

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

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par
ASMANE TABOU
MENAD OUGHACHA

Thème

EVALUATION DES PERTES FER DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

Mémoire soutenu publiquement le 27 septembre 2016 devant le jury composé de :

M^r MUSTAPHA BOUHRAOUA
M.C.A, UMMTO Président

M^r RABAH KHALDI
M.A.A, UMMTO Encadreur

M^r HAKIM DJOUDI
M.A.A, UMMTO Examineur

M^r AZZOUZ MIOUAT
M.A.A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier le Dieu le plus puissance 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 monsieur R. KHALDI pour son dévouement, ces conseils et son soutien moral tout le long de l'élaboration de ce travail, qu'il trouve toutes les expressions de notre respect et gratitude.

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

Nos vifs remerciement vont également aux membre de 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 tous ceux qui ont contribués de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Merci

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à tous ceux qui ont contribué de près

Ou de loin à la réalisation de mon projet ainsi je le dédie à :

Celle qui m'a élevé, ma Mère, celui qui m'a toujours soutenu et

aidé dans toute ma vie mon Père.

Je le dédie également à mes sœurs et mes frères.

Et une dédicace spéciale à tous mes amis sans exceptions.

A tous ceux qui ont une bonne impression dans mon cœur,

Comme signes d'amour et respect.

ASMANE

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à tous ceux qui ont contribué de près

Ou de loin à la réalisation de mon projet ainsi je le dédie à :

Celle qui m'a élevé, ma Mère, celui qui m'a toujours soutenu et

aidé dans toute ma vie mon Père.

Je le dédie également à mes sœurs et mes frères.

Et une dédicace spéciale à tous mes amis sans exceptions.

A tous ceux qui ont une bonne impression dans mon cœur,

Comme signes d'amour et respect.

MENAD

Sommaire

Sommaire

Nomenclatures

Liste des figures

Introduction générale1

Chapitre I : GENERALITES ET PERTES DANS LES MACHINES ASYNCHRONE

I-1 Introduction.....	3
I-2 Généralités sur la machine asynchrone.....	3
I-2-1 Définition et représentation de la machine asynchrone à cage.....	3
I.2.2. Constitution d'un moteur asynchrone à cage.....	4
I.2.2.a) Le stator.....	5
I.2.2.b.) Le rotor	5
I.2.3 Principe de fonctionnement.....	6
I.2.4 Le champ tournant	8
I.2.5 La vitesse de synchronisme	8
I.2.6 Le glissement.....	9
I.3 Le bilan de puissance et des pertes	9
I.3.1 Le bilan de puissance.....	10
I.3.1.a) Puissance électrique absorbée.....	10
I3.1.b) La puissance transmise dans l'entrefer.....	11
I.3.1.c) La puissance électromagnétique	11
I.3.1.d) La puissance mécanique.....	11
I.3.1.e) La puissance utile.....	11
I.3.2 Définition des différentes pertes dans une machine asynchrone à cage	12
I.3.2.1 Les pertes dans le circuit électrique.....	12

Sommaire

I.3.2.2 Les pertes dans le circuit magnétique.....	12
I.3.2.2.a) Pertes par hystérésis.....	12
I.3.2.2.b) Les pertes par courant de Foucault.....	13
I.3.2.3 Les pertes dans les parties mécaniques.....	13
I.3.3 Les pertes supplémentaires.....	15
I.3.3.1 Les pertes fer supplémentaire.....	15
I.3.3.1.a) Les pertes supplémentaire à la surface d'un pôle.....	15
I.3.3.1.b) Pertes fer supplémentaires dues aux pulsations dans les dents.....	15
I.3.3.2 Pertes supplémentaires dans le circuit électrique.....	15
I.3.3.2.a) Pertes dues au flux de fuite d'encoche.....	15
I.3.3.2.b) Pertes dues au flux de fuite de phase.....	16
I.3.3.3 Pertes supplémentaire dans le circuit magnétique.....	16
I.4 Schéma des différentes pertes dans la machine asynchrone.....	17
I.5. Conclusion.....	17

Chapitre II : ETUDE ET MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE ELEMENTS FINIS.

II-1 Introduction.....	19
II-2 Etablir les modèle d'étude de la machine.....	19
II-2-1 Les lois de comportement des milieux.....	20
II-2-1-a Le cas du vide.....	20
II-2-1-b Les milieux conducteurs : la loi d'ohm.....	20
II-2-2 Comportement magnétique des matériaux.....	20
II-2-3 Comportement diélectrique des matériaux.....	20
II-3 Les formulations potentiel.....	21
II-3-1 Potentiel vecteur \vec{A}	21

Sommaire

II-3-2 Potentiel scalaire Ω	22
II-4 Méthodes de résolution.....	22
II-4-1 Méthodes analytiques	22
II-4-2 Méthode élément finis.....	23
II.4.2.1) Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis.....	23
II-5- Classement des lois de comportement	25
II-5-1 Loi linéaire.....	26
II-5-2 Loi non linéaire.....	26
II-6 Conception de la géométrie de la machine.....	26
II-6-1 Présentation de la structure étudiée.....	26
II-6-2 Condition aux limites.....	27
II-6-2-a. Condition de Dirichlet.....	27
II-6-2-b Condition de Neumann.....	27
II-6-2-1 Distribution du bobinage simple couche.....	28
II-6-3 Le maillage.....	28
II-7- Exploitation des résultats de la machine.....	29
II-7-1 Etude le Fonctionnement à vide ($g=0$).....	29
II-7-1-1- La répartition des lignes de champ.....	29
II-7-1-2 La densité de flux magnétique.....	30
II.7.1.3. Distribution de l'induction dans l'entrefer	31
II-7-1-4 effet de la saturation sur le fer dans le stator et le rotor.....	32
II-7-1-5 La densité des courants.....	35
II.8. Conclusion.....	35

Chapitre III : Calcul des pertes fer dans un moteur asynchrone à cage par la méthode de dimensionnement

III-1 Introduction.....	36
III-2 Calcul des pertes fer par la méthode de dimensionnement.....	36
III-2-1 Pertes magnétique.....	36

