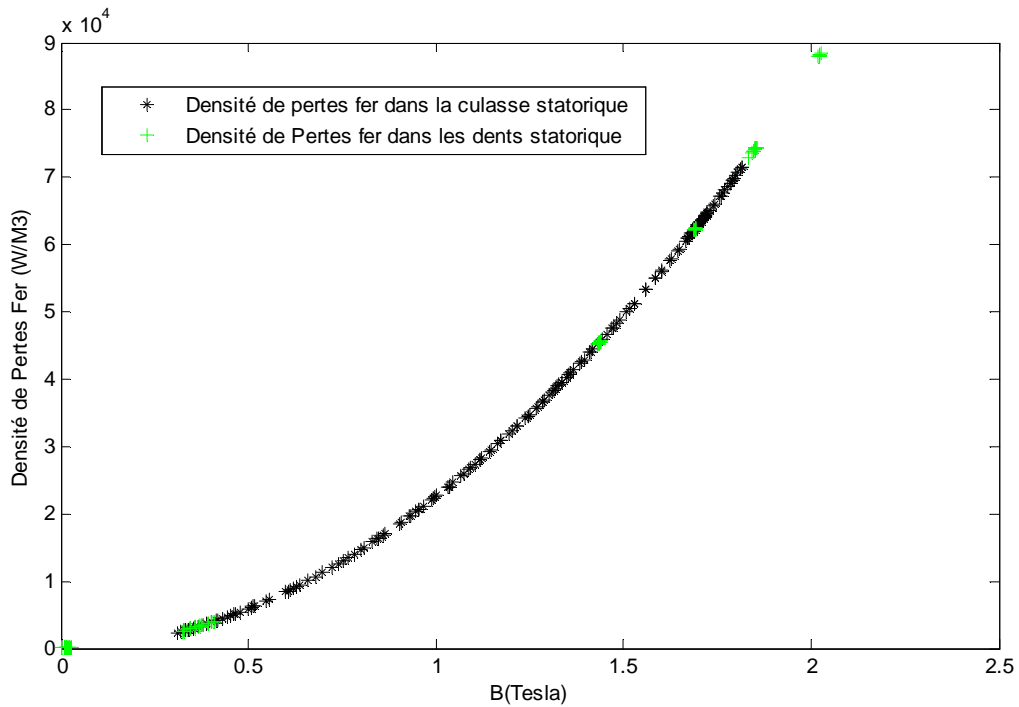


Figure III.4: Evolution de la densité des pertes fer dans la culasse statorique et les dents statorique de la machine asynchrone à rotor massif.

III.5 Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont constituées de pertes par frottement et ventilation. Elles sont calculées analytiquement. A grande vitesse, ces pertes constituent une partie importante (environ 20% des pertes totales) [36], [37]. Par conséquent, une estimation rigoureuse est indispensable pour limiter les pertes totales rotorique qui affectent son échauffement et son rendement.

Pour cela, Le refroidissement dans une machine électrique est assuré par un ventilateur monté au bout de son arbre, la puissance absorbée par ce ventilateur représente les pertes par ventilation. Ces pertes dues au frottement de l'arbre sur les paliers et à la résistance de l'air au mouvement du rotor, ne dépendent que de la vitesse.

D'ailleurs les pertes mécaniques peuvent êtres globalement exprimées par la relation suivante :

$$P_m = K_t \left(\frac{n}{10}\right)^2 D_e \quad (\text{III.15})$$

Avec :

K_t : Facteur de majoration, il est donné en fonction de nombre de paires de pôles et diamètre extérieur de rotor.

Si : $2P \geq 4$; $K_t = 1.3(1 - D_e)$; pour $0.1m \leq D_e \leq 0.5m$
 $2P = 2$; $K_t = 1$

D_e : Diamètre extérieur du stator [m].

n : Vitesse de rotation synchrone [tr/min].

III.5.1 Pertes aérodynamiques

Les pertes aérodynamiques, appelés Windage Losses ou air friction losses en littérature anglaise, sont liées aux phénomènes produit par l'écoulement d'un fluide sur une paroi. Les pertes aérodynamiques sont calculées par une expression semi-empirique [26].

Cependant, d'une manière générale les pertes aérodynamiques s'écrivent :

$$P_{aero} = K_r \cdot C_f \cdot \pi \cdot \rho_m \cdot R_f^4 \cdot L \cdot \Omega^3 \quad (\text{III.16})$$

Avec :

P_{aero} : Les pertes aérodynamiques ;

K_r : Coefficient de rugosité des surfaces du stator et du rotor;

Dans le cas des machines à pôles lisse $K_r = 1$;

C_f : Coefficient de frottement visqueux du fluide sur les parois de la machine ;

R_f : Rayon extérieur du rotor [m] ;

L : Longueur du rotor [m] ;

Ω : Vitesse angulaire du rotor (rd/s) ;

III.6 Les pertes supplémentaires

Ce sont des pertes provoquées par tous les phénomènes parasites, plus particulièrement celles qui correspondent aux flux de fuite, à la fréquence fondamentale et harmonique. En effet à ces deux types de pertes (pertes par hystérésis et pertes par courant de Foucault) viennent s'ajouter des pertes supplémentaires d'origines diverses. Alors pour cela il existe des pertes tel que :

III.6.1 Les pertes fer supplémentaire

C'est la somme des pertes à la surface du rotor, et les pertes par harmonique du flux dans les dents statoriques et rotoriques.

III.6.2 Les pertes supplémentaires dans le circuit magnétique

Il existe des pertes dues aux variations de l'induction dont la fréquence est beaucoup plus élevée. Elles sont produites par les discontinuités de la machine. La présence des encoches dans l'entrefer implique une distribution discontinue de la f. m. m ce qui entraîne des pertes par pulsation dans les dents et des pertes à la surface des pôles lisses.

III.7 Les pertes supplémentaires en charge

Ce sont des pertes dues à tous les phénomènes parasites, en particulier celles qui correspondent au flux de fuites, à la fréquence fondamentale et harmonique. La détermination des pertes supplémentaires est un problème aigu. Cependant ces pertes peuvent être exprimées en fonction des autres pertes comme suit :

$$P_{sup} = P_t - (P_{js} + P_m + P_{fer}) \quad (III.17)$$

Avec :

P_{sup} : Pertes supplémentaires en charge [$watts/m^3$];

P_t : Pertes totales [W];

P_{js} : Pertes joules statoriques [$watts$];

P_m : Pertes mécaniques [$watts/m^3$];

P_{fer} : Pertes fer [$watts/m^3$];

III.8 Schéma des différentes pertes dans la machine asynchrone

Dans un moteur asynchrone à rotor massif les pertes sont déterminées par ce diagramme ci-dessous :

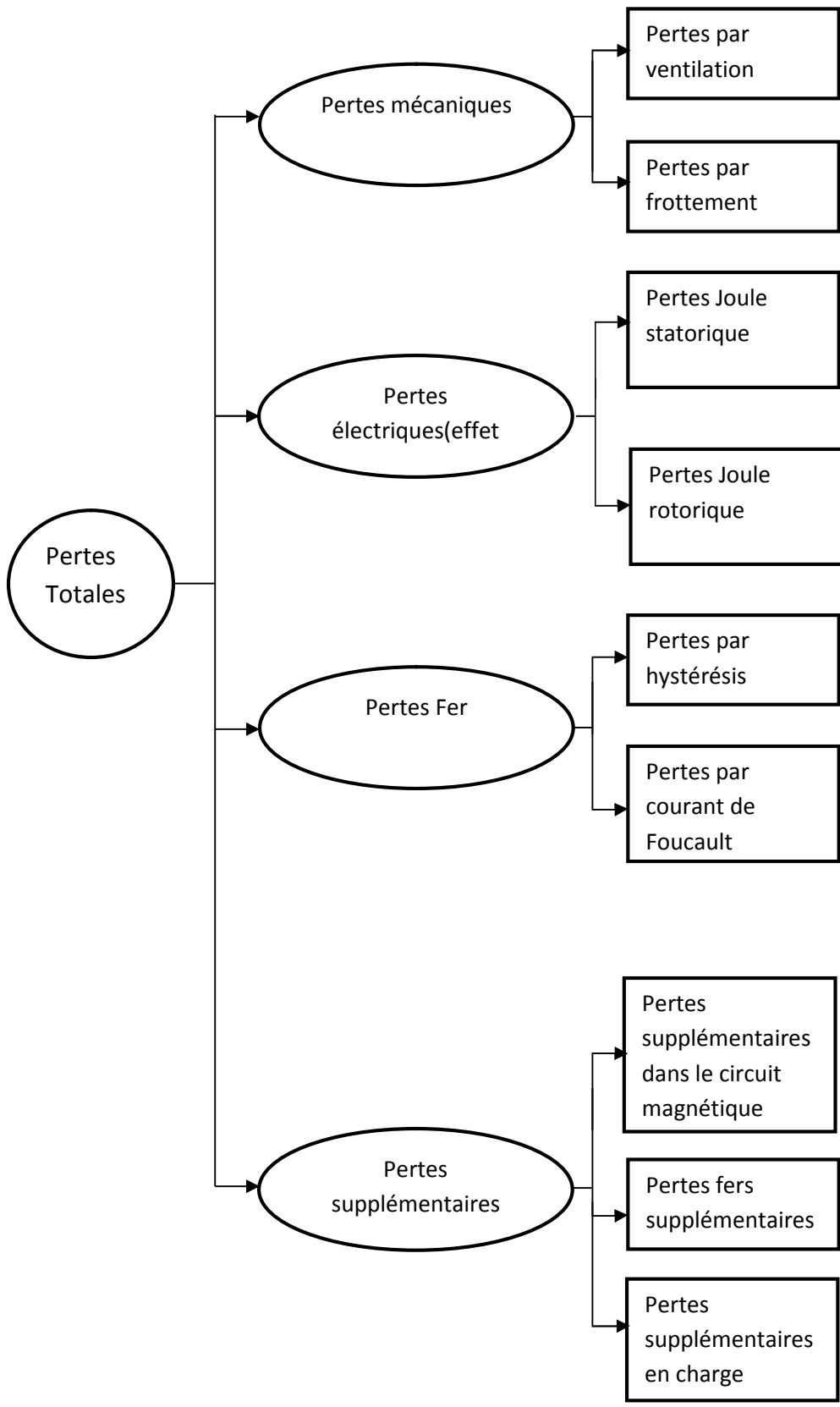


Figure III.5: Organigramme des différentes pertes dans la machine asynchrone à rotor massif

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé toutes les différentes pertes existantes dans les différentes parties de la machine asynchrone à rotor massif lors de son fonctionnement.

Le calcul des pertes électriques sont pour le moins facile a déterminer, contrairement au calcul des pertes fer qui est un champ vaste loin d'être épuisé, donc plus difficile a déterminé. Dans ce chapitre nous avons contourné le problème en utilisant la méthode des éléments finis (2D), sous environnement F.E.M.M 4.2.

Une connaissance exacte de la distribution des pertes est indispensable pour le calcul de l'élévation de la température, qui forme l'un des objets majeurs de la modélisation thermique qui sera faite dans le prochain chapitre.

Chapitre IV

*Modélisation thermique de la
machine asynchrone a rotor
massif*

IV.1 Introduction

La conversion de l'énergie électromécanique dans les machines électriques s'accompagne de pertes (électromagnétique et mécanique) qui se transforment en énergie calorifique. Ceci se traduit par des élévations de température à l'intérieur de la machine. Le transfert de chaleur se fait essentiellement par conduction thermique des parties actives internes vers le milieu ambiant où la chaleur est cédée par convection et rayonnement.

Dans ce chapitre, nous commençons par une brève description des divers modes de transmission de chaleur ainsi que les lois qui les régissent. Puis, nous montrons comment appliquer ces lois aux configurations rencontrées dans les machines tournantes.

Nous allons aussi définir le problème thermique du moteur asynchrone à rotor massif à l'aide du logiciel F.E.M.M 4.2 en utilisant la méthode des éléments finis.

IV.2 Description des modes de transfert de chaleur dans les moteurs électriques

Nous venons de constater que les moteurs électriques sont le siège de nombreuses sources de chaleur d'origines variées et de localisations diverses. La dissipation de cette production de chaleur est régie par trois modes de transfert : le transfert de chaleur par conduction, par convection, et par rayonnement.

IV.2.1 Transfert par conduction

Ce mode de transfert a lieu au sein d'un même milieu. Il opère aussi bien dans les parties solides du moteur que dans l'air environnant. Ces transferts de chaleur obéissent à la loi de Fourier qui stipule que le vecteur densité de flux thermique $\vec{\varphi}$ est proportionnel au gradient local de la température T . Pour un milieu isotrope.

$$\vec{\varphi} = -\lambda \cdot \overrightarrow{\text{grad}T} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

$\vec{\varphi}$: Densité du flux de chaleur [W/m²] ;

λ : Conductivité thermique [W.m⁻¹.K⁻¹] ;

T : Température [K] ;

Cette grandeur positive dépend du matériau et de la température. Plus la valeur de la conductivité est élevée, plus le matériau conduit la chaleur. La conductivité thermique des solides est généralement plus importante que celle des liquides. En ce qui concerne les gaz, elle est souvent très faible.

Dans le cas des machines électriques, la conductivité des matériaux est relativement bien connue, à l'exception peut-être de celle des tôles magnétiques. En effet, un empilement de tôles constitue le stator. La conductivité thermique selon la direction radiale est connue et correspond à celle de l'acier constituant les tôles. La situation est différente pour la direction axiale. Nous avons constaté dans la première partie que les tôles sont relativement minces pour éviter la création de courants de Foucault. De plus, celles-ci sont imprégnées, ce qui crée une résistance thermique difficile à évaluer. La conductivité thermique axiale du paquet de tôles sera alors plus faible que celle obtenue par la direction radiale.

Un bilan d'énergie et l'expression de la loi de Fourier conduit à l'équation générale de conduction de chaleur.

$$\rho_m C_p \frac{\partial T}{\partial t} = \text{div}(\lambda \overrightarrow{\text{grad}T}) + q \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

ρ_m : La masse volumique [$\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$] ;

C_p : La capacité thermique massique [kg.m^{-3}] ;

q : La production volumique de chaleur [W.m^{-3}] ;

IV.2.1.1 Résistance thermique

La loi de Fourier (IV.1) est analogue à la loi de l'électrocinétique $\vec{j} = -\sigma \overrightarrow{\text{grad}V}$. On peut donc définir des tubes de flux thermique de « résistance thermique ».

$$R = \frac{l}{\lambda.S} \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

l : Longueur du trajet du flux de chaleur [m] ;

S : Section traversée par le flux de chaleur [m^2] ;

Dans la mesure où les trajets des flux thermiques sont identifiés, on peut associer des résistances thermiques en série ou en parallèle pour traiter des problèmes largement hétérogènes.

IV.2.1.2 Résistance thermique de contact

Lors des assemblages industriels, la formation d'interfaces solide-solide, ne peut donner lieu a un contact parfait entre ses solides ; en effet, la présence de cavité due a la rugosité des surface et à l'épaisseur très mince d'oxyde, peut fortement influencer la résistance thermique équivalente ; cette résistance thermique de contact est donc une propriété physique qui dépend essentiellement de :

- La conductivité thermique des solides en contact.
- L'état des surfaces (rugosités).
- La nature de fluide emprisonné.

Le schéma de la figue (IV.1) illustre l'effet du contact imparfait entre deux solides. La résistance de contact lors de l'écoulement de la chaleur à travers l'interface s'écrit comme suit :

$$R_{ct} = \frac{1}{h_{ct}S_{cont}} \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

h_{ct} : Coefficient de contact en [$\text{W/m}^2\text{C}$] ;

S_{cont} : Surface de contact en [m^2] ;

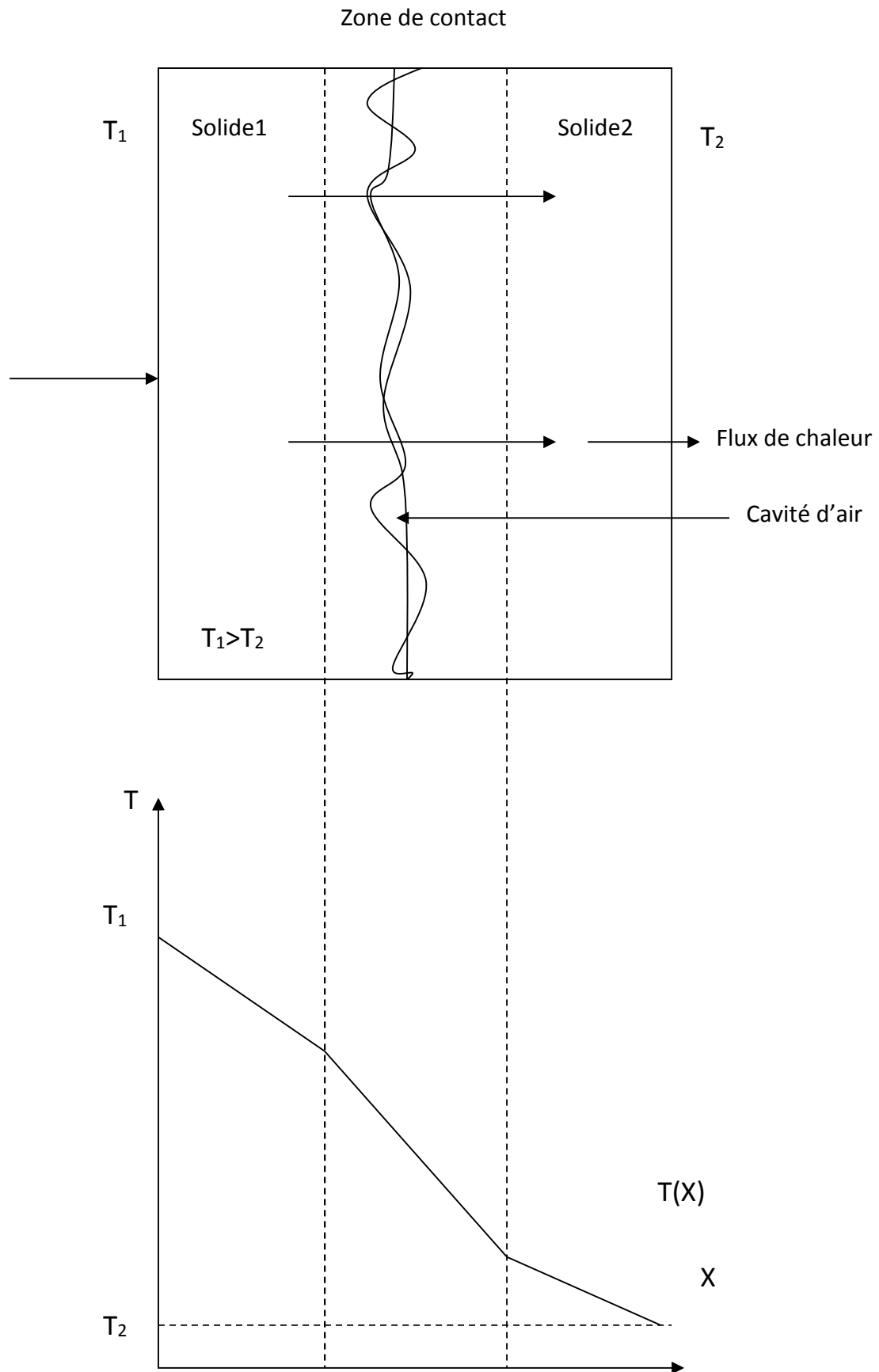


Figure VI.1: Schématisation de contacts imparfaits entre deux solides

IV.2.2 Transfert par convection

Les transferts de chaleur par convection sont des phénomènes que l'on retrouve très fréquemment dans la vie courante. Ce sont des transferts de chaleur avec transfert de masse par l'intervention d'un fluide (gaz ou liquide). On distingue plusieurs types de convection.

