

*République Algérienne Démocratique Et Populaire
Ministère De L'enseignement Supérieure Et De La Recherches Scientifique*

Université Mouloud MAMMERIE de Tizi-Ouzou



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Études

De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Génie Electrique**

Spécialité : **Machine électriques**

Présenté par

HAMMOUM

LYDIA

Thème

**CONTRIBUTION A L'ÉVALUATION DES PERTES
FER DANS UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE**

Mémoire soutenu publiquement le 10/07/2017. Devant le jury composé de :

Mr M.ZAOUIA

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

Mr M.BOUHERAOUA

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





Mr R.KHALDI

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

Mr D. BOUGUEDAD

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

Je tien à remercier chaleureusement :

-  *En premier lieu le bon dieu de m'avoir donné force, foie courage et patience pour réaliser ce travail.*
-  *Mon promoteur M^r Bouheraoua-M de m'avoir encadré suivi et orienté tout au long de mon travail.*
-  *A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.*
-  *Enfin, mes remerciements s'adressent aux membres du jury qui vont me faire A de juger mon travail M^r Zaouia-M, M^r Khaldi-H, M^r Bouguedad-D.*

Dieu merci... !

Je dédie ce modeste travail à mes très chère parents pour leurs aide et leurs soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui et j'espère qu'un jour je serai capable de leurs donner au moins le minimum car quoiqu'on face on arrivera jamais à leurs rendre tout.

À mes très chères sœurs : Amira, Sabiha, et notre petite Ania.

À mon très chère Frère: Ghanem.

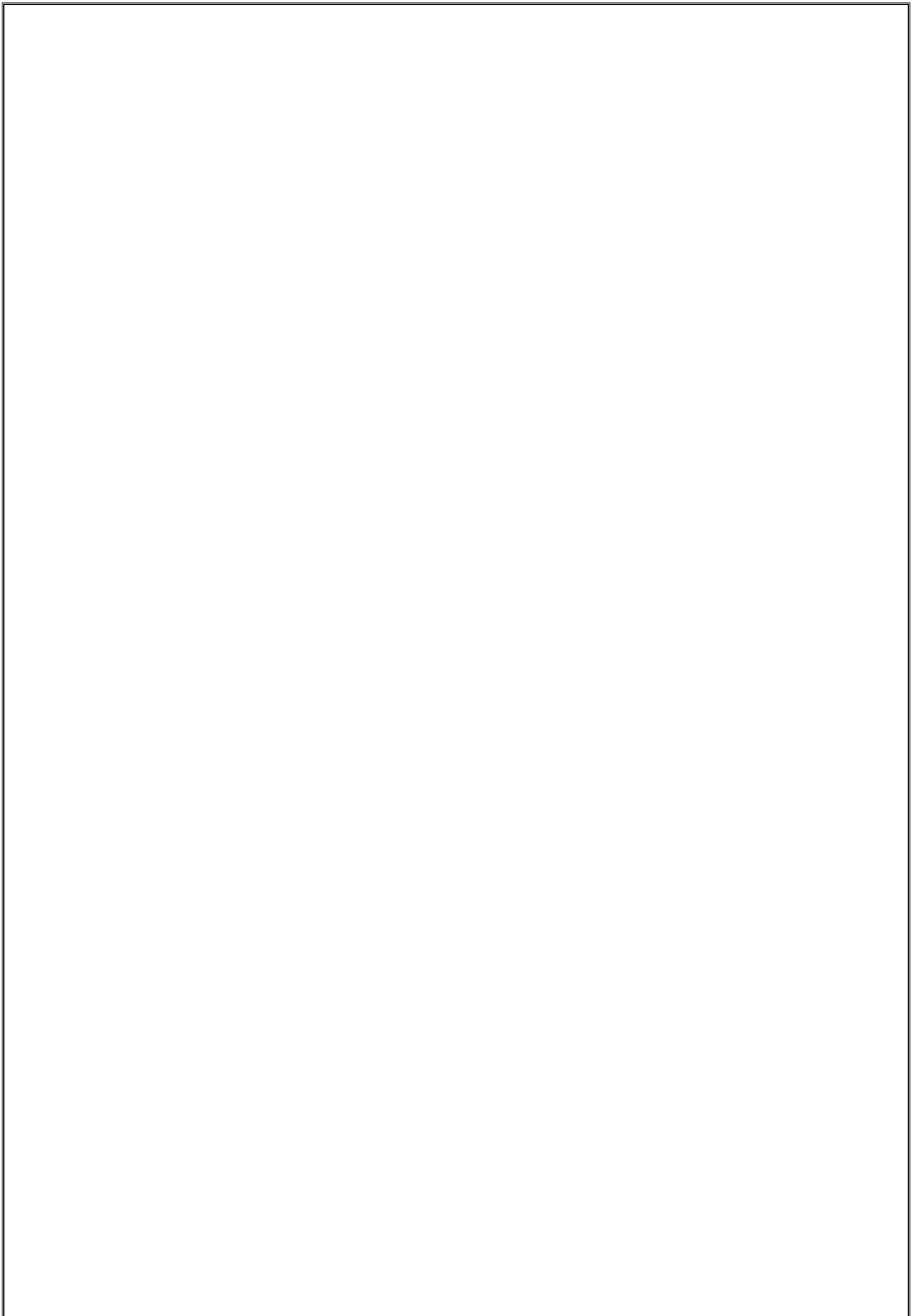
À tout mes tantes et oncles et leurs enfants.

À tous mes amis (es) de près et de loin.

À mes très chère grands parents : Fatma, Dhahbia, Amar.

Et enfin à une personne qui m'est très chéré qui serra se reconnaitre Samir.

Lydia



Sommaire

Introduction général 1

Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones.

1. Introduction..... 4

I.2 Généralités 4

I.3.Présentation du système d'étude..... 4

1.3.1 Constitution des machines asynchrones 4

1.3.1.1 Le stator..... 4

1.3.1.2 Le rotor 5

1.3.1.3 Les paliers 6

I.4 Principe de fonctionnement 6

I.5 Pertes dans le moteur asynchrone 9

I.6 Conclusion 12

Chapitre II: Approche numérique par éléments finis

II.1. introduction..... 13

II.2. Équations du système étudié..... 13

II.3 Les lois de comportement des milieux 15

II.3.1 le cas du vide 15

II.3.2 Les milieux conducteurs : la loi d'Ohm 15

II.3.3 Comportement magnétique des matériaux 15

II.3.4 Comportement diélectrique des matériaux 16

II.4 Application des équations de Maxwell à la MAS à cage 16

II.5 Méthodes de résolution..... 17

II.5.1 Méthodes analytiques 17

II.5.2 Méthode des éléments finis 17

II.6 Principe de la méthode des éléments finis	18
II.7 Description 2D du champ électromagnétique au niveau de la machine	18
II.8. Présentation Du Logiciel Femm	20
II.9 Conclusion	21

Chapitre III : Problématiques des pertes fer

III.1.Introduction	22
III.2 Les matériaux magnétiques	22
III.2.1 Grandeurs magnétiques	22
III.2.2 Classification des matériaux magnétiques	23
III.2.2.1 Diamagnétisme.....	23
III.2.2.2 Le paramagnétisme	23
III.2.2.3 Le ferromagnétisme	24
III.2.2.4 Origine du cyclé d'hystérésis	24
III.3. Les pertes magnétiques	25
III.3.1 Les pertes par hystérésis.....	26
III.3.2 Les pertes par courants induits	27
III.4 Modèles pour le calcul des pertes fer	28
III.4.1 Modèles analytiques	28
III.4.1.1 Modèles basés sur la valeur crête de l'induction.....	29
III.5. Conclusion.....	30

Chapitre IV : Application et validation des résultats

IV.1 Introduction	31
IV.2 présentation de la machine étudiée	31
IV.3 Etapes de calcul	33
IV.4 Implémentation de la géométrie et du maillage	34
IV.5 Simulations et Discussion des résultats	35

Sommaire

IV.5.1 Etude de fonctionnement à vide ($g=0$)	35
IV.5.1.1 La répartition des lignes de champ	35
IV.5.1.2 La densité de flux magnétique	35
IV.5.1.3 Distribution de l'induction dans l'entrefer	36
IV.5.1.4 Distribution de l'induction magnétique dans le fer statorique	37
IV.6. Evolution de la densité des pertes fer en fonction de l'induction magnétique.....	39
IV.6.1 Evolution des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans la culasse statorique	39
IV.6.2 Evolution des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans le fer Statorique	40
IV.6.3 Evolution de la densité des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans la culasse et les dents rotorique	41
IV.7 Etude de fonctionnement en charge ($g=0.05$	42
IV.7.1 Distribution de l'induction magnétique dans le fer statorique ($g=0.05$	42
IV.7.2 Evolution de la densité des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans la culasse et les dents rotorique	43
IV.8 Discussion des résultats	44
IV.7.conclusion	44
Conclusion générale.....	45
Bibliographie	46

Annexes

La préservation de l'environnement constitue aujourd'hui l'un des enjeux primordiaux de notre société. Cela se traduit, entre autres, par une limitation et une atténuation des rejets de gaz et par une utilisation rationnelle et efficace des énergies.

Dans ce contexte, l'un des gisements (champs) d'économie d'énergies est celui de l'utilisation des machines électriques performantes et efficaces énergétiquement.

Actuellement, l'énergie consommée en milieu industriel, est en grande partie d'origine électrique. Cette énergie est essentiellement transformée en énergie mécanique par l'intermédiaire des moteurs électrique. En effet, plus de la moitié de l'énergie électrique produite dans le monde est utilisée dans l'industrie dont approximativement deux tiers sont consommées par les machines électriques.

Parmi ces machines électriques on trouve les machines asynchrones, qui sont des convertisseurs électromécaniques, elles représentent la majorité des machines les plus utilisée Dans l'industrie grâce à ces nombreux atouts.

En règle générale, les convertisseurs électromécaniques sont fabriqués à base de matériaux ferromagnétiques afin d'assurer une induction magnétique élevée avec un champ magnétique minimal dans le but de réduire la taille de la machine et/ou d'augmenter son efficacité. Toutefois, la variation du flux magnétique dans le temps induit un dégagement de chaleur dans le circuit magnétique dont l'origine est principalement imputable aux pertes fer. Ces dernières non seulement grèvent le rendement de la structure mais peuvent également induire des points chauds qui constituent des sources potentielles d'avaries. Ces pertes sont souvent amplifiées lors de l'utilisation de convertisseurs statiques pour l'alimentation des machines électriques de par le contenu harmonique élevé associé aux grandeurs d'alimentation.

Les travaux sur l'optimisation des dimensions géométriques, telles que l'augmentation du cuivre dans les encoches, la réduction de l'épaisseur des tôles magnétiques et l'amélioration métallurgique ont fait surgir une nouvelle génération de moteurs électriques plus performants, en particulier dans la catégorie des moteurs asynchrones à cage. Contrairement aux avancées technologiques dans ces domaines, 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 pertes passe d'abord par leur détermination et leur localisation. Les pertes par effet Joule 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, leur détermination analytique ou numérique proposée dans la littérature donne des résultats différents selon la méthode utilisée. L'écart entre les valeurs calculées et mesurées est, au mieux, aux alentours de 15 %.

De toutes les pertes citées plus haut, les pertes fer attirent le plus d'attention à cause de leur complexité. Les pertes par effet Joule se calculent analytiquement et numériquement bien. Seulement, quand le rayon des conducteurs augmente, il faut faire intervenir l'effet de peau et/ou le courant induit.

La détermination des pertes fer nécessite une connaissance précise de la variation de la distribution de la densité de flux dans la machine. Elle est compliquée du fait de la saturation, l'encochage, l'inclinaison des encoches et les effets de bord. Une fois le moteur en charge, cette complexité augmente encore due à la présence des flux de fuites et d'harmoniques qui produisent des pertes supplémentaires.

Ainsi l'approche conventionnelle pour le calcul des pertes basée sur l'estimation d'une densité de flux moyenne en des régions spécifiques du fer, généralement dans les dents et la culasse statorique en supposant que la densité de flux suit une variation sinusoïdale ne satisfait plus la précision recherchée. En effet, on n'utilise que des données venant des constructeurs ou des expressions empiriques parfois loin des caractéristiques de fonctionnement réel. Or, l'application brutale de ces considérations conduit à une sous-estimation des pertes fer par rapport à une analyse plus rigoureuse. En effet, on prend une valeur moyenne pour l'induction maximale alors qu'en réalité, elle est différente en forme d'onde et en grandeur d'un point à un autre.

Les fabricants d'acier pour tôles magnétiques, quant à eux, donnent les pertes fer sur des abaques, sans distinction entre les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Elles sont établies pour une fréquence donnée (60 Hz ou 50 Hz), et varient selon la densité du flux sous forme de pertes massiques (W /kg). C'est l'essai d'Epstein qui permet d'obtenir ces types de données. On note que cet essai nécessite une géométrie spéciale que l'on ne peut pas obtenir du noyau d'un moteur déjà construit. À partir de ces données, les formulations analytiques ou empiriques donnent la somme des pertes en connaissant le poids du fer utilisé pour le moteur, mais aucune information sur leur répartition spatiale exacte. Cette première approche donne un écart des pertes calculées par rapport aux mesures de plus de 50% [10].

Une autre approche consiste à utiliser le modèle thermique du moteur à paramètres globaux (réseau R-C) [15] pour estimer les pertes. On injecte une quantité estimée de pertes dans le modèle thermique, et le profil de température prédit est comparé à celui de mesure. La valeur des pertes est affinée jusqu'à ce qu'une concordance raisonnable soit obtenue entre les deux températures. La difficulté majeure réside dans la détermination numérique des facteurs qui gouvernent le transfert de chaleur, surtout la convection et la radiation.

Plus récemment, les techniques numériques puissantes, telles que les éléments finis ou différences finies, ont été introduites dans le calcul des pertes fer dans les machines électriques, mais les hypothèses prises sont plus ou moins réalistes. Toutes ces considérations permettent de comprendre pourquoi la recherche d'une meilleure répartition des sources de chaleur pour le modèle thermique nécessite encore beaucoup de travail, et ceci se reflète sur l'écart encore important de valeur des pertes obtenues par la théorie et la pratique.

Introduction Général

L'objectif assigné à ce travail est la mise en œuvre de la méthode des éléments finis pour l'identification ou l'évaluation des pertes fer dans le moteur asynchrone qui s'avèrent simple et classique, mais qui contribue considérablement à l'identification et la quantification de ces pertes et qui permet l'amélioration de l'efficacité énergétique de la machine.

Le présent mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, on s'intéresse aux différentes généralités sur un moteur asynchrone et les différentes pertes engendré pendant son fonctionnement.

Le deuxième chapitre sera consacré au calcul des pertes fer par une approche numérique.

Un exposé de la problématique sur les pertes fer est présenté dans le troisième chapitre.

Le dernier chapitre est dédié à la validation et discussion des résultats.
Enfin, nous clôturons le travail par une conclusion générale.

Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones

I.1. Introduction

La machine asynchrone, à cause de sa robustesse, est très répandue dans le milieu industriel. Son utilisation classique est avant tout l'entraînement des systèmes à vitesse fixe ou constante. Aujourd'hui, avec le contrôle électronique du moteur lui ouvre un large champ d'utilisation. La MAS 'est plus limité à des applications à vitesse constante.

I.2 Généralités

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son cout est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. Cependant, la simplicité de conception de cette machine cache complexité fonctionnelle assez importante.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance [19].

I.3.Présentation du système d'étude

1.3.1 Constitution des machines asynchrones

On se propose, dans cette section, de rappeler brièvement la constitution de la machine asynchrone. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement.

Les machines asynchrones peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique ;
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

1.3.1.1 Le stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Pour les petites machines, ces tôles sont découpées en une seule pièce, alors qu'elles sont découpées par sections pour les machines de puissance plus importantes. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault, elles sont assemblées les unes aux autres _a l'aide de rivets ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulée ou encore concentrique. L'enroulement concentrique est souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. La figure 1.1 présente, entre autre, les différentes parties de constitution du stator d'une machine asynchrone

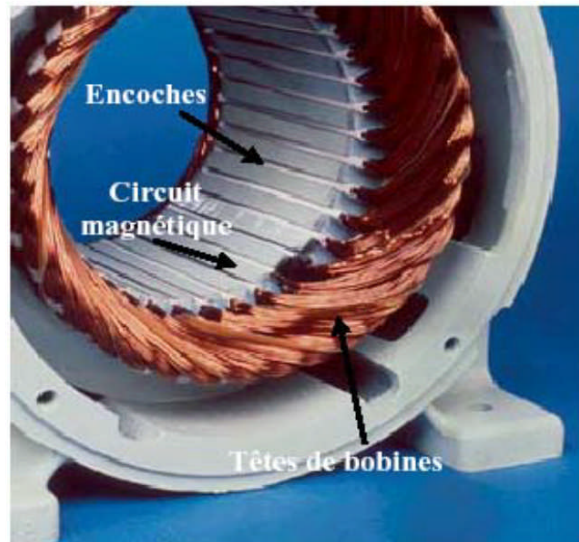


Figure I.1: stator d'une machine asynchrone.

1.3.1.2 Le rotor

Le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobines ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique 1. Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues balais positionné sur l'arbre de la machine.

Concernant les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les moteurs de grande puissance ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court circuit, fabriqués en cuivre ou en aluminium. On présente à la figure 1.2 les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écureuil.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil (figure 1.2), les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium ou par des barres massives de cuivre préformé et frettées dans les tôles du rotor. Généralement il n'y a pas d'isolation entre les barres rotoriques et le circuit magnétique. Mais la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre.

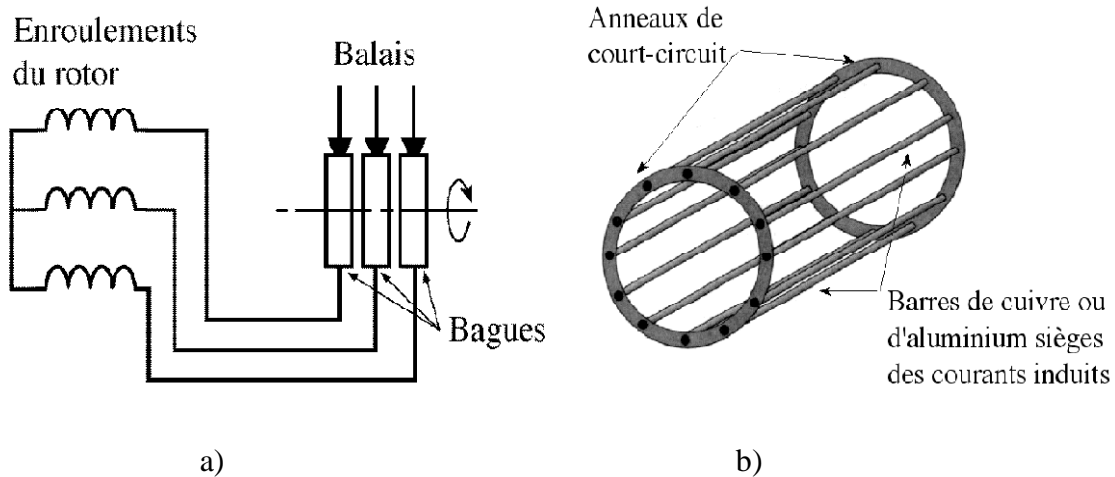


Figure 1.2 (a): Rotor bobiné.