Sommaire

III-2-1-a Les pertes dans la culasse statorique	36
III-2-1-b Pertes dans les dents statorique	37
III-2-2 Les pertes magnétique supplémentaire d'acier.....	38
III-2-2-a Les pertes à la surface du rotor (pertes superficielles).....	38
III-2-2-b Les pertes par pulsation du flux dans les dents	39
III-2-2-c Pertes magnétique supplémentaires total dans l'acier.....	39
III-2-2-d Pertes total dans l'acier.....	39
III-2-3 Récapitulation des résultats obtenue.....	40
III-2-4 Commentaire du tableau.....	40
III-3- L'évolution des pertes fer en fonction des paramètres des formules.....	41
III-3-1- L'évolution des pertes fer en fonction de K_{dc} et K_{dz}	41
III-3-2 L'évolution des pertes fer en fonction de la fréquence.....	42
III-3-3 L'évolution des pertes fer en fonction de l'induction pour des valeurs des coefficients maximaux.....	43
III-3-4- L'évolution des pertes fer dans la culasse et les dents en fonction de l'induction pour des différentes valeurs de (K_{dc} , K_{dz}).....	44
III-3-5 L'évolution des pertes fer dans le stator de la machine en fonction de l'induction pour des différentes valeurs des pertes spécifique.....	45
III.4. Conclusion.....	46

Chapitre IV : Calcul des pertes fer par la méthode analytique

IV-1- Introduction.....	47
IV.2. Formulation de STEINMETZ.....	48
IV-2-1.Les pertes fer massique	48
IV-2-1-a. Les pertes massiques par hystérésis.....	48
IV-2-1-b- Les pertes massiques par courant de Foucault.....	48
IV-2-1-c- Les pertes fer massiques globales.....	49
IV-2-2- Les pertes fer en W.....	49
IV-2-2-1- Les pertes fer dans les dents.....	49

Sommaire

IV-2-2-1-a Les pertes par hystérésis dans les dents.....	49
IV-2-2-1-b Les pertes par courant de Foucault dans les dents.....	49
IV-2-2-2 Les pertes fer dans la culasse.....	50
IV-2-2-2-a Les pertes par hystérésis dans la culasse.....	50
IV-2-2-2-b Les pertes par courant de Foucault dans la culasse	50
IV-3 Formulation de LIWSCHITZ.....	50
IV-3-1 Les pertes spécifiques	50
IV-3-1-a Les pertes spécifiques par courant de Foucault.....	50
IV-3-1-b Les pertes spécifiques par hystérésis.....	51
IV-3-2 Les pertes fer en W.....	51
IV-3-2-1 Les pertes fer dans les dents.....	51
IV-3-2-1-a Les pertes par hystérésis dans les dents.....	51
IV-3-2-1-b Les pertes par courant de Foucault dans les dents.....	51
IV-3-2-2 Les pertes fer dans la culasse.....	51
IV-3-2-2-a Les pertes par hystérésis dans la culasse.....	51
IV-3-2-2-b Les pertes par courant de Foucault dans la culasse.....	52
IV-3 Résultats de calcul global par formulations de Steinmetz et LIWSCHITZ.....	52
IV-3-1 Commenter et comparais les résultats.....	52
IV-4 Conclusion.....	53

Chapitre V : Mesure expérimentale des pertes fer d'un moteur asynchrone à cage

V-1 Introduction.....	54
V-2 Présentation du moteur étudié.....	54
V-2-1 Description du banc d'essai.....	54
V-2-2- Le schéma équivalent en T de la machine asynchrone.....	55
V-3 Détermination de la résistance statorique R_s	56
V-4 Etalonnage des appareils de mesure.....	57
V.5. Essai à vide.....	58
V-5-1 Détermination des pertes fer et des pertes mécaniques.....	59

Sommaire

V-5-1-a Les résultats de mesure.....	60
V-5-1-b Le graphe des pertes fer et pertes mécanique en fonction de la tension U.....	61
V-5-1-c Le graphe des pertes fer et de la puissance mécanique en fonction d' U^2	62
V-5-2 Détermination de R_m et X_m	63
V-5-2-a Détermination de R_m	64
V-5-2-b La réactance magnétisante.....	64
V-6 Essai au synchronisme.....	65
V-6-1 Les circuits de mesure au synchronisme.....	66
V-6-2 Résultats de l'essai au synchronisme.....	66
V-6-3 Exploitation des résultats obtenue de l'essai.....	67
V-7 Comparaison des résultats.....	67
V-7-1 Commenter et comparer les résultats.....	68
V-7-2 Les courbes des pertes des différentes méthodes en fonction de l'induction.....	68
V-7-3- Répartition des pertes fer dans le stator de la machine.....	70
V-7-3-a Calcul des pertes fer dans les dents statorique.....	70
V-7-3-b- Répartition des pertes fer à vide.....	70
V-8 Conclusion	70
COCLUSION GENERALE.....	71
Bibliographie	72
Annexe A : Notice D'utilisation du logiciel FEMM	74
Annexe B : Calcul des paramètres géométrique.....	82
Annexe C : Calcule des pertes fer par la méthode de dimensionnement.....	88
Annexe D : Calculs analytique.....	94
Annexe E : Calcul des pertes fer et les paramètres de la machine par méthode expérimentale.....	98
Annexe F : dimension géométrique de la machine et certain coefficient.....	104

