

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etude de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Electrotechnique
Spécialité : **Machine électrique**
Filière : **Génie électrique**

Présenté par
BOUKHARI Bylia
AMINI Taous

Mémoire dirigé par Mr **KIMOUCHE Abdelghani**

Thème

Calcul des pertes fers dans la machine asynchrone

Mémoire soutenu publiquement le 04 juillet 2017 devant le jury composé de :

M BELASSEL Mohend Tahar

Maitre de conférences Classe A, UMMTO, Président

M KIMOUCHE Abdelghani

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Rapporteur

M KHALDI Rabah

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

M MIOUAT Azzouz

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force, la volonté et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Mr KIMOUCHE Abdelghani pour son dévouement, ces conseils et son soutien moral tout le long de l'élaboration de ce travail.

Ainsi que nous remercions pour toute l'aide et le soutien qu'il nous a offert tout au long de nos études.

Nous tenons à exprimer également nos remerciements à Mr KHALDI, Mr Bellassel, Mr Miouat et aussi tous les enseignants de l'électrotechnique.

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

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Merci



DEDICACES

*Pour que ma réussite soit complète, je
la partage avec toutes*

Les personnes que j'aime.

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes très chers parents pour leur
amour et pour le courage et*

La volonté qu'ils m'ont inculqués ;

A mes adorables frère Mouloud,

Jugurtha et Massibessa et ma

sœur Samira:

A mes oncles et mes tentes

*A tous mes amis(es) et collègues sans
exception*

*Et à tous ceux qui m'ont donnés de
l'aide et de*

*Soutient durant mon travail, ma
binôme Bylia*

*A tous ceux qui m'aiment ; et tous
ceux que j'aime.*

Taous



Je dédie ce modeste travail à
La meilleure personne de
ma vie, une personne qui m'a
aidée, encouragée et a fait
beaucoup de sacrifices pour que
je sois là aujourd'hui. Cette
personne a beaucoup attendu que
ce jour arrive mais malheureuse-
ment elle ne verra pas ce mo-
ment , *à la mémoire de mon cher père*

Ma très chère mère

La mémoire de ma sœur Malika

Mes frères, sœurs, neveux et nièces

Mes amis(es) et surtout

Kahina et Lisa

Ma binôme Taous

Bylia

Liste des tableaux

Tableau III.1: les paramètres de la machine a étudié relevé avec le pied de coulisse.....	P.37
Tableau III.2 : les relevés du stator.....	P.44
Tableau III.3 : les résultats de calcul avec la méthode	P.44
Tableau III.4 : les résultats obtenus avec la méthode.....	P.45
Tableau III.5 : les résultats finals des pertes avec un calcul de dimensionnement (analytique).....	P.45
Tableau III.6: Les valeurs mesurées.....	P.47
Tableau III.7 : les tensions appliquées pour la simulation.....	P.47
Tableau III.8 : les paramètres utilisés dans cette partie.....	P.48
Tableau III.9 : les valeurs trouvés après calcule pour les pertes dans la culasse.....	P.48
Tableau III.10 : les valeurs trouvés après calcule pour les pertes dans les dents.....	P.48
Tableau III.11 : les valeurs relevées des appareilles.....	P.50
Tableau III.12 : les valeurs utilisées pour la simulation.....	P.51
Tableau III.13 : les paramètres utilisé en triphasé	P.52
Tableau III.14 : les pertes dans la culasse.....	P.53
Tableau III.15 : pertes dans les dents.....	P.53
Tableau III.16 : Les résultats des trois méthodes pour le monophasé	P.53
Tableau III.17 : Les résultats des trois méthodes pour le biphasé.....	P.54
Tableau III.18 : Les résultats des deux méthodes pour le triphasé (I=3A).....	P.54

Liste des figures

Figure I.1 : symbole générale de la machine asynchrone.....	P.2
Figure I.2 : la machine asynchrone.....	P.2
Figure I.3 : le stator de la machine asynchrone.....	P.3
Figure I.4 : le rotor a cage d'écureuil.....	P.4
Figure I.5 : le rotor bobiné.....	P.5
Figure I.6 : la plaque a borne de la machine asynchrone.....	P.5
Figure I.7 : le couplage triangle.....	P.6
Figure I.8 : le couplage rectangle.....	P.6
Figure I.9 : une vue éclaté de la machine asynchrone.....	P.6
Figure I.10 : le champ magnétique tournant produit dans la MAS a cage d'écureuil.....	P.8
Figure I.11 : le bilan énergétique des pertes et des puissances.....	P.12
Figure I.12 : courbe hystérésis.....	P.14
Figure II.1 : Système bidimensionnel à symétrie de révolution alimentée selon la direction (φ)	P.27
Figure II.2 : les éléments classiques en 2D.....	P.31
Figure II.3 : éléments classique en 3D.....	P.32
Figure III.1 : vue de stator étudié en 3D et en 2D.....	P.35
Figure III.2 : le stator avec les 3 enroulements concentriques (2D et 3D).....	P.36
Figure III.3 : le stator avec les 3 enroulements imbriqués.....	P.36
Figure III.4 : L'organigramme des étapes de logiciel de Maxwell.....	p.39
Figure III.5 : Maillage de la machine complète étudié en 2D.....	P.40
Figure III.6 : le maillage d'une demi-coupe de stator en 3D.....	P.40
Figure III.7 : la distribution des lignes du champ dans la machine complète a 2D.....	P.41
Figure III.8 : la distribution de l'induction magnétique dans la machine a 2D.....	P.41
Figure III.9 : visualisation de l'induction magnétique B de demi-coupe de la machine en 3D.....	P.40
Figure III.11 : schéma de montage pour mesuré les différents paramètres.....	P.45
Figure III.12 : Photo du banc d'essai pour mesuré les pertes fers	P.47
Figure III.13 : la simulation de la phase pour $v_{\max}=97.58$	P.47

Liste des figures

<i>Figure III.14</i> : schéma de montage.....	P.49
<i>Figure III.15</i> : Photo du banc d'essai pour mesuré les pertes fers	P.50
<i>Figure III.16</i> : le dispositif simulé en deux phases.....	P.51
<i>Figure III.17</i> : excitation des deux phases.....	P.52
<i>Figure III.18</i> : Évaluation des pertes fers pour les trois méthodes dans le cas monophasé.....	P.54
<i>Figure III.19</i> : Évaluation des pertes fers pour les trois méthodes dans le cas biphasé.....	P.55
<i>Figure III.20</i> : Évaluation des pertes fers de simulation pour monophasé, biphasé et triphasé respectivement (P_{fsm} , P_{fsb} et P_{fst}).....	P. 55

Nomenclature

C_u	le couple utile [N.m]
P_u	la puissance utile [W]
Ω	La vitesse de rotation [rd/s]
Ω_s	vitesse synchronisme en [rad/s]
ω_s	pulsation électrique du champ tournant en [rad/s]
p	nombre de pair de pôles
N_s	vitesse synchronisme en [tr/min]
J	courant dans un enroulement [A]
$\cos(\varphi)$	facteur de puissance [sans unité]
P_a	Puissance absorbé
T	le couple [N.m]
P_{js}	perte joule statorique
P_{hys}	pertes par hystérésis [w]
K_h	coefficient des pertes par hystérésis
B_{max}	induction magnétique maximal [Tesla]
P_{jr}	Les pertes par effet joule rotorique
m_1	nombre de phase au stator
I_1	courant d'une phase au stator
r'	résistance d'une phase rotorique ramenée au stator
K_i	coefficient d'augmentation des pertes due à l'effet de peau
K_{di}	coefficient de distribution de l'enroulement statorique
P_{mec}	puissance mécanique [W]
n_1	vitesse de rotation synchrone [tr/min]
\vec{J}_d	La densité de courant de déplacement
\vec{J}_c	La densité de courant du conducteur

Nomenclature

\vec{H}	Le champ magnétique [A/m]
$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	Densité de courant de déplacement [A/m ²]
\vec{B}	L'induction magnétique [T]
\vec{E}	Le champ électrique [V/m]
\vec{D}	L'induction électrique [C/m ²]
ρ	La densité de charge volumique [C/m ³]
\vec{B}_r	Le vecteur d'induction magnétique rémanente
μ_r	la perméabilité relative
μ_0	la perméabilité du vide
ϵ_0	la permittivité absolue du vide
ϵ_r	la permittivité relative du milieu
\vec{J}_s	La densité du courant d'excitation de source [A/m ²]
\vec{u}	Vecteur des pièces conductrices susceptible de se déplacer [m/s]
σ	la conductivité électrique [S/m]
\vec{A}	Potentiel vecteur magnétique
β	Coefficient de dilation des tôles
K_{dc}	coefficient total de majoration des pertes tenant compte l'imperfection de la technologie
G_{cl}	le poids total de la culasse
γ_c	Masse volumique
K_{fer}	coefficient de remplissage du paquet de tôles statorique
τ_p	Le pas polaire
K_{dz}	coefficient de majoration des pertes supplémentaire
G_{z1}	le poids total des dents statorique
B_{z1max}	induction maximale dans la dent statorique

Nomenclature

t₁

pas dentaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : Généralité et différentes pertes dans la MAS	
I.1 Introduction.....	2
I.2 Généralités sur la machine asynchrone	2
I.2.1 Historique	2
I.2.2 Définition de la machine asynchrone	2
I.2.3 la constitution d'une machine asynchrone	3
I.2.3.a le stator	4
I.2.3.b le rotor.....	4
I.2.3. b.1 rotor à cage d'écureuil	5
I.2.3. b.2 rotor bobiné	5
I.2.3.c les paliers	6
I.2.3.d la plaque a borne	6
I.2.4 le principe de fonctionnement	8
I.2.5 La vitesse de synchronisme	9
I.2.6 Le glissement.....	9
I.2.7 Le champ tournant	10
I.2.8 Le couple	11
I.3 Bilan de puissance et des pertes.....	11
I.3.1 Bilan de puissance	11
I.3.1.1 Puissance absorbé.....	11
I.3.1.2 puissance transmise au rotor	11
I.3.1.3 puissance électromagnétique.....	12
I. 3.1.4 la puissance mécanique.....	12
I.3.1.5 la puissance utile.....	12
I.3.1.6 le rendement.....	12
I.3.1.7 le schéma représentant les différentes pertes et puissances.....	13
I.3.2 les différentes pertes dans la machine asynchrone :.....	13
I.3.2.1 Les pertes dans le circuit magnétique	13

Sommaire

I.3.2.1.1 Les pertes par courant de Foucault.....	14
I.3.2.1.2 Les pertes par hystérésis.....	14
I.3.2.2 Les pertes dans le circuit électrique.....	15
I.3.2.2.1 Les pertes par effet joule statorique.....	15
I.3.2.2.2 Les pertes par effet joule rotorique.....	16
I.3.2.3 Les pertes supplémentaires.....	17
I.3.2.3.1 Les pertes dans le circuit électrique.....	17
I.3.2.3.1.1 Les pertes dues au flux de fuite d'encoche.....	17
I.3.2.3.1.2 Les pertes dues au flux de fuite de phase.....	18
I.3.2.3.2 Pertes mécanique.....	18
Conclusion.....	19

CHAPITRE II : Généralités sur les équations de Maxwell

II.1. Introduction.....	20
II.2. Les équations de Maxwell.....	20
II.2.1. L'équation de MAXWELL-FARADAY.....	20
II.2.2. L'équation de MAXWELL-AMPERE.....	21
II.2.3. L'équation de MAXWELL-GAUSS.....	21
II.3. Les lois de comportement de milieu.....	21
II.4. les conditions aux limites.....	22
II.4.1. Condition Dirichlet.....	23
II.4.2. Condition Neumann.....	23
II.5. le modèle magnétodynamique.....	23
II.6. hypothèse de simplification considérée pour l'étude de la machine asynchrone.....	24
II. 7. Formulation en potentiel A du problème magnétodynamique.....	24
II.7.1. Formulation axisymétrique du problème magnétodynamique.....	27
II.7.2. la formulation de vecteur potentiel magnétique en coordonnées cartésiennes.....	29
II.7.3. Application des équations de Maxwell à la MAS à cage.....	29
II.8. Méthodes de résolutions.....	30
II.8.1. Méthode analytique.....	30

Sommaire

II.8.2. Méthodes des éléments finis.....	31
II.8.2.1. Types d'éléments finis.....	31
II.9. Principe de la méthode des éléments finis.....	32
II.9.1. Fonction d'interpolation.....	32
II.10. Avantage et inconvénient.....	33
II.10.1. Avantage.....	33
II.10.2. Inconvénient.....	33
Conclusion.....	34
CHAPITRE III : Calcul des pertes fers avec différentes méthodes	
III.1. Introduction.....	35
III.2. présentation de la structure de la machine.....	35
III.3. modélisation de la machine par éléments finies.....	36
III.3.1. Paramètres de la machine étudiée (MAS à cage).....	36
III.3.2. Exploitation du logiciel de calcul numérique Maxwell.....	37
III.3.3. Le maillage.....	38
III.3.4. Résolution et résultats.....	39
III.3.4.1. Visualisation des lignes de champs magnétique.....	39
III.3.4.2. visualisation des l'induction magnétique B.....	40
III.4. l'organigramme des étapes de logiciel de Maxwell.....	41
III.5. Calcul des pertes fer pour un nombre de phases différents (monophasé, biphasés et triphasés) et avec différentes méthodes (Analytique, expérimentale et simulation).....	42
III.5. 1. Calcul des pertes fer avec les trois méthodes pour une seule phase (monophasée).....	42
III.5. 1.1. La méthode Analytique.....	42
III.5. 1.1.1. Les pertes dans la culasse statorique (P_{fcl}).....	42
III.5. 1.1.2. Les pertes dans les dents statorique.....	44
III.5. 1.2. La méthode expérimentale.....	45
III.5. 1.3. La méthode de simulation.....	47

Sommaire

III.5. 2. Calcul des pertes fer avec les trois méthodes pour deux phases (biphasées).....	48
III.5. 2.1. La méthode analytique.....	48
III.5. 2.1.1. Les pertes dans la culasse statorique.....	48
III.5. 2.1.2. Les pertes dans les dents statorique.....	48
III.5. 2.2. La méthode expérimentale.....	49
III.5. 2.3. La méthode de simulation.....	51
III.5.3. calcul des pertes fer avec les trois méthodes pour trois phases (triphasees).....	52
III.5.3.1. méthode analytique.....	52
III.5. 3.1.1. Calcule des pertes dans la culasse statorique	53
III.5. 3.1.2 Calcule des pertes dans les dents statorique.....	53
III.5. 3.2. La méthode de simulation.....	53
III.6. Les résultats finals.....	53
III.7. Constatation des résultats.....	54
Conclusion.....	56
 CONCLUSION GENERALE.....	 57

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE

I. 1. Introduction :

La machine asynchrone ou bien la machine à induction est une machine à courant alternatif dont le rotor et le stator ne sont pas connectés.

Elle est largement utilisée dans l'industrie par rapport aux autres machines car elle a plusieurs avantages comme sa facilité d'utilisation et son coût moins cher.

Pendant le fonctionnement de la machine asynchrone soit en moteur ou en générateur, une certaine énergie se dégage sous forme de pertes de puissance dans les parties actives de la machine (dans le circuit électrique, dans les parties mécaniques, dans le circuit magnétique, ...etc.) qui influent directement sur le rendement total de la machine.

Certaines parmi ces pertes de puissances sont difficiles à évaluer car il y a beaucoup de phénomènes qui leur donnent naissance.

Dans ce chapitre on donne quelques notions sur la machine asynchrone, tel que son fonctionnement, et ces éléments constitutifs et aussi les différentes définitions des pertes qui caractérisent le fonctionnement de la machine.

I. 2. Généralités sur la machine asynchrone :

I. 2.1. Historique :

La machine asynchrone peut être attribuée à trois inventeurs :

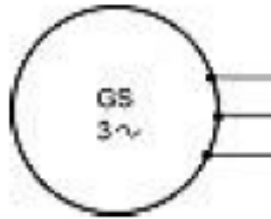
En 1887 NICOLA TESLA dépose un brevet sur cette machine, puis en même période GALILO FERARIS publie des traités sur les machines tournantes et une théorie sur les moteurs asynchrones en avril 1888. En 1889 MICHAL OSSIPOWITSCH DOLIWU DOBROWOLSKI, électricien Allemand d'origine russe invente le premier moteur asynchrone à cage d'écureuil.

I. 2.2. Définition de la machine asynchrone :

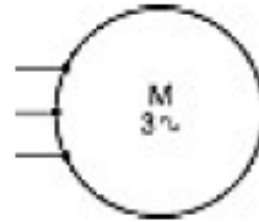
La machine asynchrone ou bien la machine à induction c'est une machine à courant alternatif elle fonctionne avec un induit en court-circuit ; sa vitesse de rotation (N) est différente de la vitesse de synchronisme (N_s) ou la vitesse du champ tournant statorique (N inférieur à N_s) alors le rotor glisse par rapport au champ tournant. Elle est très utilisée dans l'industrie en effet elle a plusieurs avantages (sa simplicité de construction ; robustesse ; entretien facile et son coût est inférieur à celui des autres machines). Elle peut fonctionner en mode générateur ou moteur. [1], [5], [4]

- a) **Fonctionnement moteur** : le moteur asynchrone permet de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique.
- b) **Fonctionnement générateur** : le générateur asynchrone fonctionne d'une manière opposé par rapport au moteur (transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique).

Leurs symboles sont donnés comme suit :



Symbole générale d'un générateur asynchrone



symbole générale d'un moteur asynchrone

Figure I.1 : symbole générale de la machine asynchrone



Figure I.2 : la machine asynchrone

I. 2.3. La constitution d'une machine asynchrone :

La machine asynchrone est composée de deux parties essentielles dont le rotor est placé à l'intérieur de stator. [4],[11], [10]

- la partie fixe qui est le stator
- la partie mobile qui est le rotor.

I. 2.3.a. Le stator (inducteur):

Le stator dans une machine asynchrone représente la partie fixe ; il est le même pour toutes les machines asynchrones. Il se différencie juste dans le rotor, il comporte 3 enroulements essentiels qui créent un champ magnétique tournant avec une vitesse de synchronisme N_s .

Il est composé d'une carcasse en acier qui renferme à son tour un circuit magnétique. Ce dernier est composé d'un empilage de tôles minces égales sous forme de couronne. Ces tôles sont isolées soit par le vernis ou bien par oxydation et aussi ces tôles sont percées de trous dans sa surface intérieure ; le rangement de ces trous forme un ensemble des encoches où on dispose un bobinage.

[4],[5],[13],[10]

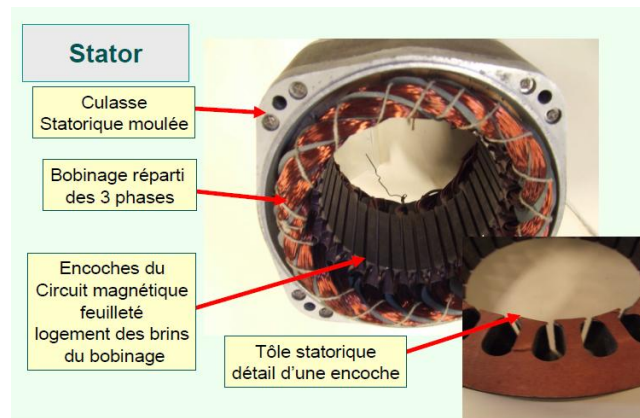


Figure I.3 : le stator de la machine asynchrone

I. 2.3. b. Le rotor (induit) :

Le rotor représente la partie mobile de la machine, la constitution des machines asynchrones. Le rotor est sous forme cylindrique, un entrefer d'épaisseur 0.4 à 2mm le sépare du stator ; il comporte un circuit magnétique qui est un paquet de tôles ferromagnétiques feuilletées poinçonnées à leur périphérie extérieure formant les encoches qui vont accueillir des barres conductrices en aluminium ou en cuivre qui sont enchaînées et connectées entre elles formant un circuit magnétique fermé ; ces conducteurs vont être parcourus par un courant rotorique. Le rotor ne possède aucune liaison électrique avec le stator, chacun est indépendant de l'autre. On distingue deux types de rotor : rotor à cage d'écureuil et rotor bobiné (dans notre étude on va s'intéresser au rotor à cage d'écureuil) [4],[15], [9], [14].

I. 2.3. b.1. Rotor à cage d'écureuil :

Ce rotor est constitué de deux couronnes métalliques qui vont être collées sous pression à un ensemble de barres conductrices identiques faites en cuivre ou en bronze ou en aluminium formant une cage, cette cage est planté a l'intérieur d'un circuit magnétique sous forme d'un cylindre qui est un ensemble de tôle empilés ;percées à la surface intérieur formant les encoches[4],[5],[13],[1].

Ce type de moteur présente de nombreux avantages comme :

Faible cout de construction ; entretien réduit ; robustesse. Malgré tout ça il possède un inconvénient majeur où ne permet pas d'insérer un rhéostat et à des mauvaises performances au démarrage. (Courant élevé et couple faible).

On réduit les pertes par hystérésis en utilisant des tôles ayant un faible pourcentage de silicium (0.5 à 3.5%).

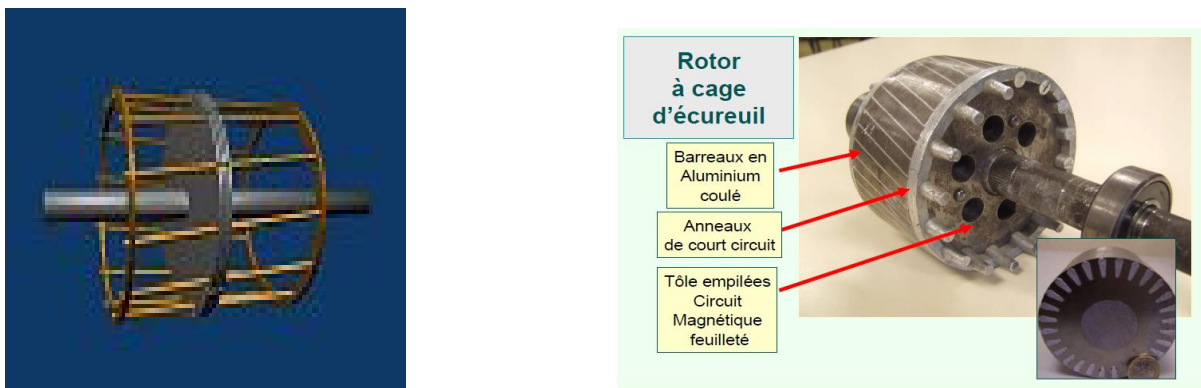


Figure I.4 : le rotor à cage d'écureuil

I. 2.3. b.2. Rotor bobiné :

Il comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique qui est un ensemble de disque en tôles empilés montés sur l'arbre de la machine ; ces tôles comporte des

encoches découpé incliné, ceci pour réduire les pertes. Chaque extrémité est réuni à une bague monté sur l'arbre, sur les quel frottent des balais court-circuité [10],[11],[12].

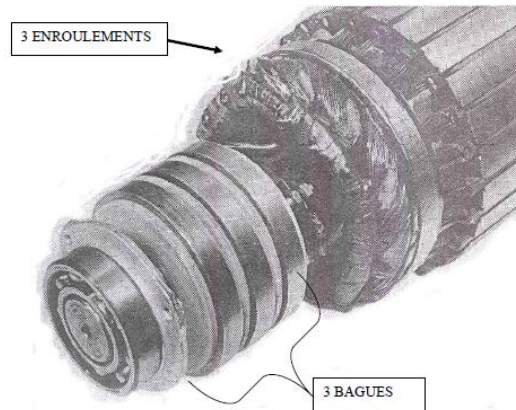


Figure I.5 : Le rotor bobiné

I. 2.3.c. Les paliers :

Ils sont constitués de flasque et des roulements à bille fixé sur l'arbre de la machine ces paliers permis de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique[5].