La convection naturelle se produit lorsque le fluide en contact avec la paroi se déplace naturellement. Ce déplacement, de vitesse modérée, est créé par une variation de la masse volumique du fluide, elle-même liée à une différence de température. La convection forcée intervient lorsque le mouvement est imposé au fluide. Lorsque les deux phénomènes sont comparables (variation de la masse volumique et vitesse imposée), on parle alors de convection mixte.

Pour chaque type de convection, on peut définir les deux termes suivants. La convection est dite externe si l'objet solide est placé dans le fluide (typiquement il s'agit de la convection sur les parois externes du moteur électrique). A l'opposé, la convection est dite interne si le fluide est guidé par les parois de l'objet ou s'il est totalement confiné dans un espace clos (par exemple, on parlera de convection interne pour les échanges convectifs au sein de l'entrefer).

Les transferts de chaleur par convection sont généralement modélisés par une relation linéaire entre flux et température qui s'écrit.

$$\varphi_P = h \cdot (T_P - T_{réf}) \quad (IV.5)$$

Avec :

$T_{réf}$: Est la température de référence. Celle-ci est généralement destinée à moyenniser l'ensemble du champ de température dans le fluide. Le choix de cette température de référence est à définir avec précaution ;

h : Est le coefficient d'échange convectif. Sa valeur dépend de la configuration et de la nature du régime d'écoulement, de la vitesse et des propriétés thermo-physiques du fluide. Le Calcul de ce coefficient se fait par le biais du passage à un nombre caractéristique adimensionnel : le nombre de Nusselt Nu .

L'utilisation de ce nombre de Nusselt permet une caractérisation intrinsèque de la surface d'échange et permet d'assurer une universalité de résultats, alors réutilisables dans d'autres configurations. Ce nombre de Nusselt montre, pour une interface fluide-solide, le rapport entre la convection au niveau de la surface et la conduction dans le fluide. Il s'exprime alors de la manière suivante :

$$N_U = \frac{h \cdot L_{réf}}{\lambda} \quad (IV.6)$$

Avec :

$L_{réf}$: Etant la grandeur caractéristique de référence ;

L'expression du nombre de Nusselt dépend du type de convection (naturelle, forcée ou mixte) et de la configuration géométrique étudiée. Elle est généralement déterminée de manière empirique.

IV.2.3 Transfert par rayonnement

Le rayonnement est un transfert d'énergie sous forme d'ondes électromagnétiques. Il faut savoir que tout corps à une température supérieure à 0 Kelvin émet des ondes électromagnétiques. Une partie de l'énergie radiative reçue par un corps est absorbé, le reste est transmis ou réfléchi.

On appelle corps noir un émetteur idéal qui est capable d'absorber intégralement le rayonnement reçu. Les parois des moteurs électriques ne sont généralement pas considérées comme des corps noirs. Elles peuvent être considérées plutôt comme diffuses, grises et opaques. Ceci implique que le facteur de transmission τ est nul. De plus, l'émissivité ε et le facteur d'absorption α sont égaux et indépendants de la longueur d'ondes et de la direction d'émission ou d'incidence. On définit également le facteur de réflexion ρ_{fr} . Les différents facteurs sont reliés entre eux par la relation suivante : $\alpha + \rho_{fr} + \tau = 1$. Ce qui donne dans notre cas particulier de surfaces diffuses, grises et opaques.

$$\varepsilon = \alpha = 1 - \rho_{fr} \quad (IV.7)$$

Les flux radiatifs sont relativement complexes à écrire et dépendent fortement de la configuration étudiée. Par exemple, dans le cas d'un entrefer d'un moteur électrique, le flux échangé entre le rotor et le stator peut s'exprimer de la manière suivante.

$$\Phi_{r \leftrightarrow s} = \frac{S_r \cdot \sigma (T_r^4 - T_s^4)}{\frac{1 - \varepsilon_r}{\varepsilon_r} + \frac{1}{F_{rs}} + \frac{1 - \varepsilon_s S_r}{\varepsilon_s S_s}} \quad (IV.8)$$

Où :

S_r et S_s : Sont les surfaces respectives du rotor et du stator ;

T_r et T_s : Sont les températures respectives du rotor et du stator ;

σ : Est la constante de Stefan-Boltzmann ($\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$ [W.m⁻².K⁻⁴]) ;

ε_r et ε_s : Sont les émissivités respectives du rotor et du stator ;

F_{rs} : Est le facteur de forme entre le rotor et le stator ; C'est un nombre sans dimension qui représente la fraction du flux total hémisphérique du rotor qui atteint le stator. Dans le cas d'un entrefer de faible épaisseur et de longueur importante, on peut considérer que le facteur de forme F_{rs} vaut 1, autrement dit que tout ce qui est émis du rotor atteint le stator.

Dans les cas plus complexes d'enceintes fermées, autrement dit lorsque l'on considère un ensemble de parois se faisant faces les unes aux autres, il faut faire appel à des méthodes plus complexes pour déterminer les températures et les flux échangés dans la cavité. On peut alors appliquer la méthode des radiosités. Une radiosité, notée J , est constituée du flux émis et du flux réfléchi. Par exemple, pour une enceinte fermée, la radiosité J_i de la surface S_i elle est égale à l'émittance propre de cette surface augmentée de la partie réfléchie, par unité de surface, du flux en provenance de toutes les surfaces (y compris si celle-ci est concave).

IV.3 Modèles thermiques des moteurs asynchrones

Le but principal d'une modélisation thermique d'une machine est de prédéterminer son comportement thermique correspondant à une répartition de pertes connues. D'une manière générale, une réalisation d'un modèle suit les grandes étapes suivantes:

- définition de la géométrie et découpage de la machine en blocs élémentaires.
- définition des modèles élémentaires.
- détermination des coefficients intervenants dans les équations du bilan.
- écriture des systèmes d'équations des modèles thermiques.
- validation du modèle.

Ces différentes étapes sont Suivies de manière plus ou moins apparente selon l'historique de l'analyse thermique des machines électriques. Quoiqu'il en soit, certaines étapes sont incontournables.

IV.3.1 Transfert de chaleur dans un moteur électrique

Les pertes de puissance active dans un moteur électrique sont transformées en énergie calorifique qui tend à chauffer les différents éléments du moteur. Pour mieux cerner le problème sur l'analyse thermique, il faut analyser comment se fait le mécanisme de transfert de chaleur au sein du moteur et avec le milieu externe. En effet, ces quantités de chaleur vont chauffer les différents matériaux du moteur jusqu'à l'équilibre entre les sources et les quantités de chaleur échangées avec le milieu extérieur.

Pour le moteur, le problème réside dans le fait que ses différents éléments constitutifs ne peuvent pas supporter la même température, ni transférer la chaleur de la même façon (isolants, fer, cuivre, air, etc.), donc on ne peut prendre le système comme un seul élément.

Une machine électrique tournante présente une très forte hétérogénéité thermique, conséquence des propriétés des différents matériaux (divers isolants et conducteurs, présence de l'air, etc.) qui la constitue et l'écoulement s'en trouve compliqué.

La Figure (IV.2) montre les trois modes de transfert de chaleur habituels dans une machine électrique : la conduction, la convection et la radiation, mais à des proportions différentes selon le cas. Vu que la majorité des sources de chaleur se trouvent au sein des matériaux, la conduction prédomine malgré l'existence de certains matériaux mauvais conducteurs de chaleur.

La convection se rencontre surtout sur les bouts, dans l'entrefer et à l'extérieur du moteur. Sa prise en compte dépend aussi du modèle adopté (2D ou 3D), des hypothèses adoptées et des caractéristiques du moteur. Enfin, la radiation est présente dans toutes les parties du moteur. Mais, on tient à faire remarquer qu'en raison des températures relativement basses, la contribution des échanges radiatifs est très mineure. Pour la machine étudiée, nous avons retenu un découpage basé sur la carte des échanges thermiques de la Figure (IV.2). Ce découpage comprend dix blocs :

- | | |
|----------------------------------|-------------------|
| 1- Carcasse (carter + flasques). | 6- Fer rotorique. |
| 2- Culasse statorique. | 7- Arbre. |
| 3- Dent statorique. | 8- Roulement. |
| 4- Encoche statorique. | 9- Entrefer. |
| 5- Têtes de bobines. | 10- Air interne. |

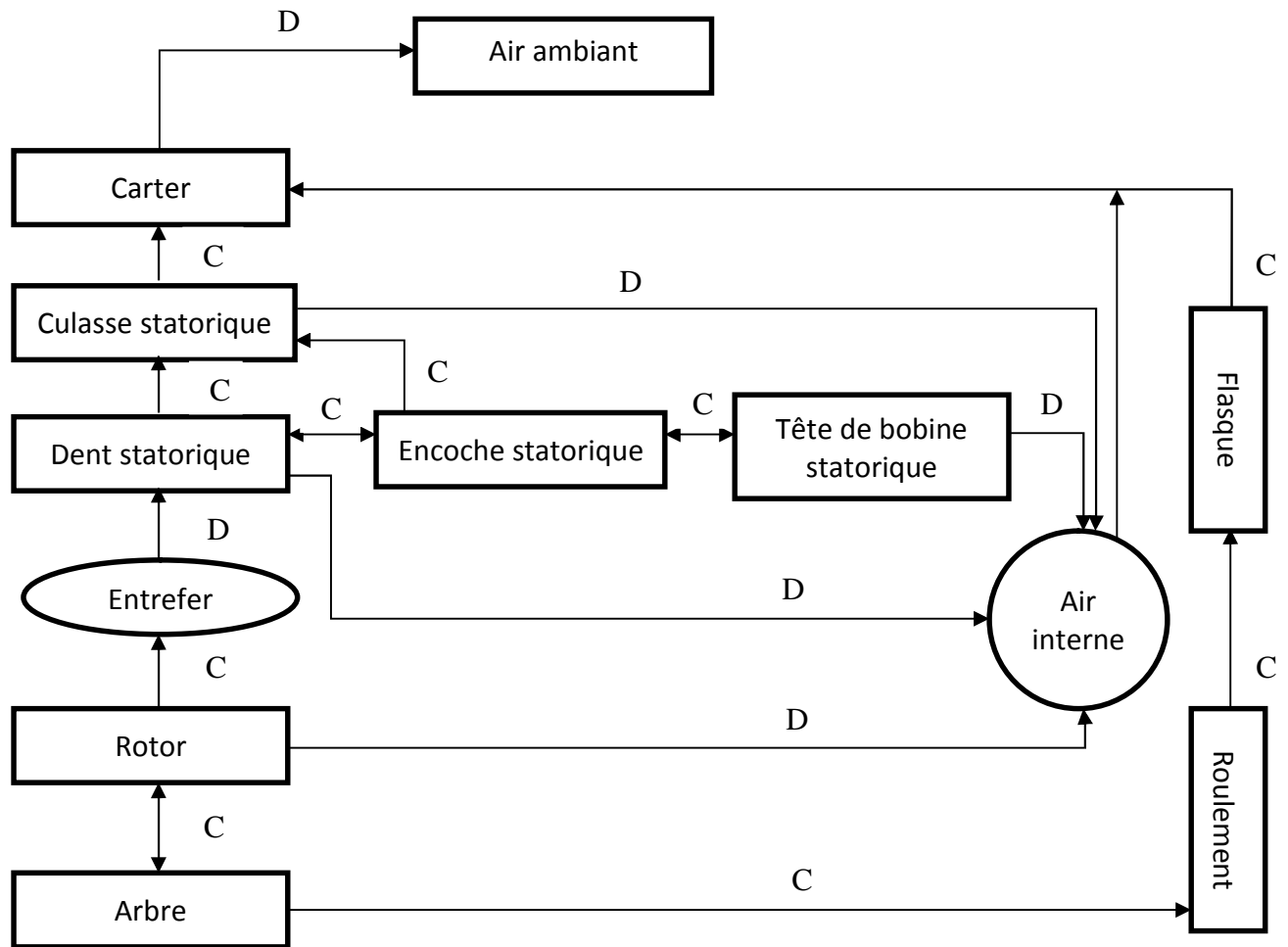


Figure VI.2: Echanges thermiques dans une machine asynchrone à rotor massif

C : Conduction D : Convection

IV.4 Modélisation thermique du moteur asynchrone a rotor massif

IV.4.1 Méthode d'étude

La modélisation thermique des machines électriques est un problème crucial, et de nombreux travaux y ont été consacrés. Certains de ces travaux s'appuient sur des résultats antérieurs notamment pour la modélisation nodale tout en tirant bénéfice des moyens de calcul modernes. Actuellement, on utilise de plus en plus la modélisation numérique basée sur la méthode des éléments finis.

IV.4.1.1 Méthode nodale

Cette méthode de modélisation, très ancienne [38], [39], consiste à ramener l'étude du comportement thermique à un schéma équivalent électrique en utilisant des résistances et des capacités thermiques. Les pertes constituent alors les sources de courant et le potentiel aux différents nœuds donne la température.

Nous rappelons sur la Table (IV.1) l'analogie thermoélectrique.

Grandeurs thermiques	Grandeurs électriques
Puissance calorifique	Courant électrique
Température	Tension
Conductance thermique	Conductance électrique
Capacité calorifique	Capacité électrique

Tableau IV.1: Analogie thermoélectrique

En régime permanent, on détermine les températures aux nœuds en résolvant le système suivant :

$$[G]\{\theta\} = \{q_s\} \quad (IV.9)$$

Où :

$[G]$: Est la matrice des conductances thermiques ;

$\{\theta\}$: Est le vecteur des températures inconnues ;

$\{q_s\}$: Est le vecteur des sources de chaleur;

En toute première approximation, on peut schématiser la machine par un ou deux corps. Les modèles ainsi établis se prêtent à des calculs analytiques simples. Ils concernent surtout les actionneurs de petite taille (à courant continu ou synchrone à courant alternatif) où les pertes sont bien localisées [40]. Par contre, ils conviennent beaucoup moins aux machines asynchrones où les pertes sont davantage réparties entre stator et rotor. On utilise alors des modèles à 3 corps (bobinage statorique, fer statorique et rotor) [41] ou mieux encore, des modèles à 5 corps, Figure (IV.4), où l'on tient compte des têtes de bobines [42], [43].

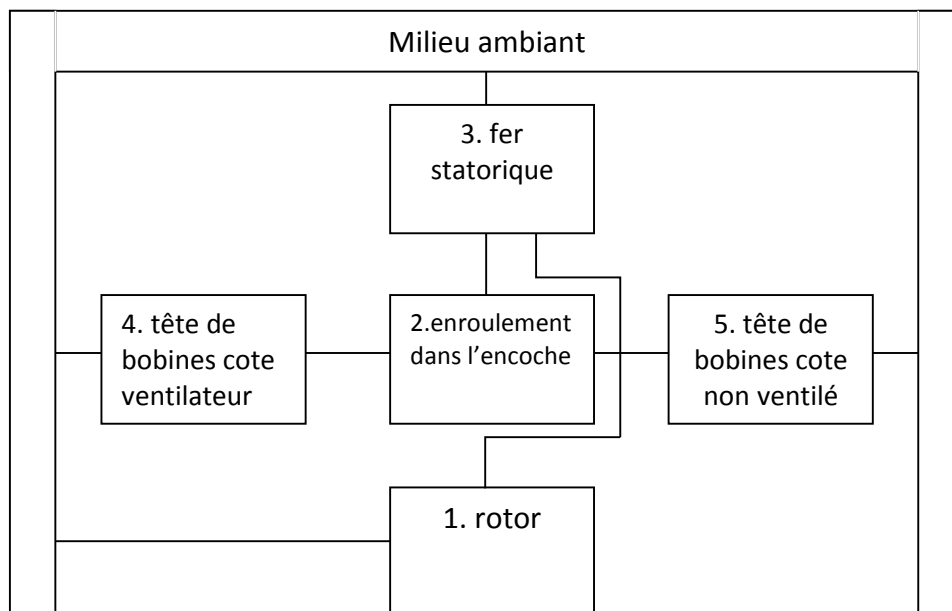


Figure VI.3: Découpage à 5 corps du moteur à asynchrone

IV.4.1.2 Méthode des éléments finis

Les méthodes d'analyse nodale sont actuellement relayées par des méthodes plus globales comme les éléments finis. Ces dernières sont fréquemment développées sur le plan thermique. Comparée à la méthode des différences finies, la méthode des éléments finis permet, entre autres, de traiter des frontières à configurations compliquées et des discontinuités dans les propriétés des matériaux. Les résultats obtenus par Bousbaine permettent de conclure que la méthode des éléments finis est indéniablement supérieure à la méthode nodale, en plus elle est recommandée lorsque le gradient de température n'est plus négligeable dans les matériaux actifs.

Cependant, cette supériorité et cette précision sont conditionnées par la précision des informations thermo-physiques des matériaux, des données d'entrée (sources de chaleur), de la connaissance de la géométrie et des simplifications appliquées au modèle. Les simplifications apportées lors de l'édification du modèle étaient les causes principales de la divergence des résultats en température que l'on obtient par la méthode des éléments finis par rapport aux mesures. Les valeurs de la température sont toujours inférieures à celles obtenues par la méthode nodale et la mesure [44].

Sur une vue axiale, Figure (IV.3), les modèles permettent de prendre en compte les flux de chaleur des parties frontales de la machine. Néanmoins, on balaie des régions différentes selon la position angulaire, encoche ou dent, de sorte qu'aucune configuration étudiée ne peut faire apparaître simultanément les encoches et les dents.

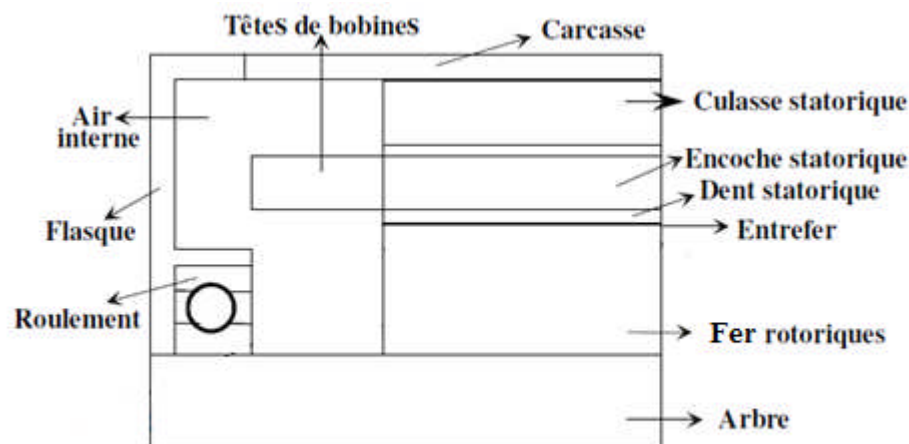


Figure VI.4: Vue 2D axiale de la moitié d'un moteur asynchrone

IV.5 Présentation du logiciel F.E.M.M 4.2 (Heat flow problem)

L'adresse des problèmes de flux de chaleur par F.E.M.M 4.2 est essentiellement des problèmes de conduction thermique en régime permanent. Ces problèmes sont représentés par un gradient de température M (analogue à l'intensité du champ \vec{E} pour des problèmes électrostatiques) et la densité de flux thermique φ (analogue à densité flux électrique, φ , pour des problèmes électrostatiques).

La densité de flux de chaleur doit obéir à la loi de Gauss, qui dit que le flux de chaleur à l'extérieur d'un volume fermé est égal à la génération de chaleur dans le volume qui est l'analogie du problème électrostatique, cette loi est représentée sous forme d'équation différentielle :

$$\text{div}\vec{\varphi} = P \quad (\text{IV.10})$$

Où :

Le gradient de température et la densité de flux de chaleur sont également reliés les uns aux autres par l'intermédiaire de la relation constitutive :

$$\vec{\varphi} = \lambda M \quad (IV.11)$$

Où :

λ : Est la conductivité thermique ;

La conductivité thermique est souvent une fonction faible de température.