Liste des figures

Liste des figures

Figure I : symbole de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	3
Figure I-1 : la machine asynchrone.....	4
Figure I.2 : les différents composants d'un moteur asynchrone à cage.....	4
Figure I-3 : les deux parties essentiel de la MAS (rotor à gauche, stator à droite).....	5
Figure I-4 : la structure de la cage d'écureuil.....	6
Figure I.5: champ magnétique résultant dans un MAS triphasé à cage.....	7
Figure I.6 : Diagramme énergétique d'un moteur asynchrone.....	10
Figure I.7 : circulation des courants de Foucault dans un conducteur.....	13
Figure I-10 : schéma des différentes pertes dans la machine asynchrone.....	17
Figure II-1 : Elément fini triangulaire à 3 nœuds.....	24
Figure II-2 : géométrie de la machine.....	27
Figure II-3: Vue en coupe de machine représente le maillage par éléments finis triangulaires...	29
Figure II-4 : répartition des lignes de champ dans la machine à vide.....	30
Figure II-5 : lignes de champ et la densité du flux magnétique à vide « $g=0$ ».....	31
Figure II-6: Inductions radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer (machine à vide $g=0$).....	32
Figure II-7 : La relation non linéaire entre B-H.....	33
Figure II-8 : la densité de l'induction magnétique à vide (cas non linéaire).....	34
Figure II-9. Inductions magnétique de la machine dans cas linéaire et non linéaire du fer.....	34
Figure II-10: La distribution de la densité des courants. « Machine à vide $g=0$ ».....	35
Figure III-1 : variation des pertes fer en fonction des coefficients de majoration des pertes dans la culasse et les dents.....	42
Figure III-2: variation des pertes fer en fonction de la fréquence	43
Figure III-3. : Variation des pertes fer en fonction de l'induction.....	44
Figure III-4. : Variation des pertes fer dans les dents et la culasse en fonction de l'induction et pour des différents coefficients.....	45
Figure III-5 : variation des pertes fer en fonction de l'induction et pertes spécifique.....	46
FigureV-1: Schéma équivalent ramené au stator de la machine asynchrone.....	55
FigureV-2:Schéma de mesure de la résistance statorique en continu.....	56

Liste des figures

figureV-3 : mesure de la résistance de la charge résistive	57
Figure V-4 : Schéma équivalent à vide.....	59
Figure V-5 : circuit de mesure de l'essai à vide.....	60
Figure V-6: le graphe des pertes fer et la puissance mécanique en fonction de U.....	62
Figure V-7: le graphe des pertes fer et la puissance mécanique en fonction d' U^2	63
Figure V-8 : le circuit de mesure complet de l'essai au synchronisme.....	66
Figure V-9 : représente les courbes des pertes fer pour les trois méthodes de calcul.....	69
Figure V-10. : Représente la répartition des pertes fer dans les tôle statorique.....	70

Nomenclature

Nomenclature

A : ampère

B : induction magnétique [T]

B_{c1} : l'induction magnétique dans la culasse du stator [T]

B_{z1} : l'induction magnétique dans la dent du stator [T]

B_{z2max} : Induction maximal de la dent rotorique [T]

B_{z1max} : Induction maximal de la dent statorique [T]

b_{r2} : la largeur de la fente rotorique [mm]

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

D_{1int} : diamètre intérieur du stator [mm].

e : épaisseur de la tôle [mm].

f: la fréquence

f_w : facteur de réaction varie en fonction de l'épaisseur réduite de Foucault

f_h : facteur de réaction varie en fonction de l'épaisseur réduite d'hystérésis

Hz : Hertz

hys : hystérésis

I_0 : courant absorbée absorbé à vide [A]

P_0 : Puissance absorbé à vide [W]

A : ampère

I_s : courant d'une phase au stator [A]

g : glissement

G_{c1} : le poids total de la culasse [Kg]

G_{z1} : poids total des dents statorique [Kg]

Kg : kilogramme

K_h : Coefficient des pertes par hystérésis

K_f : Coefficient de caractéristique de la tôle

K_{fer} : Coefficient de remplissage

K_t : Facteur de majoration

K_{hj} : Facteur de correction

K_{wj} : Facteur de correction

K_{dc} : Coefficient total de majoration des pertes

l_i : Langueur virtuelle d'induit

Max : maximale

Nomenclature

m : Mètre
mm : Millimètre
min : Minute
 m_1 : Nombre de phase au stator
 M_3 : Machine asynchrone
 M_c : Masse de la culasse [Kg]
 M_d : Masse des dents [Kg]
n: Vitesse de rotation
 N_s : Vitesse de synchronisme en [tr/min]
P : Nombre de pair de pôle
 P_a : Puissance électrique active [W]
 P_{js} : Pertes par effet joule dans le stator [W]
 P_{jr} : Pertes par effet joule dans le rotor [W]
 P_{fer} : Pertes fer [W]
 P_{em} : Puissance électromagnétique [W]
 P_u : Puissance utile [W]
 P_h : Pertes par hystérésis [w]
 P_{hys} : Pertes par hystérésis [w]
 P_{hd} : Pertes par hystérésis dans les dents [w]
 P_{hc} : Pertes par hystérésis dans la culasse [w]
 P_{sr} : les pertes à la surface du rotor (pertes superficielles) [W]
 P_{pul2} : Les pertes par pulsation du flux dans les dents [W]
 P_{acsup} : Pertes magnétique supplémentaires total dans l'acier [W]
 $P_{ac\Sigma}$: Pertes total dans l'acier total [W]
 $P_{10(50Hz)}$: pertes spécifiques dans les tôles d'acier [W/Kg]
 P_F : Perte fer par courant de Foucault [w]
 P_{fc} : Perte fer par courant de Foucault dans la culasse [w]
 P_{fd} : Perte fer par courant de Foucault dans les dents [w]
 P_w : Perte fer par courant de Foucault [w]

Nomenclature

P_{wc} : Perte fer par courant de Foucault dans la culasse [w]

P_{wd} : Perte fer par courant de Foucault dans les dents [w]

P_{mec} : Pertes mécaniques [W]

P_{acp} : Pertes fer principale [W]

P_{fc1} : Pertes fer dans la culasse [W]

P_{fz1} : Pertes fer dans les dents [W]

Ω_s : Vitesse angulaire de synchronisme [rad/s]

ω_s : Pulsation électrique synchrone du champ tournant [rad/s]

Ω : vitesse angulaire de la rotation du rotor [rad/s]

Rad : radium

S : seconde

T : tesla

t_1 : Pas dentaire statorique

t_2 : Pas dentaire rotorique

U : Tension d'alimentation [V]

V : Volte

W : Watt

Z_1 : Nombre d'encoche statorique

ω_s : Pulsation électrique synchrone du champ tournant [rad/s]

$\cos\varphi$: Facteur de puissance

γ_c : Masse volumique [Kg/m³]

β : coefficient de dilatation des tôles

ξ : Épaisseur réduite

Z_m : L'impédance magnétisante [Ω]

R_m : La résistance magnétisante [Ω]

X_m : La réactance magnétisante [Ω]

$R_{s(31^\circ C)}$: La résistance statorique à 31°C

T_2 : Température finale.