I. 2.3. d. La plaque a borne :

Elle comporte 6 borne, elle est fixé sur la carcasse ; permette de relié la machine, avec son alimentation (réseau électrique) ; dans cette plaque les enroulements statorique sont raccordé comme le montre la figure si dessous :

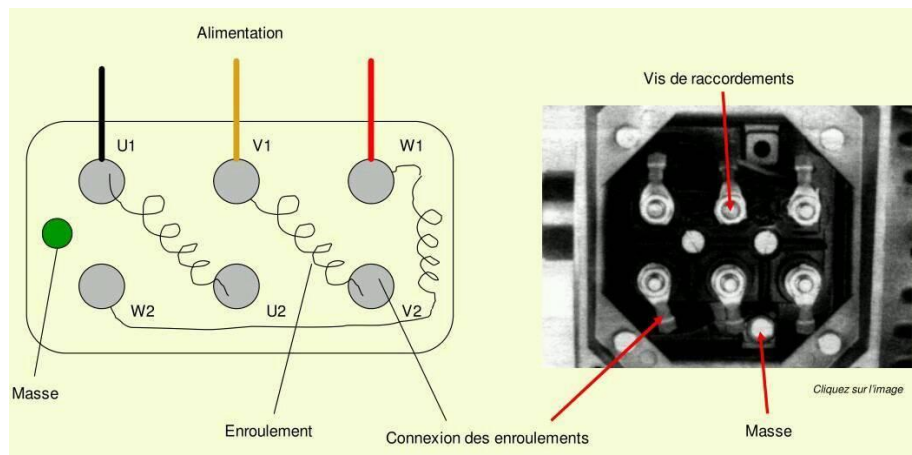


Figure I.6: La plaque à borne de la machine asynchrone

Les enroulements statoriques peuvent être couplés soit en étoile ou en triangle alors la machine fonctionne sous deux tensions, la figure si dessous nous donne les différents couplages :

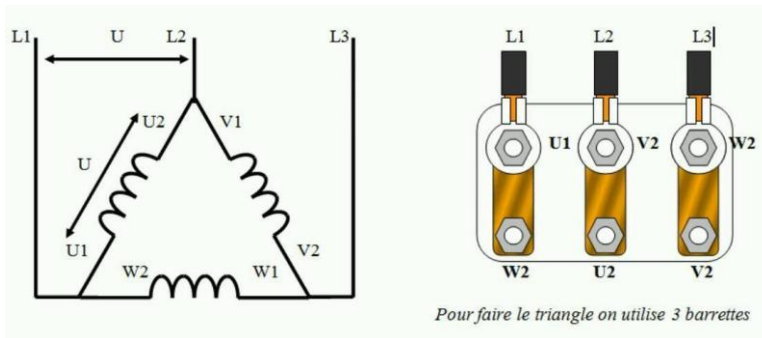


Figure I.7 : le couplage triangle

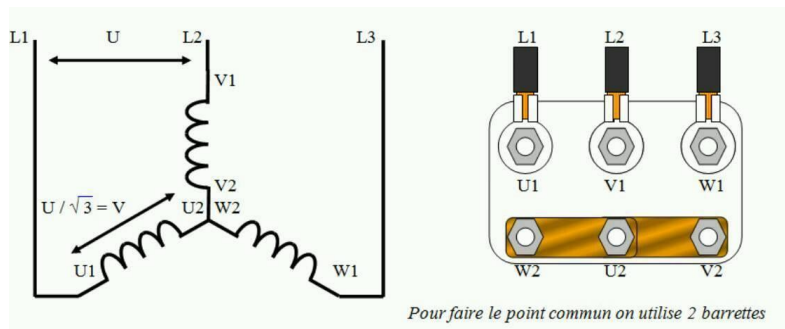


Figure I.8: le couplage étoile

Une vue éclaté d'une machine asynchrone :

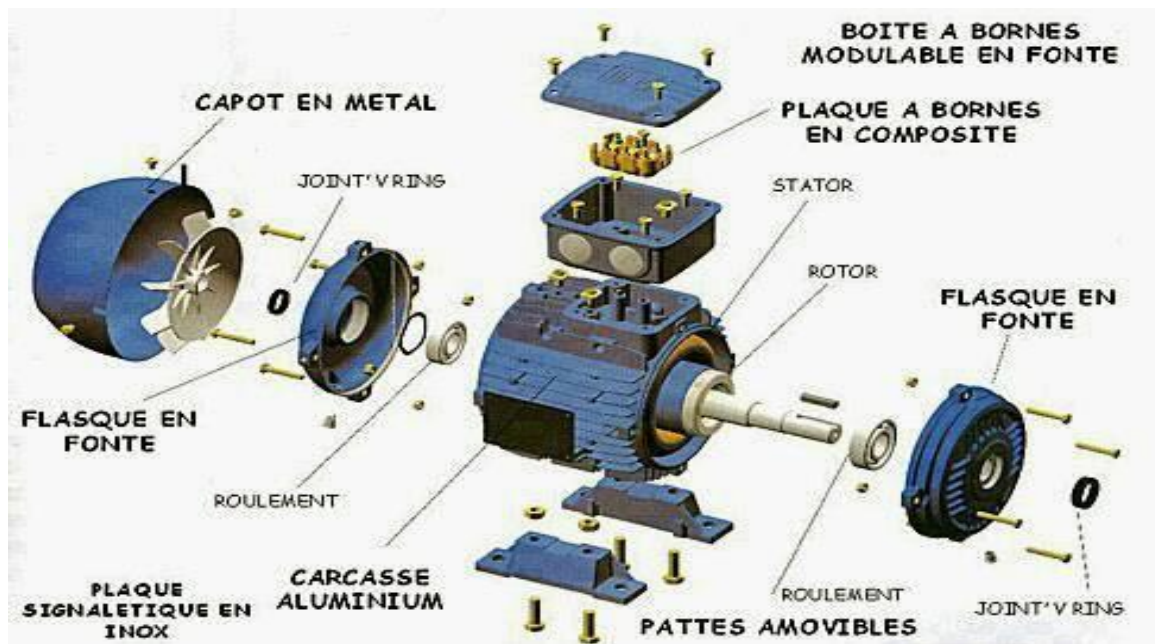


Figure I.9 : Une vue éclaté de la machine asynchrone

I. 2.4. Le principe de fonctionnement :

Le moteur asynchrone fonctionne en alimentant le stator par un courant électrique pour produire un champ tournant par les bobines ; décalé de 120° qui vont créer des forces électromotrices.

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil réside sur les trois principes fondamentaux de l'électromagnétisme qui sont [3], [4], [5], [6].

- La création d'un champ magnétique par un courant qui est représenté par la loi d'ampère.
- La force exercée sur un conducteur baigné dans un champ magnétique, ces conducteurs sont parcouru par un courant qui est défini par la loi de Laplace.
- Le troisième principe est défini par la loi de Faraday le déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique induit une tension.

En alimentant le stator avec des courants triphasés ; les trois enroulements statoriques vont créer un champ tournant (champ inducteur) alors le rotor va être balayé par ce champ, les conducteurs de rotor produisent donc une f.é.m, cette dernière produise à son tour des courants induits ; ces courants vont produire un champ magnétique induit qui va s'opposé à la cause qui lui donne naissance (le déplacement de champ par apport au conducteur de rotor).

Tant que la vitesse de rotation de rotor est différente de celle du champ tournant alors il y aura une variation du champ dans chaque point du rotor.

Le rotor tourne dans le même sens avec le champ tournant il essaye de le rattrapé mais ils ne peuvent plus tourner avec la même vitesse (c'est pour cela on l'appel une machine asynchrone) ; le rotor tourne moins vite que le champ tournant c'est le phénomène de poursuite du rotor vis-à-vis du champ tournant sans qu'il arrive à le rattraper [3].

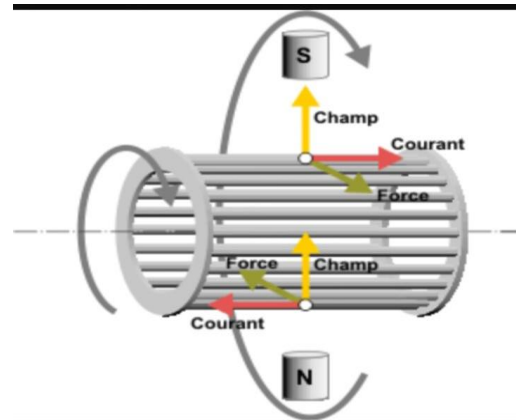
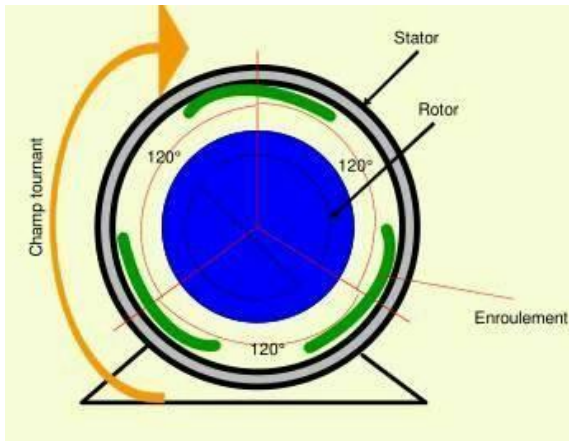


Figure I.10 : Le champ magnétique tournant produit dans la MAS a cage d'écurueil

I. 2.5. La vitesse de synchronisme :

La vitesse de synchronisme est la vitesse de rotation du champ, elle dépend du nombre de pole du stator et la fréquence de la source, donner par la formule suivante [4] :

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad [Tr/min] \quad (I.1)$$

$$\text{Ou} \quad N_s = \frac{f}{p} \quad [Tr/s] \quad (I.2)$$

N_s : Vitesse de synchronisme en [Tr/min]

P : Nombre de paires de pôles

f : La fréquence de la source en [Hertz]

Cette expression montre que la vitesse de synchronisme augmente avec la fréquence de la source mais diminue avec le nombre de pair de pôles.

I. 2.6. Le glissement :

Le glissement est le rapport de la vitesse du glissement (N_g) et la vitesse de synchronisme N_s on peut l'exprimé comme suit [5], [4] :

$$g = \frac{N_g}{N_s} \quad (I.3)$$

La vitesse de glissement N_g est la différence entre la vitesse de synchronisme et la vitesse du rotor, on l'exprime comme suit :

$$Ng = Ns - N \quad (I.4)$$

Alors l'expression du glissement est

$$g = \frac{Ns - N}{Ns} \quad (I.5)$$

g : Le glissement

Ns: La vitesse de synchronisme [tr/min]

N : La vitesse du rotor [tr/min]

Le glissement peut aussi être calculé à partir des vitesses angulaires

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I.6)$$

Ω_s : La vitesse angulaire de synchronisme du champ tournant [rd/s]

I. 2.7. Le champ tournant :

Le stator est constituée de trois bobines décalées de 120° alimentées par un courant triphasé, Ces trois bobines créent un champ magnétique tournant à une vitesse angulaire Ω_s appelée la vitesse de synchronisme. Ce champ magnétique tournant crée des courants induits dans le rotor [5],[4].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.7)$$

Ou bien :

$$\Omega_s = \frac{2 * \pi * Ns}{60} \quad (I.8)$$

Ω_s : vitesse synchronisme en [rad/s]

ω_s : pulsation électrique du champ tournant en [rad/s]

p : nombre de pair de pôles

Ns : vitesse synchronisme en [tr/min]

I. 2.8. Le couple :

Le principe d'obtention d'un couple est par l'interaction du champ magnétique et l'effet reculant. La conversion d'énergie électrique en énergie mécanique, développe un couple utile sur l'arbre du moteur. Le couple utile de la machine est donné par la relation suivante [5] , [4] ,[3].

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega} \quad (\text{I.9})$$

C_u : le couple utile [N.m]

P_u : la puissance utile [W]

Ω : la vitesse de rotation [rd/s]

I. 3. Bilan de puissance et des pertes :**I. 3.1. Bilan de puissance :****I. 3.1.1. Puissance absorbé :**

Il s'agit de la puissance active électrique fournie lorsque la machine est alimentée au réseau électrique elle est donné sous cette relation [5] :

$$P_a = U.I \sqrt{3} \cdot \cos(\varphi) = 3 V.J \cos(\varphi) \quad [\text{W}]$$

Avec :

$U = V\sqrt{3}$: tension composée donc entre phases [V]

V : tension simple donc aux bornes d'un enroulement [V]

$I = J\sqrt{3}$: courant en ligne [A]

J : courant dans un enroulement [A]

$\cos(\varphi)$: facteur de puissance [sans unité]

I. 3.1.2. Puissance transmise au rotor :

C'est la puissance absorbé par le rotor à travers l'entrefer (qui n'est pas perdu dans le fer et dans l'enroulement du stator) sa relation est donnée comme suit. [4], [5] :

$$P_{tr} = T\Omega_s = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad [W] \quad (I.10)$$

Avec :

T : le couple [N.m]

P_{js} : perte joule statorique

P_{fs} : perte fer statoriques (perte magnétique)

I. 3.1.3. Puissance électromagnétique:

La puissance électromagnétique c'est la puissance fournie par le stator au rotor qui lui fait en mouvement est égale à [4],[5] :

$$P_{em} = P_{tr} - P_{jr} = (1-g) * P_{tr} \quad [W] \quad (I.11)$$

I. 3.1.4. La puissance mécanique:

C'est la puissance développée par le rotor est égale à la puissance électromagnétique transmise au rotor en lui soustraire les pertes fer et les pertes joule rotorique son expression est donnée par [4] :

$$P_m = P_{em} - P_{fr} - P_{jr} \quad [W] \quad (I.12)$$

P_{jr} : les pertes joules rotoriques

P_{fr} : les pertes fer rotoriques

I. 3.1.5. La puissance utile:

Son expression est donnée par [5] :

$$P_u = P_m - P_{mec} \quad [W] \quad (I.13)$$

Avec :

P_u : la puissance utile [W]

P_{mec} : les pertes mécaniques [W]

I. 3.1.6. Le rendement :

Le rendement de la machine asynchrone est égal au rapport entre la puissance utile et la puissance absorbée ça valeur doit être comprise entre 0 et 1 son expression est donné par [14], [4].

$$\eta = \frac{\text{Puissance utile fournie}}{\text{Puissance électrique absorbée}} = \frac{P_u}{P_a} \quad (I.14)$$

Dans les moteurs asynchrones toujours le rendement est inférieur à 1-g « $\eta < (1-g)$ » c'est pour cela ils fonctionnent à faible glissement.

I. 3.1.7. Le schéma représentant les différents pertes et puissances :

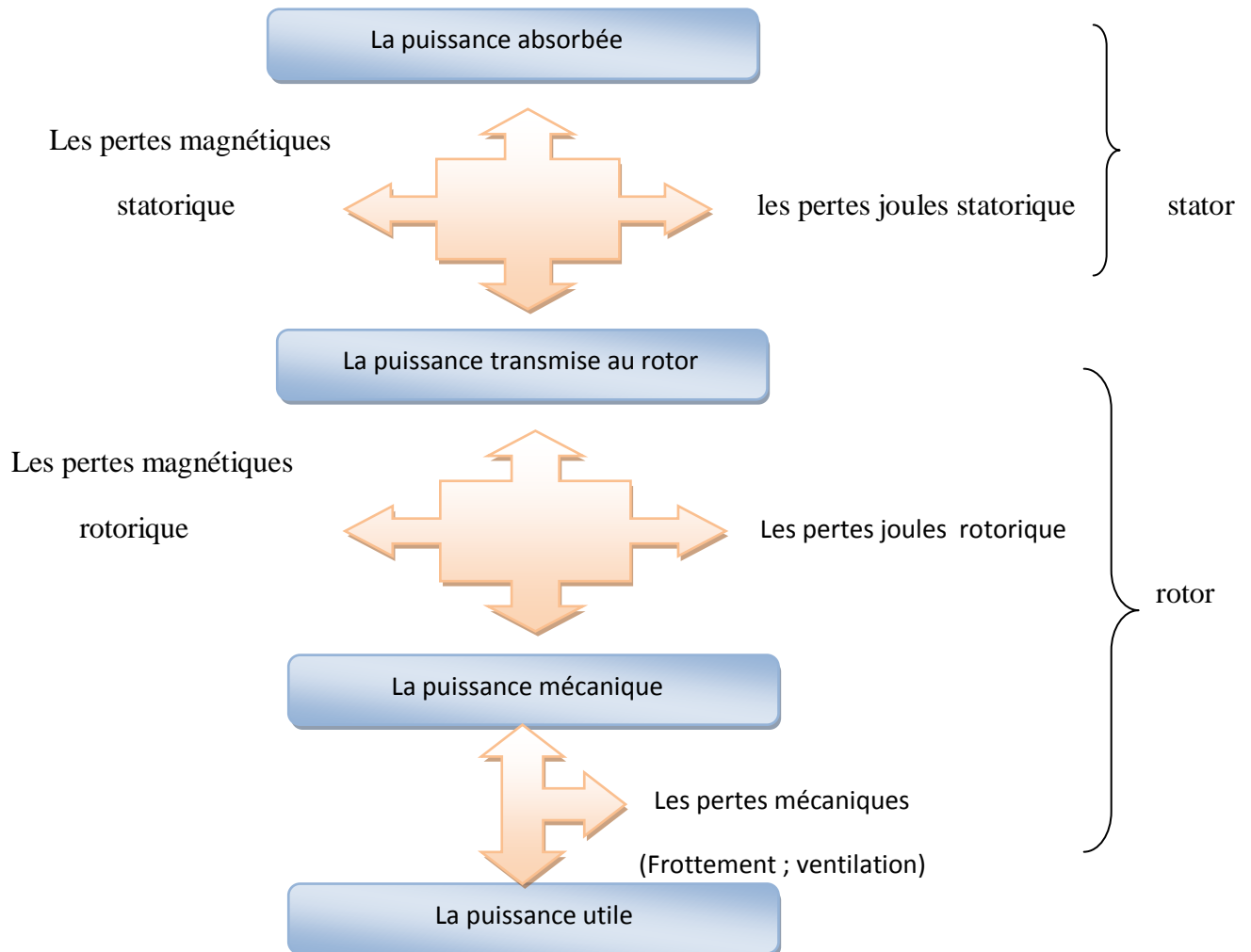


Figure I.11 : Le bilan énergétique des pertes et des puissances

I. 3.2. Les différentes pertes dans la machine asynchrone :

I. 3.2.1. Les pertes dans le circuit magnétique :

Ce sont les pertes fer produites dans le circuit magnétique du stator qui dépendent de la tension d'alimentation et la fréquence des courants statoriques, et aussi les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Dans le rotor les pertes fer sont négligeables car la fréquence des courants rotorique est faible [4].

Les pertes sont données par la relation suivante :

$$P_f = K_h \cdot f(B_m)^2 + K_c(f \cdot B_m)^2 + K_e(f \cdot B_m)^{1.5} \quad (I.15)$$

I. 3.2.1.1. Les pertes par courants de Foucault :

Quand un champ magnétique variable traverse un matériau conducteur massif, apparaissent des forces électromotrices qui engendrent des courants appelés courant de Foucault.

Pour des matériaux constituant les circuits magnétiques les courants induits sont générés par deux raisons. [4], [5]

a. Par effet joule:

Ces courants produisent des échauffements au matériau magnétique où cette dernière influence négativement sur le rendement de la machine. Par ailleurs la chaleur produite doit être transférée à l'extérieur.

Ces pertes sont donnée par la relation suivante [4],[5] :

$$P_f = K_f(e \cdot f \cdot B_{max})^2 \quad (I.16)$$

P_f : les pertes par courants de Foucault

K_f : coefficient caractéristique de la tôle

e : épaisseur de la tôle [m]

B_{max} : induction maximal dans l'entrefer [T]

f : la fréquence du champ tournant

b. Par la loi de LENZ :

Le courant de Foucault s'oppose à la variation du flux qui donne leur naissance. La variation alternative du flux résulte une réduction du flux total circulant dans le matériau magnétique, donc l'efficacité de ce matériau est diminuée.

Pour réduire les pertes par courants de Foucault, les matériaux magnétiques sont feuilletés, c'est-à-dire que ces matériaux sont remplacés par des empilements de tôles magnétiques fines disposées parallèlement à l'induction magnétique. [4], [5]

I. 3.2.1.2. Les pertes par hystérésis :

Hystérésis du grec HUSTEREIN veut dire un retard d'aimantation et désaimantation d'un métal.

Le matériau magnétique fait un cycle d'hystérésis sous l'excitation magnétique, et crée des pertes d'énergie dans le noyau sous forme de chaleur. Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence d'opération et à la surface du cycle d'hystérésis [4],[5].

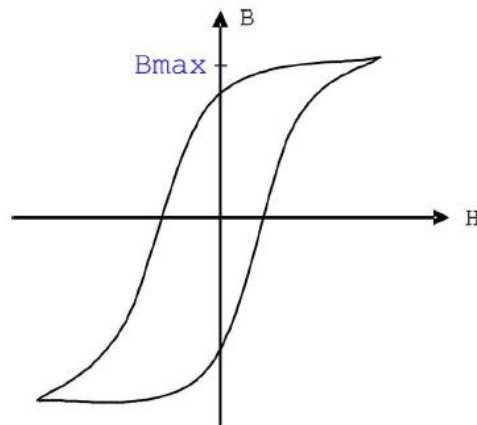


Figure 12 : courbe hystérésis

Le calcul de ces pertes est par la relation suivante :

$$P_{hys} = f \cdot K_h \cdot B_{max}^2 \quad (I.17)$$

P_{hys} : pertes par hystérésis [w]

f : fréquence [Hertz]

K_h : coefficient des pertes par hystérésis

B_{max} : induction magnétique maximal [Tesla]

I. 3.2.2. Les pertes dans le circuit électrique :

Ce sont les pertes par effet joules dissipées dans les enroulements statoriques et rotorique.

Ces pertes sont calculées en connaissant la résistance et le courant (elles varient en fonctionnement du carrés des courants circulants dans les enroulements) sous la forme suivante [4],[5] :

$$P_j = R \cdot I^2 \quad (I.18)$$

On distingue deux types :

I. 3.2.2.1. Les pertes par effet joule statorique :

Ce sont les pertes dissipées dans l'enroulement statorique. Le stator peut être câblé en étoile ou en triangle et dans le cas indépendant de couplage les pertes par effet joule statorique sont données par la relation suivante [4],[5] :

$$P_{js} = \frac{3}{2}RI^2 \quad (\text{I.19})$$

R: la résistance du circuit [Ω]

I : le courant qui parcourt l'enroulement [A]

- **Le couplage en étoile :**

Le couplage en étoile est utilisé pour la tension de fonctionnement la plus élevée, les pertes sont calculées par l'équation suivante :

$$P_{js} = 3rI^2 \quad (\text{I.20})$$

r : la résistance d'un enroulement statorique [Ω]

Où $r = \frac{R}{2}$

- **Le couplage en triangle :**

Le couplage triangle est utilisé pour la tension de fonctionnement la plus basse et sont calculées par la relation suivante :

$$P_{js} = rI^2 \quad (\text{I.21})$$

$$\text{Avec } r = \frac{3}{2}R \quad (\text{I.22})$$

I. 3.2.2.2. Les pertes par effet joule rotorique :

C'est les pertes dissipées dans l'enroulement rotorique. Elles sont en fonction de la puissance transmise au rotor et au glissement, ces pertes sont calculées avec la relation suivante [4],[5] :

$$P_{jr} = g \cdot p_{tr} \quad (I.23)$$

P_{tr} : la puissance transmise au rotor [w]

g : le glissement

Cette expression montre que le fonctionnement à glissement élevé augmente les pertes par effet joule au rotor.