1.2 (b): Rotor à cage.

1.3.1.3 Les paliers

Les paliers sont constitués de roulements à billes et de asques. Les roulements à billes sont insérés à chaud sur l'arbre, permettant ainsi d'assurer le guidage en rotation de l'arbre. Les asques, moulés en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone.

I.4 Principe de fonctionnement

Les moteurs asynchrones, appelés encore à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant. Ils comportent deux armatures coaxiales: l'une est fixe, l'autre est mobile, on les nomme respectivement stator et rotor.

- Le stator qu'on appelle aussi primaire est un anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement polyphasé. Il constitue l'inducteur de la machine.
- Le rotor, aussi appelé secondaire, est un anneau de tôles encoché à l'extérieur et portant un enroulement polyphasé en court-circuit. Il constitue l'induit de la machine. On distingue deux types de rotor : les rotors bobinés à bagues et les rotors à cage d'écureuil (figure I.2). Les moteurs asynchrones à rotor bobiné se distinguent par l'accessibilité aux courants des phases rotoriques.

Les tensions d'un système triphasé de pulsation ω_s appliquées au stator, partie fixe du moteur asynchrone, y produisent un champ tournant dans l'entrefer. Si le bobinage statorique comprend P paires de pôles, ce champ tourne à la vitesse angulaire $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$, vitesse de synchronisme.

Ce champ balaye les conducteurs du rotor et y induit des forces électromotrices. Comme les enroulements du rotor (à cage d'écureuil ou bobiné) sont court-circuités, ils vont être

parcourus par un système triphasé de courants (courants induits). Ces courants créeront un champ induit tournant dans l'entrefer avec une vitesse par rapport au rotor de $\Omega_s - \Omega$, Ω représente la vitesse de rotation du rotor.

Le moteur asynchrone est appelé moteur à induction car les courants rotoriques sont induits par le flux tournant statorique. Il s'exercera entre les champs tournants (inducteur et induit) un couple qui, d'après le principe de l'action et de réaction (Loi de Lenz), tendra à réduire l'écart entre Ω et Ω_s . Le cas extrême correspond à $\Omega = \Omega_s$, auquel cas il n'y a plus d'effet d'induction. Ainsi :

Si $\Omega < \Omega_s$, le rotor sera soumis à un couple moteur qui le poussera dans le sillage du champ statorique. Donc il fonctionnera comme un moteur.

Si $\Omega > \Omega_s$ le moteur sera soumis à un couple de freinage qui a pour effet de ralentir le rotor pour rapprocher sa vitesse de Ω_s . Donc il fonctionnera comme une génératrice.

Le moteur asynchrone est un convertisseur électromécanique reliant deux systèmes :

L'un électrique et l'autre mécanique. Ce convertisseur est réversible puisqu'il peut fonctionner comme moteur ou comme génératrice. Dans le cas de fonctionnement en moteur, l'écoulement de l'énergie est du moteur vers la charge (figure I.3).

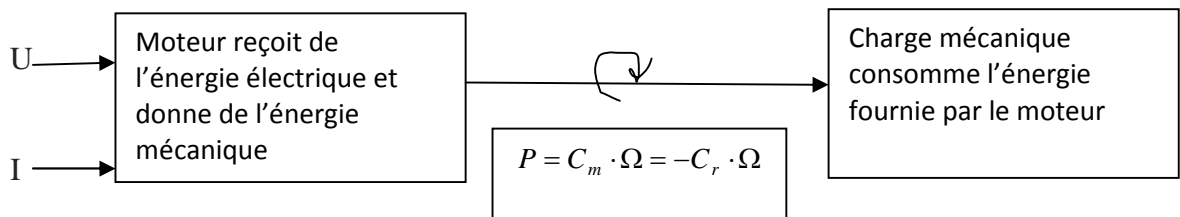


Figure I.3: Transfert d'énergie électrique-mécanique

Dans le cas de fonctionnement en génératrice, l'écoulement de l'énergie est de la source vers le générateur.

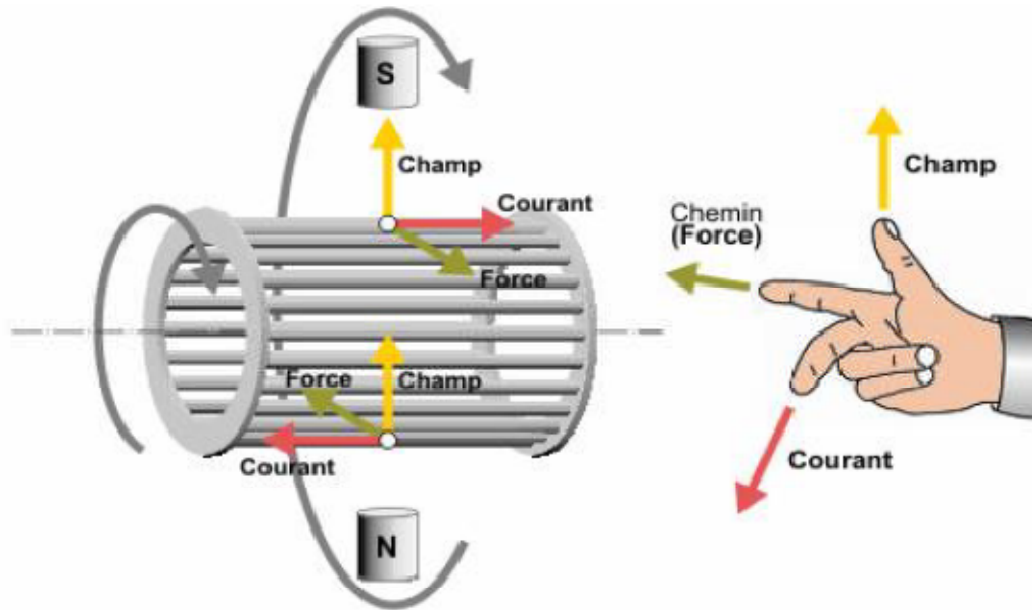


Figure I.4 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.

L'équation dynamique mécanique (2.3) suivante permet de décrire le comportement de L'ensemble mécanique.

Avec :

$$C_m - C_r = J \frac{d\omega}{dt} \quad (I.1)$$

Avec :

C_m : Couple moteur (N.m) ;
 C_r : Couple résistant (N.m) ;
 ω : Vitesse angulaire (Rd/s) .

Au point d'équilibre:

- Si le couple moteur est plus grand que le couple résistant: le système accélère;
- Si le couple moteur est égal au couple résistant: la vitesse est constante;
- Si le couple moteur est plus petit que le couple résistant: le système ralentit.

Les forces électromotrices induites dans le rotor dépendent de la vitesse relative des conducteurs du rotor par rapport au champ tournant. Cette vitesse est dite vitesse de glissement. La vitesse de glissement ' est la caractéristique qui tient compte de l'écart entre Ω et Ω_s , le glissement est égal à $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$. En effet si:

- $g < 0$: La machine asynchrone fonctionne en génératrice car la vitesse du moteur est plus élevée que celle du champ tournant;
- $g = 0$: Le moteur fonctionne en mode de synchronisme quand la vitesse du

Moteur est égale à la vitesse du champ;

- $0 < g < 1$: La machine fonctionne en mode moteur;
- $g = 1$: Le moteur est en mode arrêt car la vitesse est nulle;
- $g > 1$: Le moteur fonctionne dans une phase de freinage.

Le champ tournant est complètement déterminé par la tension primaire et il est indépendant de la charge. Toute augmentation des courants induits, produite par une augmentation du couple résistant, entraîne une augmentation des courants dans le stator car il s'agit d'une action magnétique de compensation.

I.5 Pertes dans le moteur asynchrone

La puissance active appelée par le moteur au réseau est :

$$P_a = \sqrt{3}U_s I_s \cos(\varphi_s) \quad (\text{I.2})$$

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

U_s : La tension entre deux phases en volts [V].

I_s : L'intensité du courant de ligne en ampères [A].

Le stator est le siège de pertes ferromagnétiques pfs et de pertes par effet joule pjs:

La résistance R_s est donnée entre deux bornes de phases

$$P_{JS} = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot I_s^2 \quad (\text{I.3})$$

P_{JS} : Les pertes par effet Joule dans le stator en watts [W].

R_s : La résistance entre deux bornes de phases en ohms [Ω].

I_s^2 : L'intensité du courant de ligne en ampères² [A^2].

La résistance R_s est celle d'un enroulement

Couplage étoile:

$$P_{JS} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2 \quad (\text{I.4})$$

Couplage triangle

$$P_{JS} = 3 \cdot R_s \cdot J_s^2 \quad (\text{I.5})$$

P_{JS} : Les pertes par effet Joule dans le stator en Watts [W].

R_s : La résistance d'un enroulement en Ohms.

I_s^2 : L'intensité du courant dans un enroulement en Ampères² [A^2]

P_{fs} : Pertes magnétique ;

P_{fs} : Les pertes dans le fer du stator en watts [W].

Les pertes magnétiques, dans les tôles de l'armature du stator sont pratiquement indépendantes de la charge, elles sont liées à la valeur efficace U et à la fréquence f de la

tension composée $U(t)$. Pour un réseau donnée, ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou calculées par un essai à vide.

La puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer est :

$$P_{tr} = P_a - (P_{js} + P_{fs}) \quad (I.6)$$

$$P_{tr} = C \cdot \Omega_s \quad (I.7)$$

P_{tr} : La puissance transmise au rotor en watts [W].

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

P_{js} : Les pertes par effet Joule dans le stator en watts [W].

P_{fs} : Les pertes dans le fer du stator en watts [W].

C : Le moment du couple transmis au rotor en Newton-mètres [Nm]

Ω : La vitesse angulaire du champ en radians par seconde [rad.s⁻¹]

Le rotor est le siège de pertes ferromagnétiques p_{fr} et de pertes par effet joule P_{JR} :

$$P_{fr} = 0 \quad (I.8)$$

P_{fr} : Les pertes dans le fer du rotor en watts [W].

Le rotor est également le siège d'un autre type de pertes. Les pertes fer ou magnétiques. Cependant ces pertes seront toujours négligées devant les autres, la fréquence des courants étant très faible.

$$P_{JR} = 3 \cdot R_r \cdot I_r^2 \quad (I.9)$$

La puissance mécanique interne (c'est-à-dire la partie de la puissance électrique transformée en puissance mécanique) est :

$$P_{tr} = P_{em} - (P_{JR} + P_{fr}) \quad (I.10)$$

$$P_{em} = C \cdot \Omega \quad (I.11)$$

C : Le moment du couple transmis au rotor en Newton-mètres [Nm]

Ω : La vitesse angulaire du rotor en radians par seconde [rad/s]

Pour obtenir la puissance utile P_u , c'est-à-dire celle qui est utilisable par la charge entraînée, il reste à retrancher les pertes mécanique P_m :

$$P_u = P_{em} - P_m \quad (I.12)$$

$$P_u = C_u \cdot \Omega \quad (I.13)$$

P_m : Les pertes mécaniques dans le rotor en watts [W]

T_u : Le moment du couple utile disponible en Newton-mètres [Nm].

Ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou calculées par un essai à vide. Très souvent elles sont égales aux pertes dans le fer du stator, la somme de ces deux types de pertes sera communément appelée les pertes constantes.

- Les pertes magnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault se produisent uniquement dans les tôles du stator.
- Les pertes mécaniques dues aux frottements se situent au niveau des paliers du rotor.

Le bilan des puissances décline toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine électrique jusqu'à la puissance utile de nature mécanique.

Le bilan, peut être résumé à l'aide schéma suivant :

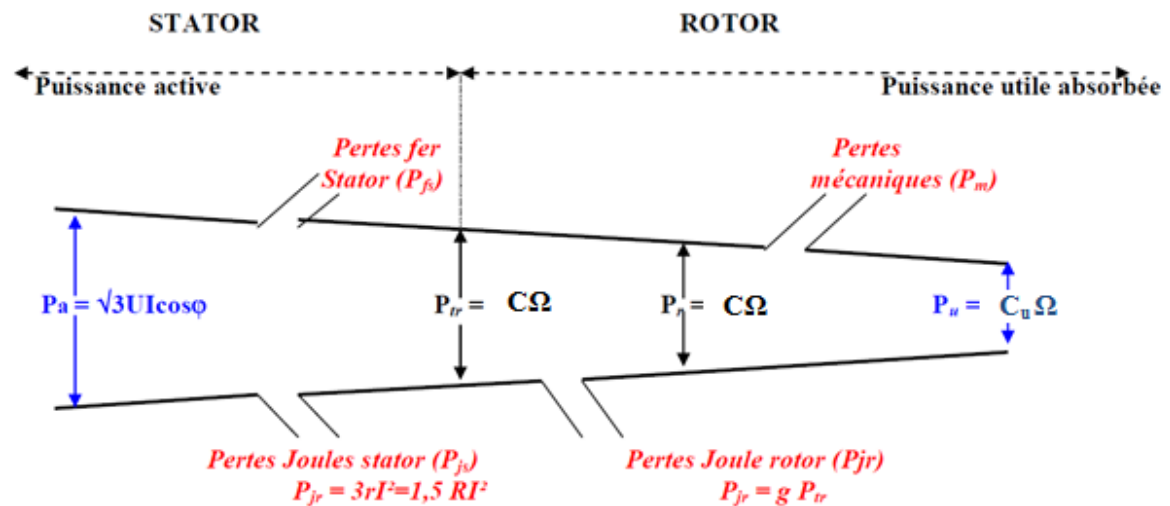


Figure I.5 : Diagramme des puissances

Ω : vitesse du synchronisme

$\Omega' = \Omega r$: vitesse du rotor

$C = C_e$: couple transmis au rotor ou couple électromagnétique

$C_u = C_u$: couple utile

P_{tr} : Puissance électromagnétique transmise au rotor

P_r : Puissance mécanique du rotor

R : Résistance entre phases du stator

P_m : Pertes mécanique.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi une description de la machine asynchrone et sa structure (les différents types du rotor, et la considération technique). La machine asynchrone 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.

Chapitre II : Approche Numérique Par Eléments Finis

II.1 Introduction

Afin de déterminer relativement avec précision la grandeur des pertes fer générées dans la machine électrique à cage d'écureuil, nous avons opté pour la *méthode des éléments finis (MEF)*. Cette approche permet en effet une étude fine des phénomènes électromagnétiques, surtout si on travaille en régime **saturé**.

Dans ce 2ème chapitre, nous avons commencé par établir les équations électromagnétiques régissant le fonctionnement de notre système : Il s'agira d'un problème type *magnétostatique 2D* où la variable choisie est le potentiel vecteur magnétique **A**. La machine étudiée est un moteur asynchrone triphasé à cage de puissance 2.2 kW. Pour la simulation, nous avons opté pour le logiciel **FEMM** téléchargé gratuitement [1].

Après une période d'initiation à ce logiciel qui utilise le langage **LUA**, nous l'avons mis en oeuvre pour modéliser notre prototype de machine et exploiter les différentes caractéristiques potentiel vecteur, Induction magnétique, pertes, etc..

II.2. Equation du système étudié

A partir des équations de Maxwell régissant les phénomènes électromagnétiques, dans le cadre de l'approximation des régimes *quasi-stationnaires* (faibles fréquences) :

- De couplage

$$\nabla \times H = J \quad (\text{II.1})$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

- De conservation

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (\text{II.3})$$

Où **H** représente le vecteur champ magnétique, **B** l'induction magnétique, **E** le champ électrique, **J** la densité de courant et ∇ (nabla) l'opérateur dérivation ($\square/\square x$; $\square/\square y$; $\square/\square z$).

Le problème à résoudre ici est, dans un premier temps, de type *magnétostatique vectoriel* où Le système à modéliser est excité par des courants **J** non nuls. En supposant le champ magnétique produit par des sources indépendantes du temps, le terme $\frac{\partial B}{\partial t}$ sera nul et les

Champs électriques **E** et magnétiques **B** seront découplés.

En supposant l'aimantation rémanente B_r négligeable et les matériaux *isotropes* (conductivité σ et perméabilité μ sont des *scalaires*), nous pouvons leur associer les 2 propriétés :

- Caractéristique magnétique

$$B = \mu \cdot H \quad (\text{II.4})$$

- Loi d'Ohm locale

$$J = \sigma \cdot E \quad (\text{II.5})$$

De l'équation (II.3), nous déduisons l'existence d'un *potentiel vecteur magnétique* \mathbf{A} tel que :

$$\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B} \quad (\text{II.6})$$

Dont l'unicité est souvent garantie par la *jauge de Coulomb*:

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (\text{II.7})$$

En combinant toutes ces relations, nous aboutissons à l'équation du potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} régissant le fonctionnement du système étudié :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad (\text{II.8})$$

À laquelle nous ajouterons les propriétés des matériaux et des *conditions aux limites*:

- Type *Dirichlet homogène* ($\mathbf{A}=0$) : sur les frontières extérieures et les axes de symétrie de Révolution ;
- Type *Neumann* ($\nabla \mathbf{A} / \square t = 0$) sur les plans de symétrie géométrique et magnétique (lignes de flux orthogonales à ces plans).