F.E.M.M 4.2 permet la variation de la conductivité en fonction de la température arbitraire.

En fin de compte, on est généralement intéressés à discerner la température T plutôt que la densité de flux de chaleur ou de gradient de température. La température est liée au gradient de température M par:

$$M = -\overrightarrow{\text{grad}}T \quad (IV.12)$$

Substituant (IV.12) dans la loi de Gauss et en appliquant la relation constitutive donne une dérivée partielle du second ordre :

$$-\text{div}(\lambda \overrightarrow{\text{grad}}T) = P \quad (IV.13)$$

F.E.M.M 4.2 résout (IV.13) pour la température T sur un domaine défini par l'utilisateur avec des sources de chaleur définies par l'utilisateur et les conditions limites.

IV.5.1 Pré-processeur

Le pré-processeur est utilisé pour dessiner la géométrie des problèmes, en définissant les matériaux et les conditions aux limites. Le processus de construction des problèmes de flux de chaleur est mécaniquement presque identique à la construction de problèmes magnétiques. La boîte de dialogue des limites de la propriété est utilisée pour spécifier les propriétés des segments de ligne ou arc segments qui doivent être les limites du domaine de solution. La première sélection dans la boîte de dialogue est le nom de la propriété.

La sélection suivante est la liste déroulante Type « BC ». Ceci indique le type de condition limite. Actuellement, F.E.M.M 4.2 problèmes de flux de chaleur prennent en charge les types de limites suivantes: Température fixe, flux de chaleur, convection, rayonnement, périodique et anti-périodiques.

IV.5.2 Post-processeur

Le fonctionnement du post-processeur de flux de chaleur est très semblable à celui du post-processeur magnétique.

Le post-processeur fonctionne toujours dans l'un des trois modes, en fonction de la tâche réalisé. Ces modes sont les suivants:

- Mode Valeurs Poin
- Mode Line Values : Les intégrales de ligne actuellement pris en charge sont les suivants:
 - Différence de température : Cette intégrale renvoie la différence de température entre les extrémités du contour.
 - Flux de chaleur : Cette intégrale renvoie le flux thermique total passant à travers un volume défini par extrusion ou balayage du contour défini.

- Longueur du Contour : La longueur du contour et la surface formée par extrusion.
- Température moyenne : La température moyenne le long de la ligne.
- Mode bloc Valeurs
 - Température moyenne sur le volume.
 - La section transversale du bloc.
 - Le volume du bloc.

IV.6 Conditions aux limites

Il existe six types de conditions limites pour les problèmes de flux de chaleur :

IV.6.1 Température fixe (problème de Dirichlet)

La température le long de la limite est fixée à une valeur prescrite.

IV.6.2 Flux de chaleur (problème de Neumann)

Le flux de chaleur φ à travers une limite est prescrit. Cette condition limite peut être représentée mathématiquement comme suit :

$$\lambda \left(\frac{\partial T}{\partial n} \right) + \varphi = 0 \quad (\text{IV.14})$$

Où :

$\frac{\partial}{\partial n}$: Dérivée partielle par rapport à la normale ;

IV.6.3 Convection (problème mixte ou de Fourier)

La convection se produit si la limite est refroidie par un écoulement fluide. Cette condition limite peut être représentée comme suit:

$$\lambda \left(\frac{\partial T}{\partial n} \right) + h(T_P - T_{réf}) \quad (\text{IV.15})$$

Où :

h : Est le coefficient de transfert de chaleur ;

T_P : Est la température ambiante de refroidissement du fluide ;

IV.6.4 Radiation

Le flux de chaleur par rayonnement peut être décrit mathématiquement comme suit :

$$\lambda \left(\frac{\partial T}{\partial n} \right) + \varepsilon \sigma (T_P^4 - T_{réf}^4) = 0 \quad (\text{IV.16})$$

Où :

ε : Est l'émissivité de la surface (une valeur sans dimension comprise entre 0 et 1) ;

σ : Est la constante de Stefan-Boltzmann ;

IV.6.5 Périodique

A des conditions aux limites périodiques rejoint deux frontières ensemble. Dans ce type de condition limite, les valeurs limites sur les points correspondants des deux limites sont fixées égales entre elles.

IV.6.6 Anti-périodiques

La condition limite anti-périodiques rejoint également deux ensembles limites. Toutefois, les valeurs limites sont faites pour être d'amplitude égale mais opposée de signe.

Si aucune des conditions aux limites sont définies explicitement, chaque limite se voit attribué une condition d'isolation (à savoir, pas de flux de chaleur à travers la frontière). Cependant, une limite non dérivé condition doit être définie quelque part (ou le potentiel doit être défini à un moment donné dans le domaine de référence), de sorte que le problème a une solution unique.

IV.7 Conclusion

Nous avons établi dans ce chapitre une représentation des différents modes de transfert de chaleur de la machine étudiée toute en donnant les lois générales qui les réagissent, puis nous avons élaboré un découpage de la machine basé sur les échanges thermiques. Une présentation de la méthode des éléments finis et du logiciel F.E.M.M 4.2 (Heat Flow Problem), et LUA Script qui sont nécessaire pour une bonne mise en œuvre du modèle thermique.

Les sources du modèle thermique sont les pertes du modèle électromagnétique ; un couplage magnétothermique au sens faible est ainsi réalisé.

Le prochain chapitre, nous discuteront les résultats obtenus du modèle électromagnétique et thermique de notre machine asynchrone à rotor massif lisse et rainuré.

Chapitre V

Application et validation des résultats

V.1 Introduction

Le problème électromagnétique peut être résolu avec différentes méthodes : analytique ou numérique. Le choix d'une méthode est lié à la complexité de la géométrie du système à étudier, la nature des matériaux et aux phénomènes mis en jeu. Auparavant, l'étude expérimentale et les méthodes d'étude basées sur des solutions analytiques simples étaient les plus utilisées pour la conception des dispositifs électromagnétiques moyennant des hypothèses simplificatrices. Actuellement, ces méthodes ne suffisent plus pour concevoir ces systèmes qui, avec les développements technologiques deviennent complexes. D'où la nécessité d'une modélisation qui permet une meilleure approche des phénomènes réels. En outre, afin de connaître l'évolution de la température en tout point de la machine, il est nécessaire de connaître la distribution précise des densités de pertes dans le moteur ; ce qui nécessite le recours aux méthodes numériques et particulièrement la méthode des éléments finis.

L'objectif visé dans ce chapitre est l'étude d'un modèle bidimensionnel des phénomènes couplés magnétiques et thermiques dans la machines asynchrone à rotor massif. Le modèle électromagnétique intègre les équations de Maxwell en formulations potentiel vecteur magnétique couplé à un modèle thermique de la machine. La méthode de résolution des équations aux dérivées partielles, en l'occurrence la méthode des éléments finis, est ensuite abordée. Un programme informatique concernant un couplage magnéto-thermique de la machine a été développé à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis F.E.M.M 4.2, nous aurons à exécuter un programme écrit en code L.U.A suivants plusieurs étapes successives toutes en respectant les conditions aux limites et les hypothèses simplificatrices.

V.2 Présentation de la machine étudiée

La machine étudiée est un moteur asynchrone à rotor massif lisse et rainuré triphasé, de puissance 7.5 Kw.

Les différentes caractéristiques géométriques des machines sont données par le tableau V.1 et l'annexe A :

Paramètres	Grandeurs	Unité
Puissance nominale	7.5	Kw
Tension nominale	380	V
Fréquence nominale	50	Hz
Nombres de pôles	4	-
Nombres de phases	3	-
Diamètre externe du stator	202	Mm
Diamètre interne du stator	125	Mm
Nombres d'encoches	36	-
Diamètre externe du rotor	124	Mm
Diamètre interne du rotor	47	Mm
Nombres d'encoche au rotor	84	-

Tableau V.1: Caractéristique du moteur à étudié

Le stator est composé d'un matériau ferromagnétique non linéaire constitué en tôle d'acier de conductivité électrique supposée nulle possédant 36 encoches dans lesquelles des enroulements triphasés en cuivre de conductivités 58.1×10^6 S/m sont constitués. Le type ainsi que les dimensions utilisées pour l'encoche statorique est montrée dans l'annexe A. Le rotor est aussi composé d'un matériau ferromagnétique constitué en acier non linéaire. De conductivité 4.30×10^6 S/m et possède 84 rainures qui est un avantage en terme de couple de la machine. La géométrie des rainures utilisées dans le rotor est illustrée dans l'annexe A. La caractéristique magnétique de l'acier rotorique et du fer statorique est montrée dans la figure V.1 et figure V.2 respectivement.

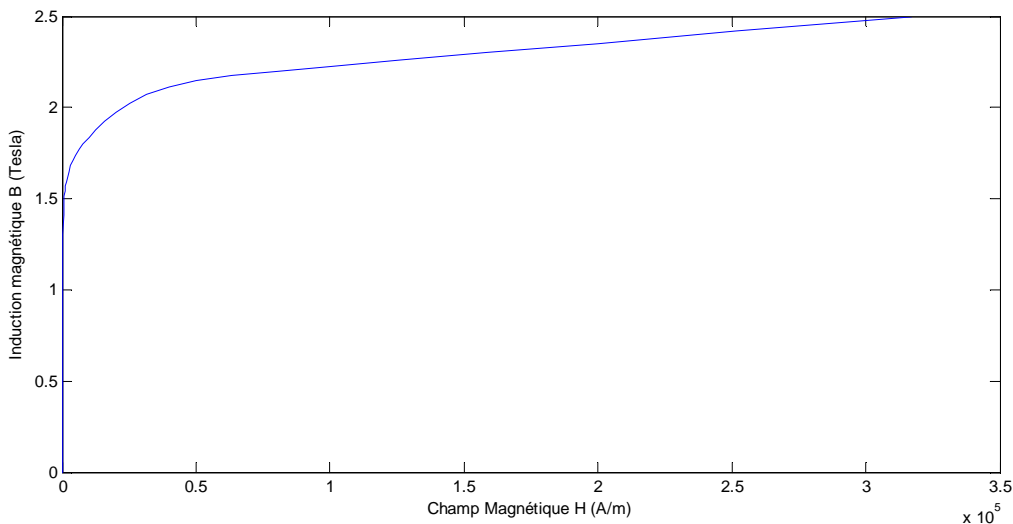


Figure V.1: Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer statorique

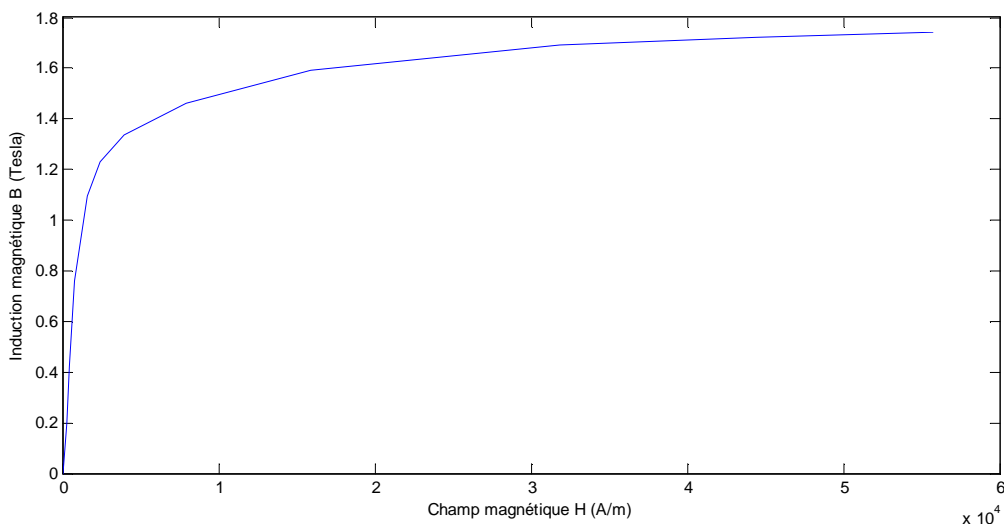


Figure V.2: Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer rotorique

V.3 Implémentation du maillage

Le maillage de la géométrie donnée par la figure V.3 et V.4 a été automatiquement réalisé en utilisant le logiciel F.E.M.M 4.2 pouvant générer une topologie de maillage optimale. Le nombre de nœuds et de triangles sont respectivement (156402) et (312442) pour un moteur à rotor massif rainuré.

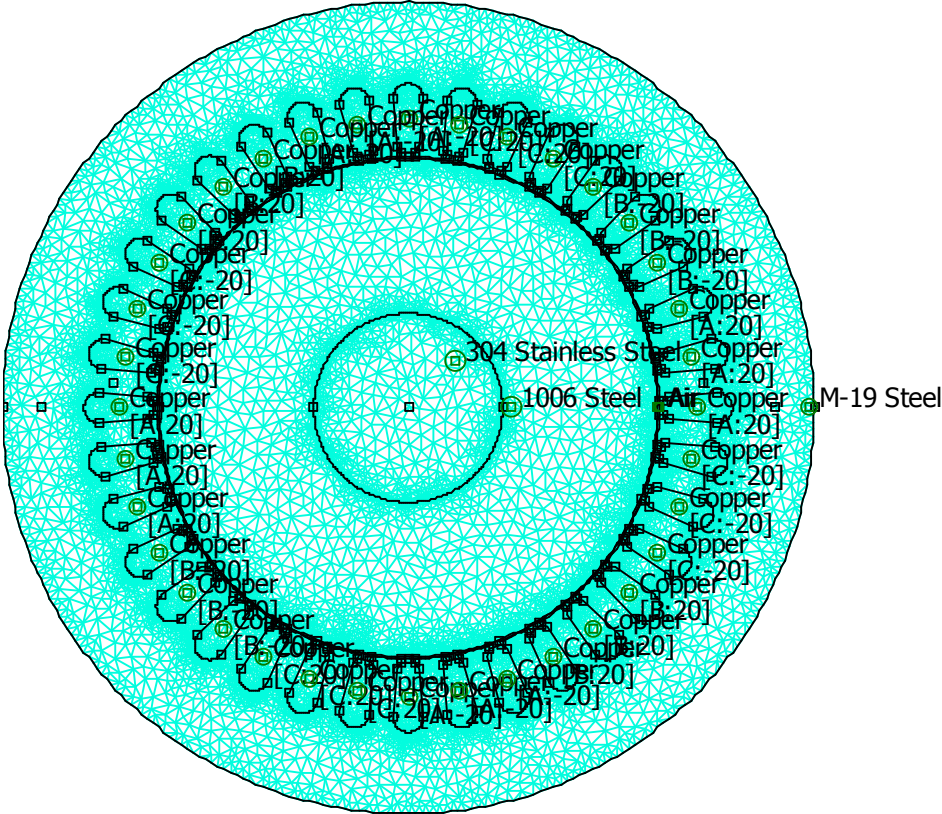


Figure V.3: Maillage de la machine asynchrone à rotor massif lisse

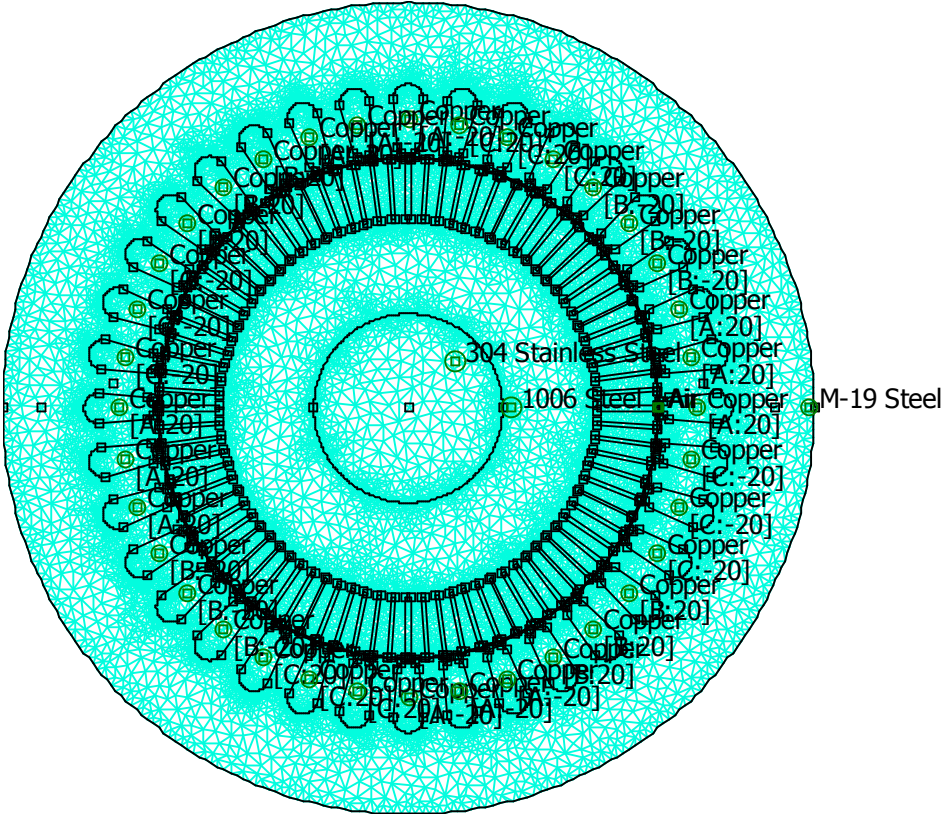


Figure V.4: Maillage de la machine asynchrone à rotor massif rainuré

V.4 Simulations et Discussion des résultats du modèle électromagnétique

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

La figure (V.5) représente les lignes de champs, à vide ($g \approx 0$) et au démarrage ($g=1$). Elle montre l'effet de la vitesse rotorique sur la pénétration des lignes de champs au niveau du rotor.