T_1 : Température initial.

K : Constante pour l'aluminium, est égale à 225°C, et pour le cuivre égale à 235 °C

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

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

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

Actuellement, l'énergie consommée en milieu industriel, est en grande partie d'origine électrique. Cette énergie est essentiellement transformée en énergie mécanique par l'intermédiaire des moteurs électriques. En effet plus de la moitié de l'énergie électrique produite dans le monde est utilisée dans l'industrie dont approximativement deux tiers sont consommées par les machines électriques [1] [2].

Parmi ces machines électriques on trouve les machines asynchrones, qui sont des convertisseurs électromécaniques, elles représentent la majorité des machines les plus utilisées dans l'industrie grâce à ces nombreux atouts [3].

En règle générale, les convertisseurs électromécaniques sont fabriqués à base de matériaux ferromagnétiques (doux) afin d'assurer une induction magnétique élevée avec un champ magnétique minimal dans le but de réduire la taille de la machine et/ou d'augmenter son efficacité. Toutefois, la variation du flux magnétique dans le temps induit un dégagement de chaleur dans le circuit magnétique dont l'origine est principalement imputable aux pertes fer.

Ces dernières non seulement grèvent le rendement de la structure mais peuvent également induire des points chauds qui constituent des sources potentielles d'avaries [2]

Afin d'augmenter le rendement de la machine il est primordiale d'en diminuer les pertes ce qui nous amène à les connaître et pouvoir les déterminer avec précision. D'énormes moyens sont consacrés pour soutenir les recherches du développement et d'amélioration de dispositifs respectant des critères en termes de développement durable et d'efficacité énergétique, les axes de recherche portant sur la nécessité d'économiser l'énergie.

L'objectif assigné à ce travail est la mise en œuvre des quelques méthodes utilisées pour l'identification ou l'évaluation des pertes fer dans la machine asynchrone qui s'avèrent simples et classiques, mais contribuent considérablement à l'identification et la quantification de ces pertes et qui permettent l'amélioration de l'efficacité énergétique de la machine.

Le présent mémoire est structuré de la manière suivante :

Introduction générale

- Dans le premier chapitre, on s'intéresse aux différentes généralités sur un moteur asynchrone et les différentes pertes engendrées pendant son fonctionnement.
- Dans le second chapitre, on s'est intéressé à l'étude du comportement magnétique de la machine asynchrone par la méthode numérique (méthode éléments finis).
- Le troisième chapitre est consacré aux calculs des pertes fer par la méthode de dimensionnement, et l'étude de l'effet des coefficients de correction sur les résultats.
- Le quatrième chapitre est consacré pour le calcul des pertes fer par la méthode analytique, et pour se faire on s'est servi de deux types de formulations différentes (STEINMETZ et LWISCHITZ).
- Le cinquième et le dernier chapitre consiste à faire des mesures expérimentales des pertes, puis à les comparer à celles trouvées théoriquement.

Et à la fin nous terminons par une conclusion générale sur tout le travail effectué durant cette étude.

Chapitre I

**Généralités et pertes dans les
machines asynchrones**

I-1 Introduction

Lors du fonctionnement de la machine asynchrone à cage, un processus de transformation d'énergie s'effectue, soit d'une énergie électrique en énergie mécanique, soit l'inverse. Pendant ce processus une partie de cette énergie se dissipe sous forme de pertes de puissance dans ces différents composants. Ces pertes ne sont pas toutes faciles à déterminer, vu qu'on ne peut connaître exactement tous les phénomènes qui leur donnent naissance, et peuvent être réparties comme suit :

- les pertes dans le circuit électrique.
- les pertes dans le circuit magnétique.
- les pertes dans les parties mécaniques.
- les pertes supplémentaires.

Dans ce chapitre nous commençons par des généralités sur la machine asynchrone puis nous terminons par donner les différentes définitions des pertes qui y sont engendrées par leur fonctionnement.

I-2 Généralités sur la machine asynchrone

I-2-1 Définition et représentation de la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone est une machine électrique à courant alternatif, qui est connue également sous le nom de machine à induction, sans connexion entre le stator et le rotor, elle possède un rotor « en cage d'écureuil » est aussi connue sous le nom de machine à cage d'écureuil (**figure I-2**). Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de rotation du rotor est différente de celle du champ tournant statorique.

Elle est symbolisée comme suit :