En toute rigueur, tout système électromagnétique est tridimensionnel (3D). Mais les dispositifs électrotechniques classiques privilégient généralement une direction particulière des champs ou des courants : une connaissance précise de la grandeur étudiée dans le plan privilégié associée à une approximation dans la direction orthogonale (négliger les effets d'extrémités) conduit à l'étude d'un *système bidimensionnel (2D)*. Dans le cadre de cette formulation *magnétostatique en cartésien-2D* et en supposant le système étudié excité à partir d'une densité de courant \mathbf{J}_z dirigée selon l'axe \mathbf{Oz} (il en sera de même pour le potentiel magnétique \mathbf{Az} qui sera un *scalaire*), les équations de Maxwell conduisent finalement à :

$$\nabla^2 \cdot A_z(x, y) = -\mu \cdot J_z(x, y) \quad (\text{II.9})$$

Pour ce qui est de la méthode de résolution, nous utiliserons une technique *numérique* type *éléments finis*, basée sur un procédé de *discrétisation* et d'*approximation* qui transforme les équations aux dérivées partielles écrites sous forme *intégrale* en un système d'équations *algébriques*. En effet, la méthode des éléments finis (*MEF*) s'adapte très bien aux problèmes à caractéristiques non linéaires et aux géométries complexes, avec une excellente précision de résolution mais avec des temps de calcul élevés, contrairement aux méthodes analytiques

II.3 Les lois de comportement des milieux

II.3.1 le cas du vide

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (\text{II.10})$$

II.3.2 Les milieux conducteurs : la loi d'Ohm

On appelle conducteur tout milieu possédant des charges électriques capables de se déplacer à l'échelle macroscopique sous l'effet d'un champ électrique [12]. Quand un tel milieu est soumis à un champ électrique, les charges électriques (électrons libres dans les métaux) se mettent en mouvement, créant un courant électrique.

Dans les milieux homogènes et isotropes, on admet :

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{II.11})$$

Qui est l'expression de la loi d'Ohm.

Si le milieu est anisotrope, on aura :

$$\vec{J} = [\sigma] \cdot \vec{E} \quad (\text{II.12})$$

Avec $[\sigma]$: tenseur de conductivité électrique.

Un conducteur parfait est un milieu fictif tel que $\sigma \rightarrow \infty$. Dans un tel conducteur, \vec{E} est nul. A l'inverse, un isolant parfait est un milieu dans lequel la conductivité électrique est nulle : $\sigma = 0$

L'expression locale de la loi d'ohm est donnée comme suit :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_{eddy} \quad (\text{II.13})$$

$$\vec{J}_{eddy} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{II.14})$$

σ ($S \cdot m^{-1}$) Conductivité électrique

\vec{J}_s ($A \cdot m^{-1}$) Densité de courant

\vec{J}_{eddy} ($A \cdot m^{-1}$) Densité de courant de Foucault

II.3.3 Comportement magnétique des matériaux

Sous l'effet d'un champ magnétique, la matière s'aimante. Quel que soit le milieu, on écrit par définition (dans le système M.S.K.A) :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} + \mu_0 \cdot \vec{M} \quad (\text{II.15})$$

Où M est le vecteur intensité d'aimantation (A/m).

II.3.4 Comportement diélectrique des matériaux

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{II.16})$$

Avec : $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$

$\varepsilon_0 (F \cdot m^{-1})$: Permittivité électrique du vide.

ε_r : Permittivité électrique relative du milieu.

$\varepsilon (F \cdot m^{-1})$: Permittivité électrique absolue.

Avec, dans le système d'unités M.S.K.A : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ et $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} F/m$

II.4 Application des équations de Maxwell à la MAS à cage

En toute rigueur, tout système électromagnétique est tridimensionnel (3D). Mais les dispositifs électrotechniques classiques privilégient généralement une direction particulière des champs ou des courants : une connaissance précise de la grandeur étudiée dans le plan privilégié associé à une approximation dans la direction orthogonal conduit à l'étude d'un système bidimensionnel (2D) dans le cadre de cette formulation magnéto-statique en cartésien (2D) et en supposons le système étudié excité à partir d'une densité de courant \vec{J}_z dirigé selon l'axe (oz) « il en sera de même pour le potentiel magnétique A_z qui sera un scalaire », les équations de Maxwell conduisent finalement à :

$$\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot} \vec{\text{rot}}(\vec{A}) + \sigma \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = \vec{J}_{ext} \quad (\text{II.17})$$

Les équations à résoudre dans les MAS à cage sont :

1. Au niveau des barres rotoriques

$$\text{rot} \vec{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_{rbars}} \text{rot} \vec{\text{rot}}(\vec{A}_{br}) \right) + \sigma \cdot \frac{\partial A_{bar}}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.18})$$

2. Au niveau du fer rotor

$$\text{rot} \vec{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \text{rot} \vec{\text{rot}}(\vec{A}_r) \right) = 0 \quad (\text{II.19})$$

3. Au niveau de l'entrefer

$$\text{rot} \vec{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu_0} \text{rot} \vec{\text{rot}}(\vec{A}_e) \right) = 0 \quad (\text{II.20})$$

4. Au niveau des encoches statoriques

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu_0} \text{rot} (\vec{A}_{es}) \right) = J_{ext} \quad (\text{II.21})$$

5. Au niveau du stator

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu_s} \text{rot} (\vec{A}_s) \right) = 0 \quad (\text{II.22})$$

II.5 Méthodes de résolution

Il existe plusieurs méthodes pour la résolution des équations aux dérivées partielles, ces méthodes sont analytiques, numériques ou mixtes (semi analytiques).

II.5.1 Méthodes analytiques

Ce sont les premières méthodes utilisées. Elles sont d'emploi restreint à des géométries simples dans une approche unidimensionnelle, ou quelque fois dans des problèmes bidimensionnels. La méthode analytique la plus puissante et la plus couramment utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles est la méthode de séparation des variables. Le principe de cette méthode consiste à mettre l'inconnue sous forme d'un produit des fonctions, dont chacune ne dépend que d'une seule variable

Soit en coordonnées cartésiennes, l'inconnue $A_z(x, y)$, qui est écrit comme suit :

$$A_z(x, y) = A_z(x) \cdot A_z(y) \quad (\text{II.23})$$

$A_z(x, y)$ Solution de l'équation différentielle aux dérivées partielles considérée de sorte que :

$A_z(x)$ est une fonction ne dépend que de la variable x .

$A_z(y)$ est une fonction ne dépend que de la variable y .

II.5.2 Méthode des éléments finis

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

En 1970, Silvester et son équipe de l'université MC Gill à Montréal se sont intéressés à l'adaptation de cette méthode de résolution des problèmes elliptiques à l'Electrotechnique[19].

La méthode des éléments finis est fréquemment utilisée pour modéliser précisément et finement des systèmes électrotechniques. Cette méthode permet de

tenir compte de la géométrie de la machine et permet une approche systématique des problèmes magnétiques [14]

De plus, un couplage entre les grandeurs électriques, mécaniques, et magnétiques peut être réalisé. Les éléments finis permettent également une étude tridimensionnelle, ce qui apporte une très grande finesse dans la connaissance du système.

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques [15]

II.6 Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis peut être définie comme une méthode d'approximation des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physiques et leurs conditions aux limites. Le principe bien connu de la 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 du calcul est liée à la finesse du maillage et au degré de ces polynômes. 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 certains non linéarités, comme celle intervenant dans les matériaux ferromagnétiques [16].

Il y a deux variantes de la méthode des éléments finis [19] :

- La méthode des résidus pondérés ;
- La méthode variationnelle.

II.7 Description 2D du champ électromagnétique au niveau de la machine

Le calcul du champ magnétique dans une machine électrique tournante est un problème tridimensionnel. Néanmoins, sur une longueur importante de la machine, on peut considérer que les champs magnétiques sont situés dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine et que les courants inducteurs et induits sont parallèles à cet axe [2].

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

$$\vec{A} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A(x, y, t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

\vec{A} Est complètement défini en ajoutant une condition supplémentaire. Pour assurer son unicité, le choix de la jauge de Coulomb est naturel dans la mesure où l'on passera par la suite à l'approximation bidimensionnelle [2].

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (\text{II.24})$$

L'étude se ramène alors à la résolution de :

$$\text{rot}(\nu(\text{rot}A)) = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} + J_{0z} \quad (\text{II.25})$$

Ou bien

$$\text{div}(\nu \text{grad}(A)) - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + J_{0z} = 0 \quad (\text{II.26})$$

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

$$A = 0 \quad \text{Sur} \quad \Gamma_{\text{ext}}$$

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

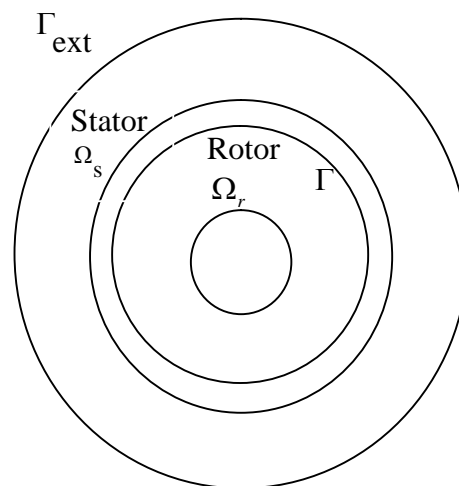


Fig . II. 1 : Différents domaines de la machine étudiée

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

La prochaine étape concerne la résolution numérique du système d'équations de diffusion du champ électromagnétique au niveau d'une machine asynchrone triphasé à cage.

II.8. Présentation Du Logiciel Femm

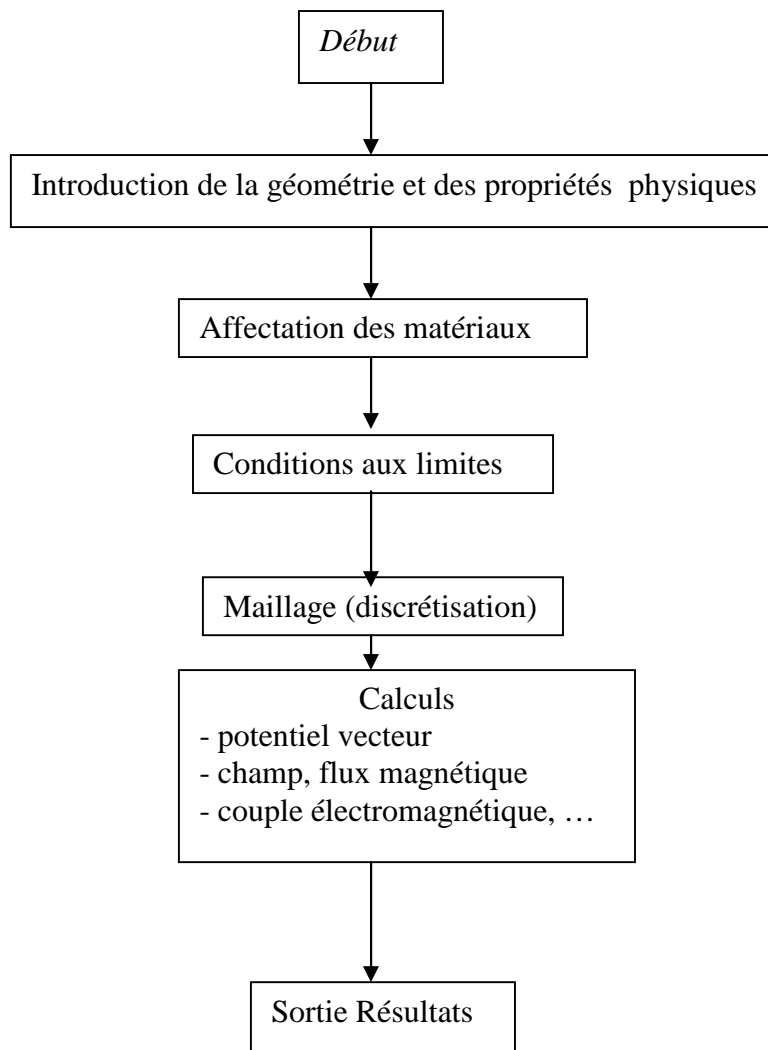
Le logiciel **FEMM** (*Finite Element Method Magnetics*) comporte une suite de programmes permettant de résoudre des problèmes d'électromagnétisme à basse fréquence dans des domaines 2D ou axisymétriques. Ce logiciel, développé par *David Meeker*, est disponible gratuitement sur *Internet* [2].

FEMM se compose de trois programmes :

- *femm.exe* : est un post et pré-processeur contenant une interface graphique qui permet de fixer la géométrie du problème, les propriétés matérielles ainsi que les conditions aux limites. Après l'analyse, la solution est affichée sous forme de contour, densité de flux... Le logiciel permet également d'évaluer un certain nombre d'intégrales et de tracer diverses quantités d'intérêt le long de contours définis par l'utilisateur.
- *triangle.exe* : découpe les régions du problème en éléments *triangles*, ce qui constitue une étape importante de l'analyse par éléments finis.
- *fkern.exe* : est un solveur qui résout les équations aux dérivées partielles pour obtenir les valeurs du champ magnétique dans le domaine étudié.

Le langage *LUA* est également intégré dans les pré et post-processeurs. Il suffit d'écrire un programme ou donner des instructions dans la console *LUA* pour commander les étapes de calculs. Toute modification sur le domaine d'étude, analyses ou exploitations des résultats peut être effectuée de manière *automatique* par un programme en *Lua* sans l'intervention manuelle de l'utilisateur.

Ainsi, la résolution par la méthode des éléments finis de l'équation (9) régissant le fonctionnement de notre système *non linéaire* se fera en utilisant un programme de calcul sous environnement *FEMM* (programmation par langage *LUA*). Les différentes étapes de mise en oeuvre de ce programme sont résumées dans l'organigramme suivant :



II.9 Conclusion

A l'aide du code de calcul de champ gratuit FEMM [1], basé sur la méthode des éléments finis 2D, nous avons pu résoudre les équations de la magnétodynamique complexe dans le cas d'un moteur asynchrone à cage d'écuréuil en tenant compte de la saturation. Pour les calculs spécifiques à notre étude, nous avons effectué les programmes nécessaires en utilisant le langage LUA compatible avec ce dernier code. La prédétermination des performances en termes de calcul de la densité de perte fer dans la machine sera effectuée au prochain chapitre.

Chapitre III : Problématiques des pertes fer

III.1.Introduction

Dans le contexte actuel de développement de dispositifs respectant des critères en termes de développement durable et d'efficacité énergétique, les axes de recherche portant sur la nécessité d'économiser l'énergie, l'utilisation efficace des matériaux dans les dispositifs électriques et le développement de nouveaux matériaux ayant des propriétés supérieures sont d'une importance capitale. Les récents progrès dans l'industrie électrotechnique sont dus, en grande partie, à l'amélioration de la technologie de fabrication des matériaux magnétiques. Les machines électriques tournantes et statiques, de toutes tailles, sont généralement construites avec des matériaux magnétiques doux (tôles). Pour un dimensionnement adéquat, il est important d'avoir une bonne connaissance des propriétés de ces tôles magnétiques

En effet, le matériau magnétique représente le cœur de fonctionnement d'une machine électrique et les propriétés du matériau, comme la loi de comportement magnétique $B(H)$ et les pertes fer, influencent les performances et l'efficacité de la machine. Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, introduire les définitions des différentes grandeurs magnétiques qui vont nous permettre d'expliquer la physique du matériau magnétique. Dans un second temps, les mécanismes à l'origine des pertes fer seront décrits à partir de la théorie de Bertotti. Ensuite, les principales difficultés liées à l'estimation de ces pertes fer dans une machine électrique seront présentées. Dans une dernière partie, nous allons traiter les principaux modèles utilisés pour estimer ces pertes et présenter l'approche que nous avons choisie pour les présents travaux.

III.2 Les matériaux magnétiques

III.2.1 Grandeurs magnétiques

Un échantillon de matière est fondamentalement décrit, du point de vue des propriétés magnétiques, comme un ensemble de moments magnétiques, résultant du mouvement des électrons. Classiquement, les électrons en orbite autour du noyau atomique sont dotés d'un moment magnétique appelé aussi moment orbital $\mathbf{m} = -(e/2m_e)\mathbf{L}$, où e et m_e sont respectivement la charge et la masse de l'électron et L est le moment angulaire. En plus de ce moment magnétique orbital, les électrons possèdent un moment magnétique intrinsèque appelé moment magnétique de spin. On définit ainsi le moment magnétique d'un atome comme la somme vectorielle de ces deux moments.

À l'échelle macroscopique, un élément de volume de matière magnétique est un ensemble de moments magnétiques et on peut définir l'aimantation [A/m] du matériau M telle que :

$$M = - \frac{\partial M}{\partial v} \quad (\text{III.1})$$

Où : M est la somme des moments magnétiques et ∂v l'élément de volume considéré. La relation générale qui lie l'induction magnétique B [T], le champ magnétique H [A/m] et l'aimantation M est écrite de cette manière :

$$B = \mu_0 \cdot (H + M) \quad (\text{III.2})$$

Où : $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ (H/m), est la perméabilité magnétique du vide. Dans le vide l'aimantation \mathbf{M} étant nulle, la relation $B = \mu_0 \cdot H$ permet de considérer l'induction et le champ magnétique Comme des quantités équivalentes, car simplement liées par la constante de proportionnalité μ_0 . En présence de matière magnétique, la contribution $\mu_0 \cdot M$ reflète la réponse du matériau à une sollicitation extérieure. Cette contribution est appelée polarisation magnétique \mathbf{J} , quantité ayant la même unité que \mathbf{B} [T] et les mêmes propriétés que l'aimantation \mathbf{M} . L'équation (III.2) s'écrit alors classiquement sous la forme suivante:

$$B = \mu_0 \cdot H + J$$

(III.3)

La loi de comportement magnétique peut également s'exprimer comme :

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r H \text{ Et } M = \chi \cdot H \quad (\text{III.4})$$

Où μ_r et χ et sont la perméabilité relative et la susceptibilité magnétique qui sont liées par l'équation suivante :

$$\mu_r = 1 + \chi \quad (\text{III.5})$$

Sur la base de cette représentation générale du comportement magnétique, il est possible de décrire le comportement des trois grandes catégories de matériaux magnétiques : les matériaux paramagnétiques, diamagnétiques et ferromagnétiques. Dans la suite, nous allons exposer d'une manière succincte les propriétés magnétiques de chaque catégorie de matériaux.

III.2.2 Classification des matériaux magnétiques

III.2.2.1 Diamagnétisme

Le diamagnétisme se traduit par l'apparition au sein de la matière d'un champ magnétique opposé au champ appliqué. Son origine est la modification du mouvement orbital des électrons autour du noyau atomique suite à l'application d'un champ magnétique extérieur. Par conséquent, l'aimantation diamagnétique est présente dans toutes les matières, mais sa part dans l'aimantation totale reste très faible par rapport à d'autres types d'aimantation. Parmi les matériaux diamagnétiques (qui présentent seulement une aimantation diamagnétique), on peut citer les éléments Cu, Au, Ag, Zn, Pb, etc.