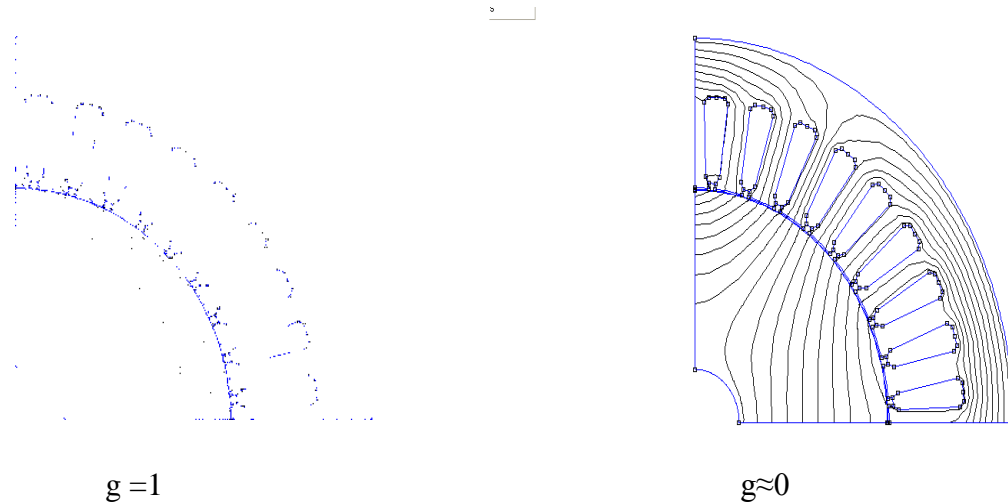


Figure V.5: Lignes de champs au démarrage et à vide

Nous représenterons les grandeurs magnétiques calculées dans l'entrefer en fonction des différents types de géométries du rotor, à savoir : un rotor massif rainuré et un rotor massif lisse. La figure V.6 et V.7 représente la distribution des inductions dans l'entrefer $g=5\%$

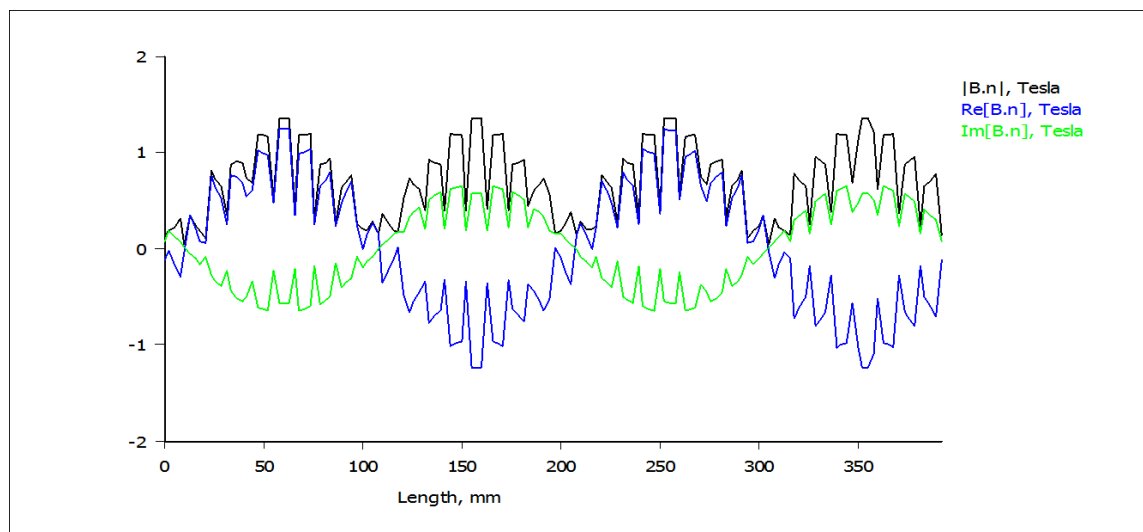


Figure V.6: Distribution des inductions de la composante normale dans l'entrefer à $g=5\%$ dans un rotor massif lisse

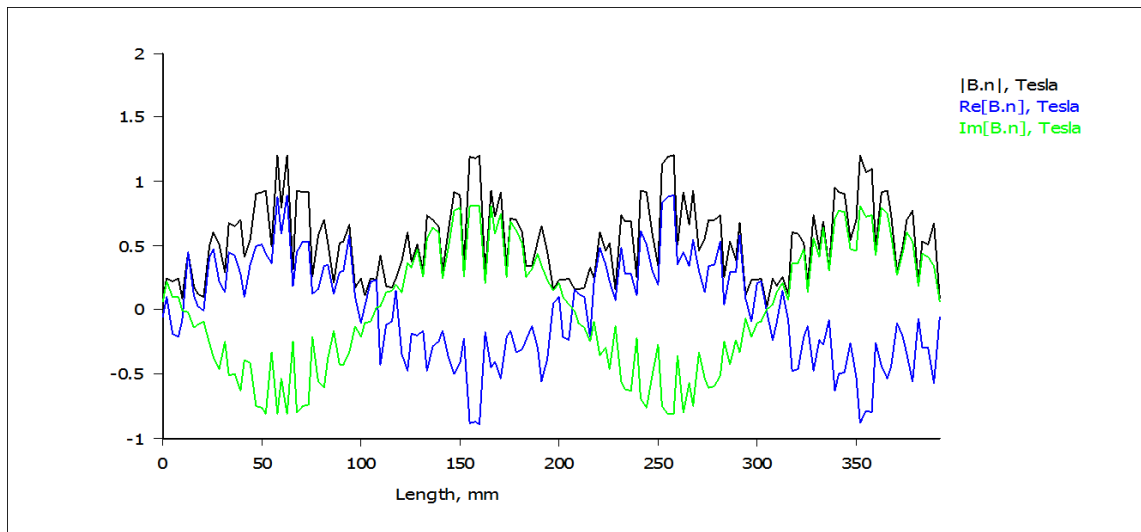


Figure V.7: Distribution des inductions de la composante normale dans l'entrefer a g=5% dans un rotor massif rainuré

La figure V.8 et V.9 illustre la répartition spatiale du module de l'induction pour un moteur asynchrone à rotor massif rainuré et lisse pour un glissement de 5%.

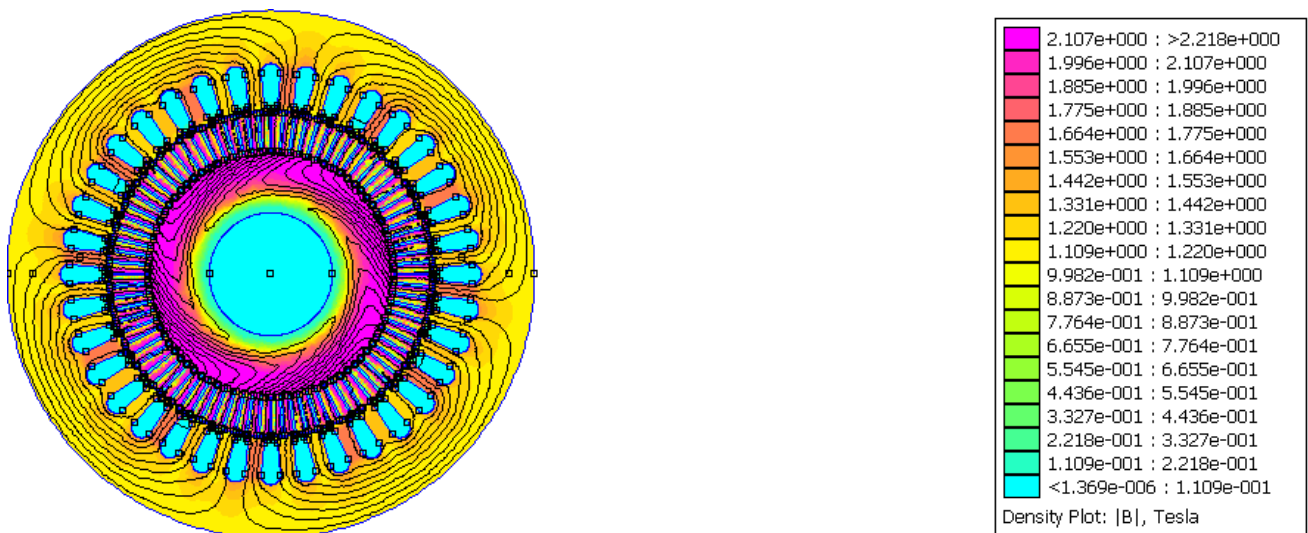


Figure V.8: Variation du module de l'induction magnétique à g=5% dans la machine asynchrone à rotor massif rainuré

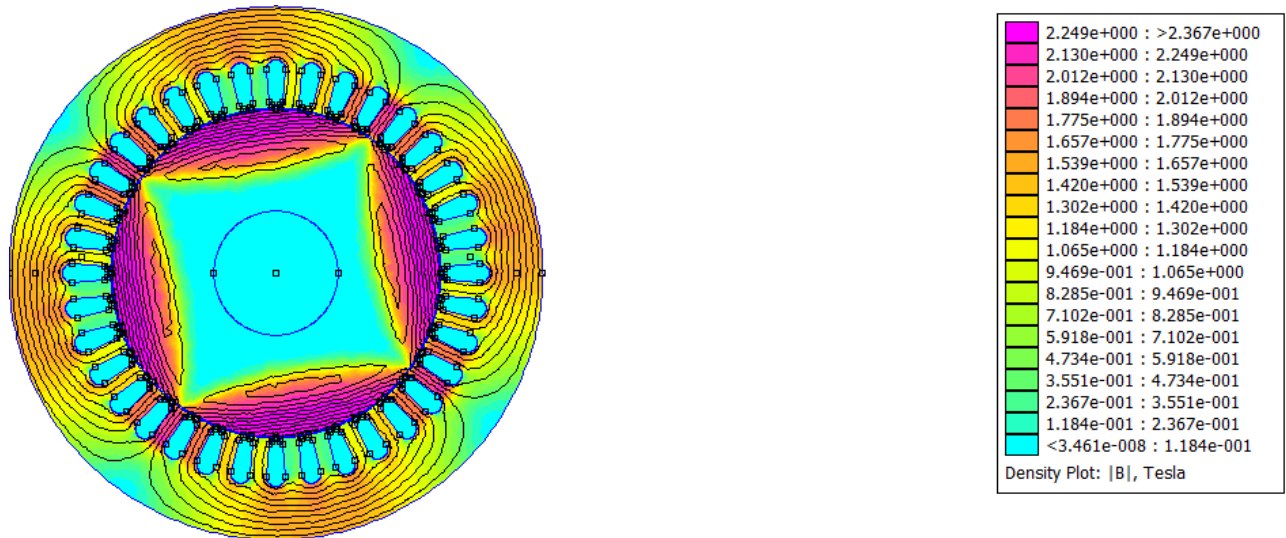


Figure V.9: Variation du module de l'induction magnétique à $g=5\%$ dans la machine asynchrone à rotor massif lisse

On constate à partir de la répartition du module de l'induction magnétique donné par la figure V.8 et V.9 que les lignes de champs prennent une forme spirale dans le rotor et cela est dû à l'interaction du champ magnétique créé au rotor par des courants induits.

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

La figure V.10 et V.11 montre la distribution de la densité des courants induits dans le rotor des moteurs asynchrones a rotor massif rainuré et lisse pour un glissement de 5%. On constate que ces courants sont plus distribués dans les dents rotoriques avec un faible niveau de pénétration dans le rotor. Ceci est peut être dû à un faible effet de peau dans le rotor.

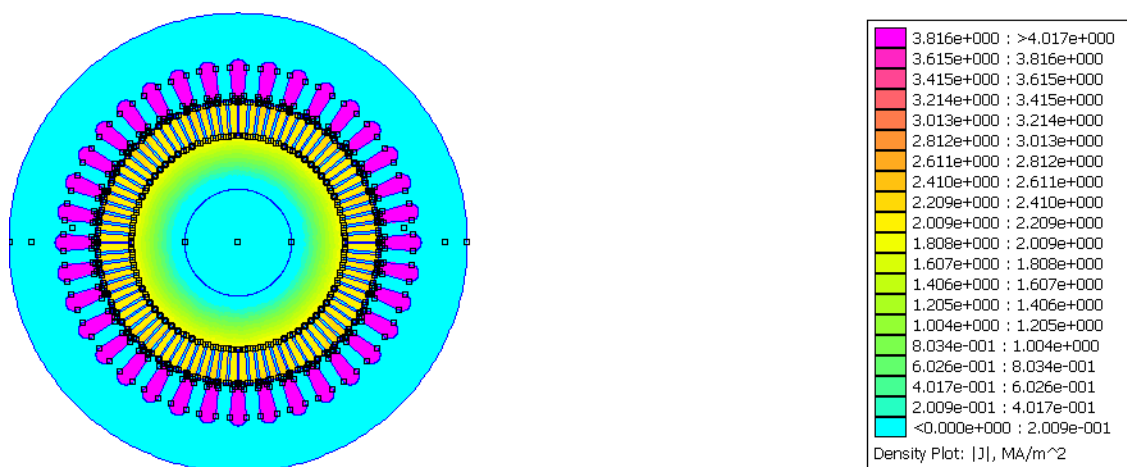


Figure V.10: Distribution des courants induits à $g=5\%$ dans une machine asynchrone à rotor massif rainuré

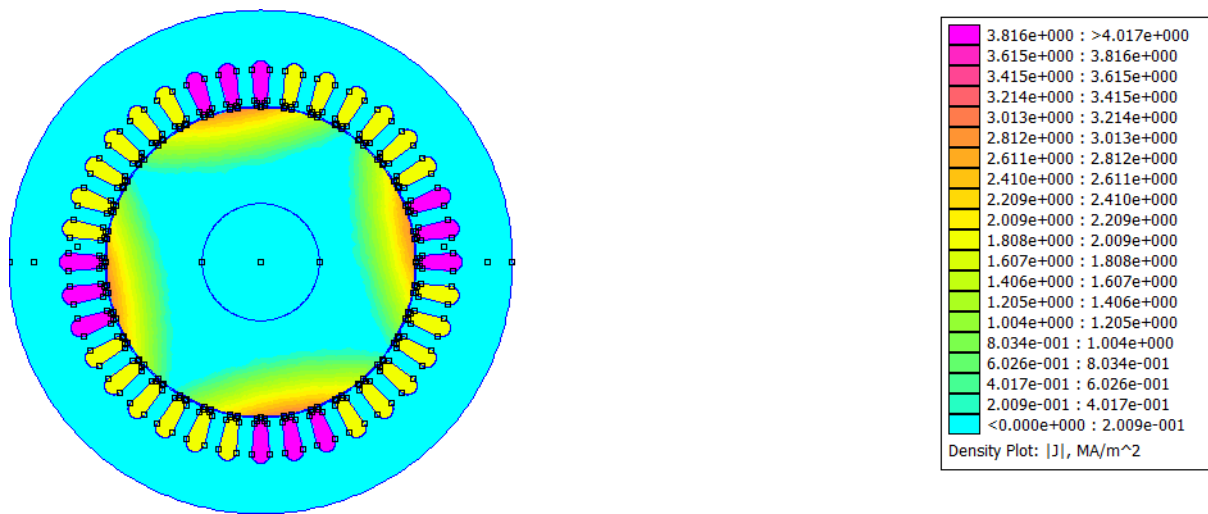


Figure V.11: Distribution des courants induits à $g=5\%$ dans une machine asynchrone à rotor massif lisse

Les caractéristiques du couple des deux moteurs asynchrones à rotor massif sont montrées dans la figure V.12. Les deux courbes du couple sont calculées en élaborant un programme écrit sous environnement L.U.A. on remarque que le couple est meilleure dans le cas d'un moteur à rotor rainuré que dans le cas d'un rotor lisse. Cela est dû à une meilleure pénétration du champ dans le cas d'un rotor rainuré que dans le cas d'un rotor lisse.

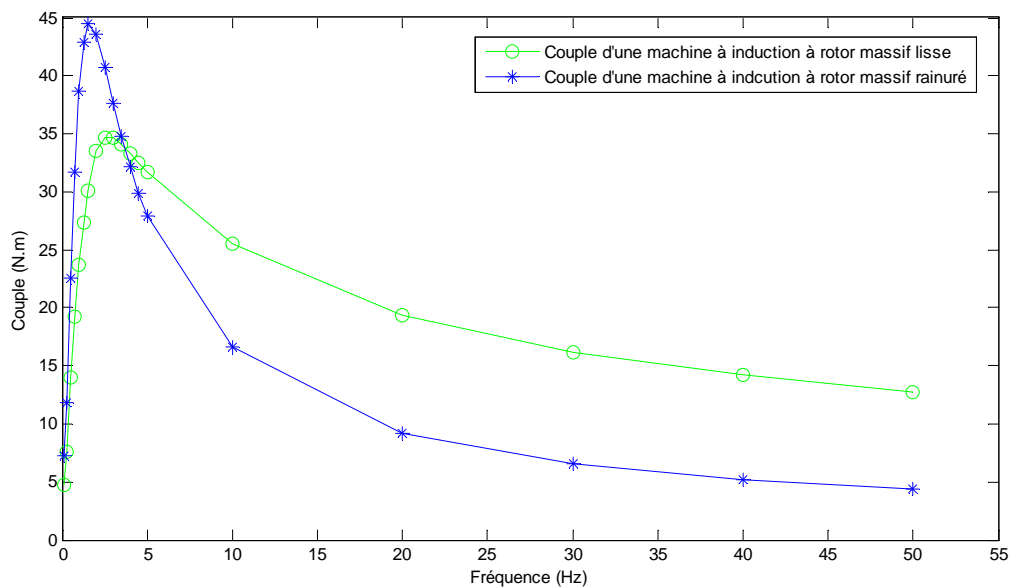


Figure V.12: Evolution du couple des deux machines à asynchrones à rotor massif.

V.5 Simulations et Discussion des résultats du modèle thermique

Les figures (V.13) et (V.14) montre les dégradés en température sur les interfaces des deux moteur étudiées. Les températures élevées se situent dans la zones ou ce concentre les

pertes joules (encoche), la répartition locale non homogène de la température dans le stator est due au fait que la rotation de l'arbre n'est prise en compte.

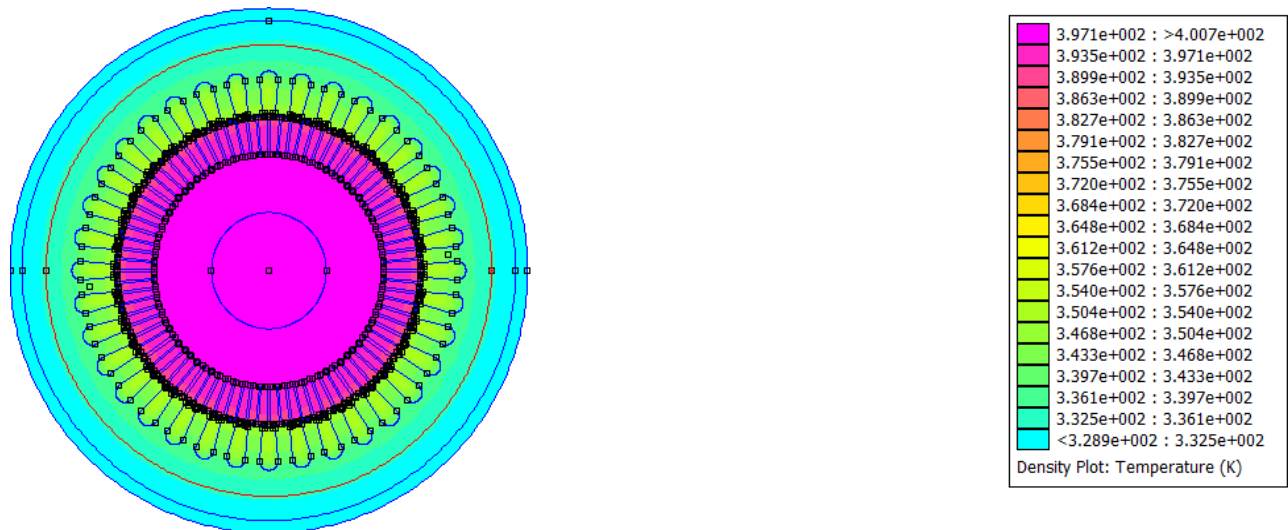


Figure V.13: Répartition de la température dans la machine asynchrone à rotor massif rainuré

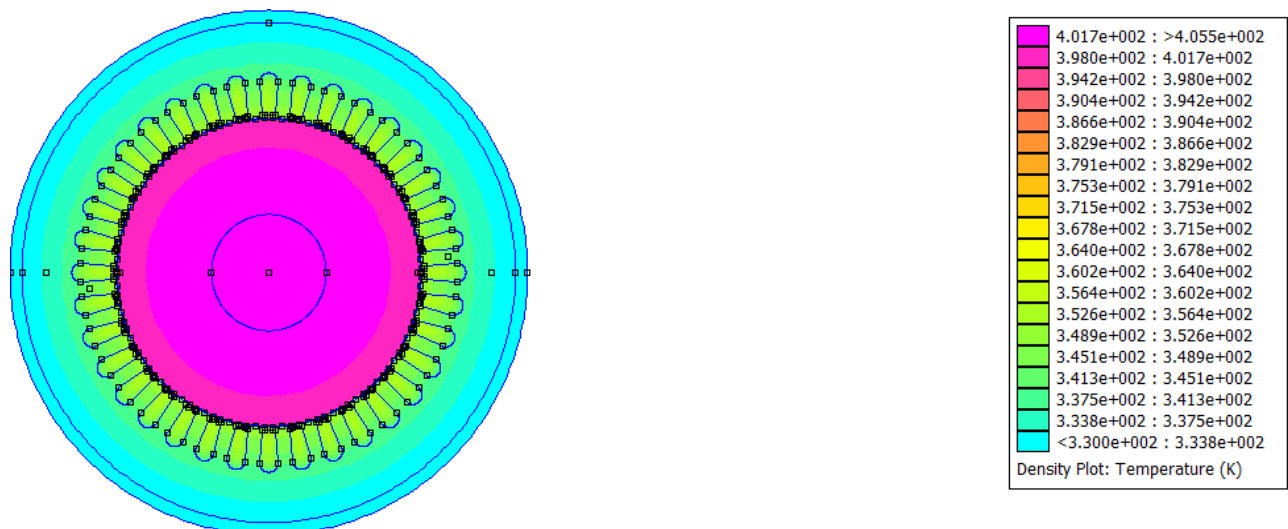


Figure V.14: Répartition de la température dans la machine asynchrone à rotor massif lisse