Où bien avec cette relation

$$P_{jr} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (I.24)$$

m_2 : nombre de barre rotorique

R_2 : résistance d'une phase rotorique [Ω]

I_2 : le courant dans la barre [A]

I. 3.2.3. Les pertes supplémentaires :

Ce sont des pertes ajoutées aux pertes fondamentales de la machine. Elles dépendent de la forme et de la taille du conducteur, de la variation du champ dans l'espace de l'encoche, particulièrement sont correspond au flux de fuite, à la fréquence fondamentale et aux harmoniques [4],[5].

I. 3.2.3.1. Les pertes dans le circuit électrique :

Les variations des flux de fuite dans les barres de la cage rotorique avec les courants, induisent des courants parasites, des courants de Foucault, qui, par leurs effets, s'opposent à ces variations.

Cela entraîne une perturbation dans la distribution des lignes de courant dans les barres qui se concentrent dans la partie extérieure (proche de l'entrefer) formant ainsi une pellicule surfacique. Ce phénomène est nommé " effet de peau", augmentation de la résistance des conducteurs donc augmentation des pertes joules.

D'autres apparaissent à cause de la discontinuité géométrique de la machine au niveau de l'entrefer ainsi des fuites de flux [4],[5].

I. 3.2.3.1.1. Les pertes dues au flux de fuite d'encoche :

Lorsque le nombre d'encoche par phase est fini, il entraîne une distribution non sinusoïdale de la f.é.m dans l'entrefer qui fait apparaitre le flux de fuite d'encoche ou flux différentiel ou

encore un flux zigzag et donc engendre des pertes sont déterminées par la relation suivante. [4], [5]

$$P_{de} = m_1 \cdot I_1^2 \cdot r' \cdot K_i \cdot K_{di} \quad (I.25)$$

m_1 : nombre de phase au stator

I_1 : courant d'une phase au stator

r' : résistance d'une phase rotorique ramenée au stator

K_i : coefficient d'augmentation des pertes due à l'effet de peau

K_{di} : coefficient de distribution de l'enroulement statorique

I. 3.2.3.1.2. Les pertes dues au flux de fuite de phase :

De faite que le nombre de phase soit fini, entraine une distribution non sinusoïdale de la f.e.m dans l'entrefer. Un flux de fuite de phase apparaitre et engendre des pertes non négligeable [4], [5].

I. 3.2.3.2. Pertes mécanique :

Ce sont les frottements de l'air sur le rotor et sur le ventilateur, ainsi des frottements dans les paliers de l'acier et sont les pertes dues au frottement de l'arbre sur les paliers et à la résistance de l'air au mouvement du rotor.

En réalité les pertes frottement et les pertes ventilations sont inséparables, s'expriment en fonction de la vitesse de rotation de la machine [4] ;[5].

Donc les pertes mécaniques exprimées comme suite :

$$P_{mec} = K_t (n_1/10)^2 (D_{1ext} \cdot 10^{-3})^4 \quad (I.26)$$

P_{mec} : puissance mécanique [W]

n_1 : vitesse de rotation synchrone [tr/min]

K_t : facteur de majoration, il est donné en fonction du nombre de pair de pôle et diamètre extérieur de rotor

$2P \geq 4$ $K_t = 1.3 (1 - D_{1ext})$, pour $0.1m \leq D_{1ext} \leq 0.5m$

$2P=2$ $K_t=1$

D_{1ext} : diamètre extérieur du stator [m]

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons données des généralités sur la machine asynchrone (construction, fonctionnement, couplage...), en suite on a définie les différentes pertes de cette machine.

La machine asynchrone fait actuellement l'objet d'un intérêt accru dans plusieurs applications, ceci est dû essentiellement à sa fiabilité, son faible coût et sa simplicité de construction.

Le chapitre suivant sera consacré à une vision générale sur les équations de maxwell et leurs différentes méthodes de résolutions

II. 1. Introduction :

Le calcul des performances électromagnétiques (induction magnétique, courants induits, pertes...ect) des machines asynchrones par éléments finis nécessite la connaissance des équations dites de Maxwell qui régissent le problème statique et dynamique du dispositif. On donne alors, dans ce chapitre, une présentation des équations de Maxwell et leur application dans les différents modèles ainsi que la résolution d'un problème en électromagnétique qui consiste à déterminer les structures du champ électromagnétique dans une région du domaine d'étude. Cette configuration du champ doit simultanément satisfaire aux équations de Maxwell.

Les équations de Maxwell sont considérées comme des équations de base de l'électromagnétisme qui traduisent les lois physiques sous une forme différentielle.

La résolution de ces équations se fait en plusieurs méthodes comme la méthode Analytique, Numérique, Semi-Analytique.....Dans notre travail on s'intéresse à la méthode numérique et précisément la méthode des éléments finis qui se base sur la discrétisation du domaine étudié.

II. 2. Les équations de Maxwell :

Les équations de Maxwell, ce sont des équations qui reformulent les phénomènes électromagnétiques des différents dispositifs aux équations mathématiques. Les phénomènes électrique et magnétique sont couplés ; on dit que ces équations sont indépendantes.

II. 2.1. L'équation de MAXWELL-FARADAY :

C'est la relation entre le champ électrique et le champ magnétique d'où un champ électrique peut induire un champ magnétique, c'est le principe utilisé dans le générateur électrique. et un aimant permanent en rotation crée un champ magnétique en mouvement génère un champ électrique.

Son expression est donnée par la relation suivante [1],[2] :

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

D'ou:

\vec{B} : L'induction magnétique [T]

\vec{E} : Le champ électrique [V/m]

II. 2.2. L'équation de MAXWELL-AMPERE :

On génère le champ magnétique \vec{H} de deux manières soit avec la variation d'un champ électrique ou par la variation des courants électriques [9],[1],[2]. La relation liante ces phénomènes est donnée par

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

$$\vec{j} = \vec{j}_d + \vec{j}_c \quad [\text{A/m}^2] \quad \text{avec:}$$

\vec{j}_d : La densité de courant du conducteur

\vec{j}_c : La densité de courant de déplacement

\vec{H} : Le champ magnétique [A/m]

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant de déplacement [A/m²]

II. 2.3. L'équation de MAXWELL-GAUSS :

Les charges électriques génèrent un champ électrique ; ce champ est orienté à partir des charges positive vers les charges négatives dans une surface de GAUSS fermée.

Ces équations sont applicables sur tous les milieux, ce sont des équations locales. Les grandeurs E et D ; H et B ; J et E (respectivement) ne sont pas indépendant car ils sont liés par les lois de comportement de milieu [1] ;[2],[9].

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{Équation de GAUSS électrique}) \quad (\text{II.3})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{Équation de GAUSS magnétique ou bien l'équation de Conservation du flux magnétique}) \quad (\text{II.4})$$

Avec :

\vec{D} : L'induction électrique [C/m²]

ρ : La densité de charge volumique [C/m³]

II. 3. Les lois de comportement de milieu :**a) Relation magnétique :**

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.5})$$

Avec : $\mu = \mu_0 * \mu_r$; [H/m]

$$\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7}$$

\vec{B}_r : Le vecteur d'induction magnétique rémanente

μ_r : la perméabilité relative

Dans le vide :
$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (\text{II.6})$$

b) Relation diélectrique :

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{II.7})$$

Avec : $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$;

$\epsilon_0 = 1/36 \cdot \pi \cdot 10^{-9}$ [F/m]

ϵ_0 : la permittivité absolue de milieu

ϵ_r : la permittivité relative de milieu

c) Dans un milieu conducteur (loi d'ohm) :

Quand un conducteur est soumis à un champ électrique, les charges électriques se mettent en mouvement (elles créent un courant électrique). Son expression est donnée par [9] ; [1], [2]:

$$\vec{j} = \vec{j}_s + \sigma \cdot \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.8})$$

D'où :

\vec{j}_s : La densité du courant d'excitation de source [A/m²]

$\sigma \cdot \vec{E}$: La densité des courants induits par la variation du champ électrique [A/m²]

$\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$: La densité des courants induits par mouvement [A/m²]

\vec{u} : Vecteur des pièces conductrices susceptible de se déplacer [m/s]

σ : la conductivité électrique [S/m]

Dans les milieux homogènes et isotropes, on admet :

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

II. 4. Les conditions aux limites :

Elles sont imposées sur les frontières d'un dispositif qui délimite un système électromagnétique ; ces conditions seront imposées soit dans les frontières externes ou sur les frontières interfaces entre matériaux des propriétés différentes, on distingue 2 types de conditions aux limites [9], [1], [2].

II. 4.1. Condition Dirichlet :

L'inconnu prend des valeurs données sur les bords du domaine on distingue 2 type :

II. 4.1.1. Dirichlet homogène :

Où l'inconnu de l'équation est fixé sur la limite est considérée égale à zéro ($A=0$)

II. 4.1.2. Dirichlet non homogène :

Où l'inconnu est fixé sur la limite et sa valeur non nul $A \neq 0$

II. 4.2. Condition Neumann :

La valeur de gradient est connu sur les bords du domaine de résolution on distingue deux types :

II. 4.2.1. Condition Neumann homogène:

La dérivé par rapport a la normal de l'inconnu est nulle ; car les lignes iso-valeurs de l'inconnu sont perpendiculaire a la limite $\frac{\partial \vec{A}}{\partial n} = 0$.

II. 4.2.2. Condition Neumann non homogène :

Dans ce cas les lignes iso-valeur ne sont pas perpendiculaires a la limite elles forment un angle avec

Cette dernière $\frac{\partial \vec{A}}{\partial n} \neq 0$

II. 5. Le modèle magnétodynamique :

Les phénomènes électromagnétiques se représentent avec les équations de Maxwell, ces phénomènes se diffère selon le dispositif qu'on va étudier, ces phénomènes se découpent donnant une naissance à des modèles ; par exemple : les modèles magnétostatique ; magnétodynamique ; électrocinétique ; ...etc.

dans notre étude on va s'intéresser au modèle magnétodynamique ce type de modèle s'applique au dispositif électromagnétique d'où les sources de tension et des courants sont variable avec le temps[1] ;[2],[9].

$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \neq 0$ avec les champs magnétiques et les champs électriques sont couplé par la présence des courants induits.

II. 6. Hypothèse de simplification considérée pour l'étude de la machine asynchrone

Tout modèle aux bien phénomènes électromagnétique se décrit mathématiquement on utilisant des hypothèses de simplification qui satisfait les conditions de ce modèle ces hypothèses sont [2], [9]:

- ❖ La densité volumique de charge est considéré nulle ($\rho=0$) ; on l'appliquant sur les dispositifs classiques 0 induction.
- ❖ L'induction magnétique rémanente est considéré nulle ($B_r=0$) ; on l'appliquant au dispositif qui possède pas des aimants permanents.
- ❖ $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ est prises généralement négligeable pour des basses fréquences.

II. 7. Formulation en potentiel A du problème magnétodynamique :

Dans l'électromagnétisme il existe plusieurs formulations pour déterminé un champ magnétique comme potentiel scalaire ou potentiel vecteur; mais on choisi la formulation en potentiel vecteur magnétique \vec{A} ; par ce qu'il a plusieurs avantage par apport aux autres formulations comme : le système d'équations électromagnétique présente un seule inconnue alors il est facile a résoudre et aussi Cette inconnue ne possède qu'une seule composante, A_ϕ dans un problème axisymétrique.

Le domaine d'étude contient plusieurs source de courant alors on utilise le potentiel vecteur. Dans notre cas (modèle magnétodynamique) [1] ; [2], [9], [7] Les équations de maxwell s'écrit comme suit :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.10})$$

$$div \vec{B} = 0 \quad (\text{II.11})$$

La deuxième équation indique qu'il existe un vecteur \vec{A} tel que:

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (\text{II.12})$$

Le vecteur \vec{A} est appelé le potentiel vecteur magnétique [A/m].

La substitution de (II.12) dans (II.10) donne:

$$\overrightarrow{rot}(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = 0 \quad (\text{II.13})$$

On constate que le champ $(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t})$ est conservatif alors :

$$(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = -\overrightarrow{grad} V \quad (\text{II.14})$$

Soit :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad} V \quad (\text{II.15})$$

Dans (II.14), V est le potentiel scalaire électrique. On remarque qu'en régime variable l'expression de \vec{E} dépend à la fois de V et de \vec{A} .

A partir de l'équation (II.2) et de l'équation (II.5) avec $(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0$ et $Br=0$; notre modèle est magnétodynamique et la machine est sans aimant permanent) nous avons:

$$\overrightarrow{rot}(\frac{1}{\mu} \vec{B}) = J \quad (\text{II.16})$$

A partir des équations (II.12), (II.8) et (II.16) nous avons :

$$\overrightarrow{rot}(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A}) = \vec{J}_s + \sigma \cdot \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.17})$$

D'où :

$$\overrightarrow{rot}(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A}) = \vec{J}_s - \sigma(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad} V) + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.18})$$

Soit :

$$\sigma(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad} V) - \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) + \overrightarrow{rot}(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A}) = \vec{J}_s \quad (\text{II.19})$$

Afin de résoudre cette équation à deux inconnues (\vec{A} , V), on doit fixer la divergence du Potentiel \vec{A} pour assurer l'unicité de la solution. On rajoute alors la condition $div \vec{A} = 0$ appelée Jauge de Coulomb. Soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad} V \right) - \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) + \overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{J}_s \\ \operatorname{div} \vec{A} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.20})$$

Cette hypothèse de Jauge, naturellement vérifiée dans la configuration axisymétrique, assure également l'unicité de \vec{A} en fixant la valeur de V . le terme $\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$ en axisymétrique est nul.

Pour le terme $\operatorname{div} \vec{A} = 0$, la pratique montre qu'à cause de la faible valeur de l'induction d'une part, et pour des vitesses faibles d'autre part, on peut raisonnablement considérer que [2] :

$$|\vec{E}| \gg \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$$

Ce qui, par conséquent, autorise à négliger le terme $\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$ dans l'équation électromagnétique. On remarque que cela n'est, en général, plus permis dans le cas où la charge possède une perméabilité magnétique appréciable (acier par exemple) car l'induction y devient importante. Le système (II.20) devient alors [2],[9] :

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{J}_s \quad (\text{II.21})$$

En régime harmonique on a $\frac{\partial}{\partial t} = j \cdot \omega$ alors l'équation (II.21) s'écrit :

$$\sigma \cdot j \cdot \omega \cdot \vec{A} + \overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{J}_s \quad (\text{II.22})$$

Avec :

ω : est la pulsation.

$J_2 = -1$ (nombre complexe)

Cette équation s'exprime d'une façon déférente dans chaque milieu les équations qui lui seront associé s'écrivent :

- **Dans l'air** : l'absence de source de courant ainsi que la conductivité électrique est nulle, l'équation qui lui sera associée s'écrira :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu_0} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = 0 \quad (\text{II.23})$$

- **Dans l'inducteur** : Les inducteurs sont des fils fins de cuivre, l'équation correspondante s'écrit :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{j}_s \quad (\text{II.24})$$

- **Dans la cible** : la pièce a étudié est conductrice alors l'équation s'écrit comme suit :

$$\sigma \cdot j \cdot \omega \cdot \vec{A} + \overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = 0 \quad (\text{II.25})$$

L'utilisation de ce modèle est très répondeue dans l'étude des machines électriques des dispositifs du chauffage par induction, des transformateurs,... etc.

II. 7.1. Formulation axisymétrique du problème magnétodynamique :

Toute les systèmes électromagnétiques sont tridimensionnel (3D). Mais les dispositifs électrotechniques classiques privilégient généralement une direction particulière des champs ou des courants ; La modélisation des phénomènes dans les dispositifs présentant une symétrie de révolution par apport à son axe, cela permet de ramener un modèle tridimensionnel (3D) à un modèle bidimensionnel (2D).

En se basant sur les équations de Maxwell, l'équation qui décrit l'évolution spatio-temporelle des phénomènes électromagnétiques, trouvée précédemment est la suivante [2],[9]:

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{j}_s \quad (\text{II.26})$$

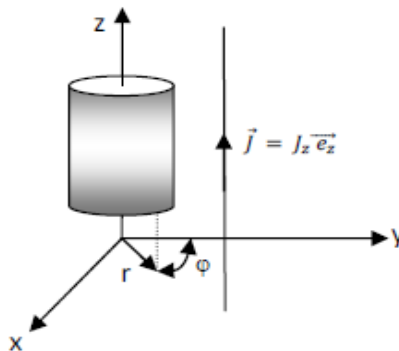


Figure II.1: Système bidimensionnel à symétrie de révolution alimentée selon la direction (φ).

Lorsque le courant est orienté suivant la direction (φ), alors le vecteur ($\vec{A}\varphi$). Les différentes Grandeurs vectorielles ont les composantes suivantes :

$$\begin{aligned}
 \vec{J} &= \begin{cases} 0 & \vec{e}_r \\ J\varphi & \vec{e}_\varphi \\ 0 & \vec{e}_z \end{cases} & \vec{E} &= \begin{cases} 0 & \vec{e}_r \\ E\varphi & \vec{e}_\varphi \\ 0 & \vec{e}_z \end{cases} \\
 \vec{A} &= \begin{cases} 0 & \vec{e}_r \\ A\varphi & \vec{e}_\varphi \\ 0 & \vec{e}_z \end{cases} & \vec{B} &= \begin{cases} B_r & \vec{e}_r \\ 0 & \vec{e}_\varphi \\ B_z & \vec{e}_z \end{cases} & \vec{H} &= \begin{cases} H_r & \vec{e}_r \\ 0 & \vec{e}_\varphi \\ H_z & \vec{e}_z \end{cases}
 \end{aligned}$$

En coordonnées cylindriques, nous avons :

$$\overrightarrow{rot\vec{A}} = \frac{1}{r} \begin{vmatrix} \vec{e}_r & \vec{e}_\varphi & \vec{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_r & A_\varphi & A_z \end{vmatrix}$$

Après le développement de cette équation nous donne une équation aux dérivées partielles, qui décrivent le comportement magnétodynamique d'un dispositif axisymétrique qui est la suivante :

$$\boxed{\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A^*}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A^*}{\partial \varphi} \right) - \frac{\sigma}{r} \left(\frac{\partial A^*}{\partial t} \right) = -J_s} \quad (II.27)$$

Avec : $A^* = rA\varphi$

I. 7.2. La formulation de vecteur potentiel magnétique en coordonnée cartésiennes :

Considérons le système de longueur infini suivant l'axe (oz). L'étude peut se ramener donc à un système bidimensionnel dans le plan $[x,y]$, ce la revient a considéré $\frac{\partial}{\partial z} = 0$.

Le potentiel vecteur dans ce cas n'a qu'une seule composante parallèle à (oz). Il vient que \vec{A} et \vec{E} doivent être dans la même direction que J .

On alors : $\vec{A}(0, 0, A)$ et $\vec{J}(0, 0, J)$.

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & Az \end{vmatrix}$$

Où : i, j, k sont les vecteurs unitaires dans le système cartésien selon les axes $\overrightarrow{Ox}, \overrightarrow{Oy}, \overrightarrow{Oz}$

Après développement on obtient :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} = \frac{\partial Az}{\partial y} \vec{i} - \frac{\partial Az}{\partial x} \vec{j}$$

Ainsi :

$$\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial y} \vec{i} - \frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial x} \vec{j}$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}\right) = \left[-\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial y} \right) \right] \vec{k}$$

Il est évidemment clair que les termes selon \overrightarrow{Ox} et \overrightarrow{Oy} sont nuls, d'où l'équation peut s'écrire:

$$\overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}\right) = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial x} \right) \vec{i} - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial y} \right) \vec{j} + \left[-\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial y} \right) \right] \vec{k}$$

II. 7.3. Application des équations de Maxwell à la MAS à cage :

Après avoir l'équation finale aux dérivées partielles ; qui décrivent le comportement magnétodynamique qui est la suivante :

$$\frac{1}{\mu} \text{rot}(\text{rot}\vec{A}) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = \vec{J}_{\text{ext}} \quad (\text{II.28})$$

Les équations à résoudre dans les MAS à cage sont :

1. Au niveau des barres rotoriques :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_o \mu_{r_{\text{barres rotoriques}}}} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right] + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.29})$$

2. Au niveau de rotor :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_o \mu_{r_{\text{rotor}}}} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right] = 0 \quad (\text{II.30})$$

3. Au niveau d'entrefer :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_o} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right] = 0 \quad (\text{II.31})$$

4. Au niveau des encoches statoriques :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_o} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right] = \vec{J}_{\text{ext}} \quad (\text{II.32})$$

5. Au niveau du stator :

$$\vec{\nabla} \times \left[\frac{1}{\mu_{\text{stator}}} \vec{\nabla} \times \vec{A} \right] = 0 \quad (\text{II.33})$$

II. 8. Méthodes de résolutions :

La résolution des équations aux dérivées partielles se fait en plusieurs méthodes qui sont : analytiques, numériques, semi-analytiques et mixtes.

II. 8.1. Méthode analytique :

Sont les premières méthodes utilisées. Elles sont employées à des géométries simple unidimensionnelles et par fois même pour la résolution des problèmes bidimensionnelle. Parmi ces méthodes on peut citer: la méthode des séries d'exponentielle, des intégrales sur la frontière, de transformation et la méthode la plus puissante et utilisée est la méthode de séparation des variables. Le principe de la méthode analytique est consiste à mettre l'inconnu sous forme d'un produit des fonctions dont chacun dépend d'une seul variable. [1] et [2], [8].

Les méthodes semi-analytique et mixte consistent l'association des méthodes analytique et numérique. Dans notre étude on s'intéresse à la méthode numérique et précisément la méthode des éléments finis. [2]

II. 8.2. Méthodes des éléments finis :

La méthode des éléments finis est proposée par RICHARD Courant dans les années 1940, de 1940 au 1960 c'est les mécaniciens qui ont été développée est démontré l'efficacité de cette méthode.

En 1970, SILVESTER et son équipe de l'université MC Gill à Montréal sont intéressés à l'adaptation de cette méthode de résolution à des problèmes elliptiques et électrotechniques. [1]

La méthode des éléments finis est une méthode numérique utilisée pour résoudre les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques et elle est parmi les méthodes les plus utilisées actuellement. [1], [2].