Ces matériaux ont alors une susceptibilité magnétique négative, indépendante de la température, de l'ordre de 10^{-5} . Par conséquent, la loi de comportement de ce type de matériau peut être assimilée à celle du vide dans le cadre de l'étude des machines électriques

III.2.2.2 Le paramagnétisme

Du point de vue microscopique, le paramagnétisme est lié à l'existence d'un moment magnétique permanent qui peut être porté par des atomes ou des molécules. En l'absence d'un champ magnétique extérieur, les moments magnétiques sont orientés de manière aléatoire en raison de l'agitation thermique, le matériau ne présente donc pas d'aimantation spontanée. Les matériaux paramagnétiques (par exemple Al, Cr, Mn, Na) présentent toutefois une susceptibilité magnétique faible, mais positive, de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-5} . La loi de

comportement de ces matériaux peut alors être considérée comme linéaire et proche de celle du vide pour les domaines d'application en électrotechnique.

III.2.2.3 Le ferromagnétisme

Dans le cas du ferromagnétisme, à l'échelle microscopique, les moments magnétiques de spin présentent un fort couplage. Ainsi, à l'échelle d'un domaine de Weiss, il existe une aimantation même en l'absence de champ extérieur, l'aimantation étant alors qualifiée de spontanée. Celle-ci est due au fait que les moments atomiques ont tendance à s'aligner spontanément et parallèlement les uns aux autres, réalisant une mise en ordre que l'on peut comparer à la mise en ordre géométrique caractéristique de l'état solide.

Les matériaux ferromagnétiques (par exemple Fe, Co, Ni et leurs alliages) présentent une susceptibilité importante de l'ordre de 10^3 et sont les principaux matériaux utilisés dans les dispositifs de conversion d'énergie en électrotechnique. On peut encore subdiviser les matériaux ferromagnétiques en deux groupes : les matériaux doux et les matériaux durs (aimants permanents). Les matériaux magnétiques doux peuvent être aimantés facilement avec des champs magnétiques faibles ; ils sont utilisés dans les machines électriques pour concentrer et canaliser le flux magnétique. À des fréquences industrielles, on utilise généralement des tôles FeSi d'épaisseur comprise entre 0,35 et 0,65mm et pour des fréquences au-delà de 10 kHz, on emploie les matériaux amorphes qui ont une induction à saturation, une épaisseur et des pertes moins importantes que celles des tôles conventionnelles. Les matériaux magnétiques durs (aimants permanents) sont utilisés comme source de champ magnétique dans les machines électriques.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons uniquement aux matériaux ferromagnétiques doux.

III.2.2.4 Origine du cyclé d'hystérésis

Dans le cas d'un champ d'excitation magnétique H alternatif, une fois la courbe de première aimantation parcourue, lorsque le champ H amorce sa décroissance la caractéristique $M(H)$ décroît également et suit un parcours différent de la première aimantation, plus précisément au-dessus de cette dernière (Figure.III.1).

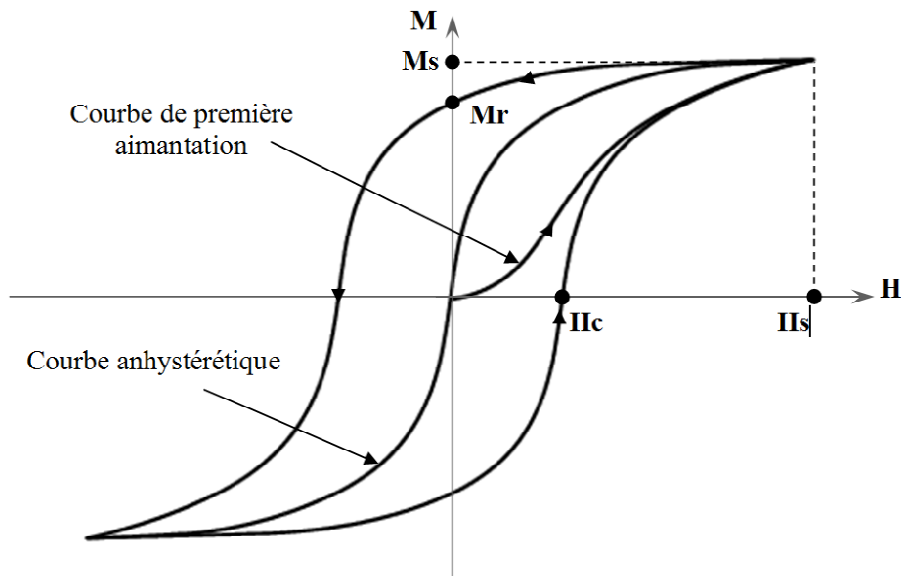


Figure.III.1: Cycle d'hystérésis

Ce parcours reflète le retard de la réponse du matériau (aimantation) sous la sollicitation d'excitation (champ magnétique). De même, lorsque le champ d'excitation est de nouveau croissant, le parcours de la courbe $M(H)$ se situe au-dessous de la courbe de première aimantation, reflet du retard de réponse du matériau dans l'autre sens d'évolution du champ extérieur. Le regroupement de ces deux branches supérieure et inférieure représente le cycle d'hystérésis qui est le reflet d'un phénomène énergétiquement dissipatif lié au déplacement des parois de Bloch. Ce cycle possède la propriété d'antisymétrie par rapport à l'origine. On peut également observer un certain nombre de points remarquables sur le cycle d'hystérésis. En plus des points correspondant à la saturation, H_s et M_s , on notera le champ coercitif H_c où l'aimantation s'annule et l'aimantation rémanente M_r , où le champ magnétique est nul. En pratique, l'observation d'un cycle d'hystérésis se fait à très basse fréquence. En effet, pour des fréquences de champ d'excitation supérieures, des contributions dynamiques aux pertes dans le matériau viennent modifier l'allure du cycle d'hystérésis. De façon générale, la loi de comportement magnétique est également modifiée selon les contraintes extérieures auxquelles est soumis le matériau (température, mécanique ...).

A noter que, dans le cas d'un matériau idéal, sans impuretés et où le déplacement des parois est réversible, la loi de comportement magnétique $M(H)$ peut être décrite par la courbe représentée sur la Figure III.1.

Ainsi, le phénomène d'hystérésis, qui représente la loi de comportement d'un matériau ferromagnétique, nécessite une attention particulière de par sa forte non-linéarité mais aussi de la surface correspondante qui est associée à des pertes dans le matériau. Dans la suite, on présente les différentes contributions aux pertes globales ayant lieu dans le matériau

III.3. Les pertes magnétiques

Lorsqu'un matériau ferromagnétique est soumis à un champ variable dans le temps, il est le siège d'une dissipation d'énergie, plus communément appelée pertes magnétiques ou pertes fer. D'après l'approche proposée par Bertotti, [7,8,12], ces pertes peuvent être décomposées en trois contributions :

- Les pertes par Hystérésis ;
- Les pertes par courants induits (ou pertes classiques) ;

- Les pertes excédentaires.

En réalité, ces trois composantes sont dues aux courants induits qui se développent dans le matériau, mais à des échelles différentes (microscopique et macroscopique).

Dans la suite, on présente, de façon succincte, ces trois contributions aux pertes totales. On se place dans le cas d'une tôle ferromagnétique dont la longueur et la largeur sont beaucoup plus grandes que son épaisseur, et dans des conditions de dynamique d'excitation (fréquence) telles que l'épaisseur de peau reste grande devant l'épaisseur de la tôle. Le champ magnétique pourra alors être considéré, en première approche, homogène dans l'épaisseur de la tôle. Par ailleurs, on travaillera dorénavant avec la grandeur usuelle induction magnétique \mathbf{B} liée à l'aimantation \mathbf{M} par l'équation III.2.

III.3.1 Les pertes par hystérésis

Les pertes par hystérésis est un processus qui introduit un retard de l'induction magnétique \mathbf{B} par rapport au champ d'excitation \mathbf{H} . Ce retard s'observe à l'échelle macroscopique sous la forme d'un cycle d'hystérésis propre au matériau. De plus, à partir de considérations thermodynamiques [7,8], on peut montrer que l'aire décrite par ce cycle correspond à l'énergie volumique dissipée au cours d'une période.

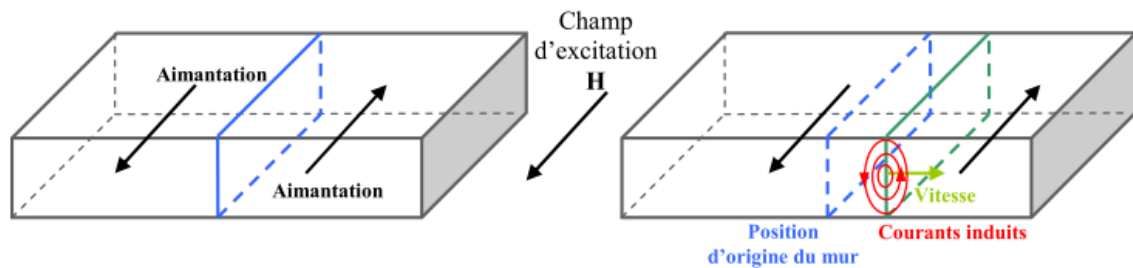


Figure III.2 : Courants induits microscopiques lors du déplacement d'une paroi à 180°

Ces sauts sont associés à des variations de flux locales, donnant ainsi naissance à des courants induits microscopiques dans la région des parois de Bloch.

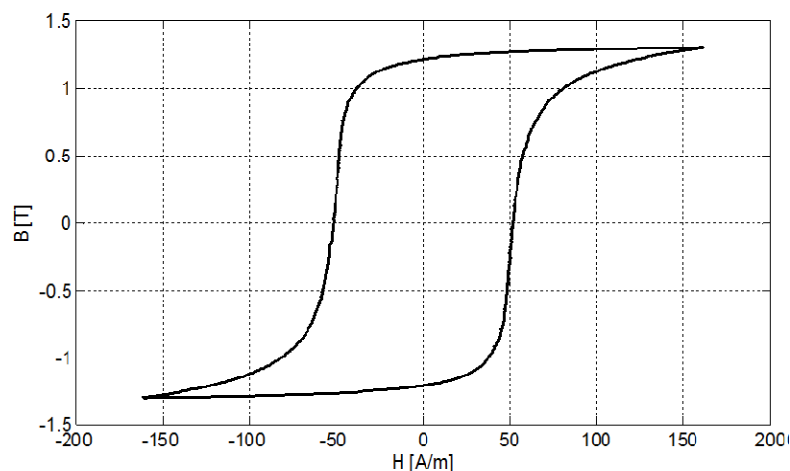


Figure III.3 : Cycle majeur d'hystérésis centrée

Par ailleurs, en fonction de la forme d'onde de l'induction magnétique, ces cycles induisent des pertes supplémentaires déterminées également par leur surface. De façon générale, on écrit l'énergie fournie au matériau pour parcourir un cycle complet par:

$$W = \oint H \cdot dB \quad [J / m^3] \quad (III.6)$$

Cette énergie est convertie en chaleur lors du processus d'aimantation et représente les pertes volumiques par hystérésis dans le cas statique (fréquence ou dynamique faibles).

$$P_h = f \cdot \oint H \cdot dB \quad [W / m^3] \quad (III.7)$$

III.3.2 Les pertes par courants induits

En régime dynamique, en plus des pertes en régime statique, les pertes dues aux courants induits macroscopiques, liés à la conductivité σ du matériau, deviennent non négligeables. Sur la Figure.III.4 on peut observer les courants induits qui se développent dans l'épaisseur de la tôle. Sur cette figure, le champ et l'induction magnétiques sont orientés selon l'axe (Oz) ; le champ électrique \mathbf{E} et la densité de courant induit \mathbf{j} sont dirigés selon l'axe (Ox). On suppose que la dynamique du champ d'excitation \mathbf{H} est suffisamment faible pour avoir un champ homogène dans la tôle et négliger ainsi l'effet de peau.

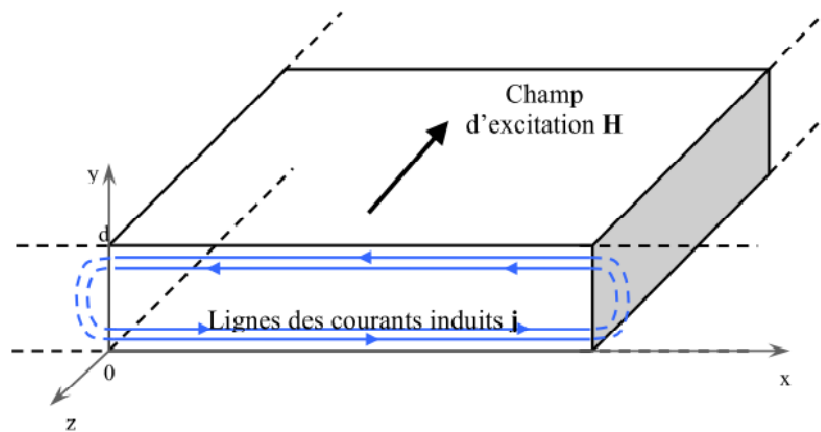


Figure III.4 : Développement de courants induits dans l'épaisseur d'une tôle

Dans les conditions d'une tôle de dimensions, dans le plan, infinies par rapport à son épaisseur, l'expression des pertes volumiques par courants induits est donnée par [7,8] :

$$P_{ci} = \frac{1}{d} \int_0^d \frac{j^2(y,t)}{\sigma} dy = \frac{\sigma d^2}{12} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (III.8)$$

La valeur moyenne, sur une période du champ d'excitation, s'exprime alors sous la forme suivante :

$$P_{ci} = \frac{\sigma d^2}{12} \frac{1}{T} \int \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \quad [W / m^3] \quad (III.9)$$

Où T est la période d'induction magnétique B et d est l'épaisseur de la tôle. Dans le cas sinusoïdal, l'expression ci-dessus peut être écrite de cette manière :

$$P_{ci} = 2 \cdot \pi^2 \left(\frac{\sigma d^2}{12} \right) \cdot f^2 \cdot B_m^2 \quad [W / m^3] \quad (\text{III.10})$$

On observe que les pertes par courants induits sont proportionnelles au carré de l'épaisseur de la tôle d et au carré de la fréquence et du champ d'induction B . Ces pertes évoluent aussi linéairement avec la conductivité du matériau.

D'un point de vue cycle d'aimantation, en régime dynamique, les courants induits produisent un gonflement du cycle $B(H)$. On parle dans ce cas de cycle de pertes, notamment parce que le cycle inclue les pertes statiques et les pertes par courants induits macroscopiques

Dans le cas des machines électriques, ces pertes peuvent être non négligeables, et ce pour plusieurs raisons.

- Les machines étant aujourd'hui largement alimentées avec des convertisseurs statiques, ces derniers introduisent des harmoniques temporelles de courants qui se traduisent directement par des harmoniques de champ magnétique.
- La disposition des bobinages introduit quant à elle, des harmoniques d'espace. La force magnétomotrice d'entrefer n'est donc pas sinusoïdale d'où des harmoniques d'espace du champ magnétique.
- Les encoches statoriques et/ou rotoriques introduisent une variation de la réluctance d'entrefer qui induit également des variations de champ magnétique.
- Enfin, il existe des pertes supplémentaires d'extrémité introduites par les têtes des bobines statoriques, et parfois rotoriques, qui créent des pertes par courants induits supplémentaires au niveau des matériaux magnétiques situés aux extrémités de la machine électrique.

III.4 Modèles pour le calcul des pertes fer

Dans les paragraphes précédents, nous avons présenté les origines et la complexité du processus de quantification des pertes fer dans le domaine électrotechnique ainsi que l'influence des différentes étapes de fabrication sur celles-ci. Aujourd'hui encore, il est difficile de faire une modélisation précise de ces pertes en tenant compte de toutes ces contraintes. Dans les paragraphes suivants, différentes approches de modélisation des pertes fer sont présentées. Dans un premier temps, on abordera les modèles dits analytiques, utilisés uniquement pour le calcul des pertes fer, avant d'introduire les modèles d'hystérésis qui eux, selon leur degré de complexité, peuvent représenter les pertes fer tout en prenant en compte la loi de comportement magnétique.

III.4.1 Modèles analytiques

En ce qui concerne les modèles analytiques utilisés pour estimer les pertes fer, on peut distinguer deux catégories. La première nécessite, sur la base d'hypothèses simplificatrices, la connaissance de la valeur crête de l'induction sur une période d'intérêt. La deuxième catégorie utilise des expressions plus élaborées faisant intervenir la dérivée temporelle de l'induction magnétique pour prendre en compte de façon plus fine des effets dynamiques.

III.4.1.1 Modèles basés sur la valeur crête de l'induction

Pour estimer les pertes dans les matériaux feuilletés, Steinmetz [17] a proposé une formule empirique dont l'expression est donnée ci-dessous:

$$P_{tot} = K \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (III.11)$$

Où B_m est la valeur crête de l'induction sur une période, f la fréquence d'excitation et k , α et β sont des constantes qui sont identifiées à partir des mesures réalisées sur des échantillons. Cette équation prend en compte les pertes statiques (pertes par hystérésis) et dynamiques (pertes par courants induits) de façon globale. Elle est valable dans le cas des tôles et des matériaux homogènes, isotropes et uniquement pour des formes d'ondes sinusoïdales à des fréquences suffisamment faibles pour pouvoir négliger l'effet de peau.

Dans la référence [18], une extension de l'expression (III.11), proposée par Jordan, permet de séparer les pertes fer en pertes par hystérésis et pertes par courants induits.

$$P_{tot} = K_h \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta + K_{ci} \cdot f^2 \cdot B_m^2 \quad (III.12)$$

Dans cette approche, les pertes par hystérésis sont, pour une induction donnée, directement proportionnelle à la fréquence d'excitation. Les pertes par courants induits, appelées aussi pertes classiques, sont quant à elles proportionnelles au carré de la fréquence. Il s'agit des mêmes évolutions de pertes que celles données par les équations 1.9 et 1.12 dans les conditions sinusoïdales.

Toutefois, dans la pratique, l'équation (III.11) conduit à une sous-estimation des pertes fer. Ainsi, Bertotti [8,9] a proposé une décomposition des pertes totales en trois catégories selon leurs origines:

$$P_{tot} = K_h \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta + K_{ci} \cdot f^2 \cdot B_m^2 + K_{ex} \cdot f^{1.5} \cdot B_m^{1.5} \quad (III.13)$$

A part la composante statique, qui est exprimée d'une façon empirique (équation III.13), les autres deux composantes des pertes dynamiques peuvent être exprimées par des formules analytiques qui ont un sens physique par rapport au phénomène de pertes. Cependant, comme dans ce cas les coefficients reliés aux propriétés du matériau (σ , G , V_0) sont souvent difficiles à obtenir, on approxime généralement ces paramètres par des coefficients globaux (k_{ci} , k_{exc}) identifiés à partir de plusieurs mesures

L'algorithme utilisé pour identifier les coefficients ($K_h, \alpha, K_{ci}, K_{exc}$) est présenté ci-après :

Etape I – Effectuer des mesures expérimentales sur des échantillons de tôles pour différents niveaux de fréquences et d'inductions maximales B_m .