La répartition des isovaleurs de la température dans les différentes parties des deux moteurs étudiés est représenté par les figures V.15 et V.16 suivantes :

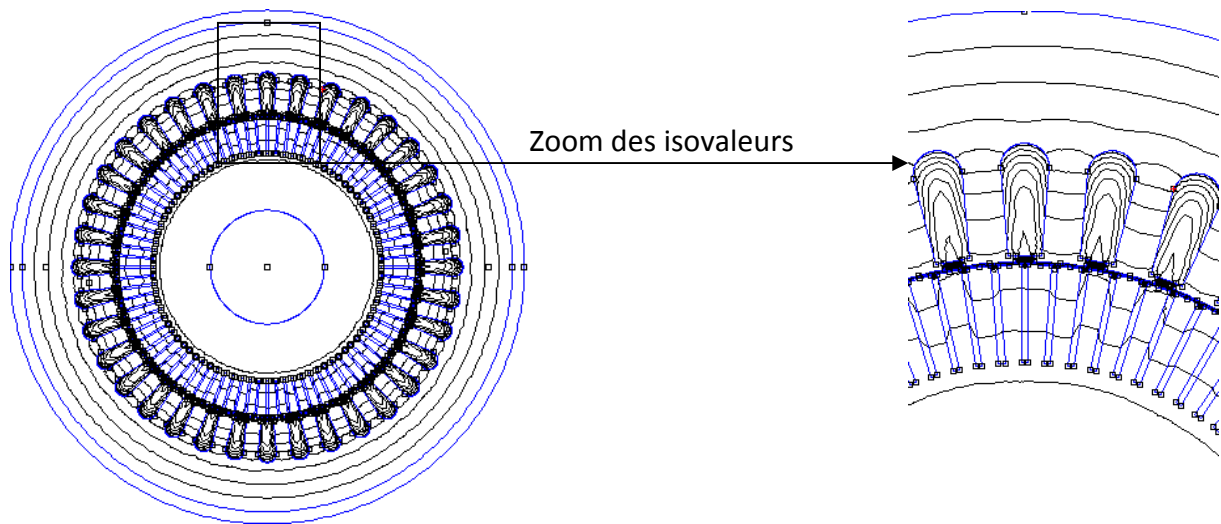


Figure V.15: Répartition des isovaleurs de températures dans la machine asynchrone à rotor massif rainuré

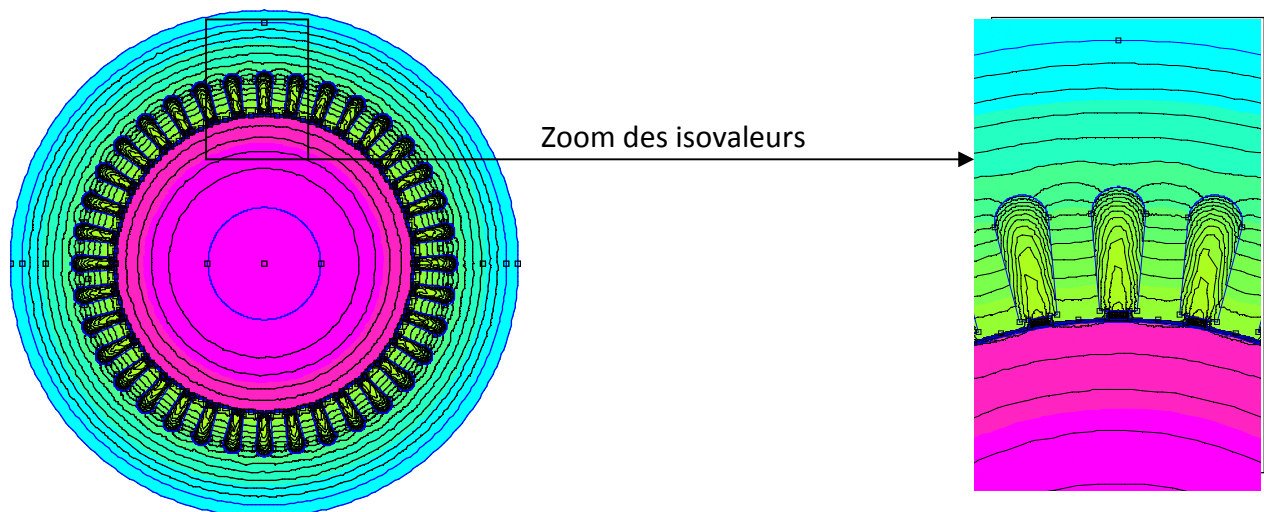


Figure V.16: Répartition des isovaleurs de températures dans la machine asynchrone à rotor massif lisse

Nous avons représentés sur les figures V.17, V.18, V.19, V.20, V.21, V.22, V.23, V.24, V.25, et V.26 la répartition de la température sur le contour des deux moteurs asynchrones a rotor massif étudié, sur le segment (radiale) et dans l'entrefer :

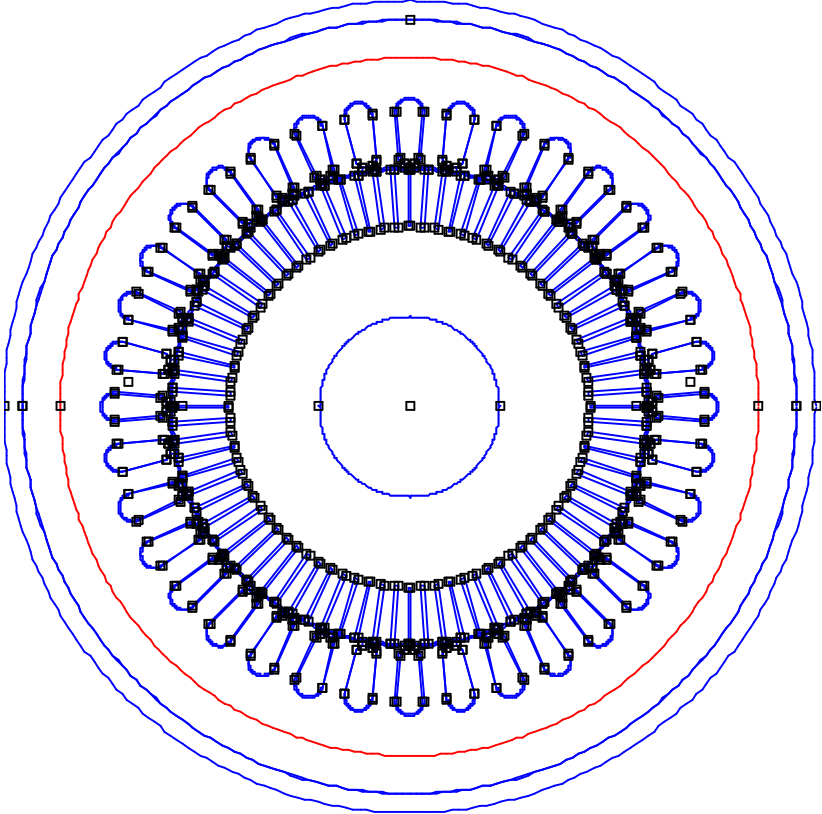
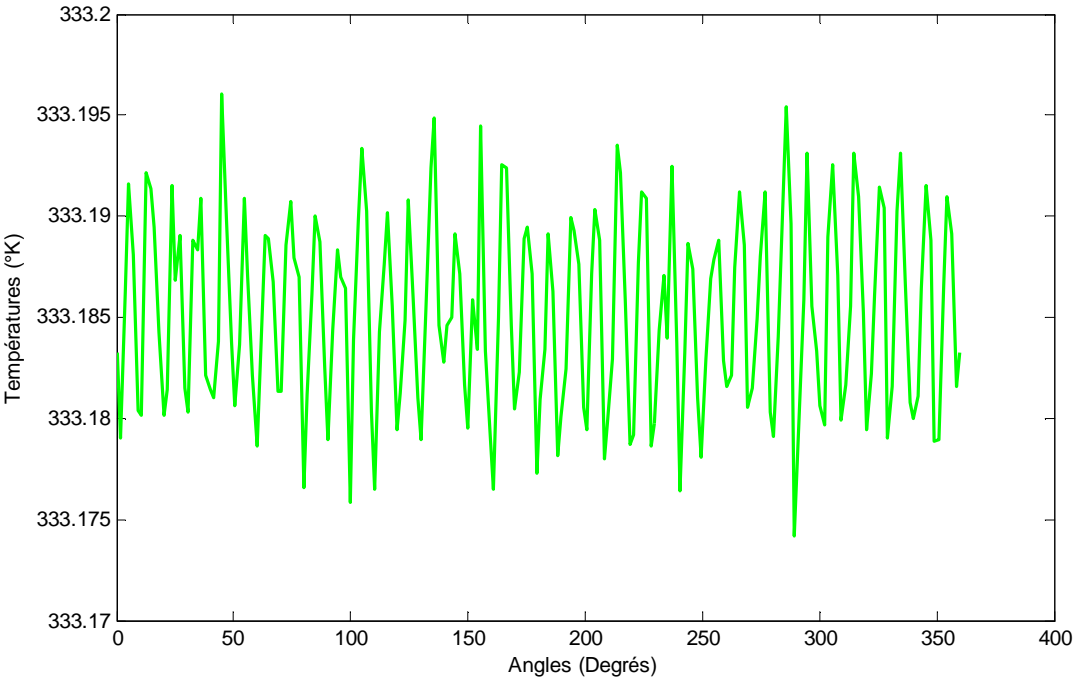


Figure V.17: Evolution de la température sur le contour de la culasse statorique de la machine asynchrone à rotor massif rainuré.

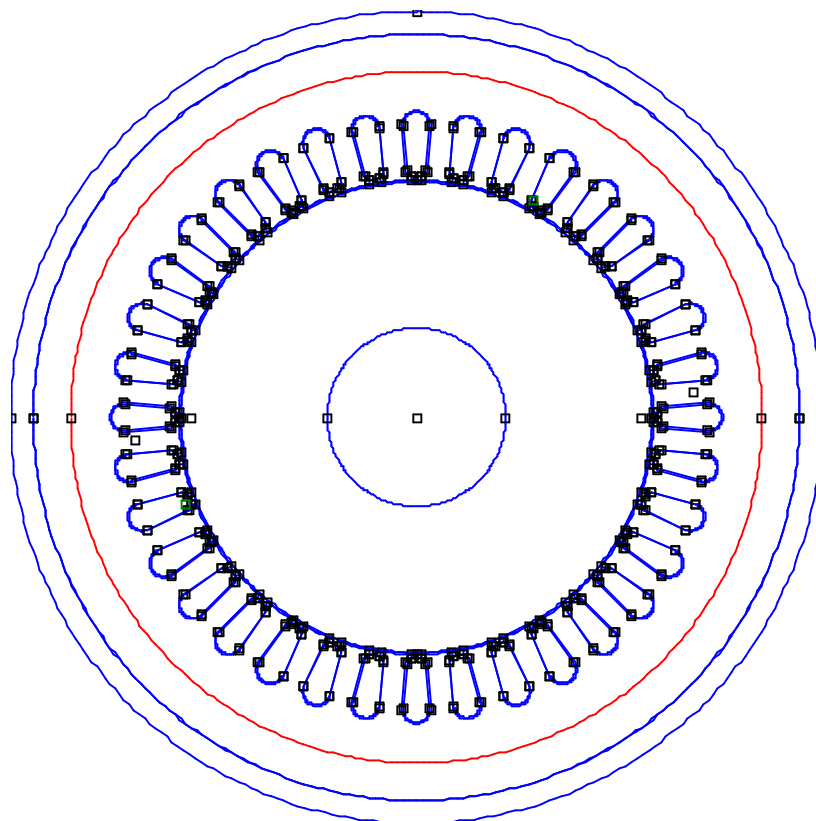
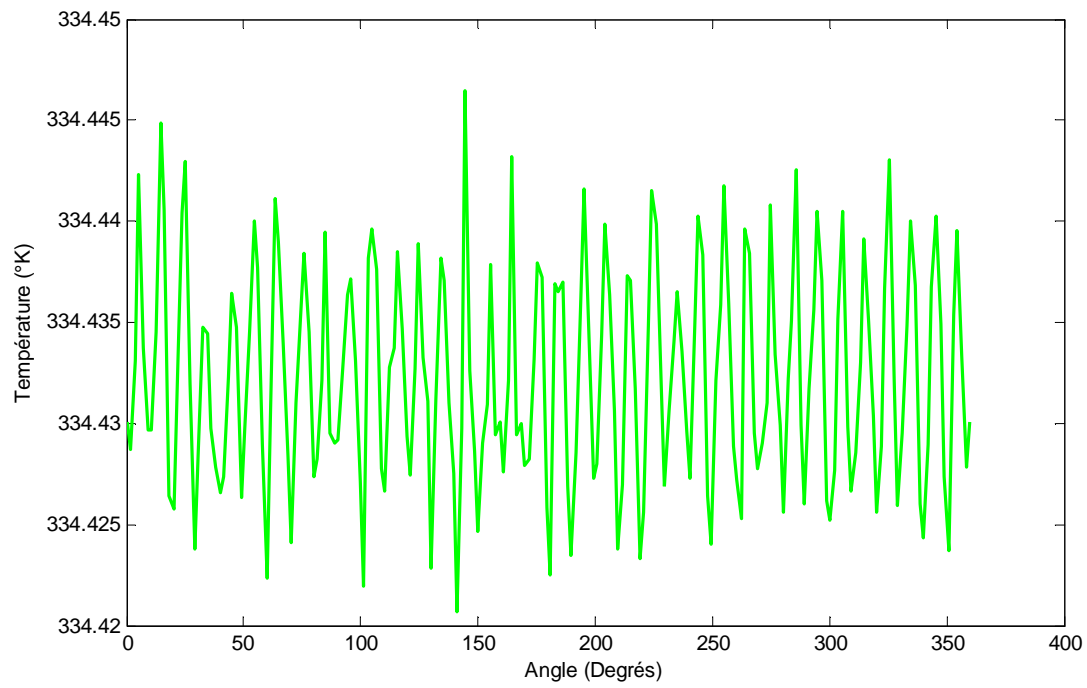


Figure V.18: Evolution de la température sur le contour de la culasse statorique de la machine asynchrone à rotor massif lisse.

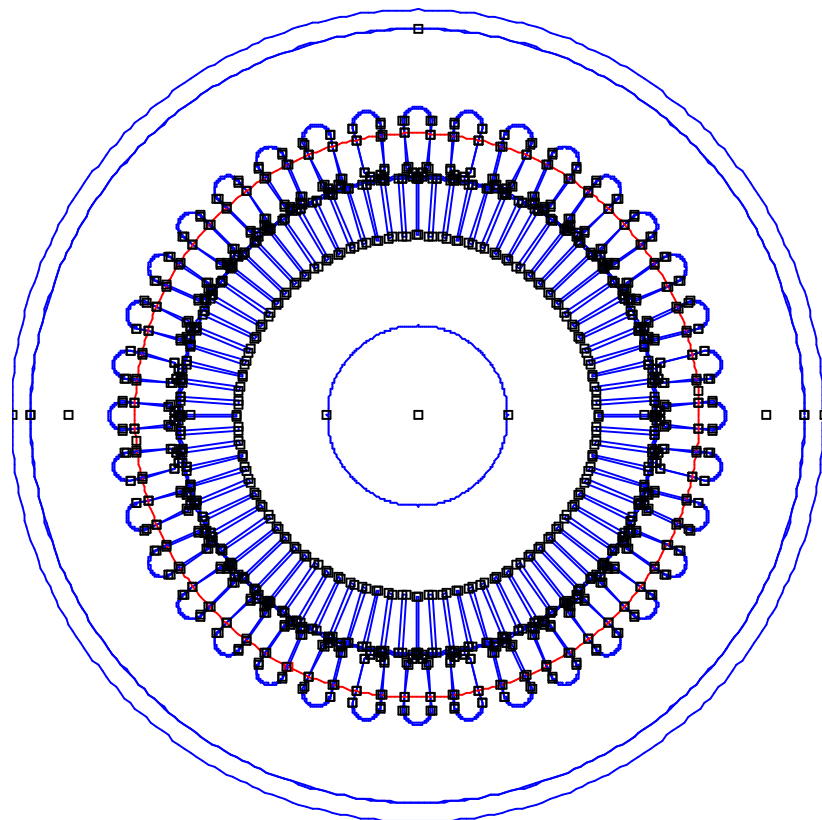
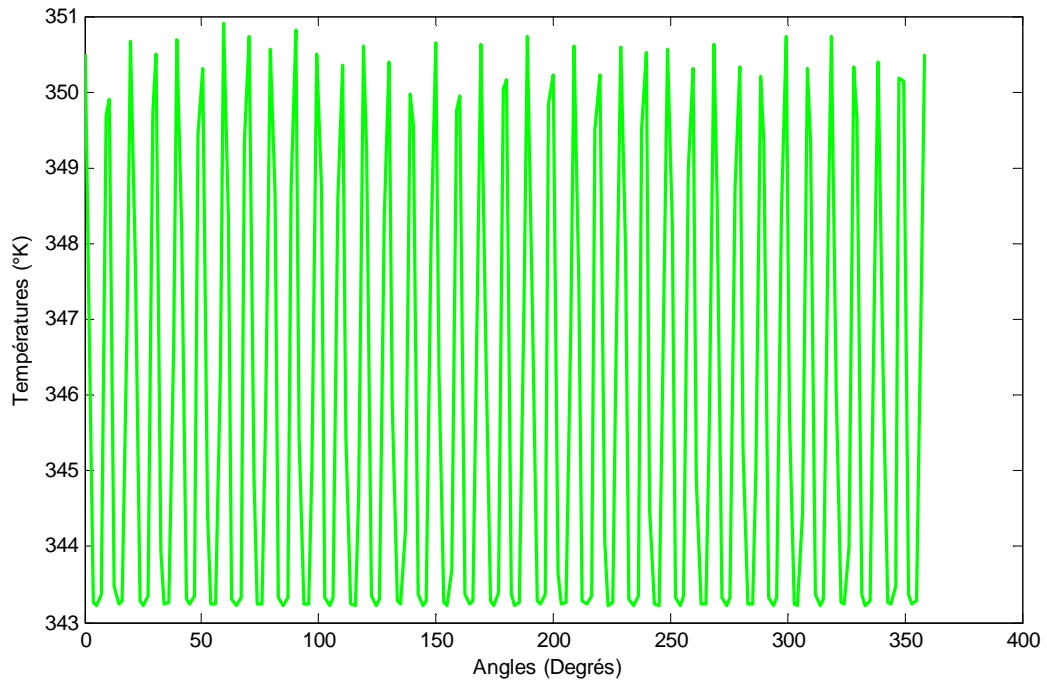


Figure V.19: Evolution de la température sur le contour des dents statorique de la machine asynchrone à rotor massif rainuré.