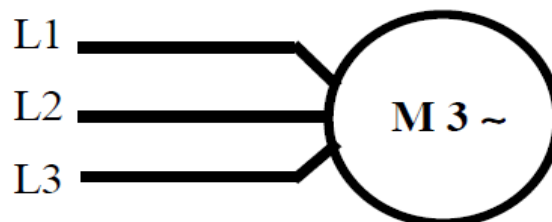


Figure I.1 : symbole de la machine asynchrone à cage d'écureuil

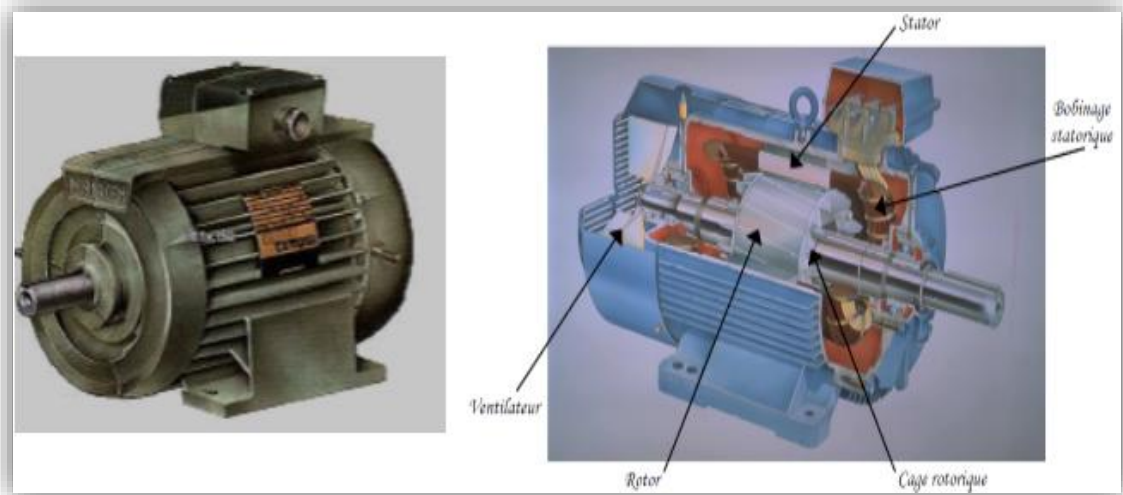


Figure I-2 : la machine asynchrone

I-2-2- Constitution d'un moteur asynchrone à cage

La figure ci-dessous montre les différents composants du moteur asynchrone à cage avec leurs nomenclatures :

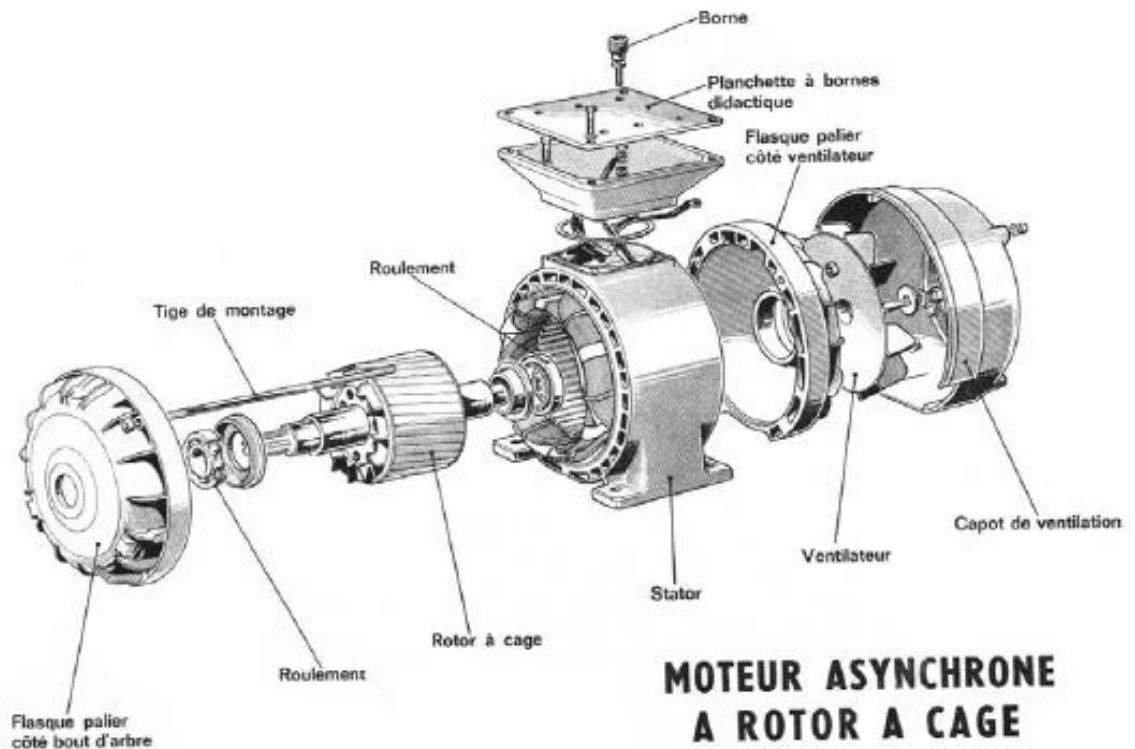


Figure I.3 : les différents composants d'un moteur asynchrone à cage

La machine asynchrone comprend essentiellement deux parties (**figure I.4**) :

- une partie fixe (stator)
- une partie mobile (rotor)



Figure I-4 : les deux parties essentielles de la MAS (rotor à gauche, stator à droite)

I.2.2.a) Le stator

Le stator d'un moteur asynchrone représente la partie fixe, il comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques isolées entre elles par oxydation ou par vernis qui constituent un cylindre creux, ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure.

L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage, généralement, triphasé le tout est trempé dans un vernis qui pénètre jusqu'au fond des encoches et imprègne le bobinage au complet (**figure I-4**)

Le stator d'une machine triphasée comporte 3 enroulements (6 bornes) et est constitué des composants suivants :

- De la carcasse
- Des paliers
- Des flasques
- Du ventilateur
- Le cache du ventilateur

I.2.2.b.) Le rotor

Le rotor est la partie mobile dans la machine, il se compose d'un cylindre de tôles feuilletées poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.2 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : Le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné. [4]

Dans notre cas on s'intéresse au rotor à cage d'écureuil (**figure I-4**). Ce rotor est formé de barres de cuivre ou d'aluminium nues conductrices du cylindre rotorique. Les barres sont situées dans les encoches et réunies à leurs deux extrémités par des anneaux conducteurs qui les court-circuitent (**figure I-5**)

Un rotor à cage d'écureuil peut toujours être considéré comme ayant un nombre de pôles égal au nombre de pôles du stator [5].

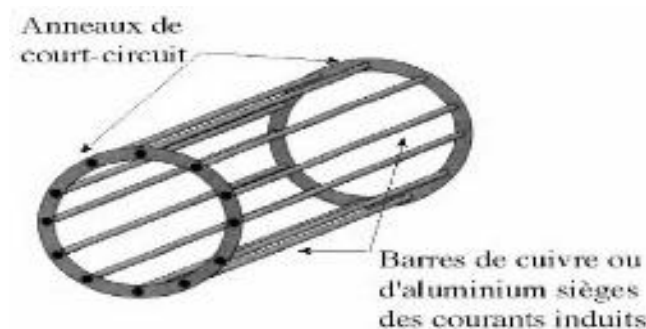


Figure I-5: la structure de la cage d'écureuil

I.2.3 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage est basé sur 3 principes de l'électrotechnique :

- Principe I : création d'un champ magnétique par un courant et qui est défini par la loi d'Ampère.
- Principe II : force exercée sur un fil parcouru par un courant placé dans un champ magnétique et qui est défini par la loi de Laplace.
- Principe III : déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique, induction d'une tension et qui est défini par la loi de l'induction électromagnétique de Faraday.