Etape II – Identification des coefficients k_h , α , k_{ci} , k_{exc} en minimisant une fonction objective (équation 1.20).

$$F_{obj} = \sum_{i=1}^n (P_m - P^*)^2 \quad (\text{III.14})$$

Où n est le nombre de points expérimentaux, P_m la valeur mesurée des pertes et P^* les pertes estimées à partir de l'équation III.13.

L'idéal consiste à faire une mesure à très basse fréquence pour identifier les coefficients statiques (k_h, α) puis des mesures à des fréquences de fonctionnement du système pour identifier les coefficients dynamiques (k_{ci}, k_{exc}). Néanmoins, malgré sa simplicité de mise en œuvre, l'inconvénient majeur de l'équation (III.13) est la limitation de sa validité aux formes d'ondes sinusoïdales à des fréquences ne donnant pas lieu à l'effet de peau. Pour améliorer ce modèle, certains auteurs ont fait le choix d'utiliser des coefficients variables en fonction de la fréquence et de l'induction maximale [10].

III.5 Conclusion

La première partie de ce chapitre s'est focalisée sur les propriétés des matériaux magnétiques et plus particulièrement sur les processus d'aimantation des matériaux ferromagnétiques. Ces phénomènes ont été expliqués à l'aide de la théorie introduite par Weiss qui stipule qu'un matériau ferromagnétique est divisé en plusieurs domaines magnétiques. Ensuite, à l'aide de cette théorie, nous avons expliqué le processus d'aimantation qui provoque une dissipation d'énergie au sein du matériau, dissipation énergétique apparaissant couramment sous la dénomination de pertes fer.

Dans la dernière partie, un état de l'art des approches utilisées pour estimer ces pertes dans les machines électriques a été présenté ainsi qu'un bilan des approches présentées

CHAPITRE IV: APPLICATION ET VALIDATION DES RÉSULTATS

IV.1 Introduction

Dans cette dernière partie, nous clôturons l'étude et nous la rattachons au but recherché : contribution à l'évaluation des pertes fer dans une machine asynchrone à cage. Dans le chapitre précédent, nous avons mis l'accent sur un calcul de champ électromagnétique bidimensionnel avec prise en compte de la saturation magnétique. Ce présent chapitre, renfermera diverses simulations effectuées sur une machine asynchrone à cage d'écreuil

A l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis (F.E.M.M 4.2) Finite Element MethodMagnetics [1], nous aurons à exécuter un programme écrit en code L.U.A écrit à partir de la commande pré-processeur (femm.exe) suivants plusieurs étapes successives toutes en respectant les conditions aux limites et les hypothèses simplificatrices.

L'application est faite en étudiant l'influence de l'induction magnétique et la fréquence sur la distribution des pertes fer dans la machine à induction.

IV.2 présentation de la machine étudiée

Le prototype étudié est une machine à induction triphasée tetrapolaire de puissance 2.2 kW, 50 Hz, 380 V connectée en triangle. La configuration géométrique de cette machine en coupe transversale est donnée par la figure. IV.1. Les caractéristiques de la machine étudiée (Fig.IV.1) sont données dans le Tableau. IV.1.

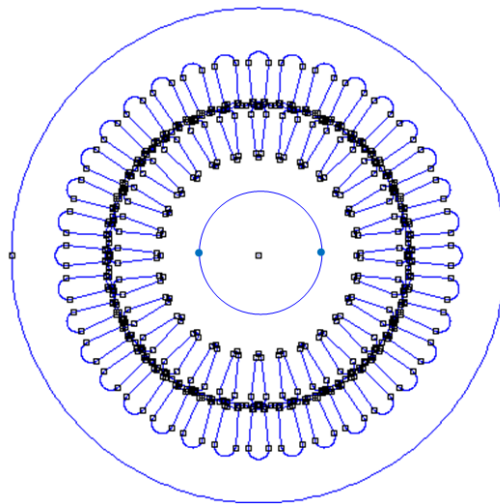


Figure IV.1 : Configuration géométrique de la section transversale de la machine

Paramètres	grandeurs
Puissance nominale (kW)	2.2
Tension nominale (V)	380
Fréquence nominale (Hz)	50
Nombres de pôles	4
Nombres de phases	3
Nombres de voies parallèles	1
Nombres de conducteurs dans l'encoche	64
Longueur de la machine (m)	0.110
Diamètre intérieur stator (m)	0.145
Diamètre extérieur du stator (m)	0.885
Nombres d'encoches	36
Diamètre externe du rotor (m)	0.088
Diamètre interne du rotor (m)	0.037
Nombres d'encoche au rotor	28

Tableau IV.1 : Paramètres du prototype étudié

Le stator est composé d'un matériau ferromagnétique non linéaire constitué en tôle d'acier de conductivité électrique supposée nulle possédant 36 encoches dans lesquelles des enroulements triphasés en cuivre de conductivités $58.1 \times 10^6 \text{ S/m}$ sont constitués. Le rotor est aussi composé d'un matériau ferromagnétique constitué en acier non linéaire. De conductivité $4.30 \times 10^6 \text{ S/m}$ et possède 28 encoches.

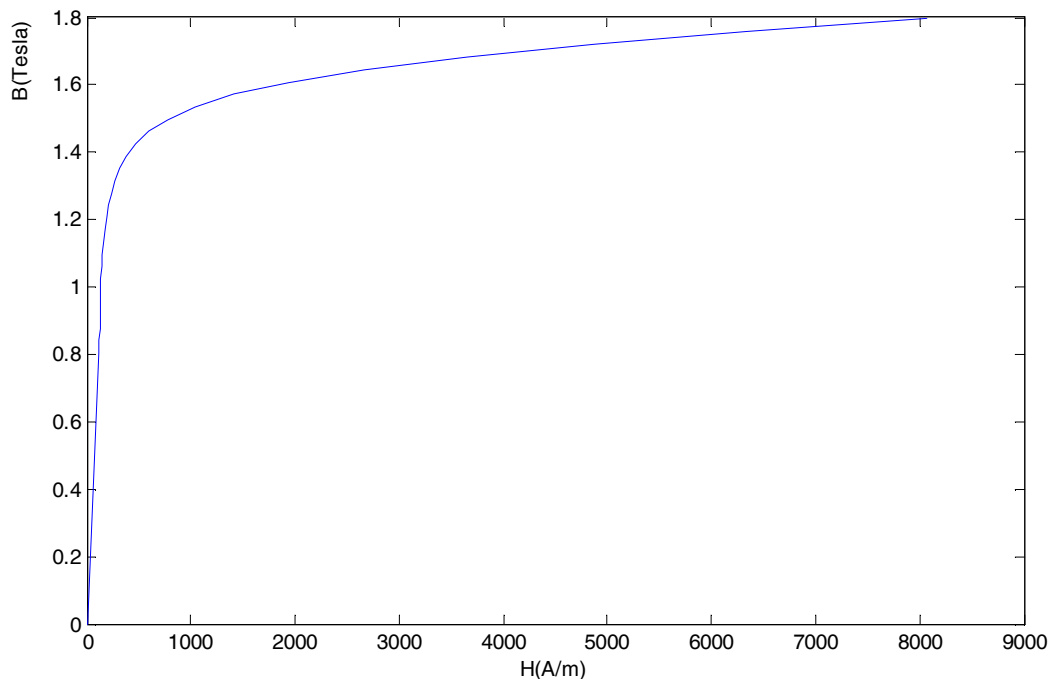


Figure IV.2 : Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer statorique et rotorique

IV.3 Etapes de calcul

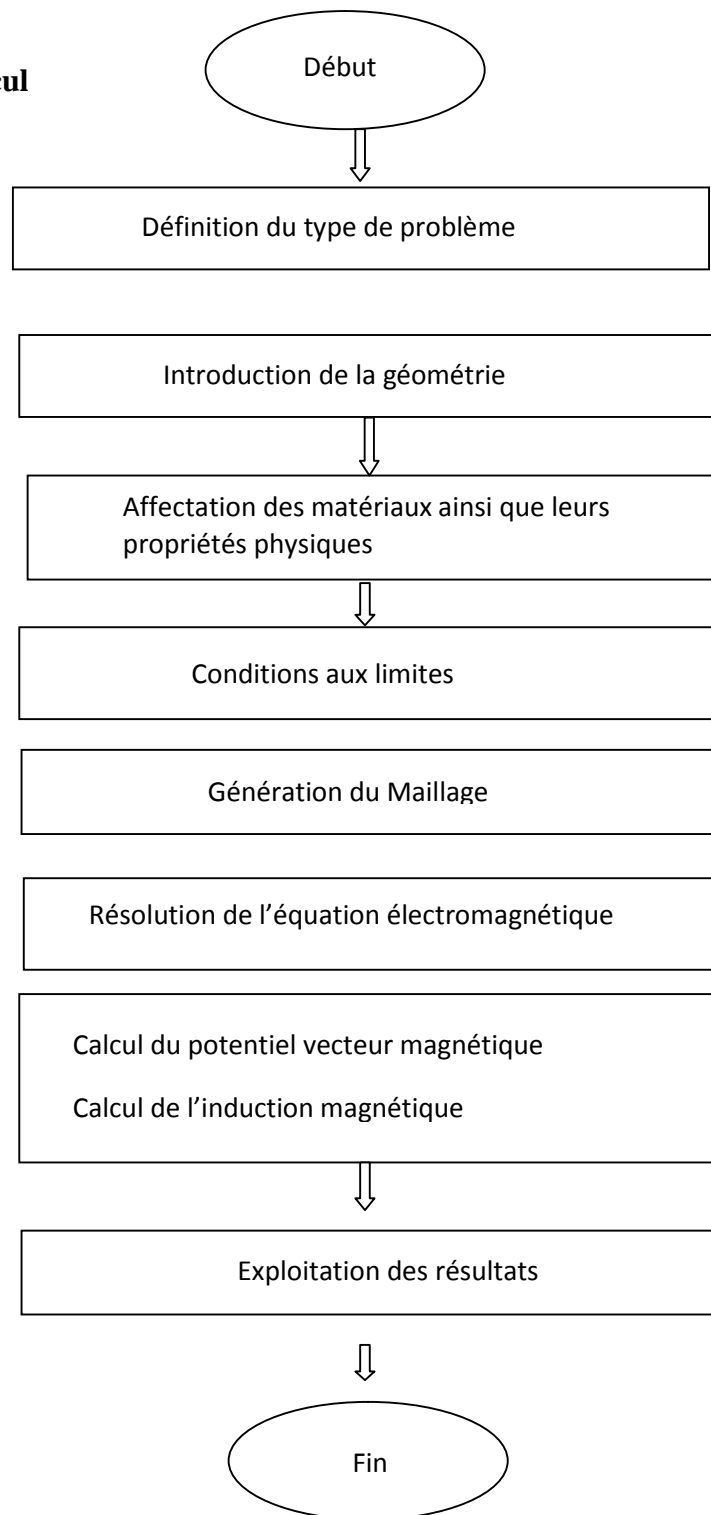


Figure IV.3 : Organigramme d'étude de la machine étudiée.

IV.4 Implémentation de la géométrie et du maillage

La géométrie de la structure complète 2-D de la machine étudiée est réalisée en utilisant le logiciel F.E.M.M .4.2. La figure IV.4 représente la vue radiale de la machine avec les détails des encoches.

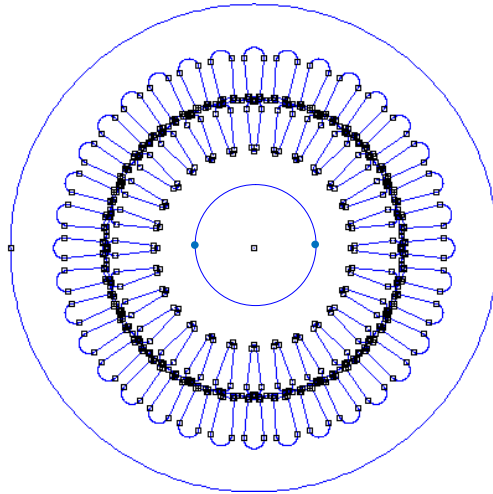


Figure IV.4 : Modèle géométrie transversale de la machine asynchrone à cage

Le maillage de la géométrie donnée par la figure IV.5 a été automatiquement réalisé en utilisant le logiciel F.E.M.M pouvant générer une topologie de maillage optimale. Le nombre de nœuds et de triangles sont respectivement (156402) et (312442) pour une machine à cage d'écureuil.

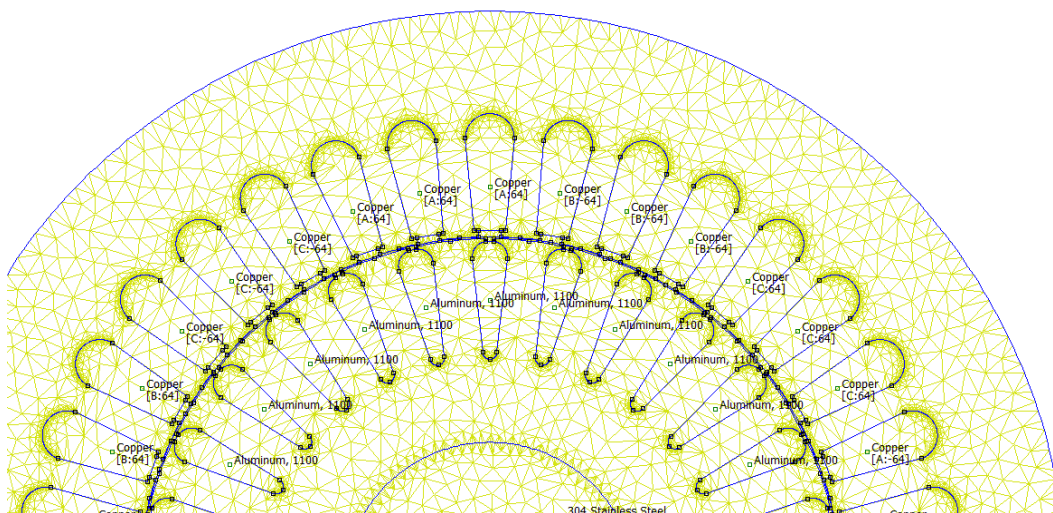


Figure. IV.5 : vue en coupe de la machine asynchrone à cage représentant le maillage par éléments finis triangulaires.

IV.5 Simulations et Discussion des résultats

La résolution du système d'équation issu de la discrétisation par éléments finis permet de calculer le potentiel vecteur en chaque nœud du maillage. Dans cette partie, nous allons étudier la machine dans le cas de fonctionnement à vide et en charge pour un glissement de 5% ($g=0.05$).

IV.5.1 Etude de fonctionnement à vide ($g=0$)

IV.5.1.1 La répartition des lignes de champ

Les lignes de champ sont représentées sur la figure IV.6, en fonctionnement à vide. Les lignes de champ dans la machine pénètrent profondément dans le rotor, on voit que : leurs propagation atteignent même l'acier de l'arbre du rotor pour une perméabilité constante et faible par rapport au fer.

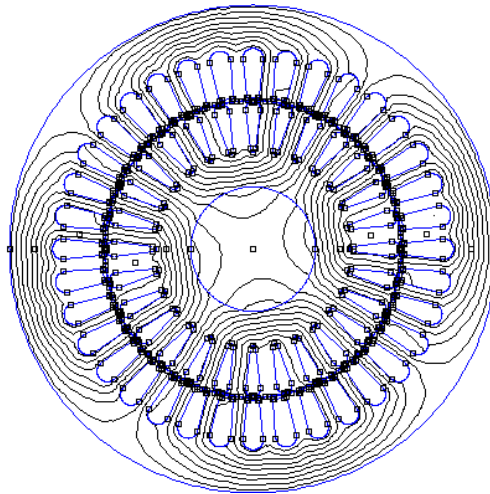


Figure IV.6 : Répartition des lignes de champ dans la machine à vide

IV.5.1.2 La densité de flux magnétique

Le module de l'induction magnétique est représenté sur la figure IV.7 où nous pouvons voir en exploitant la légende que l'induction atteint 1.72 T dans les dents statorique et 1.44 T en certains points dans le stator et dans le rotor, et encore on voit que dans certaines régions de la machine comme les extrémités des encoches et les extrémités des têtes des dents elle peut atteindre des valeurs supérieures à la valeur maximale donnée sur l'échelle de la dégradation d'induction magnétique. Dont les valeurs moyennes dans la culasse et les dents sont comme suit :

Les régions	La valeur de l'induction
La culasse	1.564
Les dents	2

Tableau IV. 2 : Les valeurs moyennes de l'induction dans la culasse et les dents

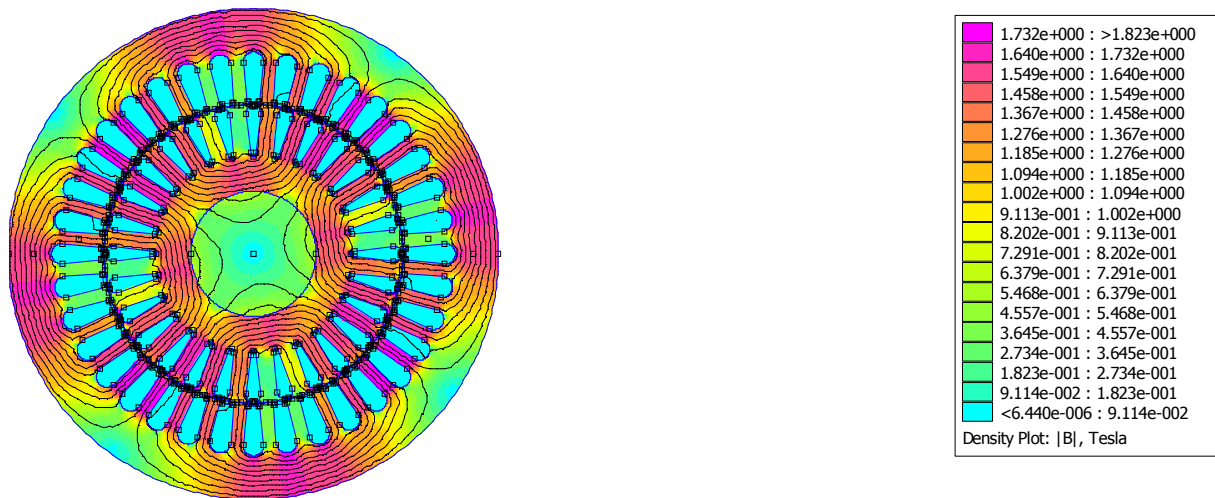


Figure IV.7 : Les lignes de champ et la densité du flux magnétique à vide ($g=0$)

IV.5.1.3 Distribution de l'induction dans l'entrefer

Le calcul du champ magnétique permet de déterminer l'allure de l'induction dans l'entrefer à vide.