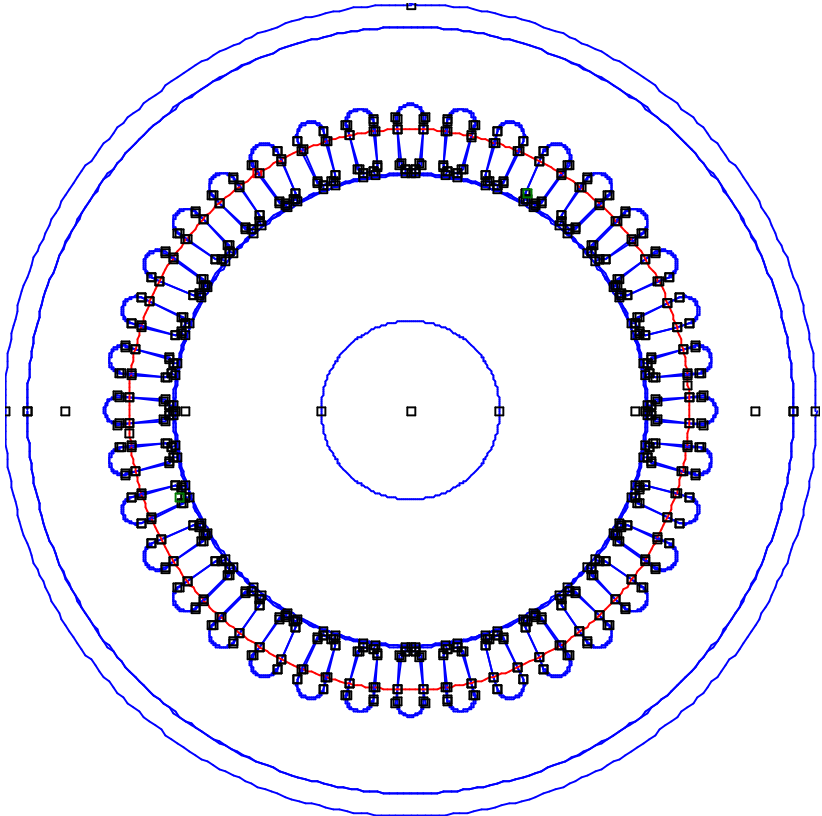
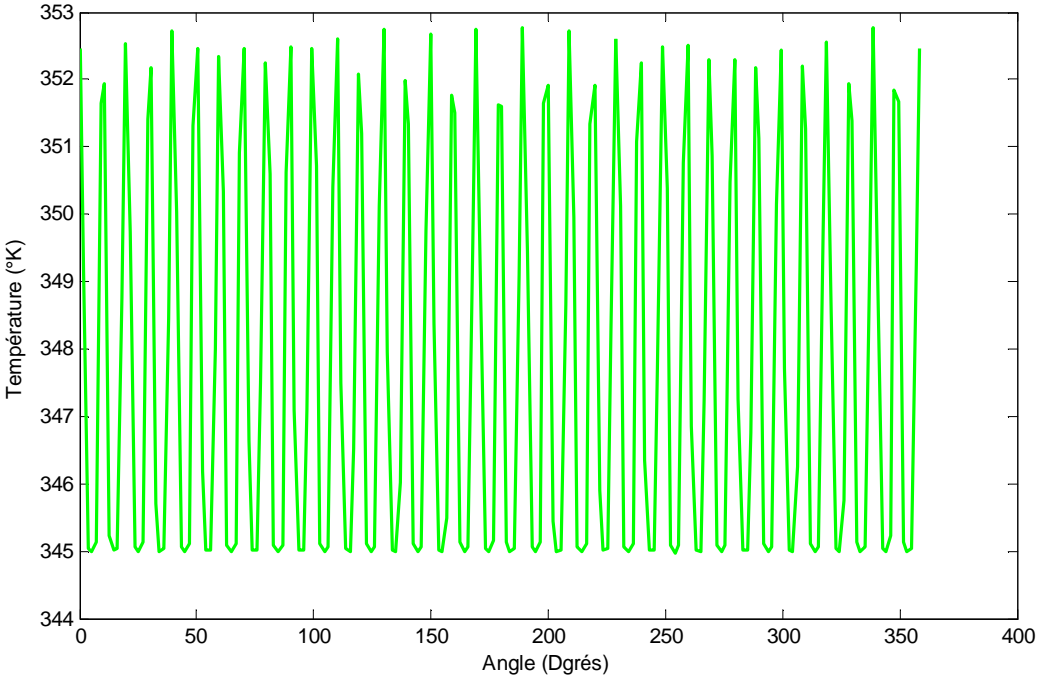


Figure V.20: Evolution de la température sur le contour des dents statorique de la machine asynchrone à rotor massif lisse.

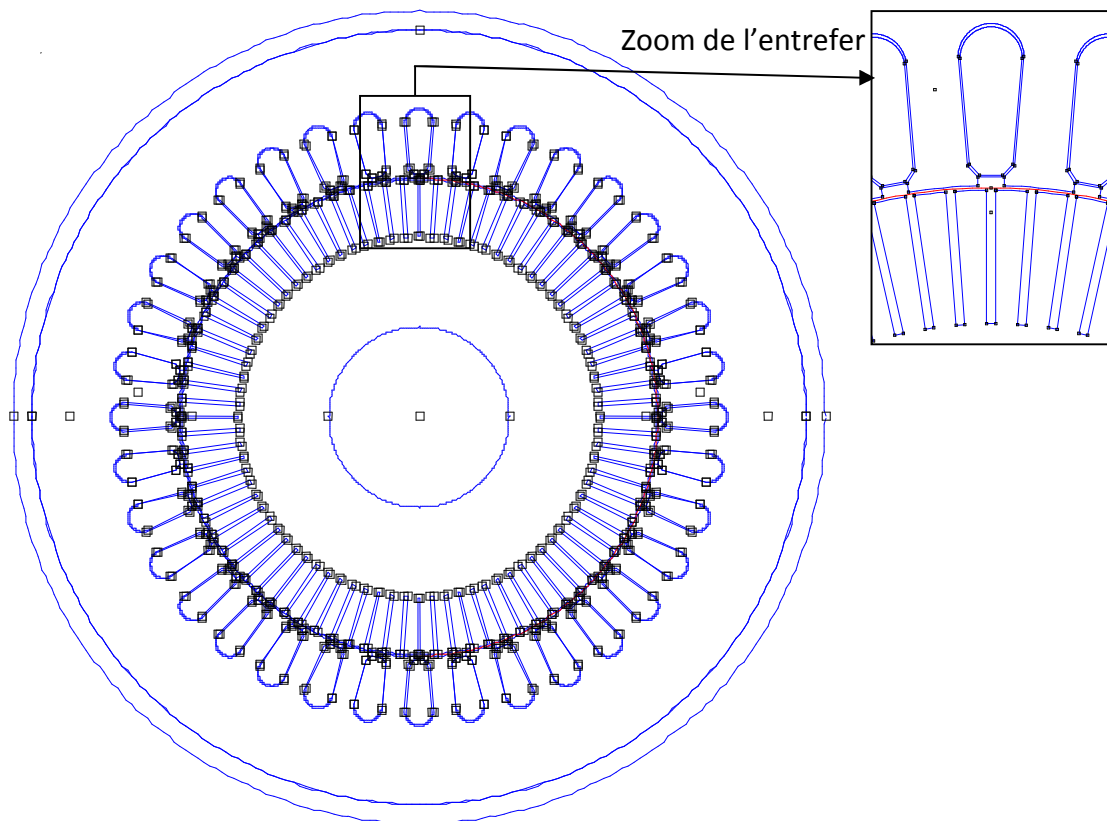
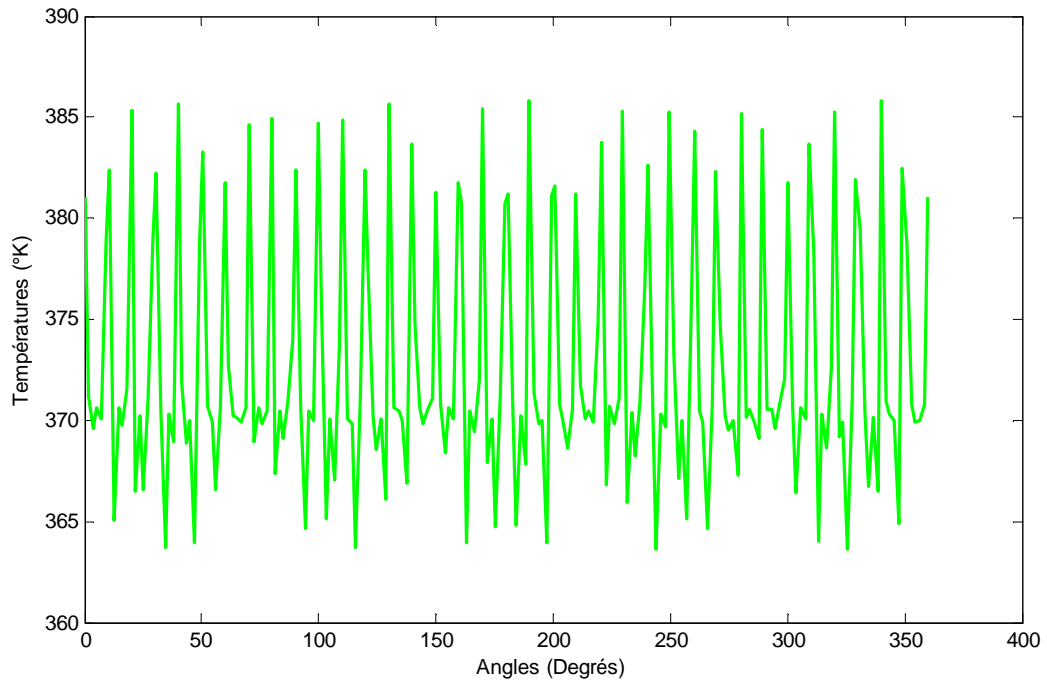


Figure V.21: Evolution de la température sur le contour dans l'entrefer de la machine asynchrone à rotor massif rainuré

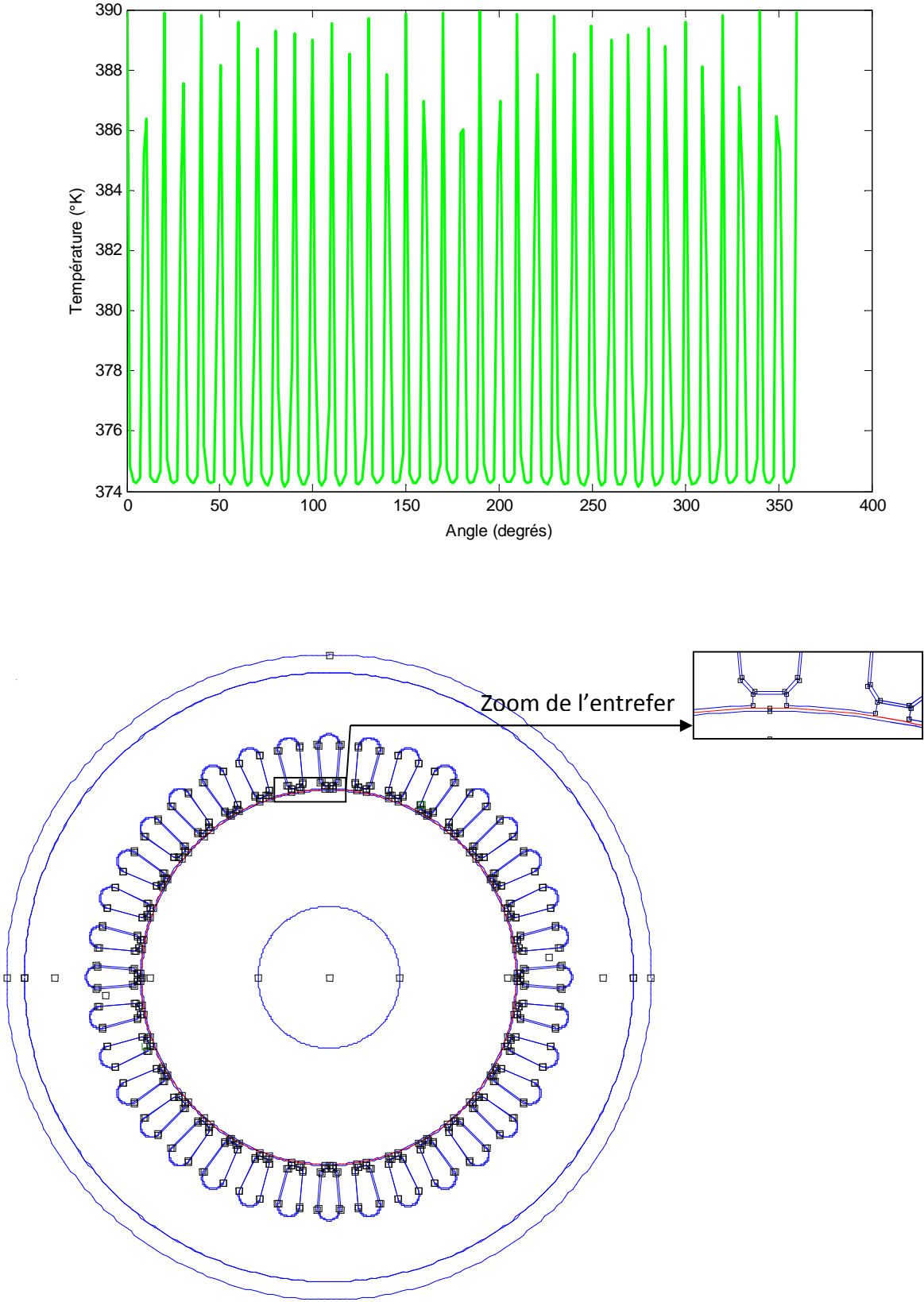


Figure V.22: Evolution de la température sur le contour dans l'entrefer de la machine asynchrone à rotor massif lisse.

La figure (V.25) montre l'allure de la température suivant une droite partant du centre du moteur en passant par le fer rotorique, l'entrefer, l'encoche, le fer statorique et la carcasse.

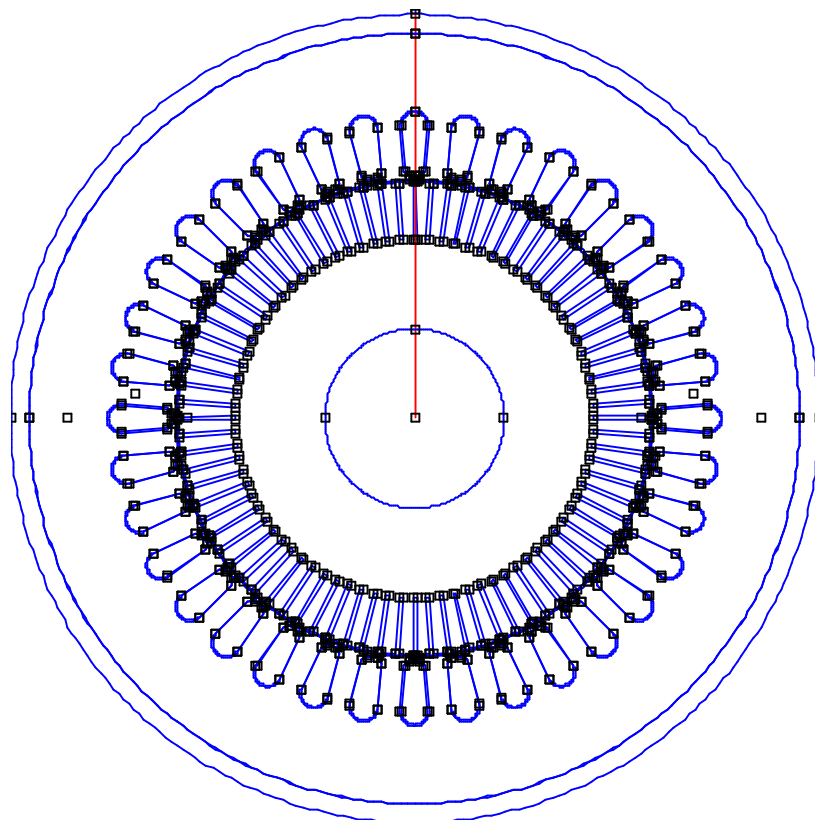
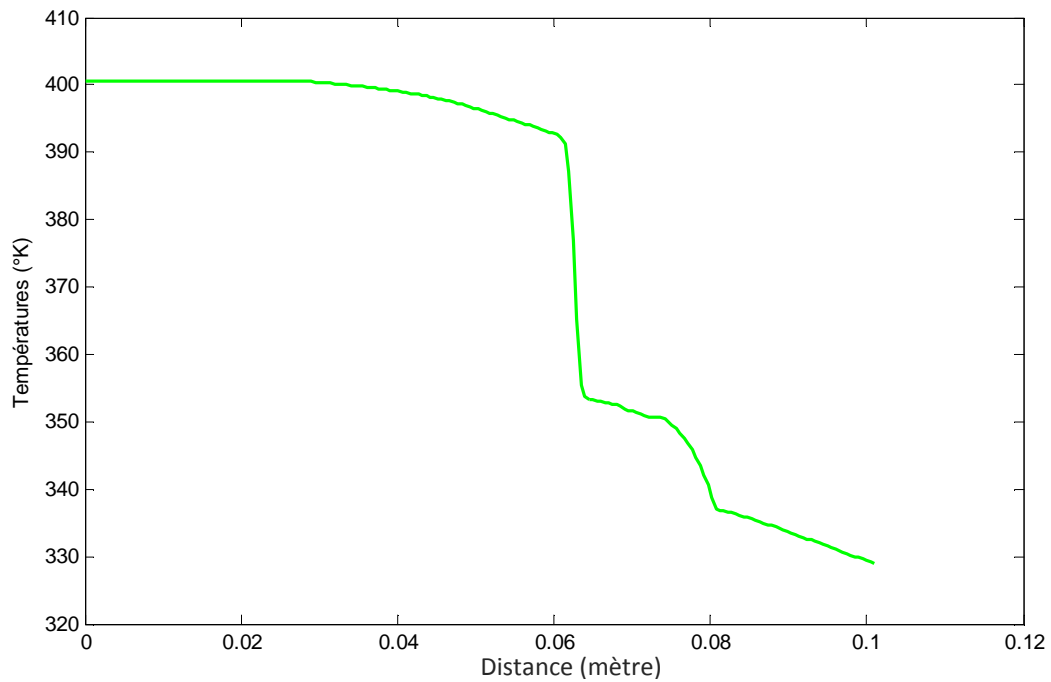


Figure V.23: Evolution de la température sur le segment de la machine asynchrone à rotor massif rainuré.

La figure (V.26) montre l'allure de la température suivant une droite partant du centre du moteur en passant par le fer rotorique, la barre, l'entrefer, la dent, la culasse et la carcasse.