Cette méthode permet la détermination d'un champ scalaire ou vectoriel satisfaisant à un ensemble d'équation aux dérivées partielles et d'équation ordinaire en tout point du domaine d'étude et à tout instant, tout en respectant les conditions aux limites. Dans notre cas c'est la méthode utilisée, dans le chapitre trois, pour le calcul de l'induction et champ magnétique

II. 8.2.1. Types d'éléments finis :

Selon le domaine d'étude sont à une, deux ou trois dimensions, les éléments sont choisis en fonction du degré de la courbure d'interpolation qui leur associées. On rencontre souvent des éléments linéaire, quadratique ou cubique. [1], [2]

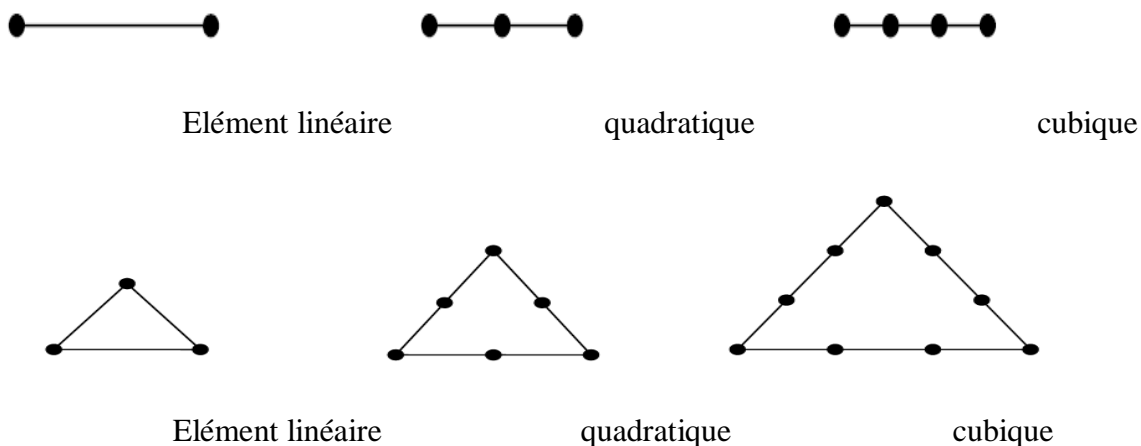


Figure II.2: les éléments classiques en 2D

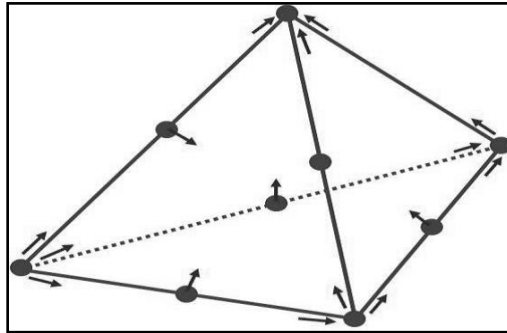


Figure II.3 : éléments classique en 3D

La forme des éléments est liée à la dimension du problème (2D ou 3D). Pour des géométries en 2D on utilise des triangles ou des quadrilatères et pour des géométries en 3D on utilise des tétraèdres ou des hexaèdres. [1]

II. 9. Principe de la méthode des éléments finis :

La méthode des éléments finis est basée sur la subdivision de la région étudiée en petite régions appelées élément finis constituant un maillage où la subdivision ; est une étape très importante car la précision des résultats dépend de cette étape et de la finesse de cette subdivision en sous domaine. La solution est donnée en un ensemble de points finis qui sont les nœuds de la discrétisation. L'approximation de l'inconnu se fait en chaque élément grâce aux fonctions d'interpolation. [1], [2].

Généralement, pour les problèmes électromagnétiques, la méthode des éléments finis est associée avec la méthode variationnelle ou la méthode des résidus pondérés. Dans le premier cas, la méthode consiste à chercher une fonctionnelle qui correspond à l'équation physique du problème qui va être minimisée par la suite.

Par contre, dans la méthode des résidus pondérés on utilise directement l'équation physique du problème à étudier.

II. 9.1. Fonction d'interpolation :

La résolution des inconnus élémentaires se fait par des polynômes d'interpolation en deux méthodes :

a) La méthode des résidus pondérés :

Le principe de cette méthode est de remplacer la solution exacte par la solution approchée ce qui crée une erreur appelée résidu. [2]

$$R_i = L(A) - f \quad (\text{II.33})$$

R: résidu de l'approximation

$L(A)$: opérateur différentiel

f : fonction défini sur le domaine d'étude Ω

A : l'inconnu à chercher

b) Méthode variationnelle :

Elle consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système à résoudre. Pour la mise en œuvre de la méthode il faut suivre les étapes suivantes. [1]

- Le maillage (discrétisation du domaine)
- Choix de la fonction d'interpolation
- La minimisation de la fonctionnelle
- Résolution du système algébrique
- Exploitation des résultats

II. 10. Avantage et inconvénient :

II. 10.1. Avantage :

- Adaptation aux géométries complexes
- Prise en compte des non linéarités accrue

II. 10.2. Inconvénient :

- Présence de singularités dans le domaine d'étude
- Temps de calcul relativement important

Conclusion:

Dans ce chapitre on a commencé à faire une généralité sur les équations de Maxwell, et leur application sur les phénomènes électromagnétiques qui nous donne la possibilité de modéliser chaque phénomène dans toutes ces conditions.

Nous nous sommes intéressés au modèle magnétodynamique qui permet de calculer le champ magnétique et les performances électromagnétiques d'une machine asynchrone à cage d'écurie par rapport au temps.

Il existe deux approches différentes pour étudier une machine asynchrone ; soit avec le schéma équivalent ou bien avec la méthode des éléments finis .mais nous, on va s'intéresser à la méthode des éléments finis (M.E.F) qui nous donne une meilleure précision et aussi elle prend en compte des phénomènes complexes tels que la saturation dans la machine.

Les résultats obtenus (le champ magnétique et l'induction) à fin d'appliquer cette méthode nous permettent de calculer facilement les pertes fer dans la machine asynchrone.

Dans le chapitre suivant nous posons le problème à résoudre dans le cadre de notre étude (calcul des pertes fer avec des méthodes différentes) et nous donnons une présentation détaillée sur le logiciel de Maxwell.

III. 21. Introduction :

Dans ce chapitre on va entamer le calcul des pertes fer avec des différentes méthodes de résolution (la méthode de simulation avec le logiciel de Maxwell, la méthode analytique et la l'approche expérimentale). Dans notre étude on va s'intéresser au calcul des pertes fer dans le stator car ces pertes sont importantes dans cette partie par rapport aux autres parties.

La modélisation de la machine comporte généralement deux étapes principales :

- La méthode analytique qu'elle s'agit des solutions d'équations physiques de la machine en faisant préalablement des hypothèses de simplifications selon le modèle choisi, cette méthode elle a plusieurs avantages comme sa rapidité et elle permet d'explorer au maximum l'espace de solution dans un temps donné.
- La résolution avec éléments finis en utilisant le logiciel Maxwell 14.0, elle permet de déterminer le potentiel vecteur et l'induction magnétique en tout point de la machine et par la suite permet de calculer des pertes fers.
- L'approche expérimentale qui est faite au niveau du laboratoire de construction des machines ; qui consiste à varier la tension pour relever les puissances ; les résistances et les courants. Ces grandeurs nous permettent facilement d'en déduire les pertes fer dans le stator.

Finalement on fait une validation et comparaison entre ces différentes méthodes.

III. 2. Présentation de la structure de la machine :

La machine étudiée est une machine asynchrone à cage d'écureuil triphasée. Les relevés effectués dans le laboratoire à l'aide principalement du pied à coulisse ont donné : le rayon extérieur de son stator est de 168.7mm ; sa longueur utile est de 89.4mm et son rayon intérieur est de 114.5mm. Elle possède deux paires de pôles ($2p=4$ pôles). Le stator cylindrique en tôles magnétiques à 36 encoches et 3 enroulements décalés de 120° . On va étudier les deux types « enroulement concentrique et imbriqué » à une seule couche. Le nombre de conducteurs par bobine est de 64 spires .

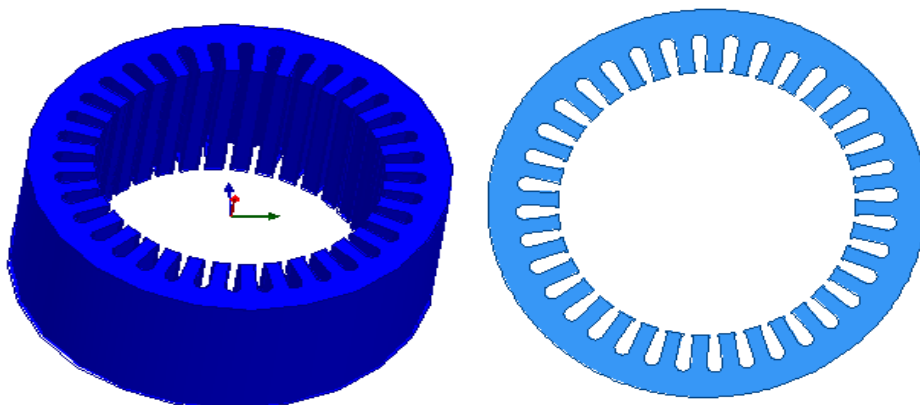


Figure III.1: Vue de stator étudié en 3D et en 2D « présenté sous Maxwell »

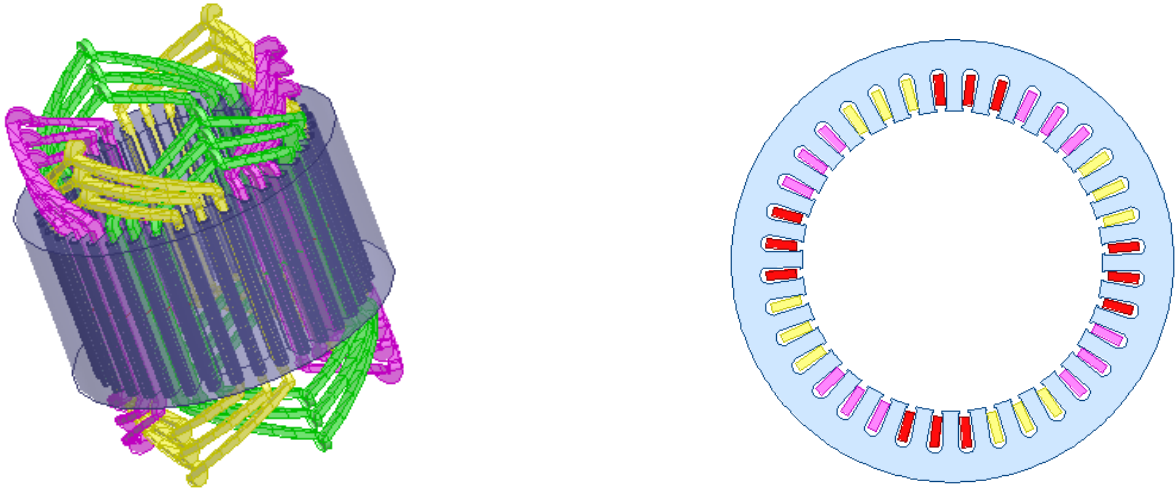


Figure III.2 : Le stator et les 3 enroulements concentriques (2D et 3D)

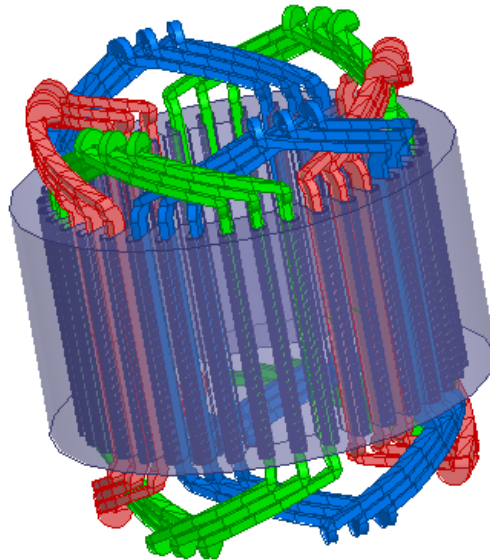


Figure III.3 : Le stator et les 3 enroulements imbriqués

III. 3. Modélisation de la machine par éléments finies :

III.3.1. Paramètres de la machine étudiée (MAS à cage) :

Les dimensions principales et les paramètres de la machine étudiée sont donnés dans le tableau suivant :

Tableau III.1: les paramètres de la machine a étudié relevé avec le pied de collisse

Paramètre	Symbole	Valeur et unité
Nombre de conducteurs par encoche	N_c	64
Fréquence	f	50 Hz
Nombre d'encoches statorique	Z1	36
Nombre de paires de pôles	P	2
Diamètre interne de stator	Dint	114.5 mm
Diamètre externe de stator	Dext	168.7 mm
Longueur de la machine	L	89.4 mm
Hauteur d'ouverture d'encoche	Hs0	1mm
Hauteur de cale de l'encoche	Hs1	0mm
Hauteur de l'encoche statorique	Hs2	12.25mm
Largeur de bas d'encoche	Bs2	6.1 mm
Largeur maximale de la cale d'encoche	Bs1	4.2mm
Largeur d'ouverture d'encoche	Bs0	3.2mm

III. 3.2. Exploitation du logiciel de calcul numérique Maxwell :

Le logiciel maxwell est un logiciel conçu pour résoudre les problèmes électromagnétiques basé sur la méthode des éléments finis, les étapes nécessaires pour résoudre un problème sous maxwell sont les suivantes :

- Choisir le type du modèle à calculer (magnétostatique, électrostatique ou magnétodynamique), dans notre étude on a étudié notre dispositif en

magnétodynamique car l'étude d'une machine asynchrone se fait en variation temporaire et spatiale.

- Choisir le plan de travail en coordonnées cartésiennes $[x,y]$ ou en coordonnées cylindrique (polaire) $[r,z]$, notre plan de travail est $[x,y]$ car la machine présente une symétrie selon l'axe (oz) . en fait, si on néglige les effets de bords de la machine et en supposant que cette dernière est suffisamment longue, le problème peut être simplifié en 2D puisque le système ne possède aucune variation des grandeurs suivant l'axe (oz)
- Introduire les différents paramètres des parties de la machine pour tracer la géométrie à étudier (stator et différentes bobines).
- Affecter les matériaux pour les parties de la machine, le logiciel comporte des différents types de matériaux qu'on peut les affectés directement sur les composantes de la machine.

Dans notre cas on a introduit un nouveau matériau pour le stator qui est le produit ASE METALS M800-50A, pour les bobines on a choisi le cuivre et pour la région c'est de vide.

- Affecter les conditions aux limites du domaine étudié (en 3D on a appliqué les conditions Dirichlet).
- Affecter les sources de courant ou bien des tensions, dans notre cas on a excité les bobines avec une tension car les pertes fers dépend de cette dernière.
- affecter un maillage pour la partie d'étude dans le dispositif.
- Choisir les grandeurs à calculer (calcul des pertes fer).
- Analyse des étapes précédentes.
- Lancer la résolution.
- Exploiter les résultats.

L'organigramme des étapes de logiciel de Maxwell :

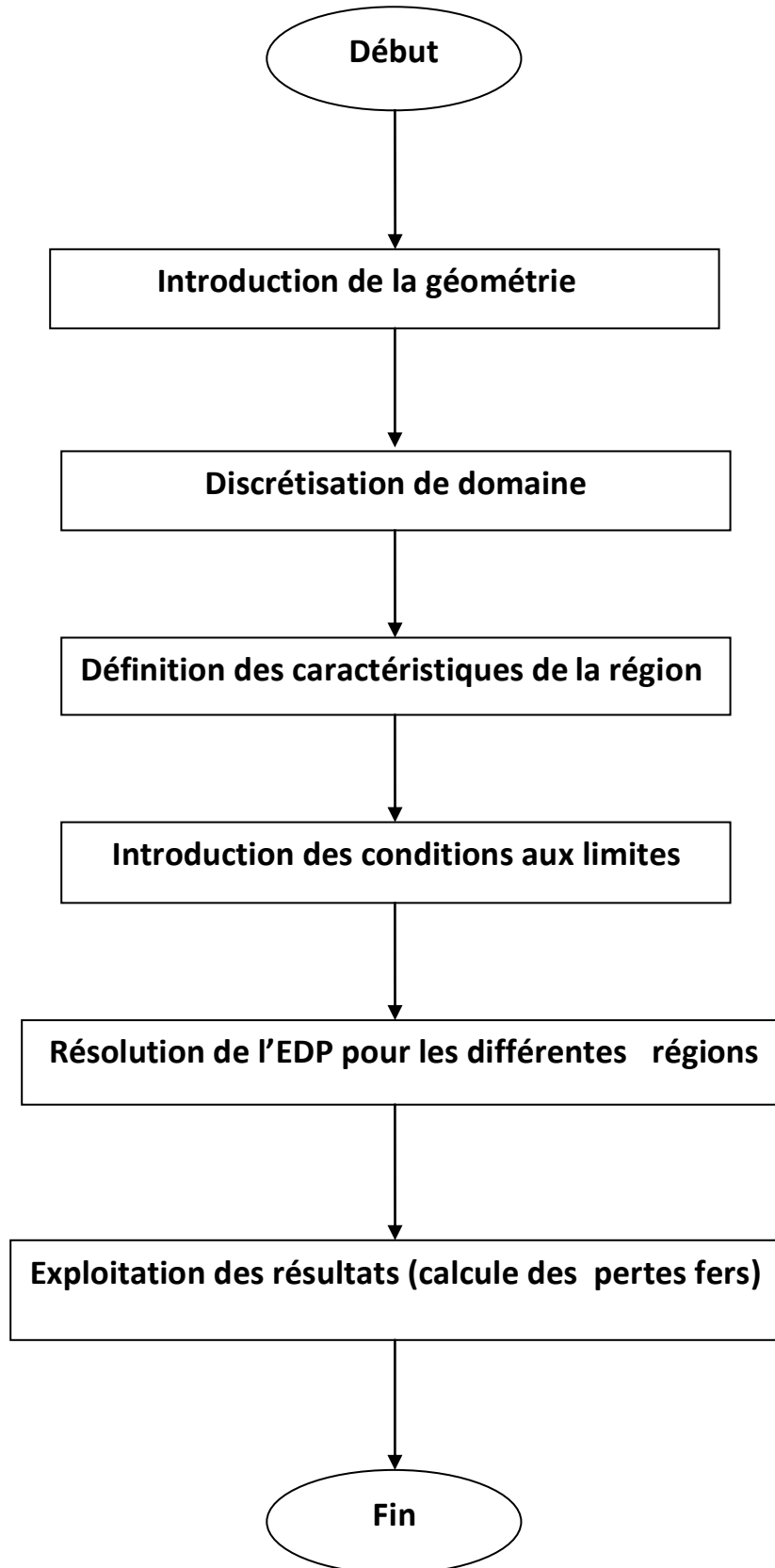


Figure III.4 : L'organigramme des étapes de logiciel de Maxwell

III. 3.3. Le maillage :

Le tracé de la géométrie d'étude a été réalisé à l'aide du logiciel maxwell version 14.0; ce logiciel permet d'effectuer des maillages automatiques sur toute la machine.

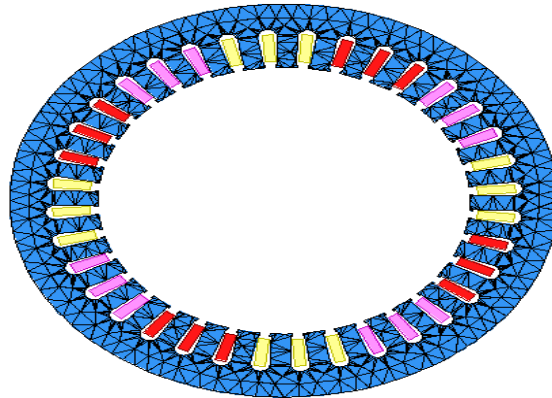


Figure III.5: Maillage du stator et les 3 enroulements étudié en 2D

Nous intéressent sur le stator alors on fait le maillage dans cette partie ; le maillage comporte 1418 éléments.

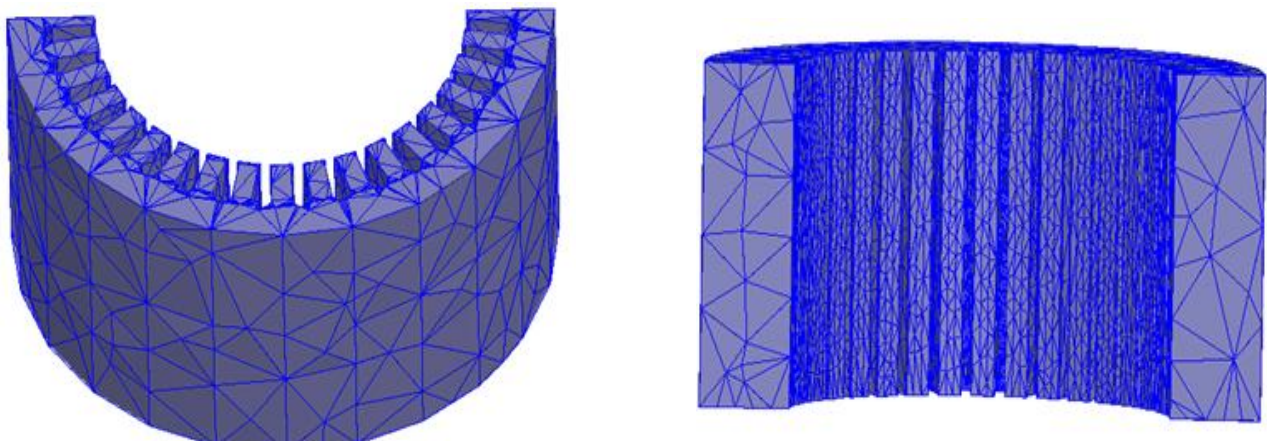


Figure III.6: le maillage d'une demi-coupe de stator en 3D

III. 3.4. Résolution et résultats :

La résolution du système d'équations issu de la discrétisation par éléments finis permet de calculer le potentiel vecteur en chaque nœud du maillage. les résultats sont obtenus sous forme de données enregistrés dans un fichier ; et aussi ils sont visualisés sous forme graphiques.

III. 3.4.1. Visualisation des lignes de champ magnétique :

On observe les lignes du potentiel magnétique A produites par le bobinage de la machine à quatre pôles sont fermées et canalisées par le circuit magnétique dans la partie statorique.

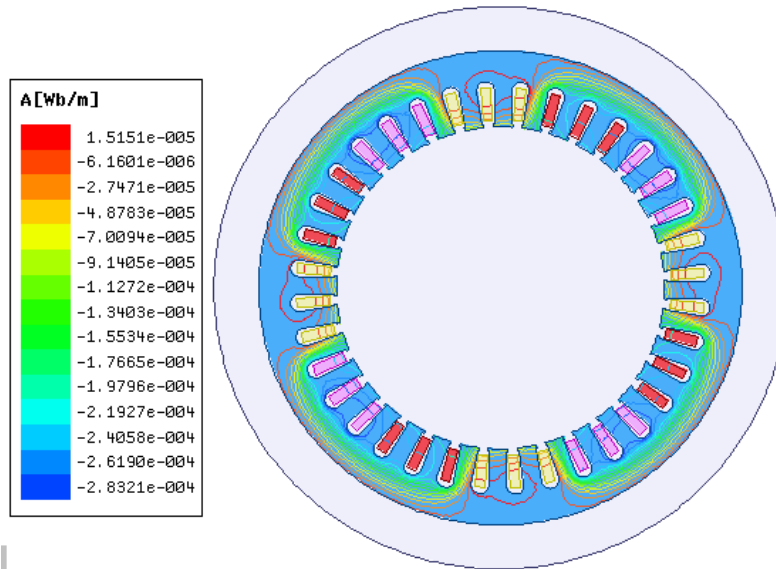


Figure III.7: La distribution des lignes du champ dans la machine complète a 2D

Les lignes de champ magnétique sont uniformément réparties dans le stator et la majorité de ces lignes passent par ce dernier et non pas par les encoches car le matériau du stator le M800 présente une perméabilité très élevée. On remarque aussi qu'il y a des lignes de champs au niveau des bobines.