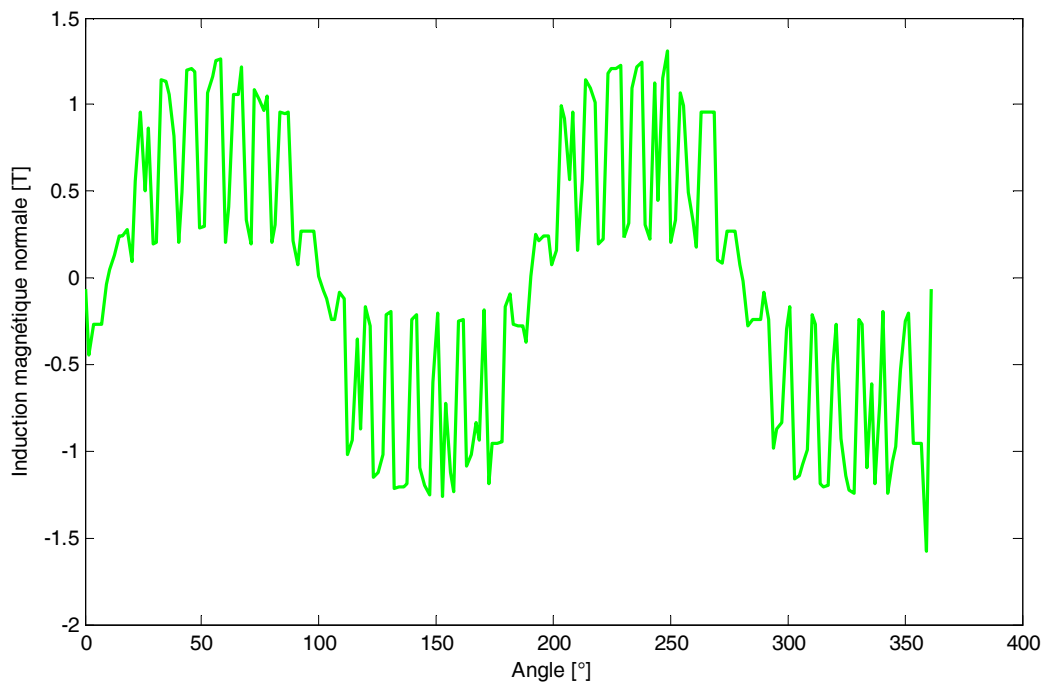


Figure IV.8 : Induction normale dans l'entrefer à vide ($g=0$)

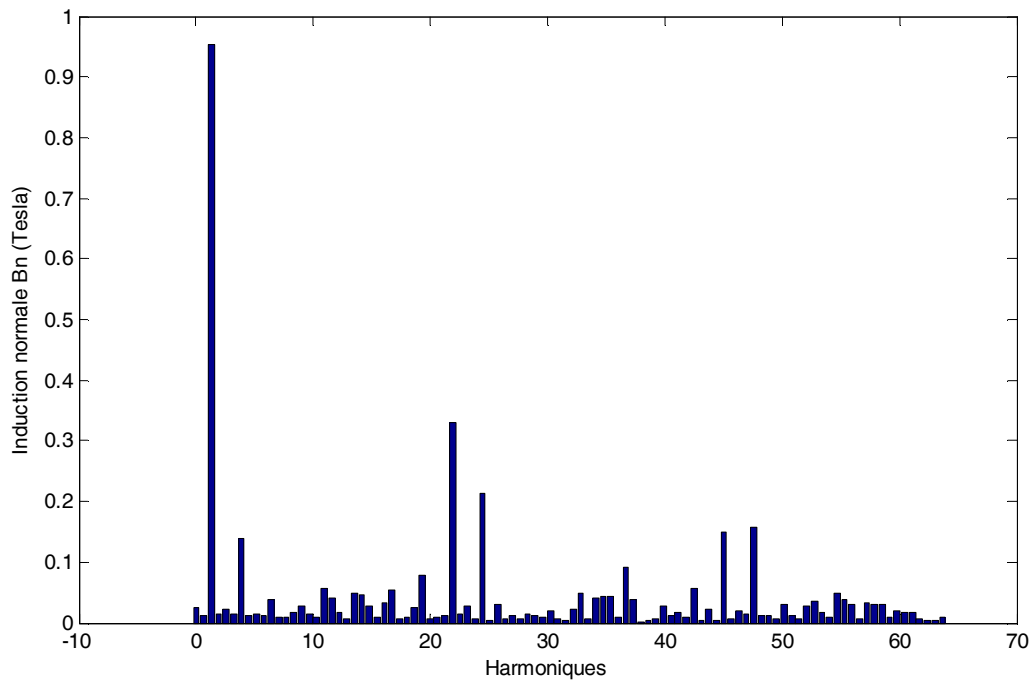


Figure IV.9 : Spectre de l'induction normale dans l'entrefer à vide ($g=0$)

IV.5.1.4 Distribution de l'induction magnétique dans le fer statorique

Nous représentons dans les figures IV.10 et figure IV.11 l'allure du module de l'induction magnétique dans la culasse et les dents statorique. Qui vont servir pour le calcul des densités de pertes au stator.

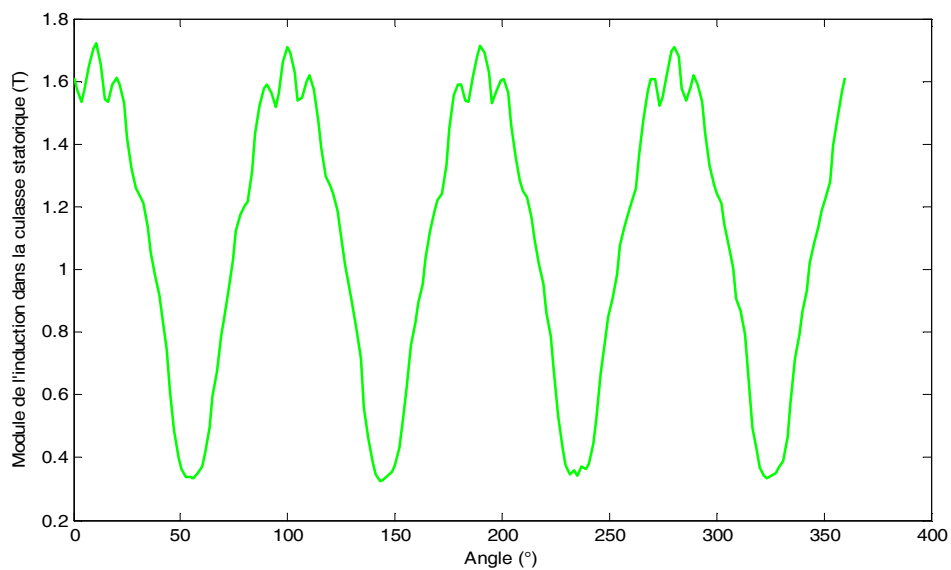


Figure IV.10 : Distribution du module de l'induction magnétique dans la culasse statorique

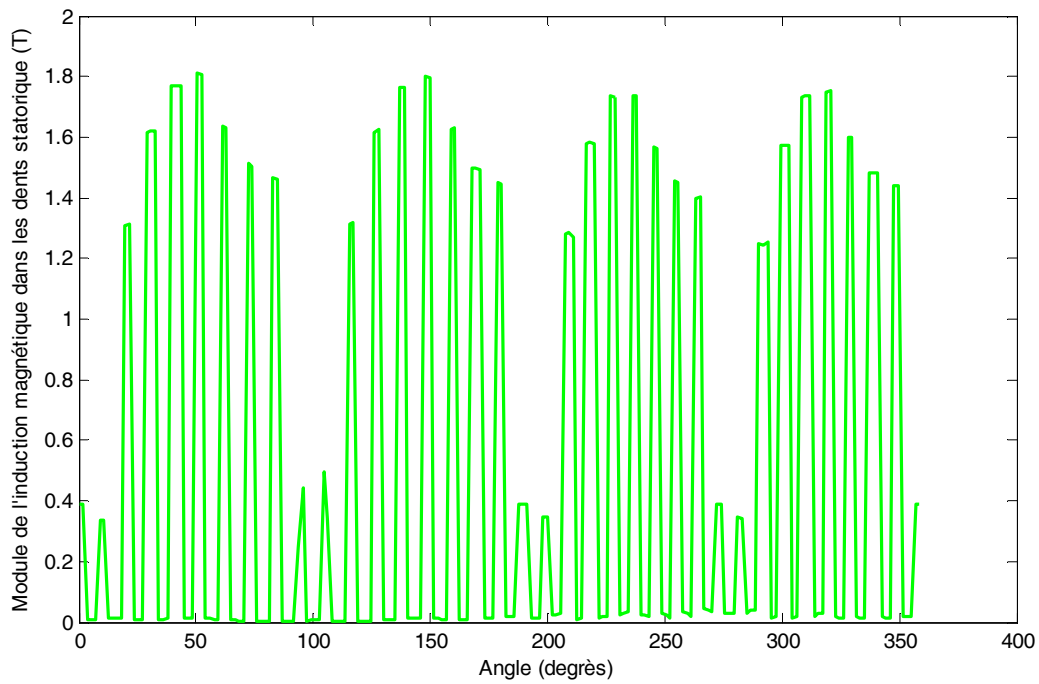


Figure IV.11 : Distribution du module de l'induction magnétique dans les dents du stator

IV.5.1.4 Distribution de l'induction magnétique dans le fer rotorique

De la même manière que le fer statorique, nous présentons dans les figures IV.12 et la figure IV.13, l'allure de la distribution du module de l'induction magnétique dans la culasse et les dents rotorique respectivement.

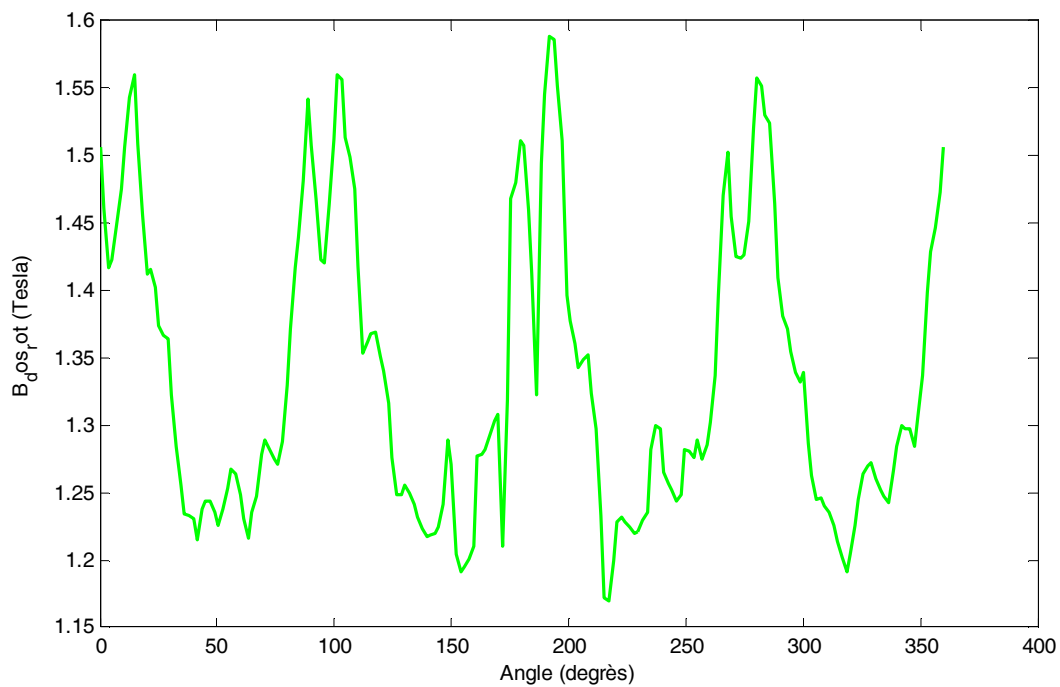


Figure IV.12 : Distribution du module de l'induction magnétique dans la culasse rotorique

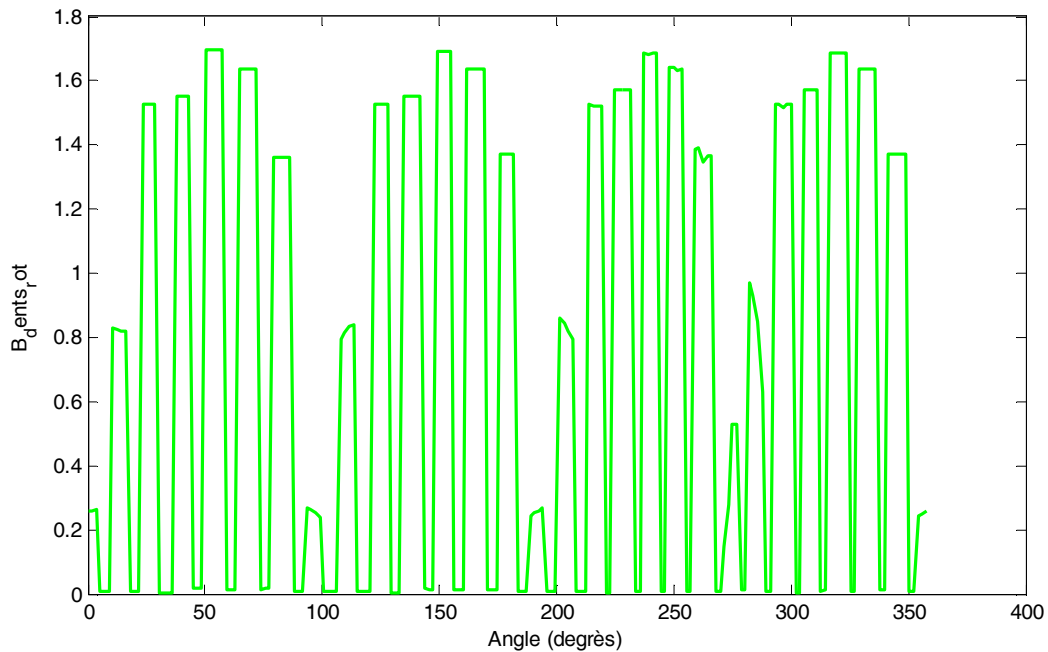


Figure IV.13 : Distribution du module de l'induction magnétique dans les dents rotorique

IV.6. Evolution de la densité des pertes fer en fonction de l'induction magnétique

IV.6.1 Evolution des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans la culasse statorique

En fonction de la distribution de l'induction magnétique calculée dans la culasse et les dents statorique par éléments finis, nous déduisons l'évolution de la densité des pertes fer dans les deux endroits à savoir dans la culasse et les dents du stator.

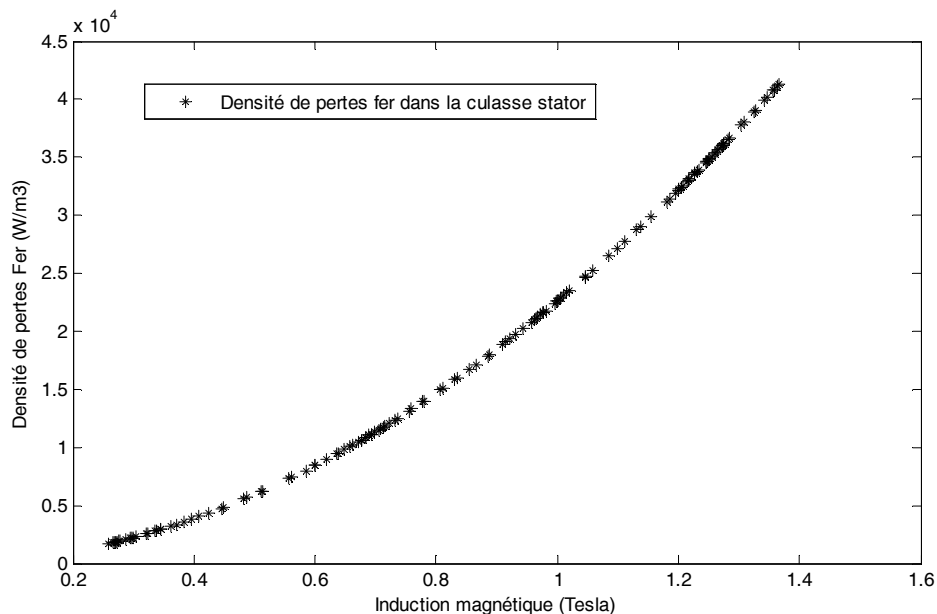


Figure IV.14 : Evolution de la densité des pertes fer dans la culasse statorique

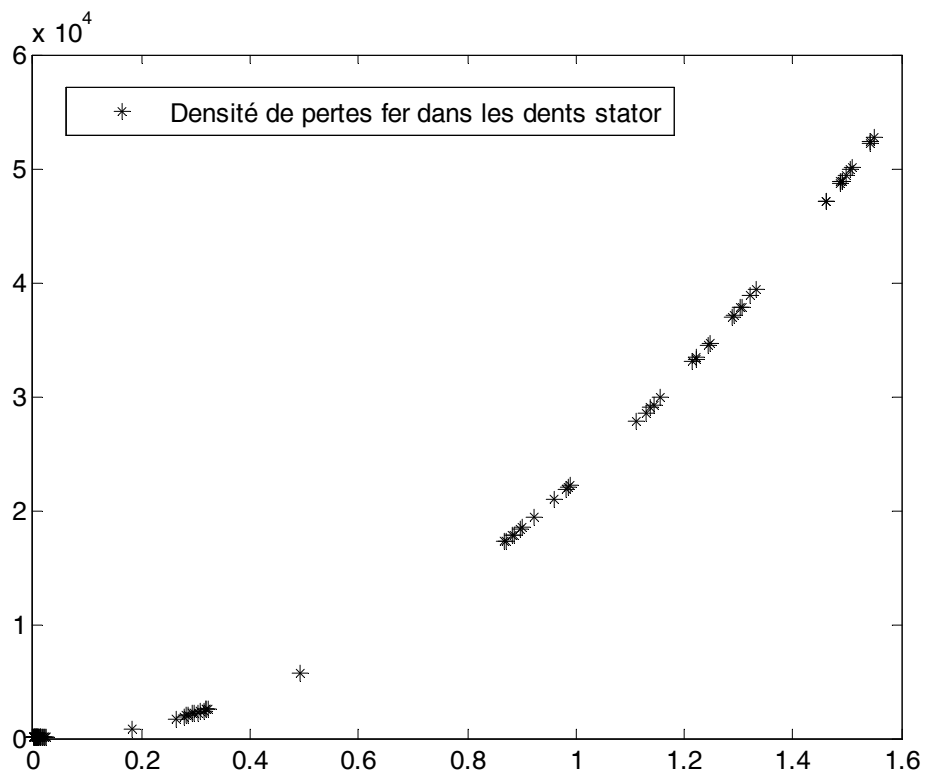


Figure IV.15 : Evolution de la densité des pertes fer dans dents statorique

IV.6.2 Evolution des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans le fer statorique