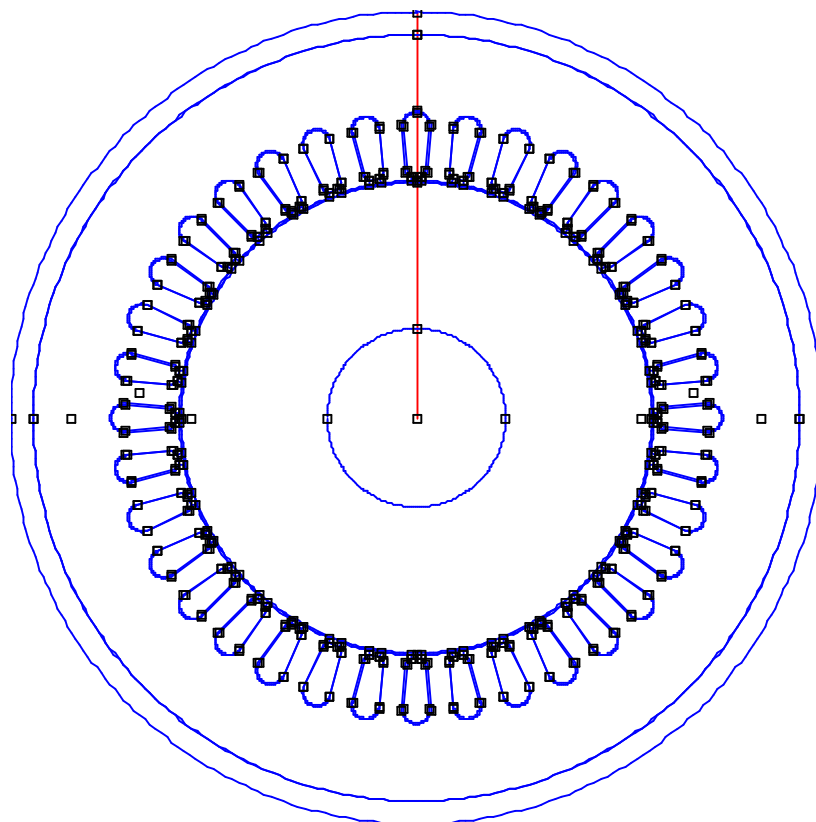
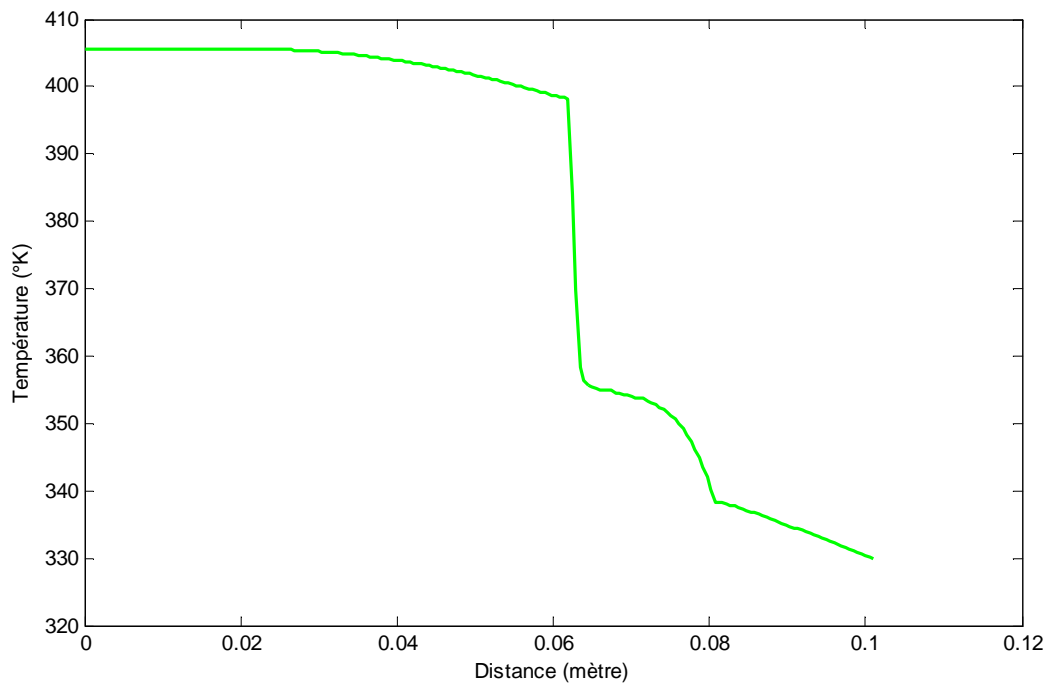


Figure V.24: Evolution de la température sur le segment de la machine asynchrone à rotor massif lisse.

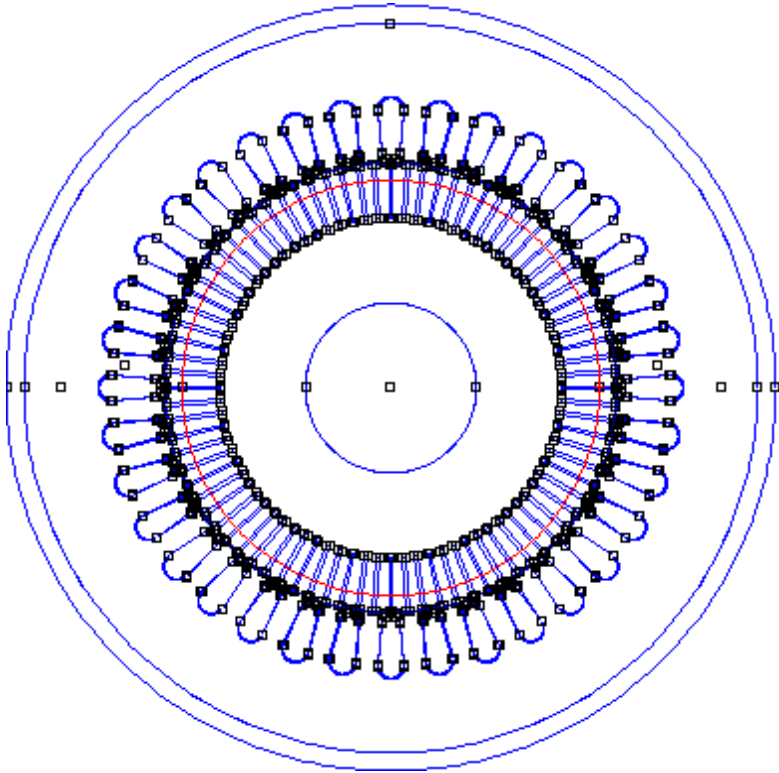
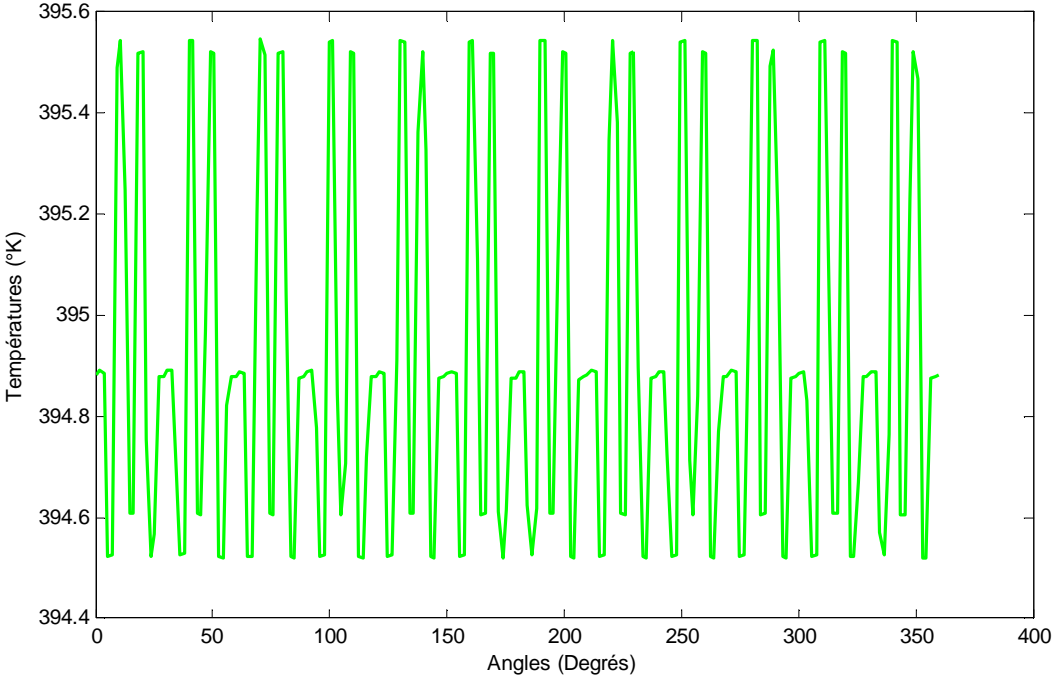


Figure V.25: Evolution de la température sur le contour dans les dents rotorique de la machine asynchrone à rotor massif rainuré.

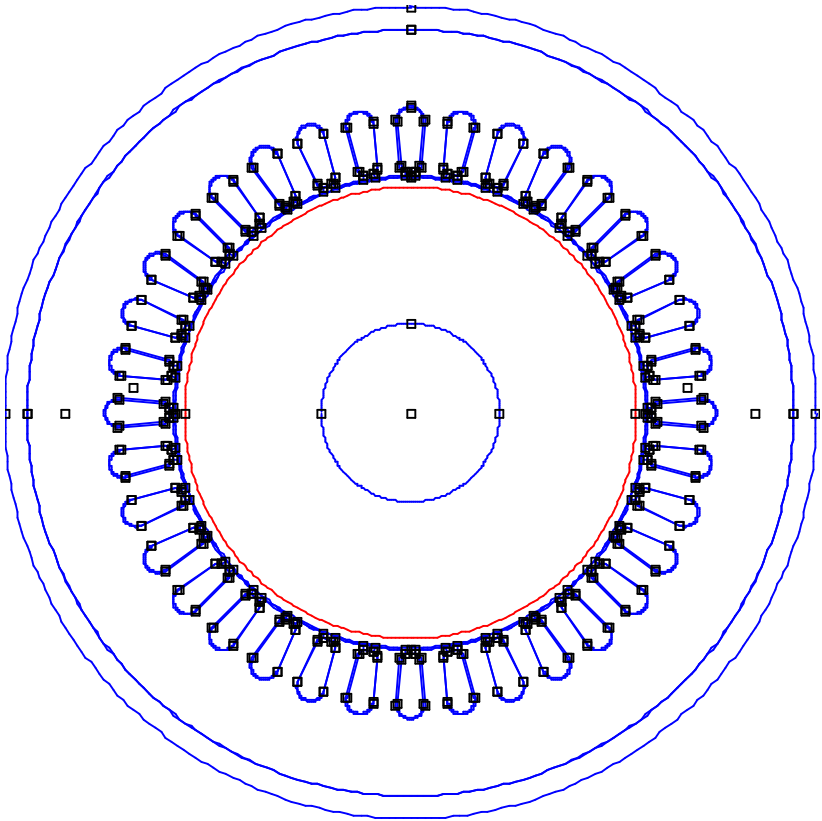
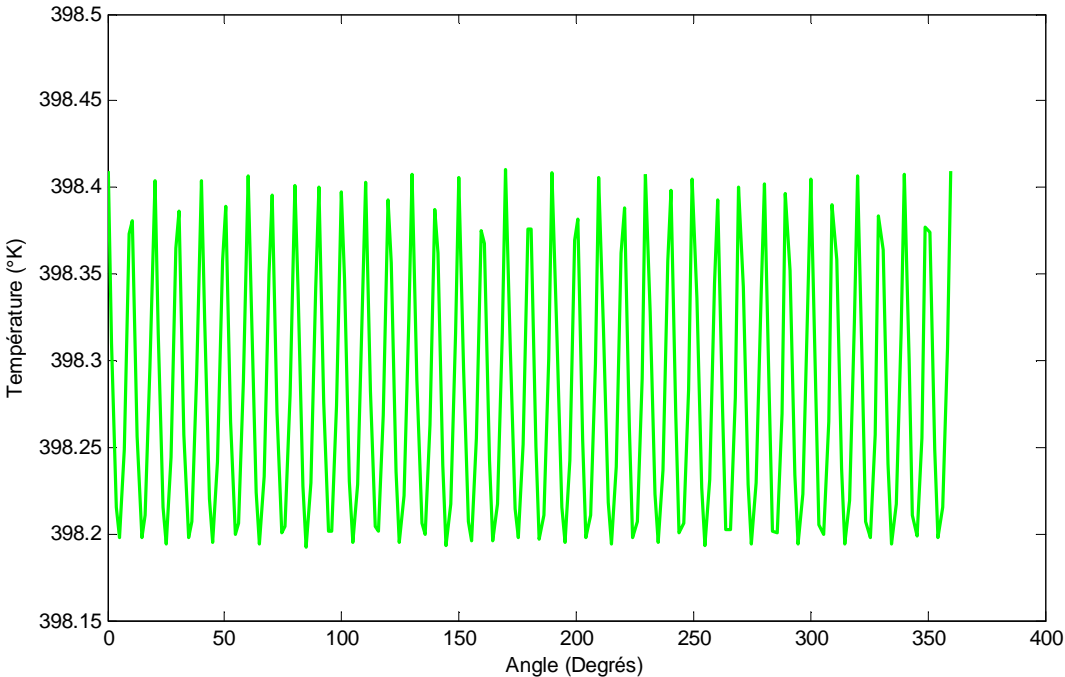


Figure V.26: Evolution de la température sur le contour dans les dents rotorique de la machine asynchrone à rotor massif lisse.

Le tableau V.2 montre la comparaison des résultats d'un moteur asynchrone à rotor massif lisse à celle d'un moteur asynchrone à rotor massif rainuré obtenus par la méthode d'éléments finis.

Nous présentons sur les figures V.16, V.17, V.19, V.20, V.21, V.22, V.23, V.24, V.25, V.26 l'évolution de la température en régime permanent dans les différents éléments des machines obtenus par le modèle éléments finis.

Eléments	Températures du rotor massif lisse [K]	Températures du rotor massif rainuré [K]
Culasse statorique	334.44	333
Dent statorique	354	350
Enroulement	390	384
Rotor	406	399

Tableau V.2: Comparaison des températures d'un rotor massif lisse et rainuré (en Kelvin).

En analysant les résultats obtenus, on peut dresser les remarques suivantes :

1. La première concerne l'homogénéité des températures rotoriques où la température est pratiquement identique, comme le montre la carte de la température en régime permanent figure V.13 pour le rotor rainuré et V.14 pour le rotor lisse. Ceci est plus ou moins prévisible dû à la conductivité thermique de l'acier du rotor d'une part et à la compacité de la structure rotorique où de bons contacts thermiques existent entre l'arbre et le solide du rotor. D'autres parts. Le rotor n'a y on pas de cage, ni de tôle feuillée, mais dû au rotor qui est massif il assure une bonne homogénéité des températures rotorique.

2. Au niveau du stator, la température des enroulements est la plus élevée. Une différence de 15°C à 20°C existe entre le fer et l'encoche pour le rotor rainuré et lisse.

On remarque que les résultats obtenus par le moteur asynchrone à rotor massif rainuré sont bien meilleurs que celle du moteur à rotor lisse. Au niveau du rotor, l'écart est appréciable. La raison probable est due aux rainures qui modifient considérablement la réluctance du circuit magnétique constitué par le fer le long de la rainure et par l'air traversant l'encoche. Les rainure augmente cette réluctance et par conséquent améliorent les performance du moteur asynchrone à rotor massif rainuré.

En effet la température de la machine décroît au fur et à mesure que l'on s'éloigne du rotor et que l'on se dirige vers l'extérieur car le stator est l'élément le plus proche de la carcasse elle-même en contact avec le milieu ambiant qui assure l'évacuation d'une grande partie de chaleur produite dans le moteur.

V.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le modèle électromagnétique et thermique basé sur la méthode des éléments finis à deux dimensions de deux types de moteur asynchrone à rotor massif lisse et rainuré de 7.5 kW.

Les résultats des deux rotors rainuré et lisse obtenues par simulation sont satisfaisant et même nous ont permis de se rendre compte de l'état électromagnétique et thermique d'un moteur asynchrone à rotor massif. La comparaison entre ces deux résultats montre que les

performances du moteur asynchrone à rotor massif rainuré sont meilleures que celles obtenues avec un rotor massif lisse. En effet ce la peut s'expliquer par les courbes des pertes joules rotorique du rotor massif lisse et du rotor massif rainuré obtenu de la modalisation électromagnétique. Ce qui nous a permis de montré l'intérêt d'utiliser un moteur asynchrone à rotor massif rainuré. En outre, Il est démontré qu'une bonne répartition spatiale des pertes contribue, d'une manière efficace, à élaborer un modèle thermique du moteur. Le modèle permet donc de mieux prédire le comportement thermique du moteur avec une bonne précision.

Enfin, Un modèle qui lie les équations magnétique et thermique, par l'intermédiaire de la puissance dissipée qui est à l'origine des pertes thermiques est présenté. Un calcul rigoureux des propriétés thermiques des matériaux homogènes et non homogènes constituant le moteur permet d'aboutir à une solution plus précise.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à la modélisation magnétothermique de la machine asynchrone à rotor massif, ainsi qu'à son optimisation vis à vis de la structure du rotor.

Les généralités sur les machines asynchrones à rotor massif nous ont permis d'identifier les différents types de rotor massif pouvant être utilisés pour la haute vitesse. Nous avons opté pour les deux types de rotor massif lisse et rainuré car ils possèdent une bonne tenue mécanique, ainsi qu'une fiabilité thermique élevée.

Pour étudier ces machines, nous avons développés sous l'environnement LUA Script et F.E.M.M 4.2 des modèles électromagnétiques et thermiques basés sur la méthode des éléments finis. Ces modèles ont permis l'évaluation des grandeurs magnétiques et électriques tel que l'induction magnétique, le potentiel vecteur magnétique, la répartition de la densité du flux magnétique et la densité de courant ainsi que la répartition des pertes Joule rotorique et les pertes fer. Ils nous ont permis aussi de calculer la carte de température de la machine.

Dans le cas d'un moteur asynchrone à rotor massif, La distribution 2D de la densité de flux magnétique, montre que la densité de flux magnétique semble se concentrée dans le dos du stator dans la région interpoles et dans les dents du stator à cotés des pôles. Dans le rotor, le flux est plus concentré sur la surface du rotor à cause du fait que les courants induits dans le fer rotorique tendent à s'opposer à la pénétration du flux dans celles-ci. Cela est dû à l'effet de peau dans le rotor. La distribution de la température montrent une homogénéité de la température rotorique dû à la bonne conductivité thermique de l'acier rotorique qui n'ayant pas de cage et ni de tôle feuilleté.

Nous avons constaté que la géométrie du rotor influe sur les performances de la machine, particulièrement en ce qui concerne le couple. Ce dernier est meilleur pour un moteur à rotor massif rainuré que pour un moteur à rotor massif lisse. Les rainures modifient considérablement la température du rotor par l'air qui traverse l'encoche rotorique. Ce résultat est appuyé par le calcul de la répartition des pertes Joule rotorique. La figure III.2 montre clairement que les pertes Joule rotorique sont plus élevées pour un rotor massif lisse que pour un rotor massif rainuré.

A l'avenir, il serait intéressant de compléter la modélisation de la machine asynchrone à rotor massif, en développant un modèle mécanique de manière à étudier la répartition des contraintes. En effet, comme nous l'avons souligné, une modélisation mécanique précise est indispensable à l'analyse et à l'optimisation des machines rapides.

Une deuxième orientation de recherche concerne l'étude d'autres rotors massifs de la machine asynchrone tels que le rotor massif lisse en alliage conducteur, le rotor à noyau magnétique et recouvert d'une chemise conductrice, le rotor à cage à encoches trapézoïdales, et le rotor à encoches fermées en vue de minimiser les pertes en haute vitesse.

Conclusion générale

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

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **D. Roye et R. Perret**, «*Définitions des règles de modélisation thermique des machines électriques tournantes* », Revue de Physique Appliquée 20, p. 191-202, 1985.
- [2] **A.L.Shenkman, M. Chertkov**, «*Experimental Method for synthesis of Generalised Thermal Circuit of polyphase Induction Motors*»,IEEE Transaction on Energy Conversion (Pre-print paper), PE-364-6C(01- 2000).
- [3]**J.Huppunen**, «*High-Speed Solid-Rotor Induction Machine – Electromagnetic Calculation and Design*»,*Doctoral Dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, (2004).*
- [4]**P.BARRET**, «*contribution à l'étude des régimes variables des turboalternateurs de grandes puissances*», Thèse de Doctorat ès-Sciences Physiques, Université Pierre et Marie Curie, Paris VI, 1976.
- [5] **H.YEE**, « *Effects of finite length in solid iron induction machines* », Proc. IEE, vol. 118, n° 8, August 1971.
- [6]**M. DARRIEUS**, «*Contribution à l'étude du comportement des alternateurs à rotor massif en régime transitoire ou asynchrone* », RGE n° 12-1967.
- [7]**J-C.MERCIER**, « *Contribution a l'étude par éléments finis du comportement électromagnétique des machines asynchrones rapides* »,Doctorat de l'I.N.P.L, l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Septembre 1993.
- [8]**ABCCLIM**. <http://www.abcclim.net/moteur-asynchrone-triphas.html>, Juillet 2016.
- [9]**Thiriot, Denis**, « *Le moteur asynchrone à rotor massif lisse et rainuré : traitement numérique des mesures sur un banc d'essai de 7,5 kW, réalisation d'un banc d'essai de 50 kW piloté par un microcalculateur* », mémoire de diplôme d'ingénieur: Centre national des arts plastiques, 1980.
- [10]**M.El.ZAIM**, «*Contribution à l'étude des machines asynchrones à rotor massif rainuré* », Thèse de Docteur-ingénieur Institut national polytechnique de Lorraine, 1979.
- [11]**J.M.BIEDINGER**, « *Contribution à l'étude de la diffusion du champ électromagnétique dans le fer massif. Application à l'analyse d'un moteur asynchrone à rotor massif(M.A.R.M.)* », Thèse de Doctorat d'Etat, Université de technologie de Compiègne,24/11/1986.
- [12]**G.VOLODIMER**, «*Contribution à l'étude expérimentale des moteurs à rotor massif* », Thèse, Conservatoire national des arts et métiers, Février 1983.
- [13]**M.CHABANE**, « *Utilisation d'une méthode intégrale pour l'étude et l'optimisation de machines asynchrones à rotors massifs* », Thèse de Docteur-Ingénieur, Institut National Polytechnique de Lorraine, Juillet 1989.