III. 3.4.2. Visualisation de l'induction magnétique B :

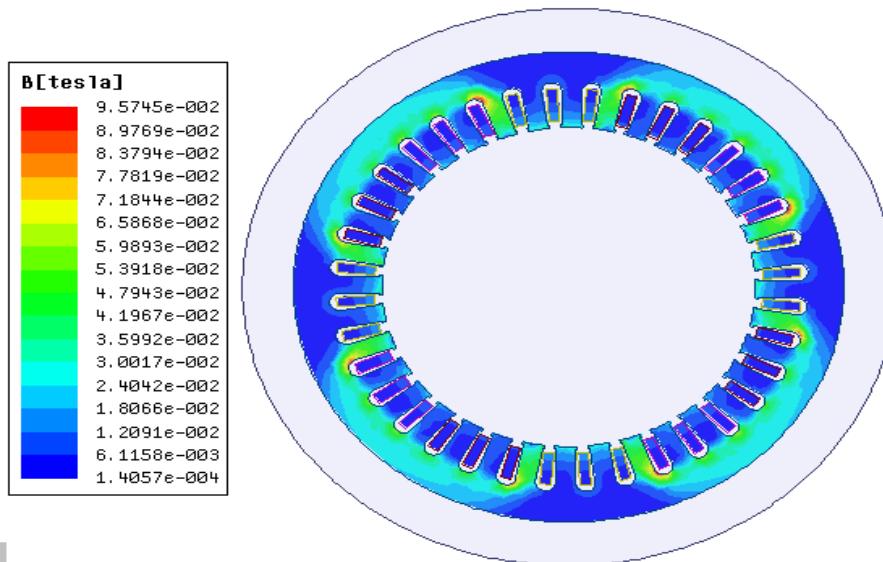


Figure III.8: La distribution de l'induction magnétique dans la machine en 2D

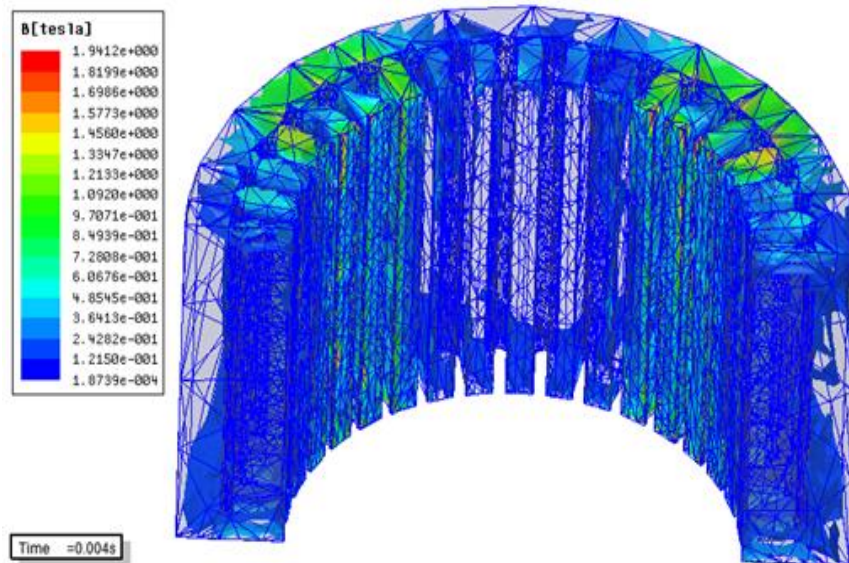


Figure III.9: Visualisation de l'induction magnétique B de demi-coupe de la machine en 3D

III. 4. Calcul des pertes fer pour un nombre de phases différents (monophasé, biphasés et triphasés) et avec différentes méthodes (Analytique, expérimentale et simulation) :

III. 4. 1. Calcul des pertes fer avec les trois méthodes pour une seule phase (monophasée) :

Pour le calcul de ces pertes à une seule phase on a arrivé à appliquer les différents méthodes avec les moyens qui existes.

III. 4. 1.1. La méthode Analytique :

Les pertes fers sont les pertes par hystérésis et par courants de Foucault, une grande partie de ces pertes se dissipe aux niveaux des dents et de la culasse statorique.

On applique la méthode analytique et précisément la méthode de dimensionnement pour calculer les pertes fer avec les relevés qu'on a fait du stator étudié au laboratoire de construction des machines.

III. 4. 1.1.1. Les pertes dans la culasse statorique (P_{fc1}) :

Les pertes dans la culasse statorique est la multiplication des pertes spécifique calculées pour une induction B_{c1max} par la masse d'acier de la culasse en introduisant le coefficient de majoration.

Avec :
$$P_{fcl} = P_{10} \cdot (f1/50)^\beta \cdot K_{dc} \cdot G_{c1} \cdot B_{c1}^2 [W] \quad (III.1)$$

$P_{10}=2.5$ W/Kg

f_1 : fréquence du réseau d'alimentation

$\beta = 3/2$: Coefficient de dilation des tôles

K_{dc} : coefficient total de majoration des pertes tenant compte de l'imperfection de la technologie

$K_{dc} = (1.3 \div 1.7)$; on le prend égale à 1.7

G_{cl} : le poids total de la culasse, donné par la relation suivante :

$$G_{cl} = \pi(D_{ext} - h_{c1}) \cdot K_{fer} \cdot l_{cul} \cdot h_{c1} \cdot \gamma_c \cdot 10^{-9} \quad (III.2)$$

D_{ext} : diamètre extérieur

h_{c1} : hauteur du dos du stator

K_{fer} : coefficient de remplissage du paquet de tôles statorique

$k_{fer} = 0.95$: Pour l'isolation avec oxydation

$K_{fer} = 0.97$: Pour l'isolation avec verni, donne notre étude on applique pour celle-ci.

l_{cuc} : longueur de la culasse

$\gamma_c = 7,8 \cdot 10^3$ [Kg/m³] : masse volumique

Donc : $G_{cl}=3.99$ Kg

B_{c1} : l'induction magnétique dans la culasse du stator, calculer en fonction de β_δ

$$B_{c1} = \frac{0.5 \cdot \alpha_i \cdot \tau_p \cdot \beta_\delta}{K_{fer} \cdot h_{c1}} \quad (III.3)$$

α_i : Coefficient de recouvrement polaire, donné par la relation suivante :

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi} = 0.64$$

τ_p : Le pas polaire, donné par la relation suivante :

$$\tau_p = \left(\pi \cdot \frac{D_{int}}{2} \cdot P \right) = 89.88 \quad (III.4)$$

β_δ : L'induction magnétique [Gauss], donné par la relation suivante :

$$\beta_\delta = \frac{0,225 \cdot 2 \cdot P \cdot U_s \cdot 10^6}{L_{cul} \cdot D_{int} \cdot W_1} \quad (III.5)$$

Alors : L_{cul} et D_{int} en [cm], et 1Gauss= 10^{-4} Tesla

P : pair de pôles

Us : la tension simple [V]

D_{int} : diamètre intérieur

W1 : nombre de spires par phase connecté en série

$$W_1 = N_{s/bob} \cdot N_{bob} = 64.6 = 384 \text{ spires} \quad (\text{III.6})$$

N_{s/bob} : nombre de spire de chaque bobine

N_{bob} : nombre de bobine par phase

Tableau III.2 : les relevés du stator

Les dimensions géométriques de la tôle Statorique	Valeur numérique ou [mm]
L _{cul}	89.4
D _{int}	114.5
h _{c1}	12
D _{ext}	168.7

Avec : pair de pôle(p)=2

La tension simple est variable car on a fait trois essai, alors les résultats obtenus sont :

Tableau III.3 : les résultats de calcul avec la méthode analytique

La tension appliquée	49.3	60	69
β_δ	0.11	0.13	0.15
B_{c1}	0.27	0.32	0.37
P_{fcl}	1.23	1.73	2.32

III. 4. 1.1.2. Les pertes dans les dents statorique :

Dans ces pertes on compte seulement à l'augmentation des pertes dues à l'usinage des dents et des pertes liées aux harmoniques supérieures de l'induction. Sont données par la relation suivante :

$$p_{fz1} = K_{dz} \cdot P_{10} \cdot \left(\frac{f1}{50}\right)^\beta \cdot G_{z1} \cdot B_{z1max}^2 [W] \quad (\text{III.7})$$

K_{dz} : coefficient de majoration des pertes supplémentaire

K_{dz}= (1.7÷1.8), on le prend égale à 1.8

G_{z1} : le poids total des dents statorique, donné par la formule suivante :

$$G_{z1} = h_{z1} \cdot b_{z1} \cdot L_{cul} \cdot K_{fer} \cdot Z_1 \cdot \gamma_c \cdot 10^{-9} [Kg] \quad (\text{III.8})$$

Z₁ : nombre d'encoche statorique

h_{z1} : hauteur de la dent [mm], donné par :

$$h_{z1} = 0,5 \cdot (D_{ext} - D_{int}) - h_{c1} = 15,1 \tag{III.9}$$

b_{z1} : largeur de la dent statorique =5,5 [mm]

$$G_{z1} = 2,07 \text{ [Kg]}$$

B_{z1max} : induction maximale dans la dent statorique, calculé par la relation suivante :

$$B_{z1max} = t_1 \cdot \beta_\delta / K_{fer} \cdot b_{z1} \tag{III.10}$$

t_1 : pas dentaire, calculé par :

$$t_1 = \pi \cdot \frac{D_{int}}{Z_1} = 9.98 \text{ [mm]} \tag{III.11}$$

Alors le calcul des pertes dans les dents dépend de B_{z1max} , où ce dernier dépend de β_δ et de la tension, les résultats sont donnés comme suites :

Tableau III.4 : Les résultats obtenus avec la méthode analytique

La tension	49.3	60	69
B_{z1max}	0.2	0.24	0.28
P_{fz1}	0.37	0.53	0.73

Enfin, les pertes fer sont données par la somme des pertes dans la culasse et dans les dents statorique comme le montre le tableau suivant :

Tableau III.5 : Les résultats finals des pertes avec un calcul de dimensionnement (analytique)

La tension	49.3	60	69
P_{fer}	1.6	2.26	3.05

III. 4. 1.2. La méthode expérimentale :

Pour cette méthode, on a travaillé au laboratoire de construction de machine et avec les moyens qui existes. Pour faire calculer ces pertes on a besoin de mesurer le courant I, la tension V, la résistance R et la puissance totale, alors on utilise le schéma de montage suivant :

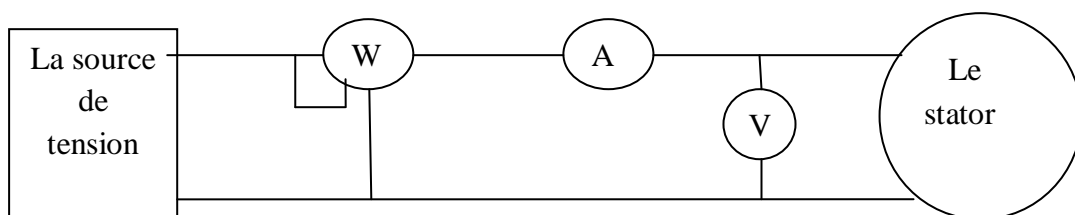


Figure III.10: Schéma de montage pour mesurer les pertes fer

- Le matériel utilisé :
 - Source de tension alternative
 - Wattmètre
 - Ampèremètre
 - Voltmètre
 - Le stator



Figure III.11 : Photo du banc d’essai pour mesuré les pertes fers

Les relevés des paramètres obtenus sont présentés comme suite :

Tableau III.6: Les valeurs mesurées

Le courant I [A]	3	3.5	4
La tension V_{ef} [V]	49.3	60	69
La puissance P [W]	99.7	147.5	194.5
La résistance R [Ω]	10.8	11.6	11.8

On calcule les pertes fer par la relation suivante :

$$P_{fer} = P - P_j \tag{III.12}$$

P : la puissance absorbé

P_j : pertes joules statorique, donné par la relation suivante

$$P_j = R \cdot I^2 \tag{III.13}$$

Donc on aura les résultats suivants :

$$p_{fer}(3A) = 99.7 - 10.8 \cdot 3^2 = 2,5[W]$$

$$P_{fer}(3.5A) = 147,5 - 11,6 \cdot 3.5^2 = 5,4[W]$$

$$P_{fer}(4A) = 194.5 - 11,8 \cdot 4^2 = 5,7[W]$$

Il faut noter que ces résultats peuvent avoir des erreurs dues aux mauvaises lectures et aux appareils utilisés au labo qui ne sont pas assez fiables. En fait, pendant la lecture sur les appareils, il y a des graduations qui ne peuvent pas fixer la valeur exacte et précisément le wattmètre car chaque graduation de celui-ci est multipliée par un facteur de multiplication ce qui donne d'éventuelles erreurs.

III. 4.1.3. La méthode de simulation :

Cette méthode consiste à simuler les paramètres quand on injecte au stator avec le logiciel Maxwell. Dans notre étude on a excité le stator avec des tensions relevées de l'expérimental.

L'excitation du stator dépend de la résistance et de la tension maximale, on a appliqué les trois essais expérimentaux pour la simulation.

$$V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{ef} [V] \tag{III.14}$$

Tableau III.7 : Les tensions appliquées pour la simulation

I [A]	3	3.5	4
V _{ef}	49.3	60	69
V _{max}	69.72	84.85	97.58

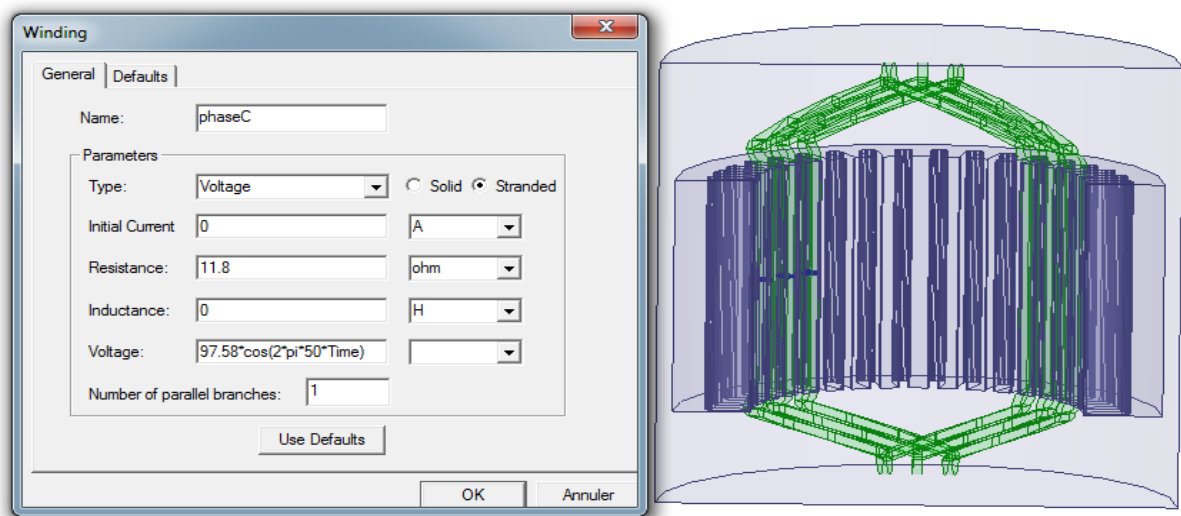


Figure III.12 : La simulation de la phase pour V_{max}=97.58

Les résultats de simulations pour les tensions appliquées respectivement est :

$$P_{\text{fer}}(3\text{A}) = 3.67 \text{ [W]}$$

$$P_{\text{fer}}(3.5\text{A}) = 3.73 \text{ [W]}$$

$$P_{\text{fer}}(4\text{A}) = 3.78 \text{ [W]}$$

On remarque que les pertes fer augmentent avec l'augmentation des tensions donc sont proportionnelles.

III. 4. 2. Calcul des pertes fer avec les trois méthodes pour deux phases (biphasées) :

III. 4. 2.1. La méthode analytique :

Pour calculer les P_{fer} en biphasées on va suivre les mêmes étapes que la première partie et la seule différence qui existe est que en biphasées on a donc deux tensions. La première phase c'est celle de la première partie et la deuxième ajoutée.

$$V_{\text{ef}} = (V_{\text{ef}1} + V_{\text{ef}2})/2 \tag{III.15}$$

Tableau III.8 : Les paramètres utilisés dans cette partie

	La 1 ^{er} phase				La 2 ^{eme} phase		
I [A]	3	3.5	4		3	3.5	4
V _{ef} [V]	49	59	61		50	60	68

On remarque les tensions sont pas vraiment les mêmes à cause de déséquilibrer du système.

III. 4. 2.1.1. Les pertes dans la culasse statorique :

Tableau III.9 : Les valeurs trouvés après calcul pour les pertes dans la culasse

V _{ef}	49.5	59.5	64.5
β_{δ}	0.11	0.13	0.14
B _{c1}	0.27	0.32	0.34
P _{fcl}	1.23	1.73	1.96

III. 4. 2.1.2. Les pertes dans les dents statorique :

Tableau III.10 : Les valeurs trouvés après calcul pour les pertes dans les dents

B _{z1max}	0.2	0.24	0.26
P _{fzl}	0.35	0.5	0.59

Donc les pertes fer qui sont la somme des deux pertes sont :

$$P_{\text{fer}(3A)} = 1.58 \text{ [W]}$$

$$P_{\text{fer}(3.5A)} = 2.23 \text{ [W]}$$

$$P_{\text{fer}(4A)} = 2.55 \text{ [W]}$$

III. 4.2.2. La méthode expérimentale :

Dans cette partie, on fait toujours l'étude sur le même stator avec une deuxième phase. Pour faire calculer les pertes fer on doit schématiser un montage qui mesure les différents paramètres.

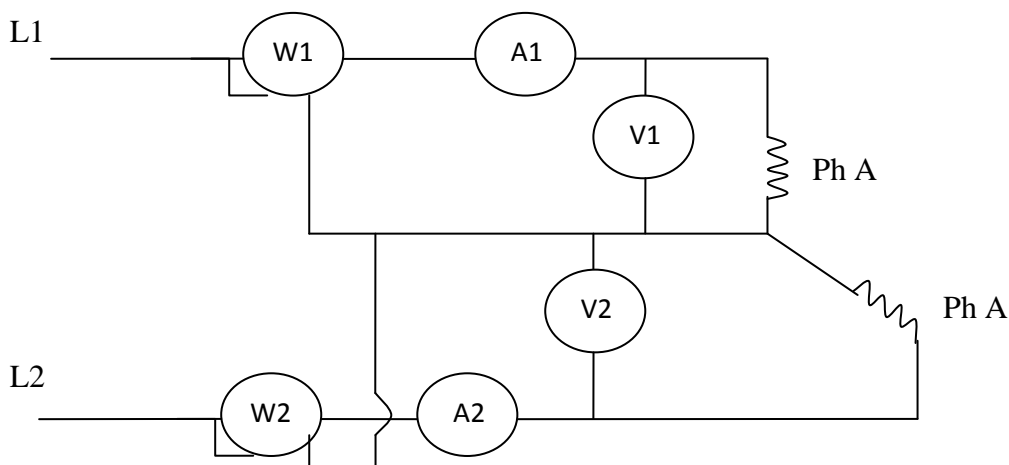


Figure III.13 : Schéma de montage

➤ Les matériels utilisés

- Source de tension alternative
- Deux Wattmètre
- Deux Ampèremètre
- Deux Voltmètre
- Le stator



Figure III.14 : Photo du banc d'essai pour mesuré les pertes fers

Tableau III.11 : Les valeurs relevées des appareils

Phase1				Phase2		
I [A]	3	3.5	4	3	3.5	4
V [V]	49	59	61	50	60	69
P [W]	105	150	200	94	130	178
R [Ω]	10.8	11.6	11.8	10.7	10.8	11.4
T [C°]	70	78.5	88.7	70	78.5	88.7

Avec les mêmes équations que la 1^{er} partie, on fait calculer les pertes. Pour la puissance d'un seul essai est la somme des deux puissances, on aura donc :

$$P_{fer} (3A) = (105 + 94) - (10,8 + 10,7). 3^2 = 5,5[W]$$

$$P_{fer} (3,5) = (150 + 130) - (11,6 + 10,8). 3,5^2 = 5,6[W]$$

$$P_{fer} (4A) = (200 + 178) - (11,8 + 11,4). 4^2 = 6,8[W]$$

On peut dire que les valeurs des pertes sont proches et ça revient toujours aux erreurs de lecture et les paramètres mesurés.

III. 4. 2.3. La méthode de simulation

Pour simuler un stator à deux phases, on va exciter les deux phases avec les deux tensions relevées expérimentalement pour chaque point. La 2^{eme} phase doit être décalée de 120° par rapport à 1^{er} phase.

La 1^{er} excité par : $69.29 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \text{Time})$

La 2^{eme} par : $70.71 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \text{Time} - 2 \cdot \pi / 3)$

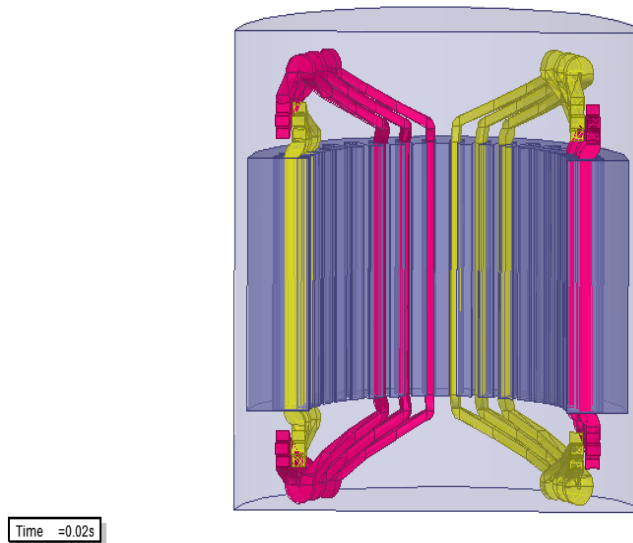


Figure III.15 : Le dispositif simulé en deux phases

Tableau III.12 : Les Valeurs utilisées pour la simulation

1 ^{er} phase				2 ^{eme} phase		
I [A]	3	3.5	4	3	3.5	4
Vmax[V]	69.29	83.84	86.26	70.71	84.85	96.16

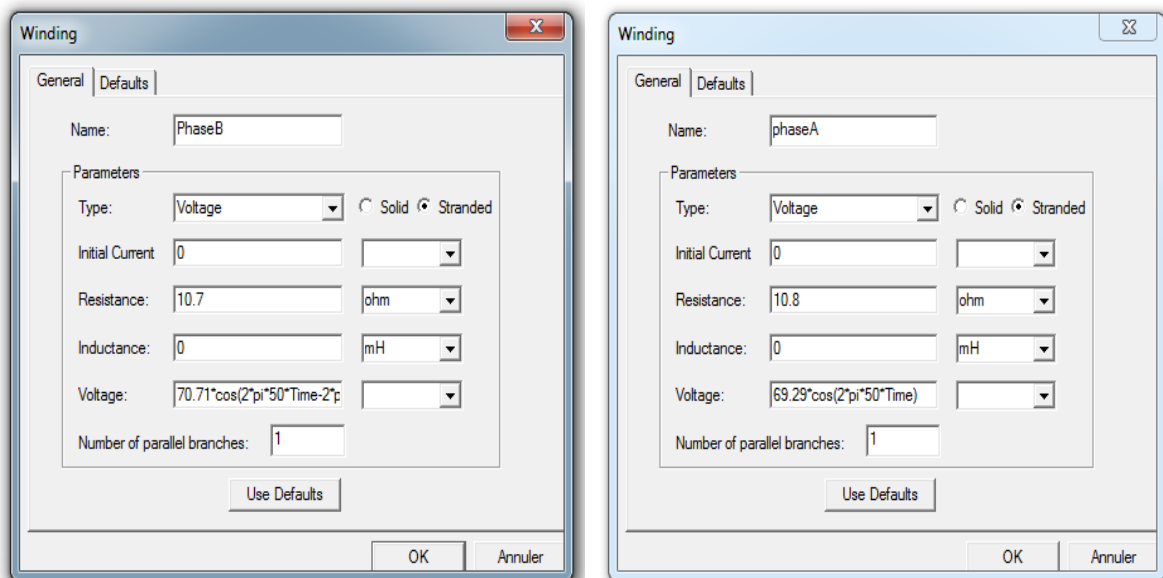


Figure III.16 : Excitation des deux phases

Après avoir simulé les trois variables on aboutie aux résultats suivant :

$P_{fer} (3A) = 4.17 [W]$

$P_{fer} (3.5A) = 4.24 [W]$

$P_{fer} (3A) = 4.28 [W]$

III. 4.3. Calcul des pertes fer avec les trois méthodes pour trois phases (triphasées) :

Dans cette partie on s'est limité à étudié l'évaluation des pertes fer avec seulement deux méthodes, la méthode de dimensionnement et la simulation. La méthode expérimentale on n'a pas pu la réaliser parce qu'on ne dispose pas suffisamment du fils nécessaire pour réaliser les deux bobines de la phase trois, Pour faire les calculs de ces pertes, on a besoin de la tension (comme on a dit dans les deux premières parties, les pertes dépend de la tension) donc on a imposé une tension pour la 3^{eme} phase et aussi une résistance.