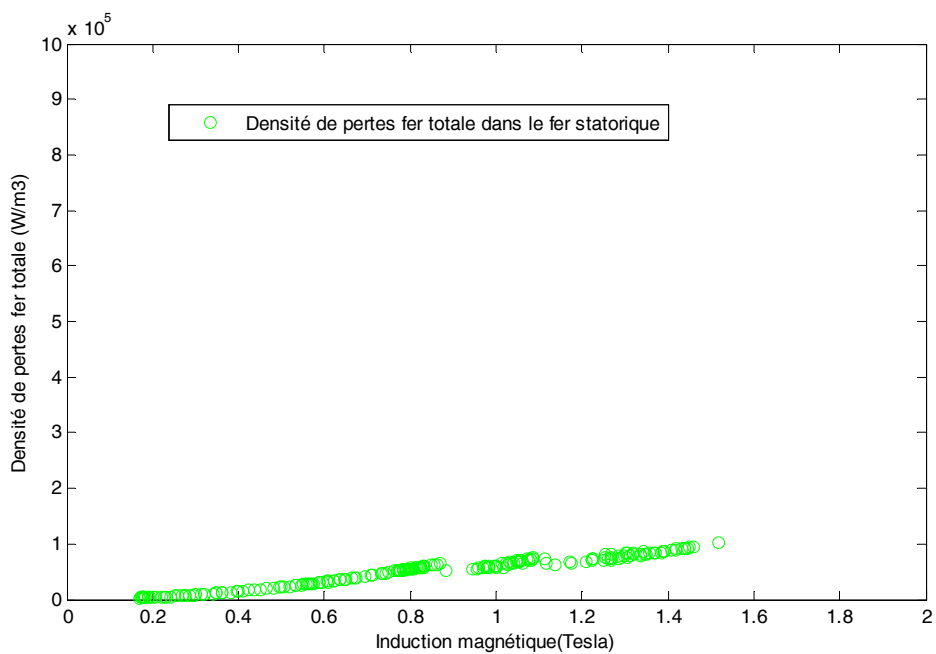


Figure IV.16 : Evolution de la densité des pertes fer dans le fer statorique

IV.6.3 Evolution de la densité des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans la culasse et les dents rotorique

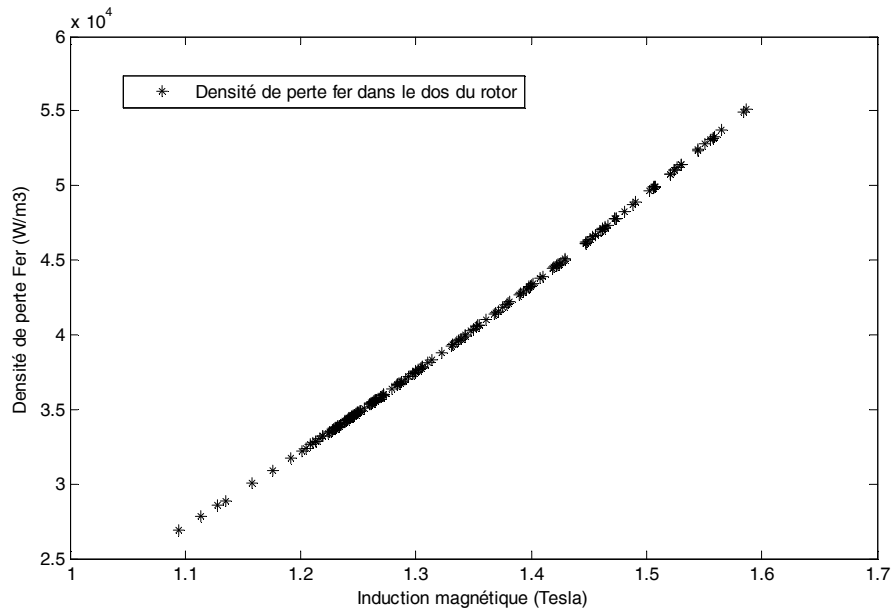


Figure IV.17 : Evolution de la densité des pertes fer dans le dos du rotor

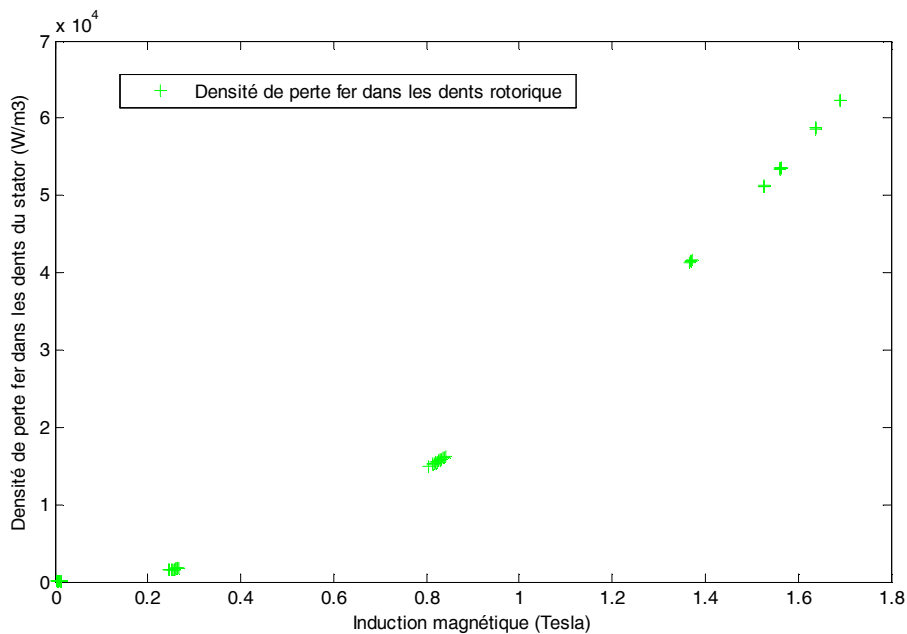


Figure IV.18 : Evolution de la densité des pertes fer dans les dents du rotor

IV.7 Etude de fonctionnement en charge ($g=0.05$)

IV.7.1 Distribution de l'induction magnétique dans le fer statorique ($g=0.05$)

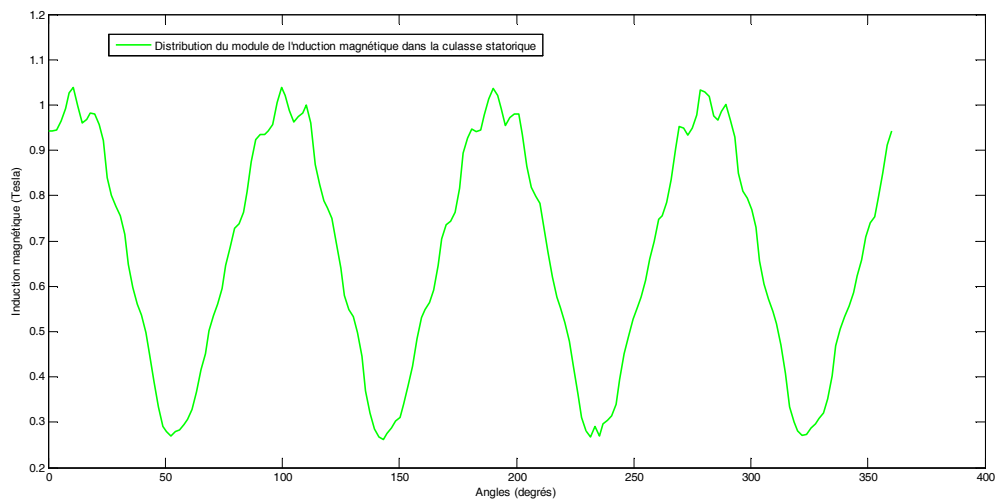


Figure IV.19 : Evolution de la densité des pertes fer dans la culasse statorique pour un glissement $g=0.05$

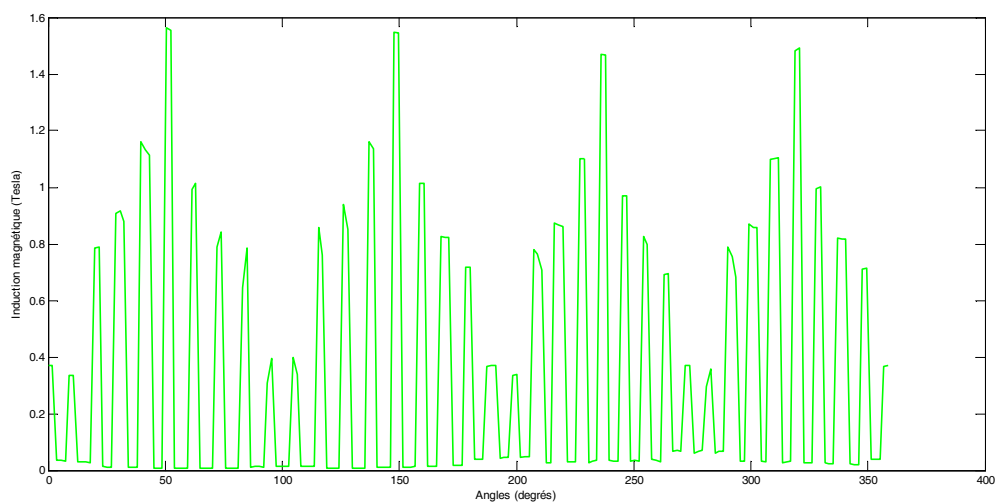


Figure IV.20 : Evolution de la densité des pertes fer dans les dents du stator pour un glissement $g=0.05$

IV.7.2 Evolution de la densité des pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans la culasse et les dents rotorique

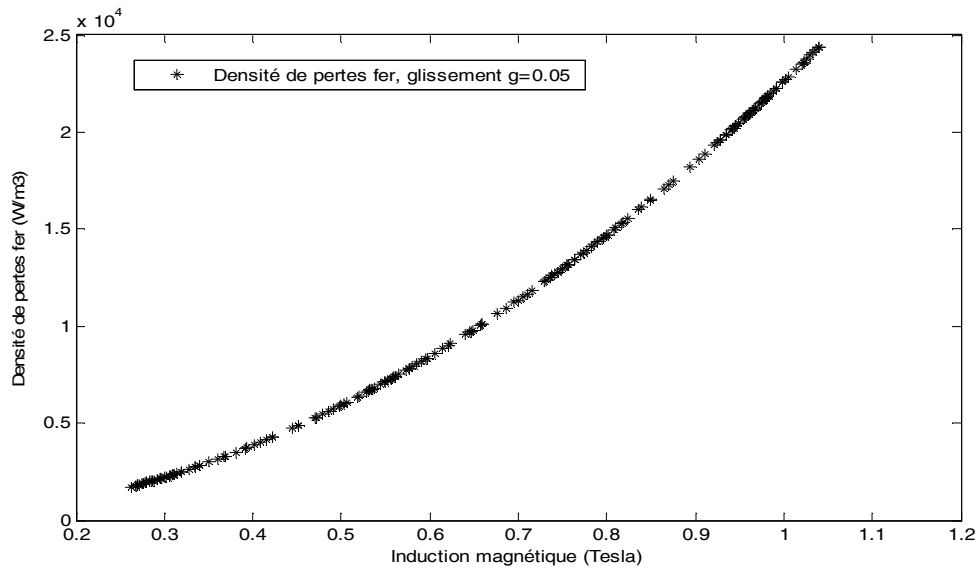


Figure IV.21 : Evolution de la densité des pertes fer dans la culasse statorique (g=0.05)

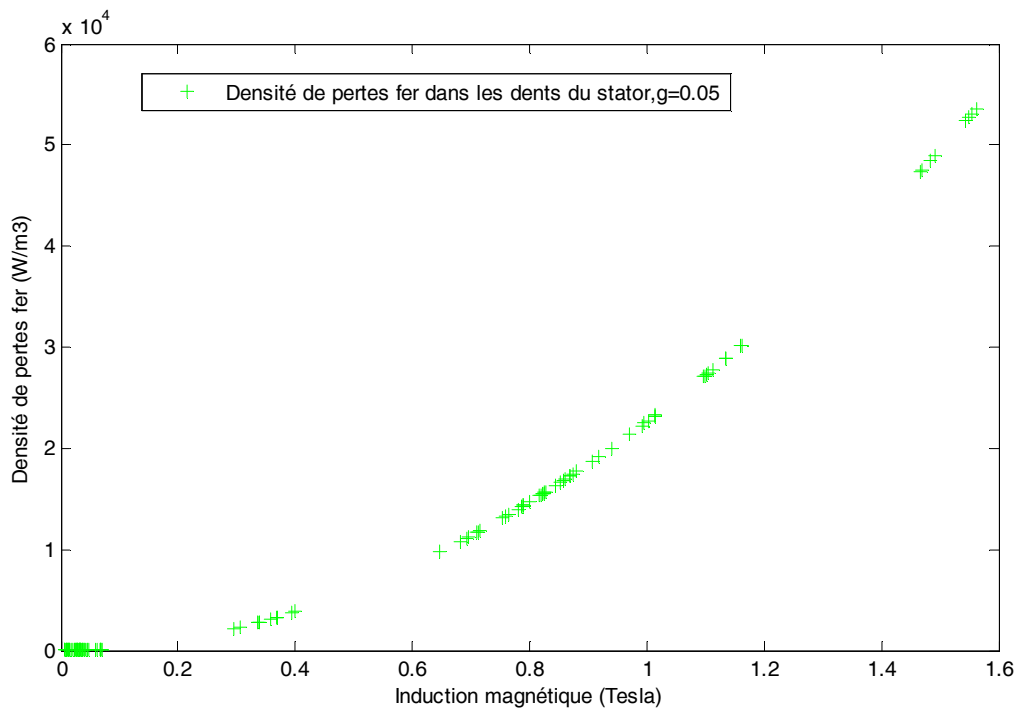


Figure IV.22 : Evolution de la densité des pertes fer dans les dents statorique(g=0.05)

IV.8 Discussion des résultats

La méthode des éléments finis sous environnement FEMM 4.2 est utilisé pour calculer la distribution de la densité des pertes fer dans le fer statorique et rotorique. D'après les résultats trouvés, nous avons constaté que la grandeur de la distribution de la densité des pertes fer dépend de la densité de l'induction magnétique de la région. On sait que la machine électrique est bloqué hétérogène, d'où la distribution non homogène des pertes dans la machine. Nous avons constaté aussi que négligé les pertes fer rotorique, pourrait induire à des résultats erroné surtout si ces pertes constitue des sources de chaleur pour la détermination de la température dans la machine. En fonction des résultats obtenus, nous pouvons déduire que la densité des pertes fer obtenues à vide ou pour $g=0.05$ est pratiquement constante, ce qui confirme relativement la théorie existante sur ce domaine.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents résultats obtenus par la méthode des éléments finis sous environnement FEMM 4.2. Nous avons déterminé les différentes évolutions du module de l'induction magnétique dans le fer statorique et rotorique à partir de laquelle la distribution de la densité des pertes fer est obtenue. Néanmoins, nous pouvons dire que malgré les résultats trouvés pour le calcul de la densité des pertes fer, cette dernière constitue un champ d'investigation qui est loin d'être épuisé.

conclusion générale

- [1] D.Meeker, «Manual of Finite Element Method Magnetism FEMM », <http://femm.foster-miller.net>.
- [2] A Hamadou, A Nessissen''Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil''Master en génie électrique, options électrotechnique, Université Djilali BOUNAAMA - Khemis Miliana.
- [3] A Tabou,M.Oughacha 'Evaluation des pertes fer dans une machine asynchrone ''mémoire de master Académique, U.M.M.T.O,2016.
- [4] P. Weiss, "La variation du ferromagnétisme avec la température," *Comptes Rendus des Séances de l'Académie des Sciences*, vol. 143, pp. 1136–1139, 1906.
- [5] P. Weiss, "L'hypothèse du champ moléculaire et la propriété ferromagnétique," 1907.
- [6] P. Brissonneau, *Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique*. Hermes Sciences Publicat., 1997.
- [7] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, no. 1, pp. 621–630, Jan. 1988.
- [8] G. Bertotti, *Hysteresis in magnetism: for physicists, materials scientists, and engineers*. Gulf Professional Publishing, 1998.
- [9] F. Fiorillo and A. Novikov, "An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2904–2910, Sep. 1990.
- [10] C. Cyr, "Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques," Doctorat Génie électrique, Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance, 2007.
- [11] Fratila Mircea
"Contribution à la prise en compte des pertes fer dans la modélisation des machines électriques par éléments finis" Thèse de Doctorat de génie électrique, université de lille 2012.
- [12] G. Bertotti, M.Chiampi, D.Xchiarabaglio, F.Forillo, M.Lazzari, "An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines" - *IEEE - Trans on Magnetics*, Vol.27, N.6, p. 5007-5009, November – 1991
- [13] Frédéric Dumas- J .M. Bieginger-Didier Lemoine, " Estimation of iron losses in electrical machines using finite element method", *IMACS-TCI-1993* , p.55-59.
- [14] G. Champenois - D.Roye - D.S. Zhu, "Electrical and thermal performance predictions in inverter-fed squirrel-cage induction motor drives",

Bibliographie

- [15] C. Yicheng and P. Pillay, "An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, 2002*, vol. 2, pp. 759–766 vol.2.
- [16] D. M. Ionel, M. Popescu, M. I. McGilp, T. J. E. Miller, S. J. Dellinger, and R. J. Heideman, "Computation of Core Losses in Electrical Machines Using Improved Models for Laminated Steel," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 6, pp. 1554–1564, Dec. 2007.
- [17] C. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197– 221, Feb. 1984.
- [18] F. Fiorillo and A. Novikov, "An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2904–2910, Sep. 1990
- [19] A. Hamadou, A. Nessissen, »Modélisation numérique d' un moteur asynchrone à cage »Master en génie électrique, Université Djilali BOUNAAMA - Khemis Miliana.