Le principe des moteurs à courant alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique. Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont en fonction du courant I .

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° électrique les unes des autres, trois champs magnétiques sont aussi créés. Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant. [4]

La figure ci-dessous montre le champ résultant :

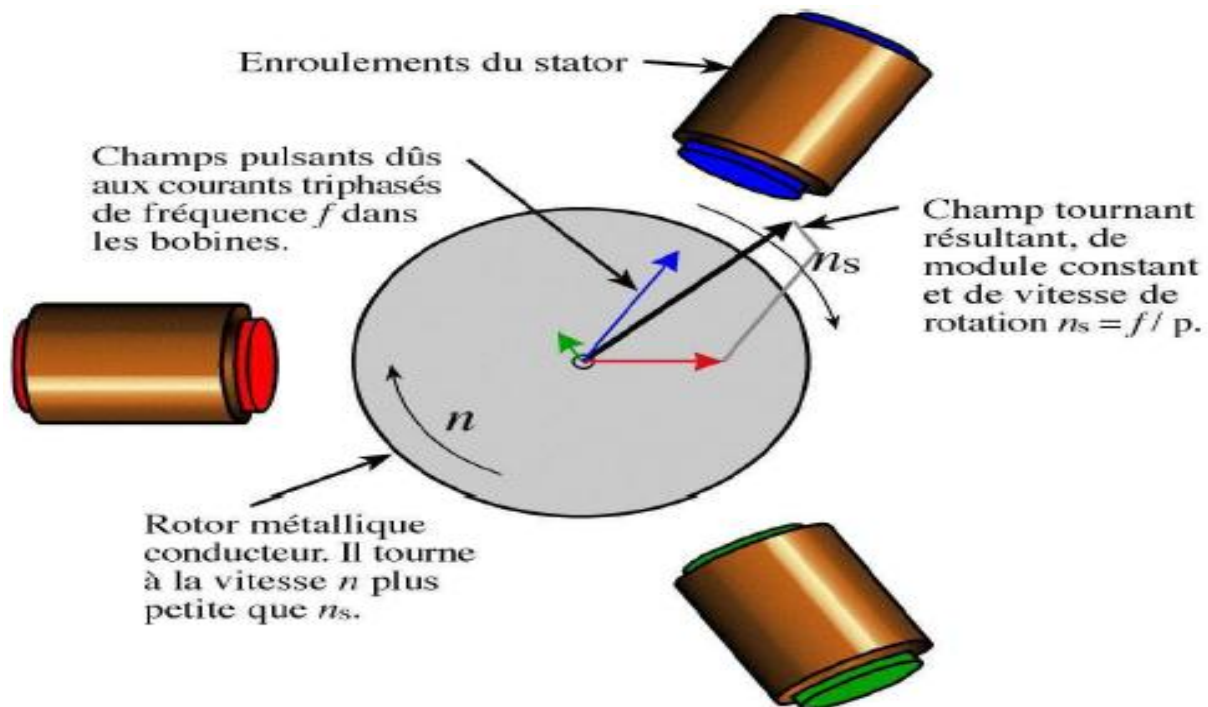


Figure I.6: champ magnétique résultant dans un MAS triphasé à cage.

Les trois enroulements statorique créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, son aiguille va tourner à cette vitesse de synchronisme N_s [tr/min].

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants d'induits. Des courants circulant dans les anneaux formés par la cage ; les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor.

D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier. Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, si non la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone. [6]

I.2.4 Le champ tournant

C'est la variation du flux magnétique créée par les courants statorique, et sa fréquence de rotation est imposée par la fréquence des courants du stator. C'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique.

La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme Ω_s [rad/s]. [7]

Elle est exprimé comme suit : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ [rad/s]

$$\text{Ou } \Omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

Ω_s : la vitesse angulaire de synchronisme [rad/s]

ω_s : Pulsation électrique synchrone du champ tournant [rad/s]

N_s : vitesse de synchronisme en [tr/min]

p : nombre de pair de pole

I.2.5 La vitesse de synchronisme

Sur les moteurs asynchrones, la vitesse de synchronisme dépend de la fréquence d'alimentation et du nombre de paires de pôles p constituant le stator [7] :

$$\Omega_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (\text{I-3})$$

Avec :

Ω_s : Vitesse de synchronisme [tr/min].

f : Fréquence [Hz].

p : Nombre de paires de pôles.

I.2.6 Le glissement

Il existe une différence de vitesse de rotation entre le champ tournant statorique et la vitesse mécanique du rotor. Cette différence s'appelle le glissement.

C'est la raison pour laquelle un moteur électrique fonctionnant suivant le principe que nous venons de décrire est appelé « moteur asynchrone ». La différence entre la vitesse de synchronisme et celle du rotor est appelée « glissement » et s'exprime en % de la vitesse de synchronisme. [7]

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \cdot 100 \quad (\text{I.4})$$

Avec :

g : glissement

Ω_s : La vitesse angulaire de synchronisme [rad/s]

Ω : La vitesse angulaire de la rotation du rotor [rad/s]

I.3 Le bilan de puissance et des pertes

Le bilan de puissance dans un moteurs asynchrone est reporté sur la figure ci-dessous (**figure I.7**). Le moteur asynchrone absorbe sur le réseau une puissance électrique active P_a . Une partie de cette puissance est dissipée par effet joule dans les enroulements du stator P_{js} . Par la suite, le champ magnétique génère les pertes dans le fer P_{fer} , par hystérésis et par courants de Foucault. Le reste de la puissance est transmise au rotor à travers l'entrefer. La majeure partie de cette puissance est alors utilisée pour produire une puissance électromagnétique P_{em} , tandis que la présence d'un courant induit dans l'enroulement du rotor provoque des pertes par effet joule P_{jr} .