Tableau III.13 : les paramètres utilisé en triphasé

I [A]	3	3.5	4
$V_{ef}[V]$	61	68	76
$V_{max}[V]$	86.26	96.16	107.48
R [Ω]	11.4	11.4	12

III. 4.3.1. Méthode analytique :

On suit toujours les mêmes étapes. On applique la méthode de dimensionnement seulement pour la troisième phase car les deux premiers sont les même que la 2^{eme} partie.

On fait les calculs pour I=3A donc

III. 4. 3.1. Calcul des pertes dans la culasse statorique :

Tableau III.14 : les pertes dans la culasse

β_{δ}	0.17
B_{cl}	0.42
P_{fcl}	2.99

III. 4. 3.2. Calcul des pertes dans les dents statorique :

Tableau III.15 : pertes dans les dents

B_{z1max}	0.31
P_{fzl}	0.84

Donc les pertes fers qui sont la somme des deux est :

$$P_{fer}=3,83[W]$$

III. 4. 3.2. La méthode de simulation :

Pour la simulation des trois phases on doit les excitées avec les tensions qui lui corresponds, les trois phases sont décalées de 120° l'une de l'autre.

Les équations injectées pour la simulation sont :

$$1^{er} \text{ phase: } 69.29 * \cos (2 * \pi * 50 * \text{Time})$$

$$2^{eme} \text{ phase: } 70.71 * \cos (2 * \pi * 50 * \text{Time} - 2 * \pi / 3)$$

$$3^{eme} \text{ phase: } 107.48 * \cos (2 * \pi * 50 * \text{Time} + 2 * \pi / 3)$$

Après la simulation les pertes fers égale à 4.74 [W]

III. 5. Les résultats finals :

Après la description détaillée des trois méthodes pour les 3 étapes, on peut résumer les résultats obtenus comme suit:

Tableau III.16 : Les résultats des trois méthodes pour le monophasé

V [V]	49.3	60	69
$P_{f \text{ analytique}} (P_{fa})$	1.6	2.26	3.05
$P_{f \text{ expérimentale}} (P_{fe})$	2.5	5.4	5.7
$P_{f \text{ simuler}} (P_{fs})$	3.67	3.73	3.78

Tableau III.17 : Les résultats des trois méthodes pour le biphasé

V [V]	49.5	59.5	64.5
$P_{f \text{ analytique}} (P_{fa})$	1.58	2.23	2.55
$P_{f \text{ expérimentale}} (P_{fe})$	5.5	5.6	6.8
$P_{f \text{ simuler}} (P_{fs})$	4.17	4.24	4.28

Tableau III.18 : Les résultats des deux méthodes pour le triphasé (I=3A)

V [V]	76
$P_{f \text{ analytique}} (P_{fa})$	3.84
$P_{f \text{ simuler}} (P_{fs})$	4.74

On remarque que les pertes fers augmentent avec l'augmentation de la tension pour les trois méthodes et dans chaque cas (monophasé, biphasé et triphasé). À partir des trois tableaux ci-dessus, on constate que les pertes (P_{fa} , P_{fe} et P_{fs}) sont élevées à chaque augmentation de nombre de phases.

III. 6. Constatation des résultats

Pour qu'on peut voir les résultats d'une manière clair, on la représente sous forme de courbe réalisé sous MATLAB.

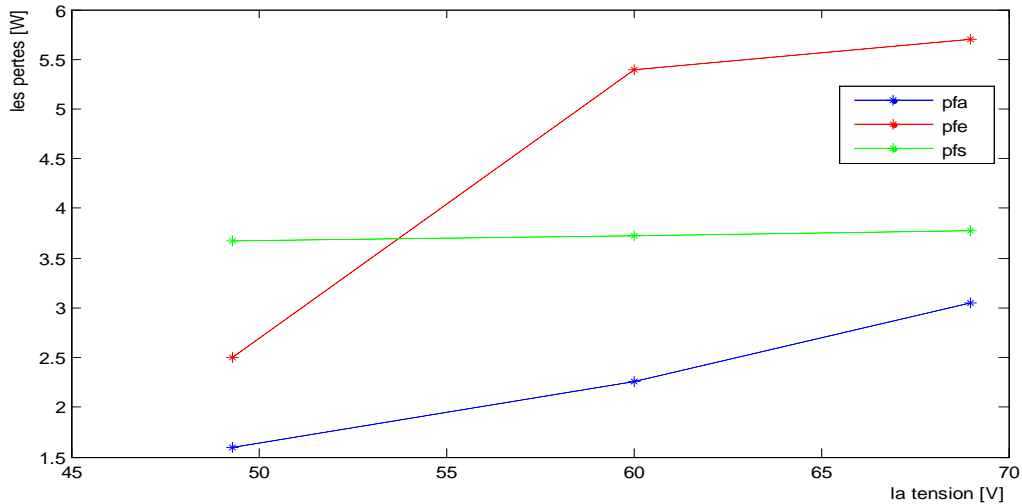


Figure III.17: Évaluation des pertes fers pour les trois méthodes dans le cas monophasé

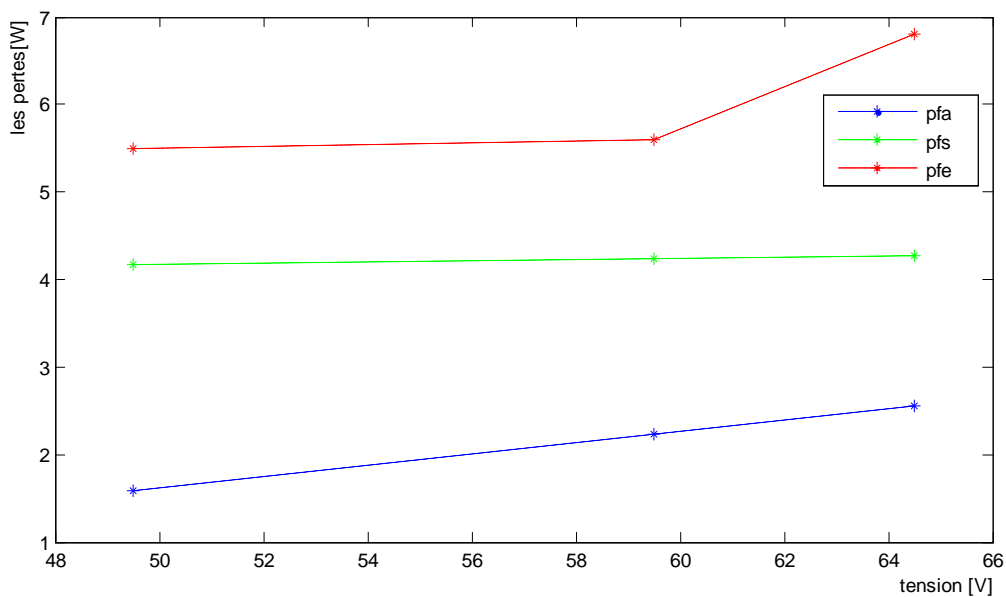


Figure III.18 : Évaluation des pertes fers pour les trois méthodes dans le cas biphasé

On remarque que les représentés dans les courbes (bleu, verte et rouge) pour chaque tension (monophasé et biphasé) sont des valeurs proches. Les erreurs existe revient à la lecture sur les appareils et beaucoup plus le wattmètre et les mesures relevées pour le stator, ces erreurs influence sur la méthode de dimensionnement et expérimentalement. La méthode de simulation avec le logiciel Maxwell est une méthode plus précise par rapport au deux autres

et donne des meilleurs résultats. Malgré sa précision représente aussi un inconvénient majeur où elle prend un temps de calcul important. Pour la simulation d'une seule variable en monophasé prend 55min, en biphasé 1h : 30min et en triphasé peut aller jusqu'à 2h de temps « le micro-ordinateur utilisé pour la simulation en 3D est TOSHIBA, Intel CORE i3 et pour la simulation en 2D on a utilisé le micro-ordinateur ACER, Intel Celeron ».

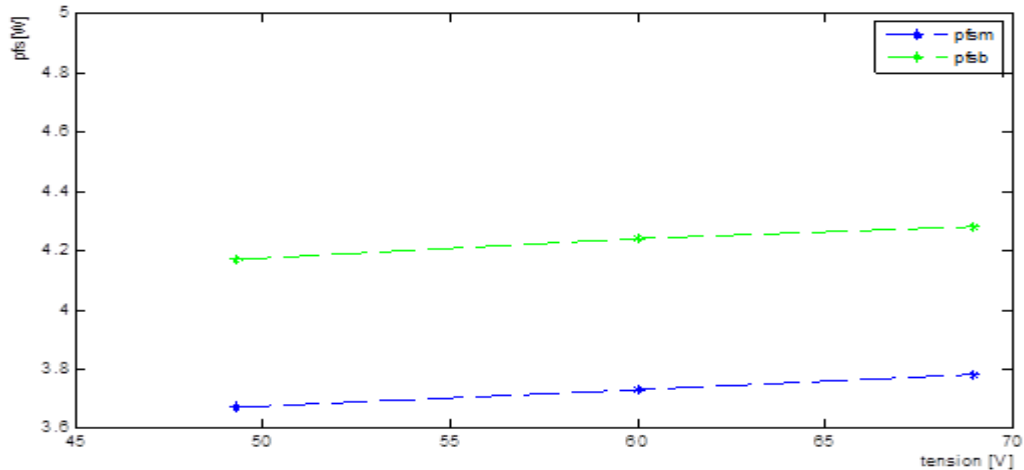


Figure III.19: Évaluation des pertes fers de simulation pour monophasé et biphasé respectivement (P_{fsm} et P_{fsb})

On remarque que dans les deux points des courbes bleu et verte, une augmentation des pertes fers avec l'augmentation de nombre de phases.

Conclusion :

Dans ce chapitre on a calculé les pertes fers dans la machine asynchrone à cage d'écureuil plus précisément dans le stator et on a visualisé les lignes de champs et l'induction magnétique.

On est arrivé au résultat des méthodes de calcul appliquées soit avec la simulation ou avec la méthode analytique ou l'expérimentale.

En effet, nous avons déterminé l'influence de la tension et le nombre de phase sur la variation des pertes fers « en augmentant la tension et le nombre de phase les pertes fer augmente avec ».

Conclusion générale

Le travail présenté dans notre mémoire a pour but de calculer les pertes fers dans le stator d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

Après avoir donné le principe de fonctionnement de la machine asynchrone et les différentes pertes existantes ainsi que les équations régissant le modèle magnétodynamique de la machine, on s'est intéressé au calcul des pertes fers en utilisant trois différentes méthodes :

-la méthode analytique ou de dimensionnement, elle est basée sur l'application des équations physiques en utilisant les résultats de relevés paramétriques et de mesures obtenus lors de manipulation au niveau du laboratoire.

-la deuxième méthode consiste à l'application des éléments finis pour résoudre le problème en utilisant le logiciel Maxwell (Ansys) et calculer l'induction magnétique pour l'évaluation des pertes. En tridimensionnel, on constate le temps de calcul important pour chaque valeur de tension d'alimentation. Cependant l'avantage de cette méthode réside dans l'adaptation aux géométries complexes et la prise en compte du non linéarité.

-la dernière méthode issue de l'approche expérimentale, qui par un simple calcul nous donne les pertes fers du stator creux (on a relevé la puissance absorbée pour différents essais et lui soustraire les pertes joules statoriques).

On a remarqué que les résultats obtenus par les trois procédures de calcul ont le même ordre de grandeurs et ils se rapprochent. Notant quelques différences dues principalement aux erreurs de relevés et de lecture.

Cette étude peut se compléter en considérant le calcul des pertes fer totales dans toute la machine en faisant un calcul de ces dernières dans le rotor.

Bibliographié

- [1]. Mr. HAMADOU Adil, Mr. NESSISSEN Abdelkader « modélisation numérique d'un moteur asynchrone a cage d'écureuil », Mémoire du Projet de fin d'étude, 2015, université Djilali bounaama khemis Miliana.
- [2]. KHEBBAB Mohamed « étude de capteur a courant de Foucault pour contrôle non destructif (CND) » mémoire présentée en vue d'obtention de du diplôme de magister en électrotechnique, 2007, université MENTOURI de Constantine.
- [3]. Wild, sybille « électrotechnique » Paris, 4eme édition, 2005.
- [4]. Chair kahina, Lynda SADI HADDADE « étude et estimation des pertes fer dans une machine asynchrone a cage » projet mémoire de fin d'étude, 2015, université UMMTO.
- [5]. ASMANE Tabou, Menad OUGHACHA « évaluation des pertes fers dans une machine asynchrone a cage » mémoire de fin d'étude, 2016, UMMTO.
- [6]. ABBAS Sadia, Hacid FATMA-ZOHRRA, HADJAR HAKIM « conception optimale Techno-économique d'un moteur asynchrone triphasé a double cage » mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique, UMMTO, 2088/2009.
- [7]. ABDELAZIZ Nadir, BOUZIDI Hamza « influence de la forme d'encoche sur le démarrage d'un moteur asynchrone » mémoire de fin d'étude, UMMTO, 2008/2009.
- [8] Abd elhamid Mabrouk « analyse transitoire et commande de position d'un système de lévitation électromagnétique » mémoire présenté en vue d'obtention du diplôme magister en électrotechnique, 2012, université Mohammed khider-Biskra.
- [9]. communication technique, leçon 6 « le moteur asynchrone ».
- [10]. AKKOU Djamel, MEZIENE Boumdiane « optimisation d'une série de moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil » UMMTO, 2008.
- [11]. Philippe le Brun « variation de vitesse des machines asynchrones étudier des solutions de variation de vitesse pour la machine asynchrone de puissance inferieur a 1 MW ».

[12]. AKKILA Boukhlifa « les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vu d'un contrôle vectoriel ».doctorat d'état en électrotechnique, école polytechnique, 2007.

[13]. Pierre mayé « Aide mémoire électrotechnique » Dunod,paris, 2006.

[14]. GUY Chateigner, MICHEL Boes, DANIEL Bouix, JACQUES Vaillant, DANIEL Verkindere « manuel de génie électrique » France, 2007.

[15]. MAX Marty, DANIEL Dixneuf, DELPHINE Garcia gilabert « principe d'électrotechnique » DUNOD, Paris, 2005.

Notice d'utilisation de logiciel Maxwell

Le logiciel Maxwell permet de résoudre des problèmes magnétique et électrique, pour faire étudier un dispositif avec ce logiciel on doit les étapes suivantes :

- Pour accéder au logiciel on clique sur l'icône suivante :

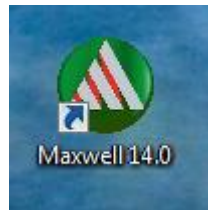


Figure A1 : icône de programme

Après avoir lancé le programme, une fenêtre par défaut affiche

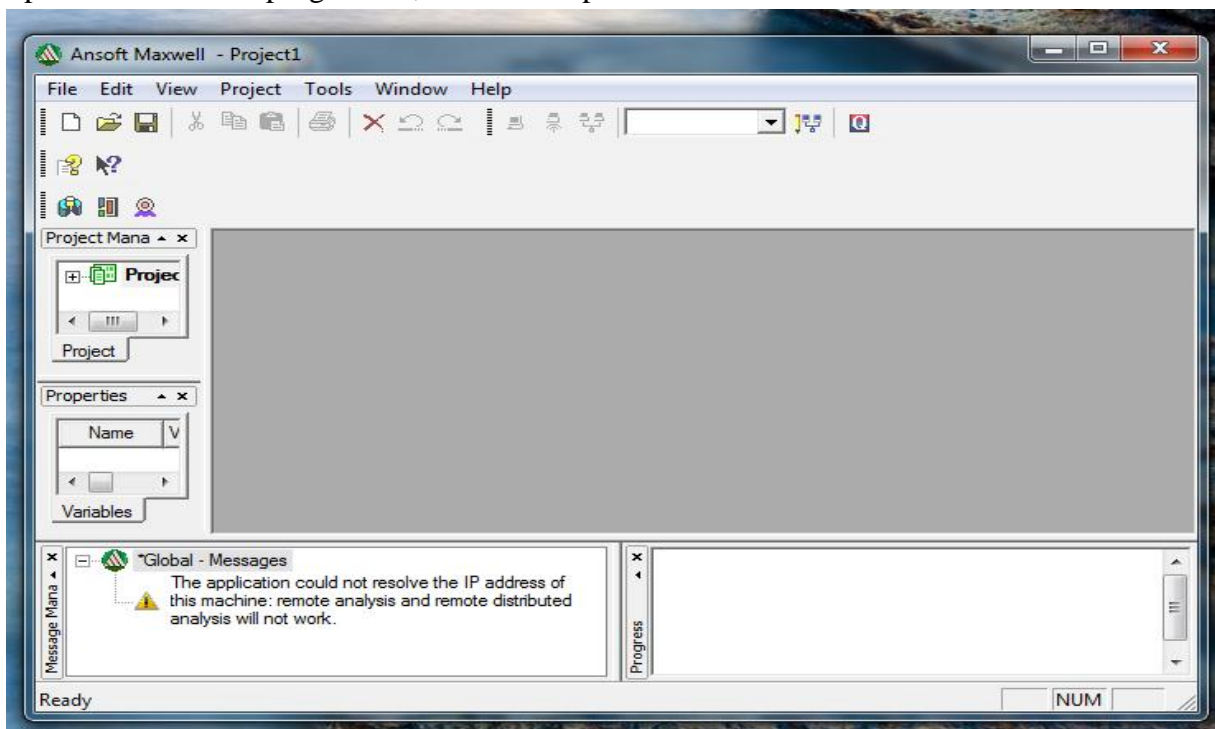



Figure A.2 : une fenêtre vide avec une barre de menu minimale

- Choisir le type de Maxwell à étudier par :
 - Sélectionner l'un de ces icônes pour accéder au Maxwell 2D ou 3D respectivement 
 - Ou bien par projet de la barre de menu

Après avoir fait ce choix, une autre fenêtre affiche avec une barre détaillée

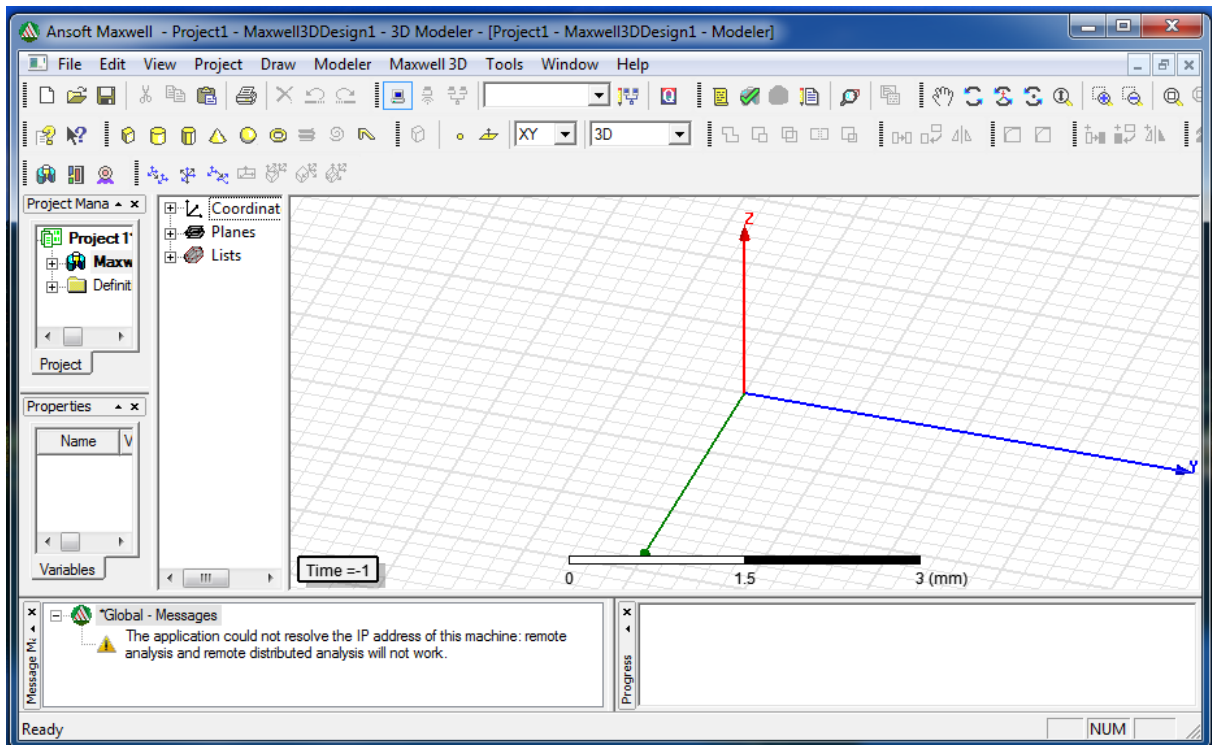


Figure A.3 : fenêtre représente un plan d'étude de notre dispositif avec toutes les fonctions de besoin

- Le domaine d'étude : existe plusieurs domaine d'étude, on le sélectionne à partir de Maxwell 3D/2D → solution type