Conclusion générale

Les travaux faisant l'objet de ce mémoire ont eu pour principal objectif l'implémentation d'une procédure de quantification de pertes fer avec la méthode des éléments finis sous environnement FEMM 4.2

À cause des phénomènes complexes qui sont à la base des processus de magnétisation, l'évaluation des pertes d'origine magnétique d'un dispositif électromagnétique reste jusqu'à aujourd'hui un problème difficile à surmonter. L'utilisation d'un modèle robuste, précis et performant reste indispensable à la conception des machines. En effet, la connaissance de ces pertes permet soit de modifier la structure afin de réduire les pertes soit de prévoir un système de refroidissement adapté et ainsi tendre vers l'objectif d'une machine plus performante avec un rendement plus élevé.

Nous avons constaté d'après la littérature sur ce sujet qu'il existe différents modèles pour estimer les pertes fer dans les matériaux ferromagnétiques doux. A savoir les modèles analytiques, les modèles d'hystérésis et les modèles basés sur une surface de réponse expérimentale

Dans ce mémoire, nous avons opté au développement d'un modèle numérique des pertes fer basé sur la méthode des éléments finis sous environnement FEMM 4.2. Nous avons déterminé différentes densités de pertes fer en fonction de l'induction magnétique dans différents endroits de la machine.

Nous avons constaté d'après les résultats trouvés que négliger les pertes fer au rotor peut fausser les calculs lors d'un calcul global des pertes dans la machine surtout si ces pertes sont introduites dans modèle thermique pour le calcul d'un échauffement dans le moteur.

Cette dernière a montré que le calcul des pertes fer reste toujours un problème complexe. Actuellement, on ne sait pas encore résoudre le problème dans toute sa complexité par les méthodes numériques ou analytiques.

Une connaissance exacte de la distribution de ces pertes est indispensable pour la détermination précise de l'élévation de la température dans une machine électrique, qui forme l'un des objectifs majeurs de la modélisation thermique des machines électriques.

Bibliographie

A.1 Propriétés physique des principaux matériaux utilisés et caractéristiques de la machine étudiée

- **Résistivité électrique**

Cuivre : $1.724 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

Aluminium : $2.665 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

Fer : $9.71 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

- **Coefficient de température**

Cuivre : $3.93 \cdot 10^{-8} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Aluminium : $4.46 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Fer : $5.2 \text{ à } 6.2 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Propriétés physiques des corps	masse volumique (Kg/m ³)	Chaleur massique (J/Kg.°C)	Conductivité thermique (W/m.°C)
Acier	7750-7865	460-486	40-75
Cuivre	8954	383	386
Aluminium	2707	896	204
Tôles	7750-7865	460-486	-
Direction radiale	-	-	45-55
Direction axiale	-	-	1.97
Fonte	7272	420	52
Vernis isolant	1200	1250	0.15-0.86

Tableau A.1 : Propriétés physiques des principaux corps à 20 °C [2,58].

Température (°C)	Masse volumique (Kg/m ³)	chaleur massique (J/Kg.°C)	Conductivité thermique (W/m.°C)	Viscosité dynamique (Kg/m.s)	Viscosité cinématique (m ² /s)	Diffusivité thermique (m ² /s)
0	1.2	1004	0.0242	$171 \cdot 10^{-7}$	$13 \cdot 10^{-6}$	$19 \cdot 10^{-6}$
20	1.16	1006	0.0258	$184 \cdot 10^{-7}$	$15.8 \cdot 10^{-6}$	$22 \cdot 10^{-6}$
100	0.9	1011.5	0.0318	$218 \cdot 10^{-7}$	$29 \cdot 10^{-6}$	$34 \cdot 10^{-6}$
200	0.72	1026	0.0387	$260 \cdot 10^{-7}$	$34 \cdot 10^{-6}$	$51 \cdot 10^{-6}$

Tableau A.2 : Propriétés physiques de l'air sec en fonction de la température.

A.2 Dimensions géométriques de la machine

Composante	Valeur	Unités
Diamètre extérieur	153	mm
Diamètre intérieur	145	mm
Longueur axiale	192	mm
Nombres d'ailettes	40	-
Hauteur de l'ailette	20	mm
Distance entre deux ailettes	10	Mm

Tableau A.3 : Dimensions de la Carcasse

Composante	Valeur	Unités
Diamètre extérieur	145	mm
Diamètre intérieur	88.5	mm
Diamètre intérieur de la culasse	119.53	mm
Longueur axiale	110	mm
Nombres d'encoches	36	-
Section de l'encoche	70.4	mm ²
Epaisseur du caniveau d'encoche	0.225	mm
Nombres de brins actifs par encoche	64	-
Diamètre du conducteur nu	071	mm
Diamètre du conducteur isolé	0.753	mm
Section du cuivre dans l'encoche	25.34	mm ²
Epaisseur de l'entrefer	0.25	mm
Classe d'isolation	F	-

Tableau A.4 : Dimension du stator

Composante	Valeur	Unités
Diamètre extérieur	88	mm
Diamètre extérieur de la culasse	57.75	mm
Diamètre de l'arbre	37	mm
Longueur axiale	110	mm
Nombre d'encoches	28	-
Section de l'encoche	45.33	mm ²
Diamètre extérieur de l'anneau de court circuit	86.5	mm
Diamètre intérieur de l'anneau de court circuit	48	mm
Nombre d'ailettes à l'extrémité de l'anneau de court circuit	7	-

Tableau A.5 : Dimensions du rotor

A.3 Caractéristiques nominales de la machine

Toutes les données nous ont été communiquées par le constructeur ELECTRO-INDUSTRIES (EX ENEL-MEI-Azazga)

Caractéristiques	Valeurs	Unités
Puissance utile	2.2	kW
Nombres de phases	3	-
Fréquence d'alimentation	50	Hz
Vitesse de rotation	1500	Tr/min
Glissement	4.66	%
Tension d'alimentation	380	V
Connexion des enroulements	Triangle (Δ)	-
Courant absorbé	5.2	A
Facteur de puissance	0.83	-
Rendement	78	%
Résistance d'une phase au stator à 20°C	7.63	Ω
Hauteur d'axe	100	Mm
Couple nominal	15	N.m
Couple démarrage/Couple nominal	2.3	-
Couple Max/Couple nominal	2.6	-
Courant démarrage/Courant nominal	5.9	-

Tableau A.6 : Caractéristiques nominales de la machine étudiée

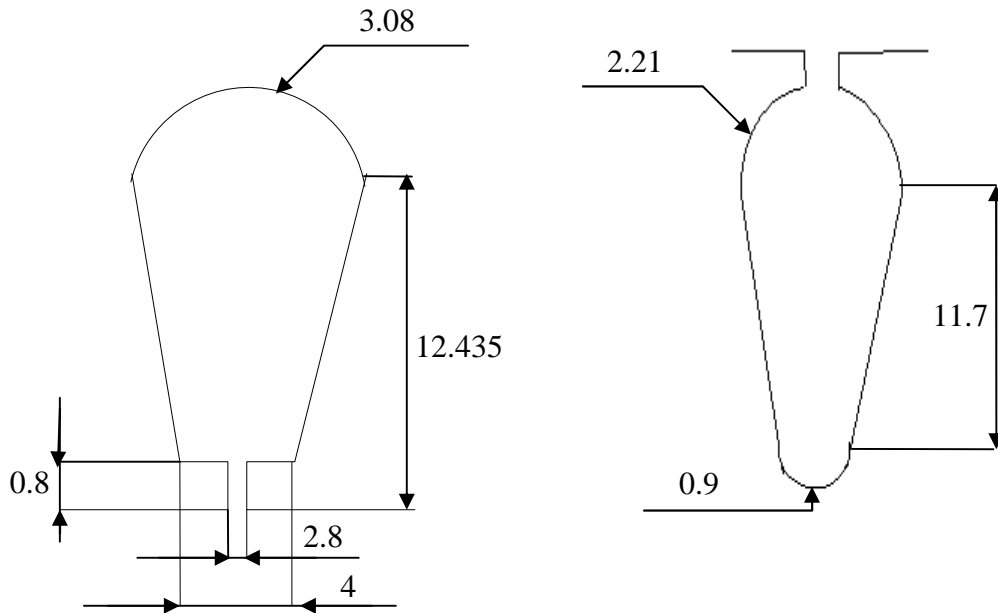


Fig.A.1 : Formes et dimensions des encoches

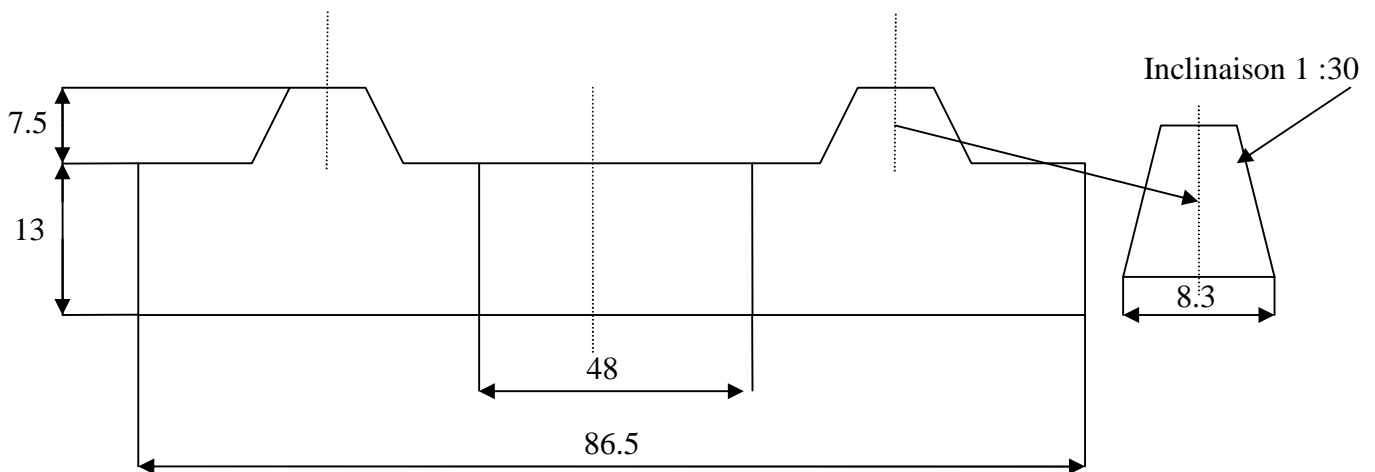


Fig.A.2 : Forme et dimensions de l'anneau de court circuit

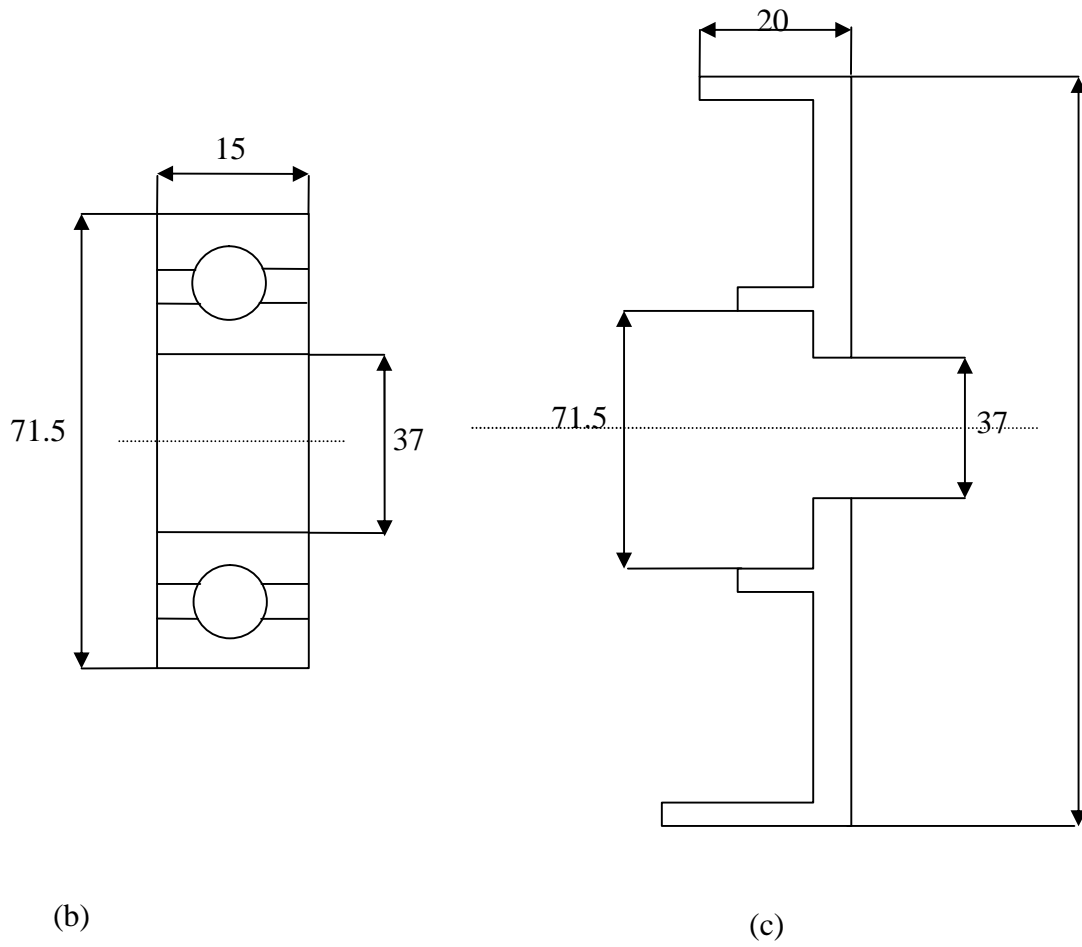


Fig.A.3 : Dimensions des extrémités de la machine

a- Têtes de bobines

b- Roulement

c- Flasque

Résultats de l'essai à rotor bloqué.			Résultats de l'essai à vide			Perte mécanique
V (V)	I (A)	P (W)	V (V)	I (A)	P (W)	P (W)
68	2.5	390	380	3.59	328	19.5

Tableau B.1 : Résultats de l'essai à rotor bloqué et à vide.

Eléments	Grandeurs
Pertes Joule Statorique (W)	300
Pertes Joule rotorique (W)	122
Perte fer (W)	181
Perte mécanique (W)	19.5
Pertes supplémentaires (W)	14
Pertes totales (W)	636.5

Tableau B.2 : Différentes pertes du moteur à charge nominale.

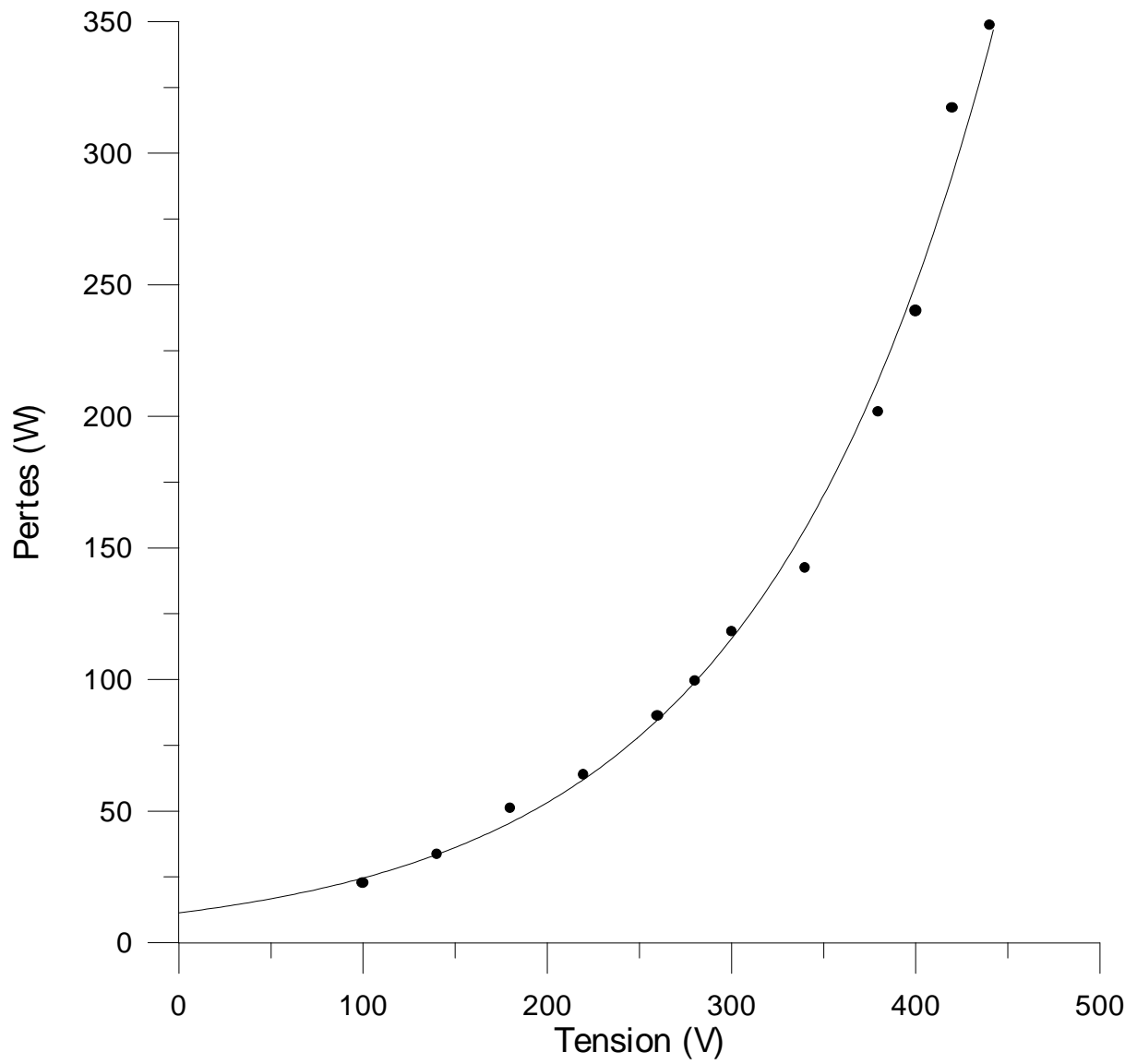


Fig.B.3 : Caractéristique à vide d'un moteur asynchrone de 2.2 kW