La puissance électromagnétique fournie par le stator est responsable de la mise en mouvement du rotor, qui produit la puissance mécanique utile P_u qui sera par la suite transmise à la charge par le biais d'un arbre de transmission ou d'une courroie de distribution. Toutefois, dans le mouvement du rotor, une partie de la puissance mécanique totale P_m est perdue par divers mécanismes de frottement du rotor, c'est ce qu'on appelle les pertes rotationnelles P_{mec} [6].

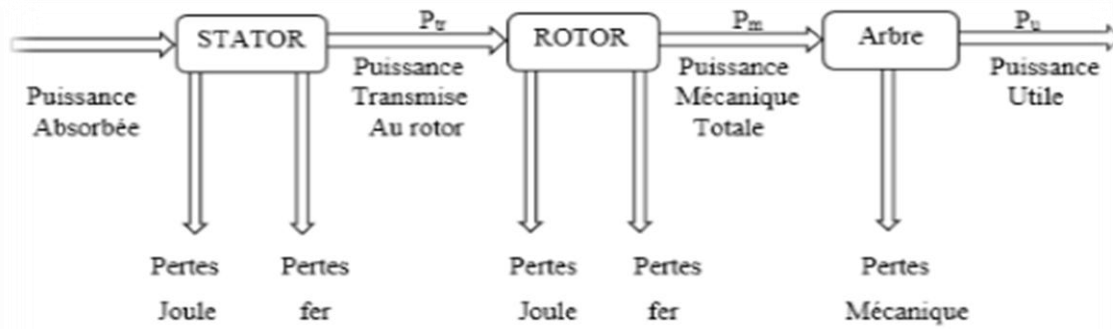


Figure I.7 : Diagramme énergétique d'un moteur asynchrone

I.3.1 Le bilan de puissance

Dans cette partie on va définir les différentes puissances générées dans la machine :

I.3.1.a) puissance électrique absorbée

La puissance absorbée par un moteur asynchrone est une puissance active électrique lorsque le moteur est connecté à un réseau triphasé, P_a vérifie la relation [6] :

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos\varphi \quad (\text{I.5})$$

Avec :

P_a : Puissance électrique absorbée [W]

U : la tension d'alimentation (composée) [V]

I : courant absorbée (composé) [A]

$\cos\varphi$: Facteur de puissance

I.3.1.b) la puissance transmise à travers l'entrefer

La puissance transmise au rotor à travers l'entrefer est la partie de la puissance absorbée qui n'est pas perdue dans les enroulements du stator et dans le fer elle est donnée comme suit [6] :

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

Avec :

P_{tr} : La puissance transmise à travers l'entrefer [W]

I.3.1.c) La puissance électromagnétique

La puissance électromagnétique P_{em} transmise au rotor est égale à : [6]

$$P_{em} = P_{tr} - P_{jr} = (1-g) \cdot P_{tr} \quad (\text{I.7})$$

I.3.1.d) La puissance mécanique

La puissance mécanique développée par le rotor est égale à la puissance électromagnétique que le stator lui fournit diminuée des pertes fer et des pertes joule au rotor [6].

$$P_m = P_{em} - P_{ferR} - P_{jr} \quad (\text{I.8})$$

Avec : P_m : la puissance mécanique [w]

P_{ferR} : Pertes fer au rotor [w]

I.3.1.e) La puissance utile

De la puissance mécanique on soustrait les pertes mécaniques P_{mec} pour arriver à la puissance utile.

$$P_u = P_m - P_{mec} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

P_u : La puissance utile [w]

P_{mec} : Les pertes mécaniques [w]

I.3.2 Définition des différentes pertes dans une machine asynchrone à cage

I.3.2.1 Les pertes dans le circuit électrique

Ce sont des pertes par effet joule dans toutes les parties conductrices d'une machine asynchrone traversée par des courants (enroulement statorique et cage d'écureuil), elles peuvent être obtenues précisément par des calculs théoriques connaissant la résistance et le courant ou par des essais pratiques, et qui sont [4] :

- Les pertes par effet Joule dans le stator.
- Les pertes par effet Joule dans le rotor.

I.3.2.2 Les pertes dans le circuit magnétique

Ce sont principalement des pertes fer qui se produit en raison des pulsations des fréquences d'alimentation du flux principal dans le circuit magnétique du stator. Induisant ainsi des pertes par hystérésis et pertes par courant de Foucault. Les pertes fer au rotor sont négligeables à cause de la faible fréquence des courant rotorique [8].

I.3.2.2.a) Pertes par hystérésis

L'hystérésis : du grec HUSTEREIN veut dire retard à l'aimantation et la désaimantation d'un métal (Aluminium).

Les pertes par hystérésis P_{hy} sont liées à l'existence d'un frottement de particule dues aux changements continuels du sens de l'aimantation. Ces pertes augmentent avec la fréquence et avec la surface du circuit magnétique [6].

Les pertes par hystérésis résultent des transformations de l'organisation de la matière sous l'effet de la variation en intensité et en direction du champ magnétique appliqué.

Ces pertes sont en fonction du volume et du nombre de fois que le cycle est parcouru par unité de temps. Elles sont aussi en fonction du matériau utilisé et de la densité maximale du flux [4].

La relation qui nous permet de les calculer est la suivante :

$$P_{hys} = K_h f B_{max}^2 \quad (\text{I.10})$$

P_{hys} : Pertes par hystérésis [w]

K_h : Coefficient des pertes par hystérésis

B_{max} : Induction maximum dans l'entrefer [Tesla]

f : fréquence [Hertz]

I.3.2.2.b) Les pertes par courant de Foucault

Le flux alternatif Φ à travers un circuit magnétique, crée dans ce dernière et dans toute masse métallique des courants induits appelés courants de Foucault (**figure I.8**) qui entraîne l'échauffement du circuit magnétique. Ces pertes d'énergie P_f dépendent de la nature du matériau, et de son volume, de la fréquence f et de l'intensité magnétique B. [6]

Pour limiter ces pertes, on feuillette le circuit magnétique.