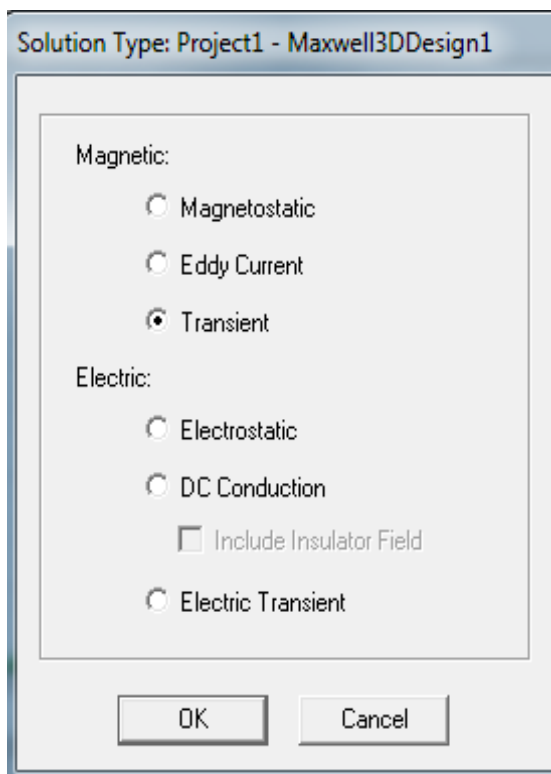


Figure A.4 : les domaines en 3D

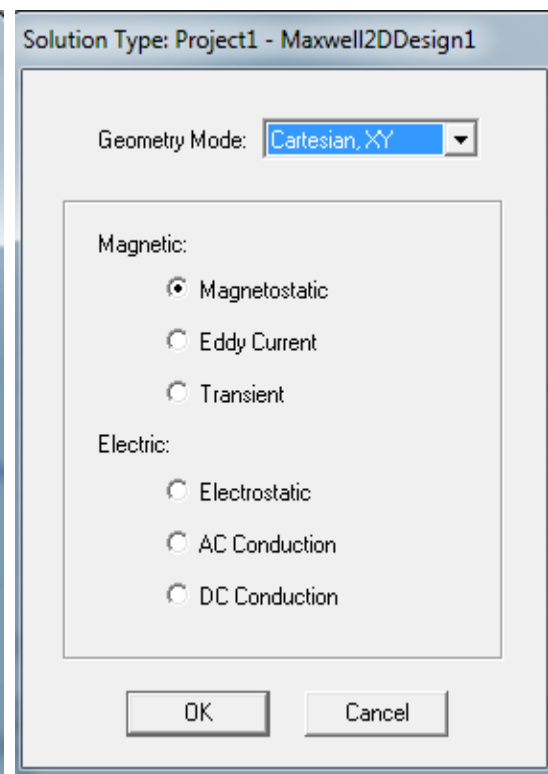


Figure A.5 : les domaines en2D

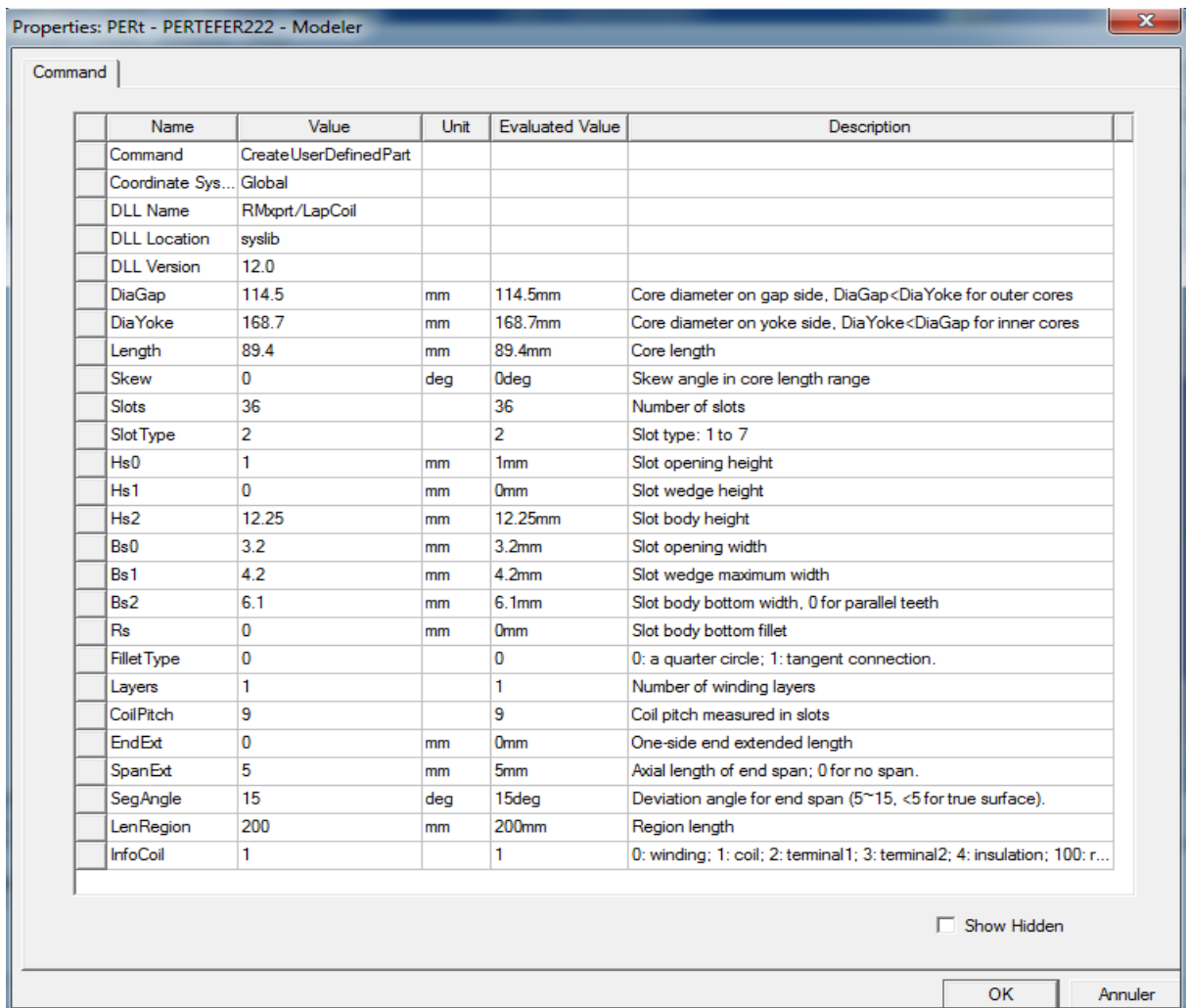


Figure A.7 : les paramètres du stator

➤ Pour la région :

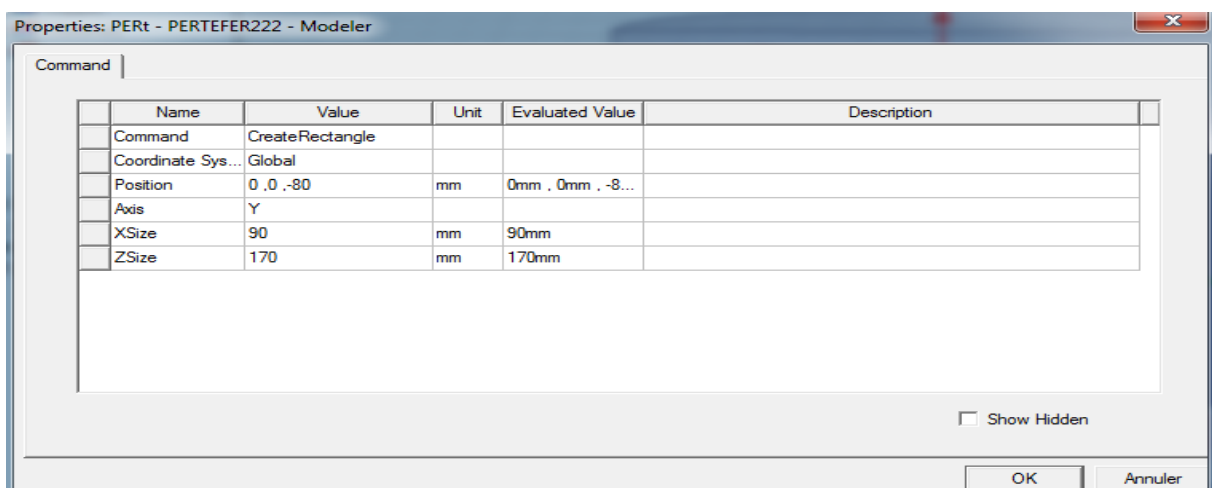


Figure A.7 : les paramètres de la région

➤ **Affectations des matériaux :**

La bibliothèque de logiciel a des types de matériaux qu'on peut directement le prend selon le besoin, et dans notre cas on ajouté un autre matériau selon les étapes suivantes :

Sélectionner le stator → bouton droit → Assign material → View/Edit materials → affiche une fenêtre où on introduit les paramètres.

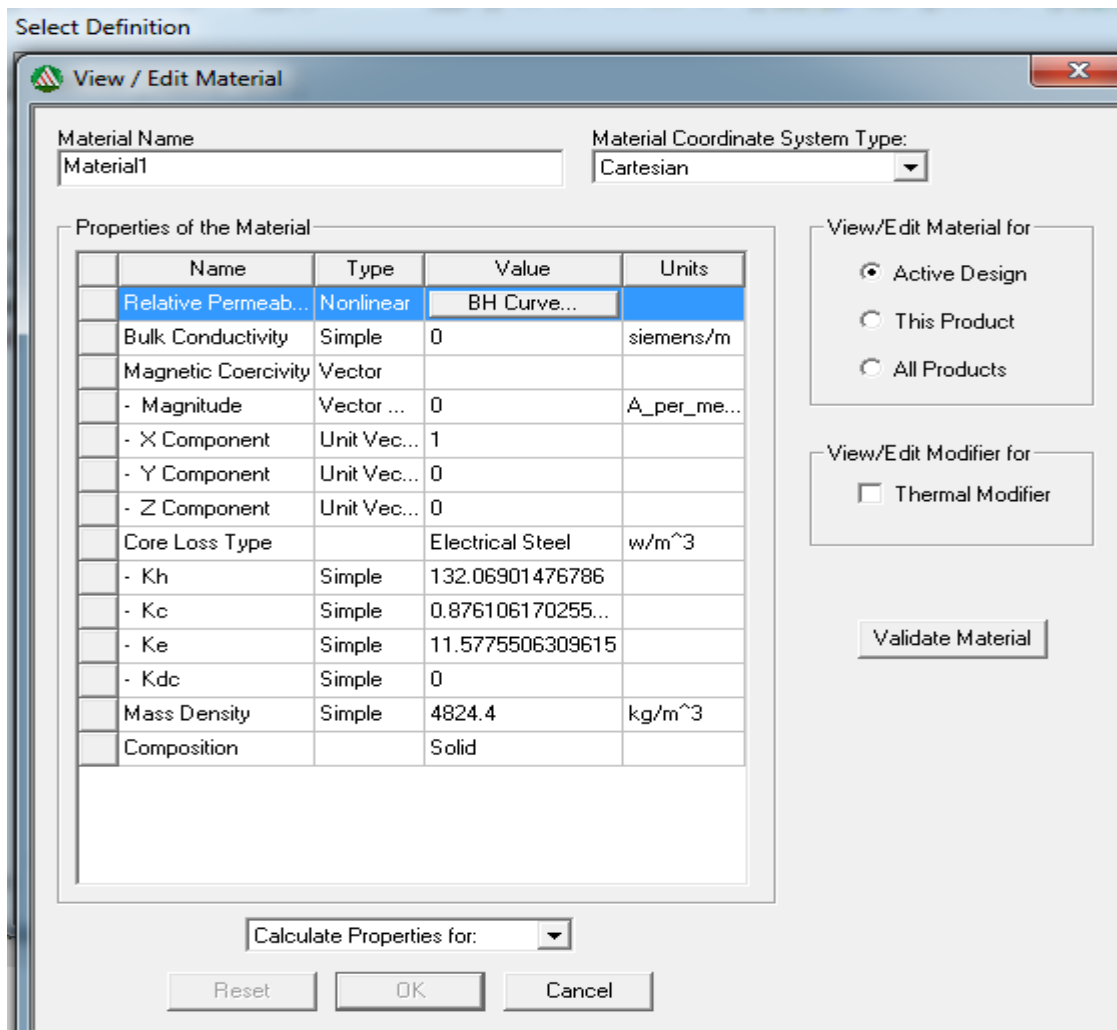


Figure A.8 : propriétés de matériau ajouté

Dans cette colonne on va introduit les valeurs de B(H) à partir de ce fichier



RAPPORT DE MESURE

ECHANTILLON : H025 12		jeudi 26 avril 2012	
Masse active : 0,9954 Kg	Section utile : 1,3453 cm ²	Température : 25,0 °C	
F : 50,0 Hz	N1 : 700	N2 : 700	Lm : 0,9400 m
Observations : Produit ASE METALS M800-50A			

B (Tesla)	H (A/m)	Ps (WKg)	Ss (VA/Kg)	µs
1,797	6,060 e+3	8,390 e+0	1,682 e+2	1,774 e+2
1,760	6,333 e+3	7,569 e+0	1,285 e+2	2,212 e+2
1,722	4,869 e+3	7,340 e+0	9,487 e+1	2,814 e+2
1,684	3,654 e+3	7,110 e+0	6,828 e+1	3,687 e+2
1,646	2,656 e+3	6,800 e+0	4,842 e+1	4,932 e+2
1,609	1,809 e+3	6,520 e+0	3,455 e+1	6,603 e+2
1,573	1,420 e+3	6,240 e+0	2,434 e+1	8,815 e+2
1,536	1,039 e+3	5,950 e+0	1,833 e+1	1,176 e+3
1,499	7,740 e+2	5,650 e+0	1,396 e+1	1,641 e+3
1,463	5,953 e+2	5,327 e+0	1,105 e+1	1,986 e+3
1,426	4,652 e+2	5,038 e+0	9,008 e+0	2,420 e+3
1,389	3,853 e+2	4,775 e+0	7,705 e+0	2,968 e+3
1,353	3,190 e+2	4,523 e+0	6,720 e+0	3,375 e+3
1,316	2,725 e+2	4,288 e+0	5,977 e+0	3,843 e+3
1,279	2,383 e+2	4,065 e+0	5,412 e+0	4,387 e+3
1,243	2,092 e+2	3,857 e+0	4,943 e+0	4,728 e+3
1,206	1,873 e+2	3,656 e+0	4,548 e+0	5,124 e+3
1,170	1,708 e+2	3,461 e+0	4,227 e+0	5,448 e+3
1,134	1,570 e+2	3,273 e+0	3,929 e+0	5,748 e+3
1,097	1,470 e+2	3,089 e+0	3,650 e+0	6,039 e+3
1,060	1,421 e+2	2,904 e+0	3,416 e+0	6,308 e+3
1,024	1,370 e+2	2,732 e+0	3,192 e+0	6,568 e+3
0,987	1,340 e+2	2,564 e+0	2,991 e+0	6,861 e+3
0,950	1,317 e+2	2,395 e+0	2,801 e+0	7,140 e+3
0,914	1,287 e+2	2,248 e+0	2,715 e+0	7,651 e+3
0,877	1,264 e+2	2,104 e+0	2,554 e+0	8,521 e+3
0,841	1,234 e+2	1,969 e+0	2,386 e+0	9,423 e+3
0,805	1,221 e+2	1,841 e+0	2,257 e+0	1,0,246 e+3

VETTINER ESSALH025 12.Txd

1

B (Tesla)	H (A/m)	Ps (WKg)	Ss (VA/Kg)	Ss (VA/Kg)
0,768	1,201 e+2	1,715 e+0	2,117 e+0	5,095 e+3
0,732	1,177 e+2	1,591 e+0	1,977 e+0	4,865 e+3
0,696	1,155 e+2	1,475 e+0	1,847 e+0	4,799 e+3
0,660	1,129 e+2	1,360 e+0	1,716 e+0	4,682 e+3
0,622	1,115 e+2	1,250 e+0	1,597 e+0	4,439 e+3
0,587	1,094 e+2	1,145 e+0	1,479 e+0	4,270 e+3
0,550	1,069 e+2	1,046 e+0	1,360 e+0	4,094 e+3
0,513	1,040 e+2	9,381 e-1	1,266 e+0	3,925 e+3
0,477	1,014 e+2	8,399 e-1	1,148 e+0	3,743 e+3
0,441	9,950 e+1	7,492 e-1	1,039 e+0	3,523 e+3
0,404	9,620 e+1	6,543 e-1	9,272 e-1	3,342 e+3
0,367	9,360 e+1	5,672 e-1	8,207 e-1	3,120 e+3
0,332	9,140 e+1	4,857 e-1	7,245 e-1	2,891 e+3
0,295	8,910 e+1	4,085 e-1	6,302 e-1	2,635 e+3
0,259	8,540 e+1	3,310 e-1	5,338 e-1	2,413 e+3
0,223	8,240 e+1	2,625 e-1	4,477 e-1	2,154 e+3
0,186	7,880 e+1	1,979 e-1	3,702 e-1	1,878 e+3
0,149	7,440 e+1	1,404 e-1	2,940 e-1	1,594 e+3
0,114	6,890 e+1	9,130 e-2	2,075 e-1	1,217 e+3
0,077	6,130 e+1	5,110 e-2	1,395 e-1	9,990 e+2
0,040	4,850 e+1	2,218 e-2	7,191 e-2	6,430 e+2
0,004	3,129 e+1	5,399 e-3	2,299 e-2	1,620 e+2
0,000	1,000 e+1	1,000 e-4	7,000 e-6	0,000 e+0

Figure A.9 : les valeurs du B(H)

On obtient la courbe suivante :

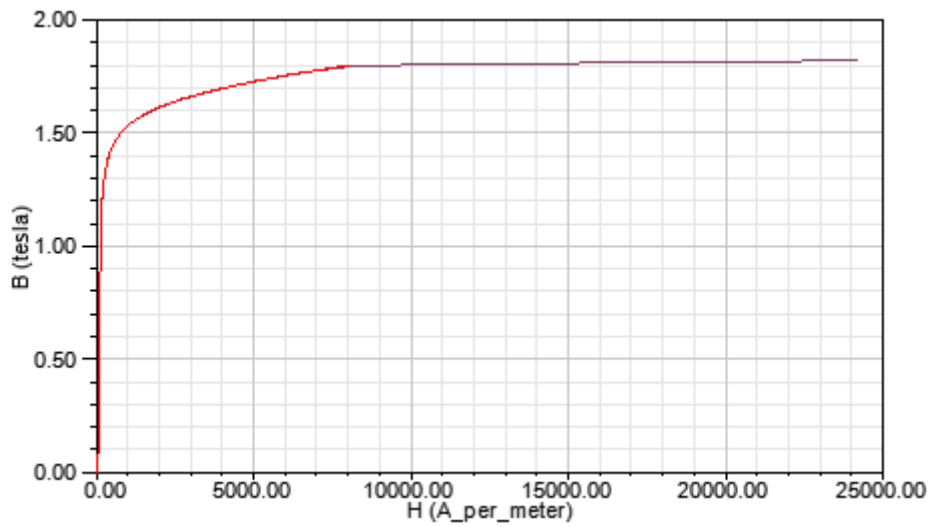


Figure A.10 : évaluation de B(H)

Les bobines : les mêmes étapes que le stator et le matériau, ce dernier on va le sélectionné directement de la bibliothèque, c'est le copper (cuivre)

La région : les mêmes que avant, le matériau est le vacuum (vide)

➤ **Condition aux limites (Boundaries)**

On applique les conditions aux limite selon le dispositif, dans notre cas en 3D on a pris la moitié de dispositif donc on applique les conditions de Dirichlet, selon la variation du champ qui est tangentielle au plan

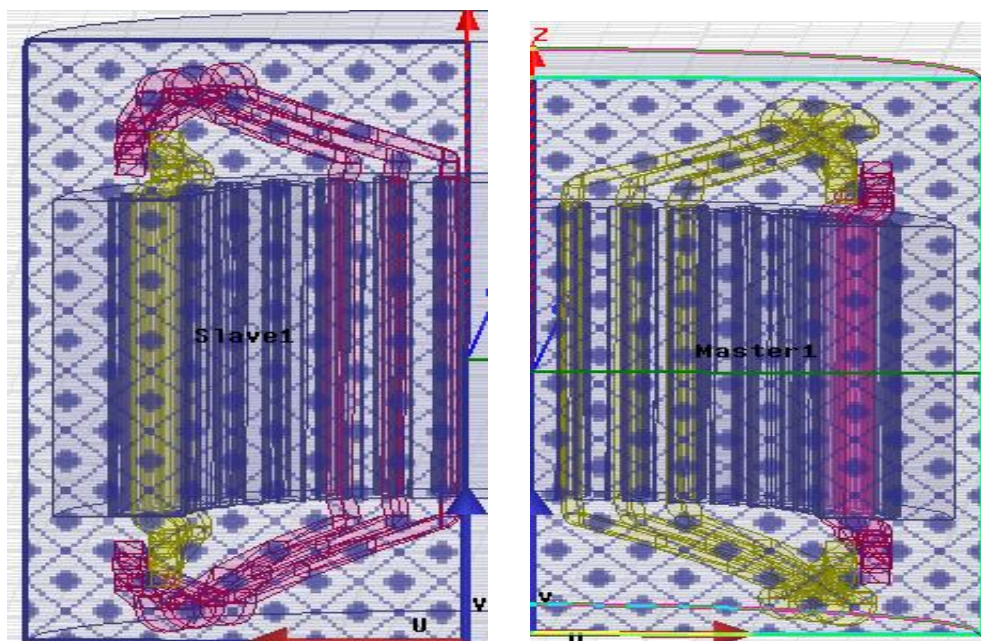


Figure A.11 : application des conditions aux limites

➤ **Excitation des bobines :**

Premièrement, crée des sections pour chaque bobine (Sheets) où on peut visualiser le sens de courant, après crée des coil terminal enfin Winding, suivant ces étapes.