Bibliographie

[14] **F.RIOUX-DAMIDAU, C.RIOUX, A.GUERAUD**, « *Machines asynchrones à rotor massif composite* », Revue Phys. Appl, 24 (1039-1047) Novembre 1989.

[15] **A.GUERAUD**, « *Contribution à l'étude des machines électriques à conducteurs dans l'entrefer* », Thèse de Doctorat, Université de Paris VI, Juin 1988.

[16] **M Yao Bi N'Guessan, Jean-Luc**, « *Méthode des Eléments Finis Mixtes et Conditions Aux Limites Absorbantes Pour la Modélisation des Phénomènes Electromagnétique Hyperfréquences* », Thèse de Doctorat, L'école Doctorat de Lyon, 1995.

[17] **M. Feliachi**, « *Contribution au calcul du champ électromagnétique par la méthode des éléments finis en vue d'une modélisation dynamique des machines électriques* », thèse de docteur ingénieur, conservatoire national des Arts et Métiers (CNAM), Université de Paris VI, Janvier 1981.

[18] **J.-C. Mauclerc, Y. Aubert, A. Domenach**, « *Guide du technicien en électrotechnique* », édition Hachette Technique, 1995.

[19] **E.Chauveau**, « *Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques : application à l'étude de l'influence des harmoniques sur l'échauffement des moteurs asynchrones* », thèse de Doctorat de l'université de Nantes, 2001.

[20] **C.Sabonnadière, L.Coulomb**, « *Calcul des champs électromagnétiques* », Technique de l'ingénieur D 3020.

[21] **L.Kettunen, K.Forsman, and A.Bossavit**, "Gauging in Whitney spaces," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, no. 3, pp. 1466–1469, May 1999.

[22] **T.Henneron**, "Contribution à la prise en compte des Grandeurs Globales dans les Problèmes d'Electromagnétisme résolu avec la Méthode des Elémentes Finis," Thèse de Doctorat, USTL, 2004.

[23] **A.KONRAD**, « *Integrodifferential Finite Element Formulation of Two-Dimensional SteadyState Skin Effect* ». IEEE Trans. Mag. Vol MAG-18, n° 1, Janvier 1982.

[24] **D.C.Meeker**, « *Finite Element Method Magnetics* », Version 4.0.1 (16 juin 2016): <http://femm.foster-miller.net>.

[25] **G.REYNE**, « *Analyse théorique et expérimentale des phénomènes vibratoires d'origine électromagnétique* », Thèse de Docteur 3ème cycle, INPG Décembre 1987.

[26] **C. ZWYSSIG, S.D. ROUND, J.W. KOLAR**, « *Analytical and experimental investigation of a low torque, ultra-high speed drive system* », In 41st Annual Meeting of Industry Application Conference, pages 1507–1513, 2006.

[27] **M.I. LAMGHARI-JAMAL**, « *Modélisation Magnéto-thermique et Optimisation de machines rapides* », Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2006.

Bibliographie

- [28] **M. Liwschitz**, « *Calcul des machines électriques* », Tome 1, Bibliothèque de l'ingénieur, SPES Lausanne – Dunod Paris, 1955
- [29] **G. Bertotti, A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo, and M. Lazzari**, « *An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines* », IEEE Trans. Magn., **27**, 5007-5009, (1991).
- [30] **R. D. Findlay, N. Stranges, and D. K. MacKay**, « *Losses due to rotational flux in three phase induction motors* », IEEE Trans. Energy Conv., **9**, 543-549, (1994).
- [31] **J. Saitz**, « *Calculation of iron losses in electrical machines* », Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, Report 51, Espoo, Finland, 57p, (1997).
- [32] **C. P. STEINMETZ**, « *On the law of hysteresis* », Proceedings of the IEEE, 72:197–221, 1984.
- [33] **J. F. GIERAS, R. J. WANG et M. KAMPER**, « *Axial flux Permanent Magnet Brushless Machines* » ISBN 1-4020-2661-7, Academic Publishers, Netherland, 2008.
- [34] **J.C. BAVAY et J. VERDUN**, « *Alliages fer-silicium. Techniques de l'Ingénieur* », D 2110:4, 40, 1991.
- [35] **L. Alberti, N. Bianchi, and S. Bolognani**, « *A rapid prediction of IM performance using a combined analytical and finite element analysis* », Department of Electrical Engineering, University of Padova, via Gradenigo 6/A, 1-35131 Padova (ITALY),
- [36] **J. Saari**, « *thermal analysis of high-speed induction machines* », phd thesis helsinki university of technology, 1998.
- [37] **J. Saari, A. Arkkio**, « *Losses in High-Speed Asynchronous Motors* ». International Conference on Electrical Machines ICEM '94. Conference Proceedings. Paris, France. Vol. 3. pp. 704 – 708, 1994.
- [38] **R. L. Kotnik**, « *An equivalent thermal circuit for non ventilated induction motors* », Transactions AIEE, Vol. 73, pp. 1604-1609, 1954.
- [39] **J. J. Bates, A. Tustin** « *Temperature rises in electrical machines as related to the properties of the thermal networks* », Proceeding IEE, Vol.103, No.11, pp. 471-482, 1956.
- [40] **G. Grellet, G. Clerc** « *Actionneurs électriques. Principes / Modèles / Commande* », Editions Eyrolles, 491 p, 1997.
- [41] **E. Olivier, R. Perret, J. Perard** « *Localisation of the losses in an induction machine supplied by an inverter* », Journal of Electrical Machines and Power Systems, No. 9, pp. 401-412, 1984.

Bibliographie

[42]**G. Jiménez Moreno, J. Roger Folch, P. Carrion Pérez**, «*A thermal model for small induction motors based on experimental heating curves*», Proceeding ICEM, Vigo (Spain), pp. 40- 43, September 1996,.

[43]**S. Mezani**, «*Modélisation thermique d'un moteur asynchrone à cage*», Mémoire deMagister, Université des Sciences et de la Technologie d'Alger (Algérie), 77p, Juillet 1999.

[44]**A. Bousbaine**, «*An investigation into the thermal modelling of induction motor*», Thèse de Ph.D., Université de Sheffield, UK, June 1993.

Annexe A

Annexe A

A. 1. Caractéristiques nominales du moteur

Caractéristique	Valeur	Unité
Puissance nominale	7.5	KW
Nombre de phases	3	-
Fréquence d'alimentation	50	Hz
Nombre de pôles	4	-
Nombre de conducteurs dans l'encoche	20	-
Nombre d'encoches au stator	36	-
Nombre d'encoches au rotor	84	-
Résistance d'une phase au stator à 25°C	0.527	Ohm
Tension d'alimentation	380	V
Glissement	0.05	-
Courant absorbé	14.98	A

A. 2. Dimensions géométriques du moteur

Paramètre	Valeur	Unité
Rayon extérieur du stator	202	mm
Rayon intérieur de la culasse statorique	125	mm
Rayon extérieur du rotor	124	mm
Largeur de l'entrefer	1	mm
Rayon de l'arbre	47	mm
Longueur utile	146	mm

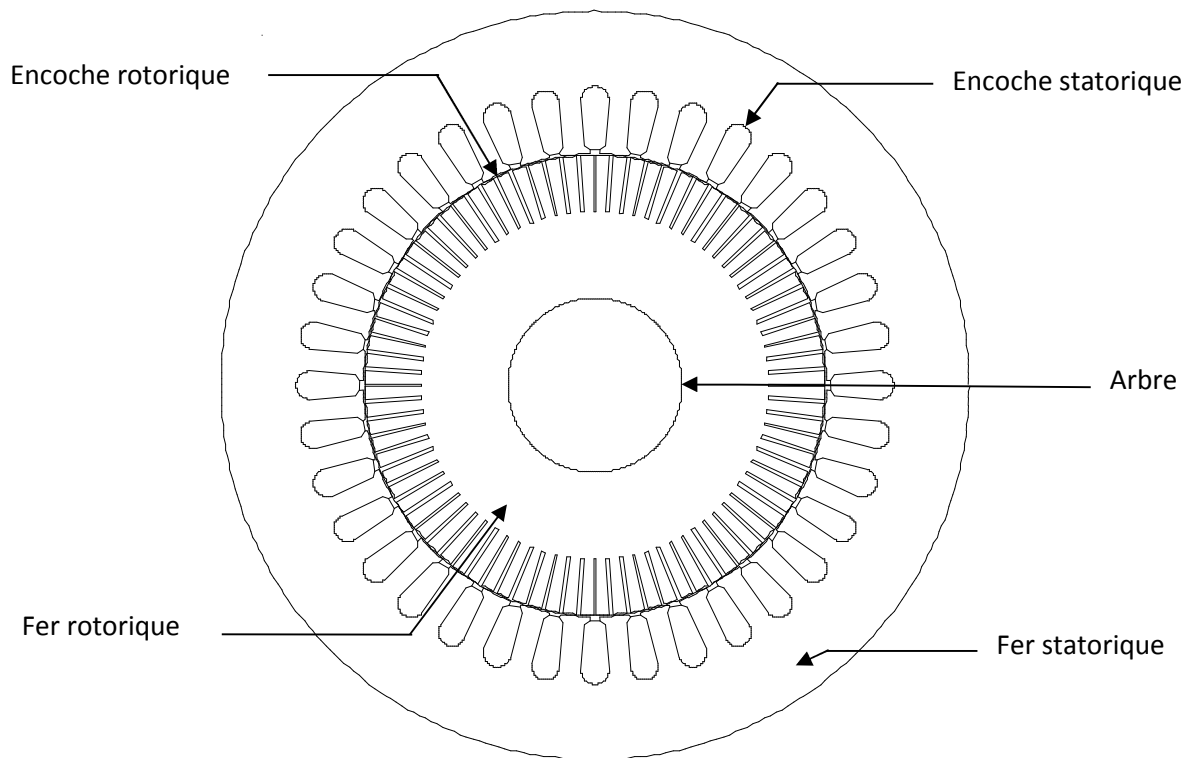


Figure V.1 : Configuration géométrique de la section transversale de la machine asynchrone à rotor massif rainuré

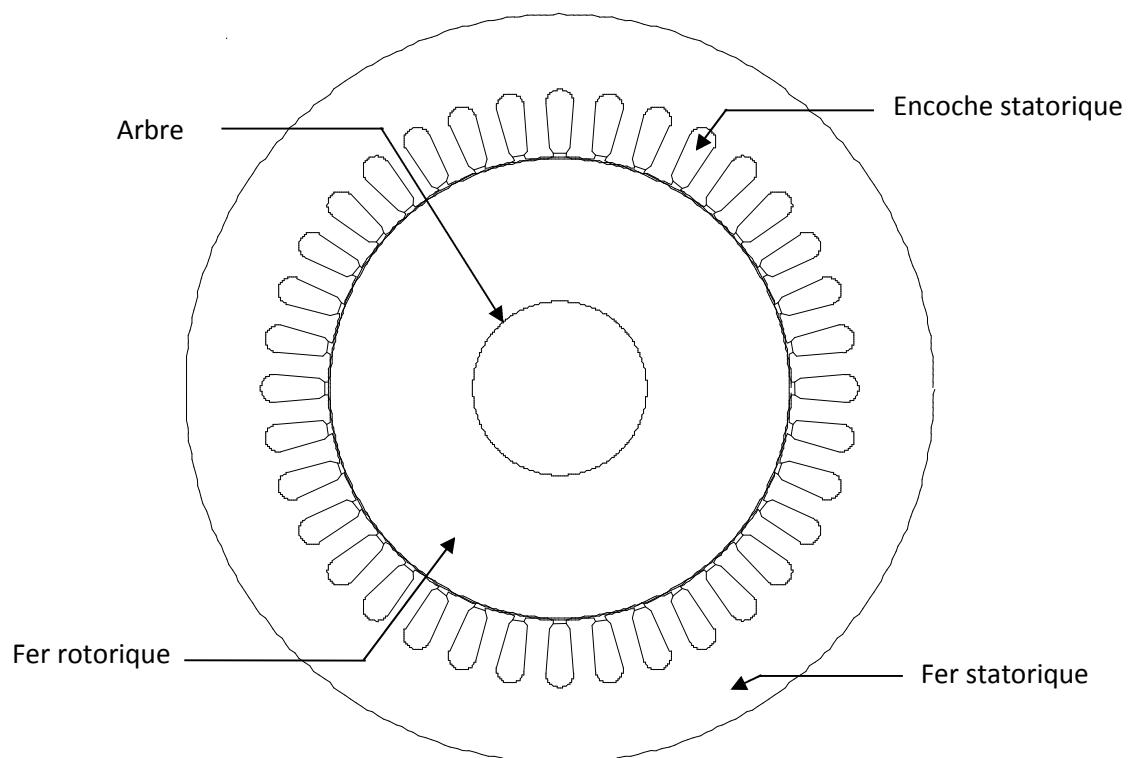
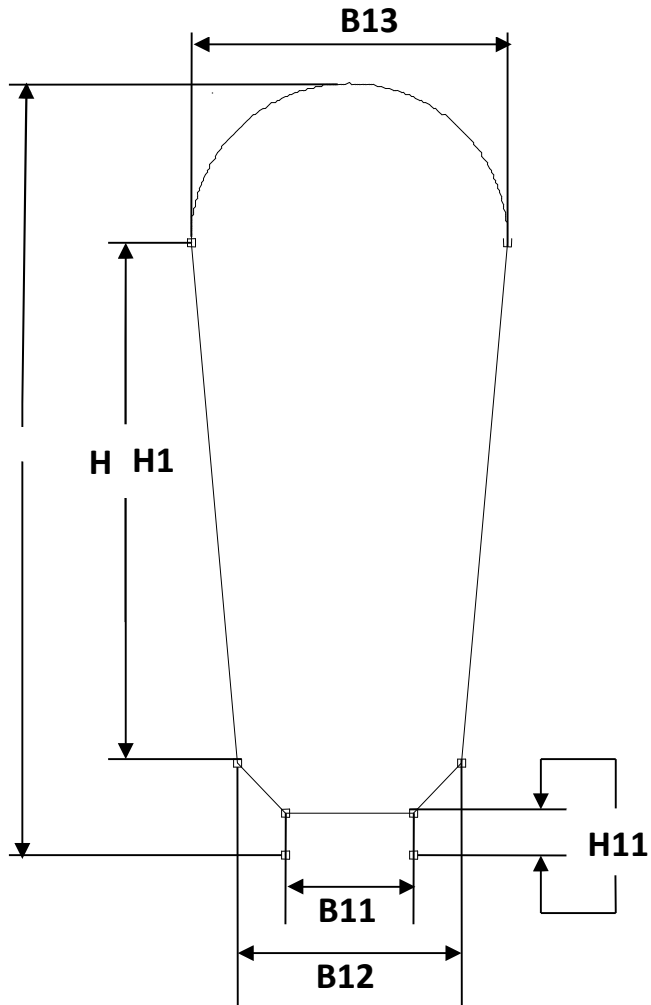
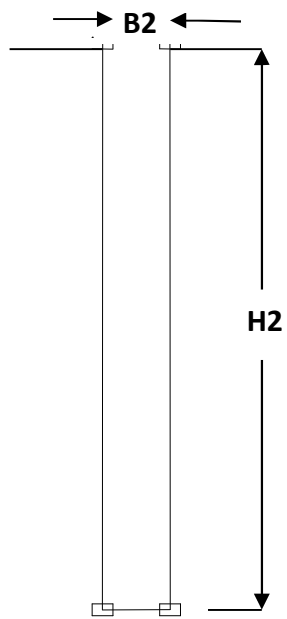


Figure V.2 : Configuration géométrique de la section transversale de la machine asynchrone à rotor massif lisse



paramètre	Valeur	Unité
H1	18.3	mm
H11	1	mm
H13	12.3	mm
B11	3	mm
B12	5.3	mm
B13	7.5	mm

Figure A.3 Dimensions géométrique principale d'une encoche statorique



Paramètre	valeur	Unité
H2	15	mm
B2	1	mm

Figure A.4 Dimensions géométrique principale d'une rainure du rotor

Annexe B

B.1 F.E.M.M (Finite Element Method Magnetics)

F.E.M.M (Finite Element Method Magnetics) est une suite de programmes pour résoudre les problèmes magnétostatiques et de faibles fréquences en deux dimensions (2D), planaires et axisymétriques. FEMM est divisé en trois parties:

1. Preprocessor (femme.exe)

C'est un programme de CAO pour la définition de géométrie du problème à résoudre, et définissant les conditions aux limites. Les fichiers DXF d'Autocad peuvent être importés pour faciliter des géométries.

2. Solver (fkern.exe)

Le solver prend en compte les fichiers de données décrivant le problème et résout les équations de Maxwell pour obtenir les valeurs de l'induction magnétique dans domaine de résolution.

3. Postprocesseur (femmview.exe)

C'est un programme graphique qui affiche les résultants sous forme de champ, de contour et densité. Le programme permet aussi à l'utilisateur d'inspecter le champ aux points arbitraires, et d'évaluer plusieurs différentes intégrales et tracer diverses quantités d'intérêt le long des contours définis par l'utilisateur. Deux programmes supplémentaires sont aussi appelés pour exécuter des tâches spécialisées. Ceux-ci sont:

1. triangle.exe : Triangle découpe la région avec en grand nombre de triangles, c'est une partie vitale du procédé d'éléments finis.
2. femmplot.exe : Ce programme est utilisé pour afficher les diverses solutions en 2D.

B.2 Programmation par langage LUA

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

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

Le script LUA est une partie de programme directement interprétée par F.E.M.M, contenant des fonctions propres au logiciel F.E.M.M. Avec ce script nous pouvons aisément configurer et piloter F.E.M.M, le Organigramme de traitement est présenté dans la Figure suivante.

Résumé

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation magnétothermique d'un moteur asynchrone triphasé à rotor massif lisse et rainuré, de puissance 7.5 Kw. Une généralité sur les machines asynchrones à rotor massif ou les différents types de rotor massifs sont présentés. Nous avons aussi étudié la modélisation électromagnétique de la machine asynchrone à rotor massif un modèle électromagnétique est discuté a l'aide de la méthode des éléments finis. La troisième partie est consacré aux différentes pertes dans la machine asynchrone a rotor massif, une connaissance exacte de la distribution des pertes associé aux modèle thermique qui est notre étude dans la quatrième partie, par la méthode des éléments finis avec une représentation des différents modes de transfert de chaleur toute en donnant les lois qui les réagissent. Enfin, la dernière partie est consacrée aux applications et validations des résultats des machines asynchrones à rotor massif lisse et rainuré obtenus par simulation pour les deux cotés magnétique et thermique.

Mots clés

Moteur asynchrone à rotor massif, élément finis, température, échauffement, thermique.