Sélectionner la bobine → bouton droit → Edit → section → surface

Sélectionner Scheets → Assing Excitation → coil terminal

Affecter coil terminal dans des Add to Winding

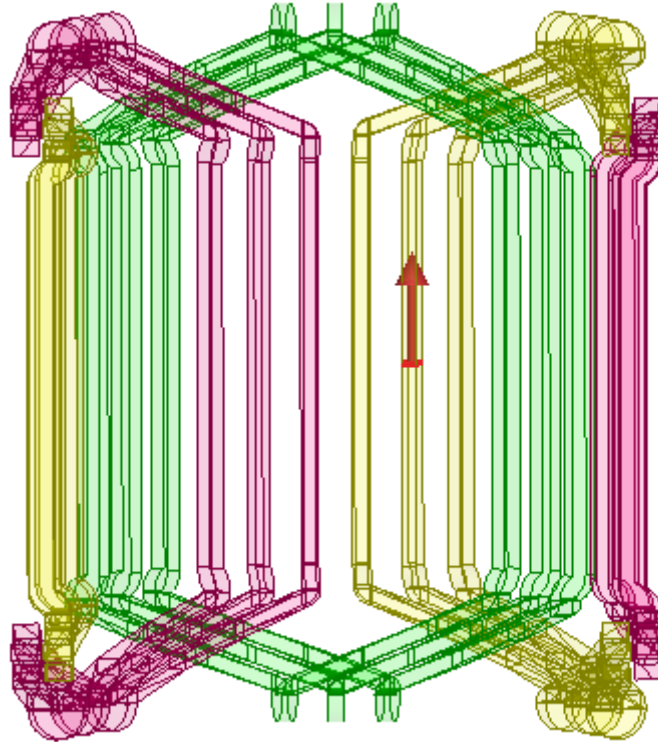


Figure A.12 : sens de courant

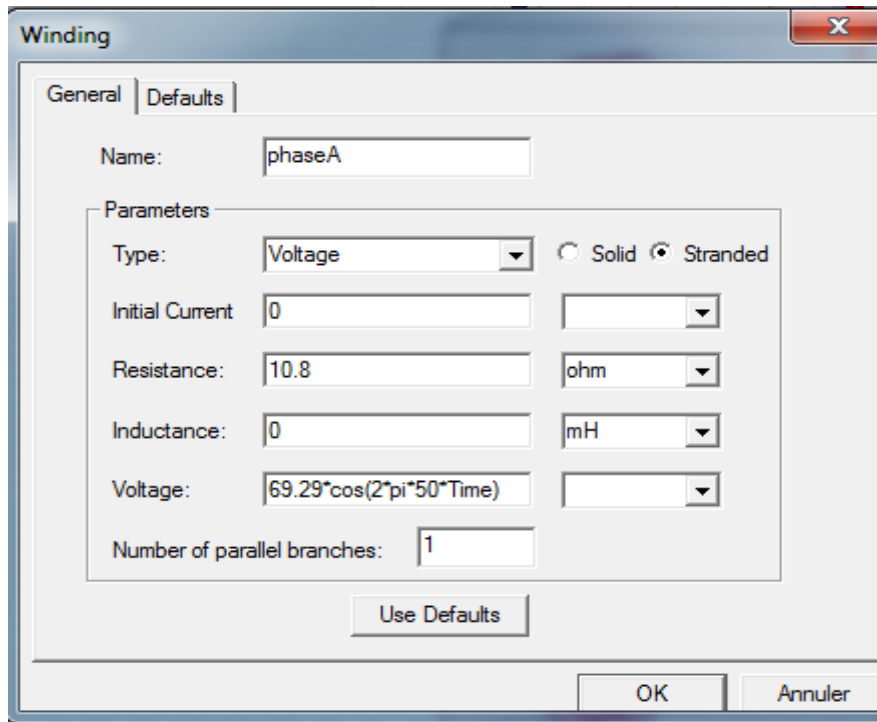


Figure A.12 : excitation d'une seule bobine

➤ **Affectation de maillage**

Sélectionner l'objet → Assing mesh operation

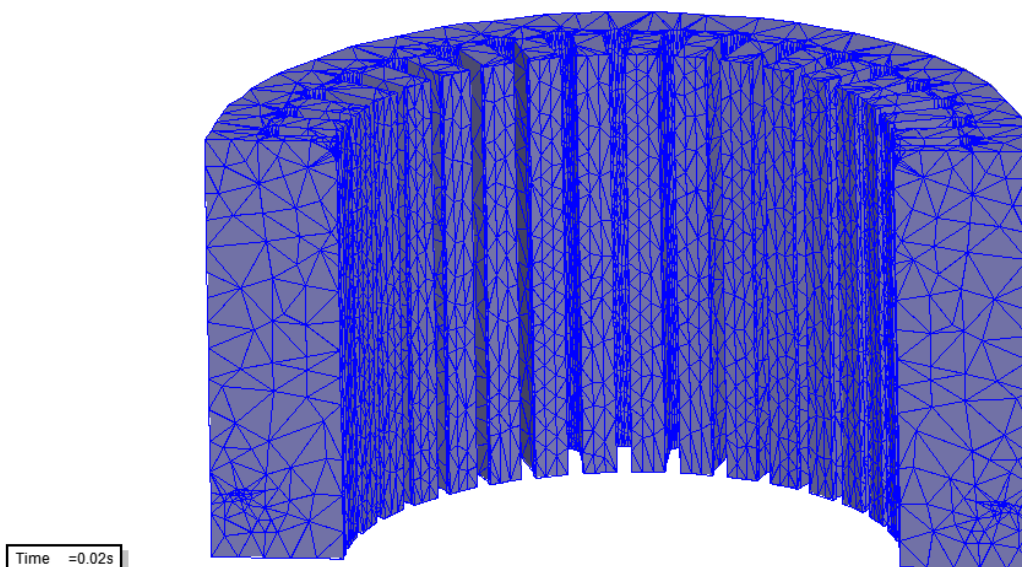



Figure A.13 : maillage du stator

- Choisir un temps de simulation : on clique sur cette icône  (solutionsetup)

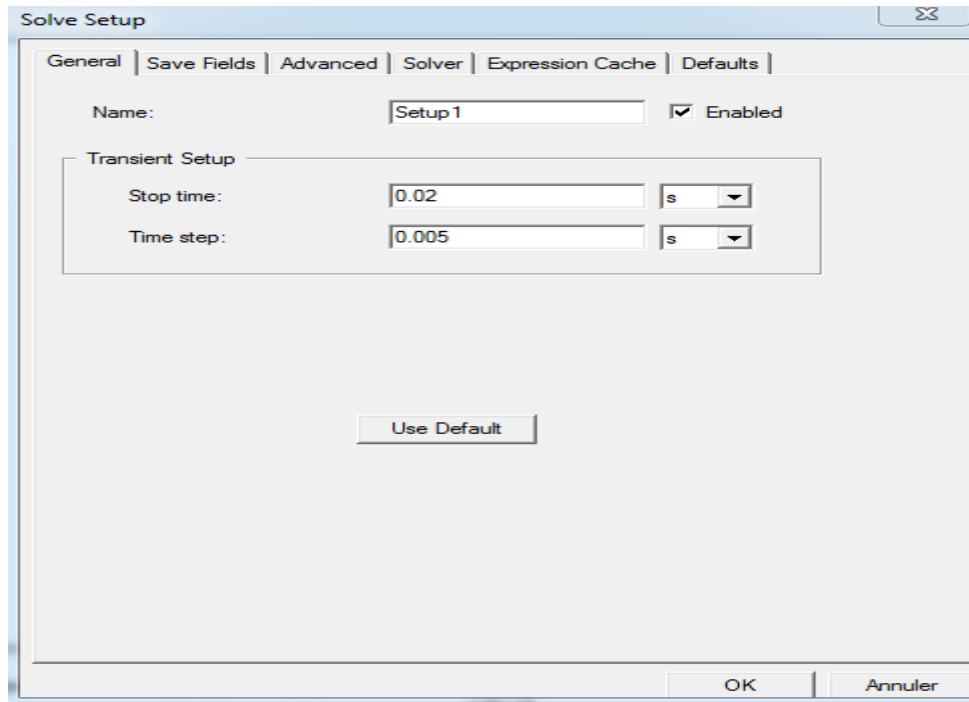


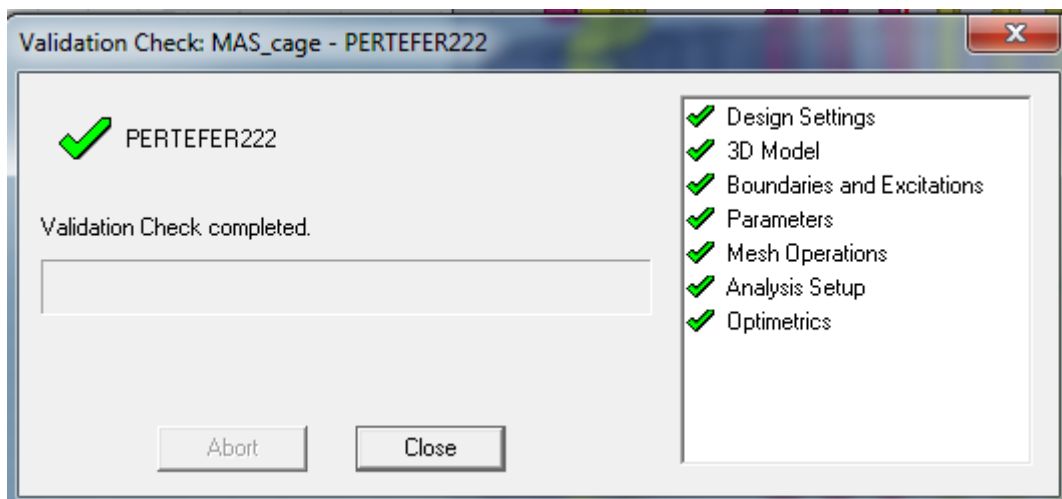
Figure A.14 : temps de simulation

➤ **Validé et lancer l'analyse**

Après quand termine les étapes avant on valide le système avec l'icône suivante :



Une fenêtre affiche pour détecte les problèmes s'il existe



Puis en lance l'analyse à partir de l'icone suivante :



- **Résultats** : pour avoir les résultats on clique sur Result → create Quik Report

Dans notre étude on a intéressé aux pertes fers, donc quand on a affecté le matériau (Figure A.8) nous avons introduire les pertes comme suite :



Dans cette colonne on choisie Core loss at one frequency (pertes pour une seule fréquence), on aura cette fenêtre.

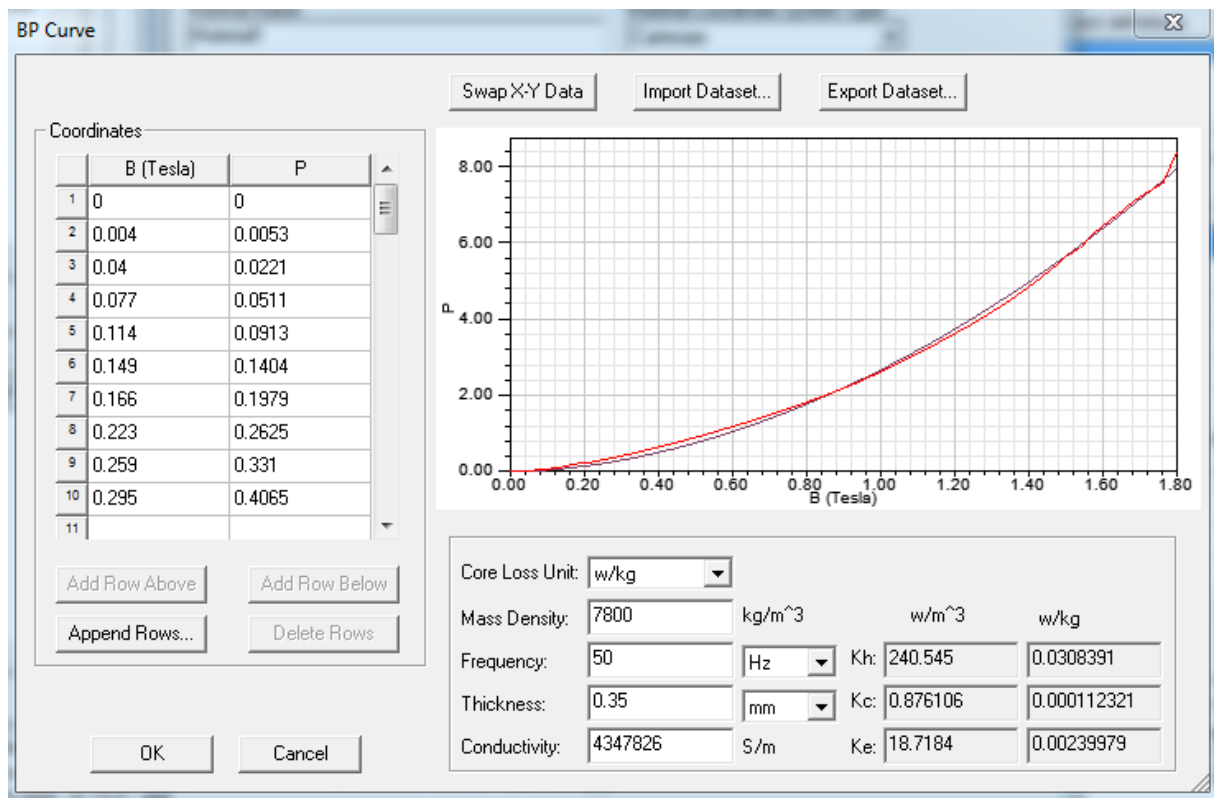


Figure A.15 : affectation des valeurs P(B) à partir de la figure A.9

Les paramètres injectent pour la courbe P(B)

Masse volumique : 7800Kg/m³

Fréquence : 50[Hz]

Epaisseur : e=0.35 [mm]

Conductivité =4347826 S/m

Après la validation de ces paramètres, on trouve les constantes suivantes :

Coefficient de courant de Foucault des pertes fers $K_c = 0.03$ [W/Kg]

Coefficient d'hystérésis des pertes fers $K_h = 0.0001$ [W/Kg]

Coefficient excess $K_e = 0.002$ [W/Kg]

Donc de result on peut visualiser les paramètres n'importe quelle paramètre

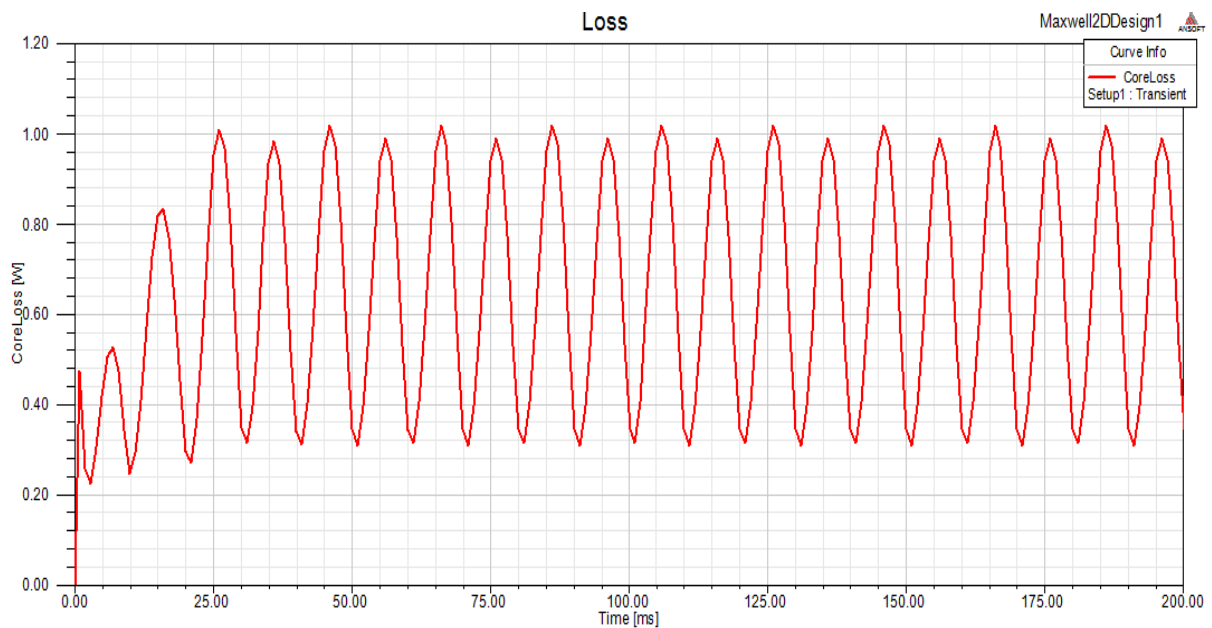
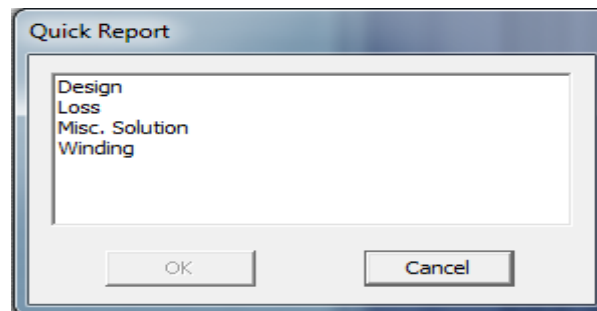


Figure A.16 : évaluation des pertes fers

➤ **Visualisation et valeur de l'induction, champs...**

On clique sur le dispositif (stator, bobines) → bouton droit → Field (exp : B
Mag B → sélectionner stator → done)

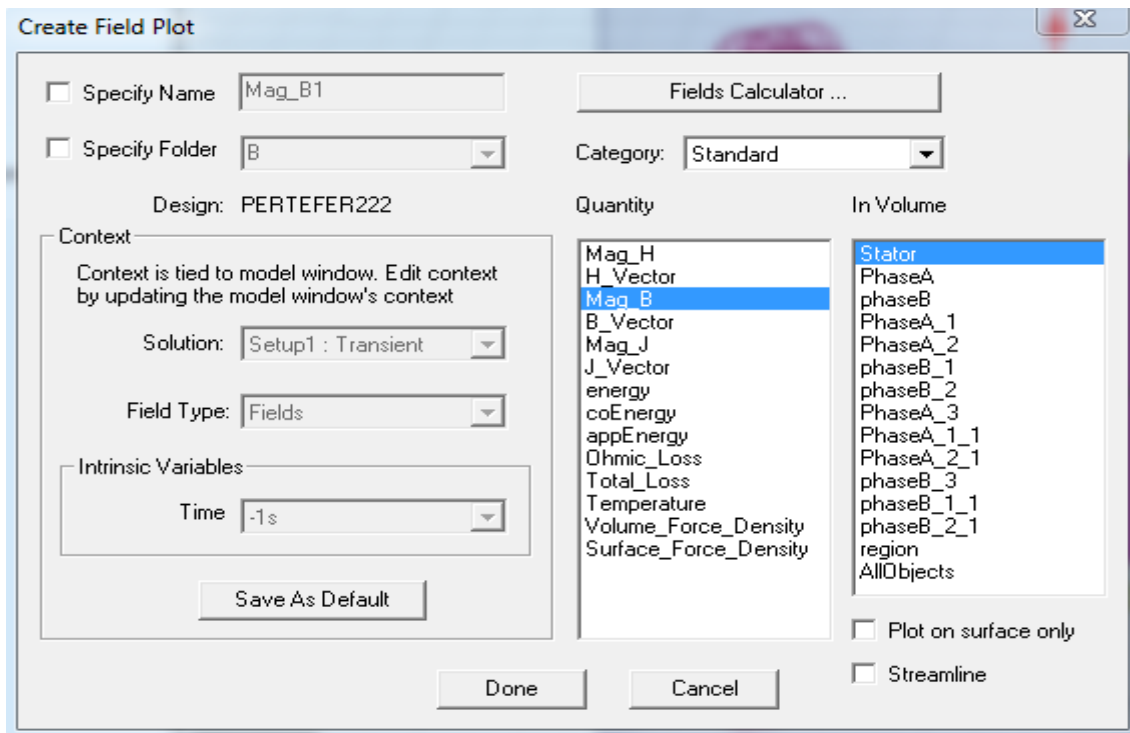


Figure A.17 : visualisé l'induction

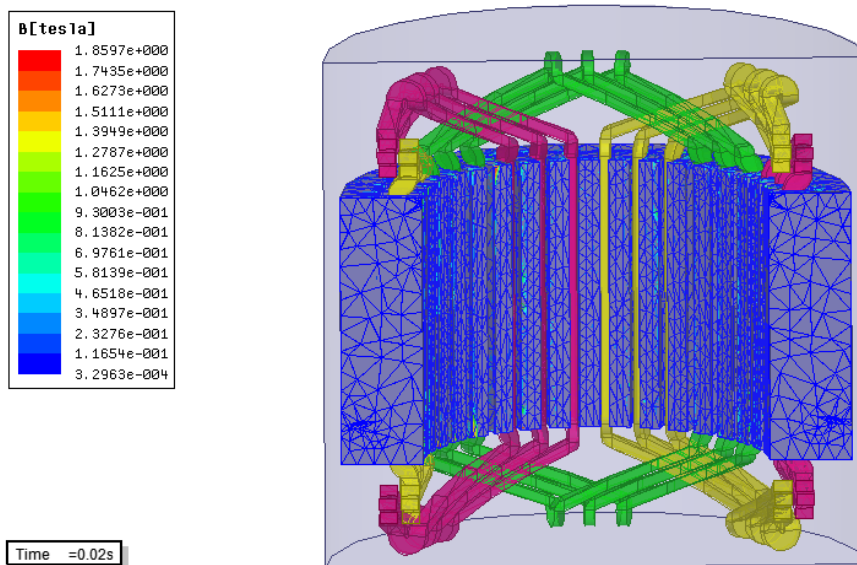


Figure A.18 : évaluation de l'induction dans le stator

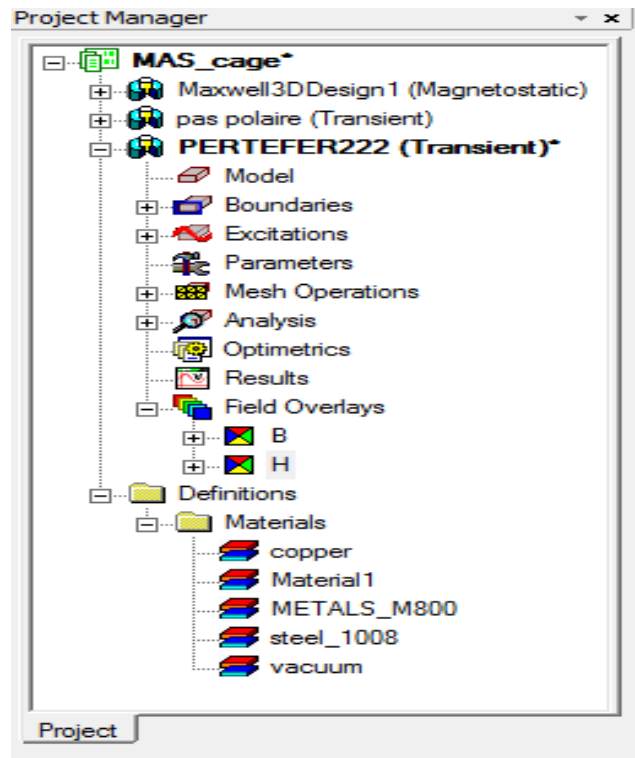


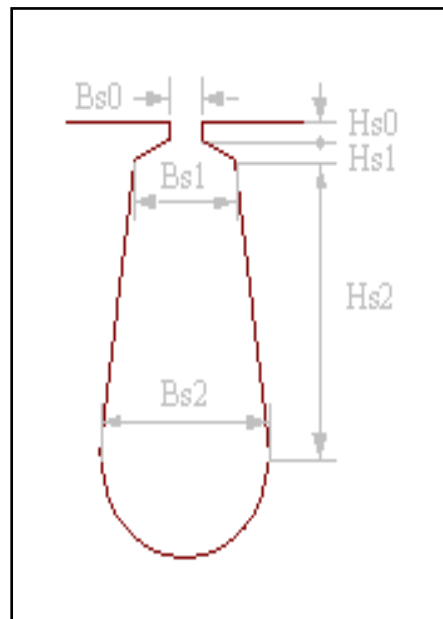
Figure A.19 : les fonctions appliquées pour le dispositif

Paramètres du moteur

Enroulement imbriqué	concentrique
Avec un pas = 9 encoche	pas : 1-11, 2-9, 3-7
Nombre d'encoche statorique	$Z_1=36$
Fréquence	$f=50[\text{Hz}]$
Pair de pôle	$P = 2$
Diamètre intérieur	$D^{\text{int}}=114.5 [\text{mm}]$
Diamètre extérieur	$D_{\text{ext}} = 168.7 [\text{mm}]$
Longueur de la culasse	$L_{\text{cul}}=89.4 [\text{mm}]$
Une couche	
Nombre de branche parallèle	$a_1 = 1$
Nombre conducteur par encoche	$N_c = 64$
Nombre de bobines en série par phase	$N_{b/\text{ph}}= 2$
Nombre de bobines totales	$N_{BT} = 6$
Nombre de section par phase	$N_{s/\text{ph}}=384$
Nombre de section total	$N_{st} = 1152$

Type d'encoche

Il existe plusieurs types d'encoches, dans notre cas on a étudié l'encoche suivante :



B.1 : type d'encoche étudiée Figure

Les valeurs de ces paramètres sont :

$$Bs0 = 3.2 \text{ [mm]}$$

$$Bs1 = 4.2 \text{ [mm]}$$

$$Bs2 = 6.1 \text{ [mm]}$$

$$Hs0 = 1 \text{ [mm]}$$

$$Hs1 = 0 \text{ [mm]}$$

$$Hs2 = 12.25 \text{ [mm]}$$

Résumé

Dans notre mémoire, nous avons étudié les pertes fers dans la machine asynchrone et précisément dans le stator. Après avoir donné le principe de fonctionnement de la machine asynchrone et les différentes pertes existantes ainsi que les équations régissant le modèle magnétodynamique de la machine, on s'est intéressé aux calculs des pertes fers en utilisant trois différentes méthodes :

La méthode analytique, la méthode de simulation et la méthode expérimentale dans les trois cas : monophasé, biphasés et triphasés.

Après avoir fait ces calculs, on fait une comparaison des résultats obtenus dans les trois cas pour les trois méthodes.

Les mots clés

Calculs des pertes fers, machine asynchrone, équations de Maxwell, méthodes de résolutions, éléments finis, logiciel Maxwell, système électromagnétiques.