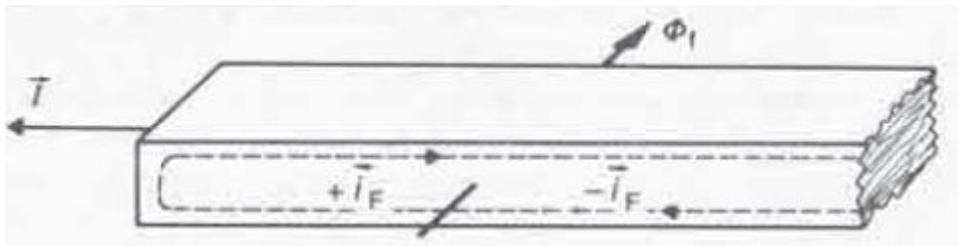


Figure I.8 : circulation des courants de Foucault dans une masse métallique

On peut les calculer en utilisant l'expression suivante :

$$P_F = K_f (e \cdot B_{max})^2 \quad (\text{I.11})$$

P_F : Perte fer par courant de Foucault.

K_f : Coefficient caractéristique de la tôle.

e : épaisseur de la tôle [m].

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

f : fréquence à champ tournant résultant [Hz].

I.3.2.3 Les pertes dans les parties mécaniques

Les pertes mécaniques dans une machines asynchrone se composent :

- Du frottement dans les paliers, frottement du support ou des roulements à billes au déplacement de l'acier par la partie mobile solide/solide
- Du frottement de l'air sur le rotor et sur les ventilateurs ; frottement solide/fluide

Les frottements solide/solide sont proportionnels à la vitesse relative entre les pièces en mouvement alors que les frottements solide/fluide sont proportionnels au carré de cette vitesse. [6]

Alors on peut déduire que les pertes mécaniques ne sont fonction que de la vitesse de rotation de la machine.

$$P_{mec} = f(\Omega)$$

Donc les pertes mécanique sont constitués de pertes frottement (roulement-arbre de la machine) et par ventilation.

Le refroidissement dans une machine électrique est assuré par un ventilateur monté au bout de son arbre. La puissance absorbée par ce ventilateur représente les pertes par ventilation [6].

Ces pertes sont dues au frottement de l'arbre sur les paliers et à la résistance de l'air au mouvement du rotor, et ne dépendent que de la vitesse.

En réalité impossible de séparer les pertes par frottement et ventilation. Cependant, en basse vitesse les pertes par ventilation associées à la rotation sont faibles et les pertes par frottement sont estimées.

Donc les pertes mécaniques peuvent être exprimées par la relation suivante :

$$P_{mec} = K_t (n_1/10)^2 (D_{1ext} \cdot 10^{-3})^4 \quad [W] \quad (I.12)$$

Avec :

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

$$2P \geq 4 \quad K_t = 1,3(1 - D_{1ext}) ; \text{ pour } 0,1m \leq D_{1ex} \leq 0,5m$$

$$2P = 2 \quad K_t = 1$$

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

n_1 : vitesse de rotation synchrone [tr/min].

I.3.3 Les pertes supplémentaires

Ce sont des pertes dues à tous les phénomènes parasites, en particulier celles correspondant aux flux de fuites, à la fréquence fondamentale et harmonique.

I.3.3.1 Les pertes fer supplémentaire

C'est la somme des pertes à la surface du rotor, et les pertes harmoniques du flux dans les dents rotorique et statorique.

I.3.3.1.a) pertes fer supplémentaires dues aux pulsations dans les dents :

Ce sont les pertes créés dans les dents du rotor par les variations périodique de l'induction dues au passage des dents statorique. On trouve aussi des pertes analogues qui sont créés dans les dents du stator par le passage des dents rotoriques, elles n'existent que dans les machines à stator et à rotor denté [9].

I.3.3.2 pertes supplémentaires dans le circuit électrique

Les conducteurs logés dans les encoches sont soumis aux flux qui modifient la densité du courant en charge par création des courants de Foucault. Ils provoquent ainsi une augmentation de la résistance des conducteurs (**effet de peau**), donc une augmentation des pertes par effet joule. Pour réduire ces pertes il faut diminuer les diamètres des conducteur en les subdivisant en brins élémentaires isolés les uns des autres [15]

D'autres pertes apparaissent à cause des discontinuités géométriques de la machine au niveau de l'entrefer. Ainsi des fuites de flux harmoniques de phase et d'encoches apparaissent et engendrent des pertes dans les conducteurs rotorique des machines asynchrones dont l'entrefer est particulièrement faible.

I.3.3.2.a) pertes dues au flux de fuite d'encoche :

Lorsque le nombre d'encoches par phases soit fini, il entraine une distribution non sinusoïdale de la f.é.m. dans l'entrefer. De ce fait, un flux de fuite d'encoche ou flux différentiel ou encore flux zigzag [12].Apparait et engendre des pertes qui sont déterminées par l'expression suivante :

$$P_{de} = m_1 I_1^2 r' K_i K_{di} \quad (\text{I.13})$$

m_1 : nombre de phase au stator

I_1 : courant d'une phase au stator

r' : résistance d'une phase rotorique ramenée au stator, à la température de fonctionnement

K_i : Coefficient d'augmentation des pertes dues à l'effet de peau

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

I.3.3.2.b) pertes dues au flux de fuite de phase

Le fait que le nombre de phase soit fini entraîne une distribution non sinusoïdale de la f.é.m. dans l'entrefer. Un flux de fuite de phases apparaît, celui-ci engendre des pertes non négligeables.

I.3.3.3 pertes supplémentaire dans le circuit magnétique

Il existe des pertes dues aux variations de l'induction dont la fréquence est beaucoup plus élevée. Elles sont produites par les discontinuités de la machine [15]

I.4 Répartition des différentes pertes dans la machine asynchrone

Les différentes pertes dans une machine asynchrone son représenté dans le schéma de la (figure I.9).

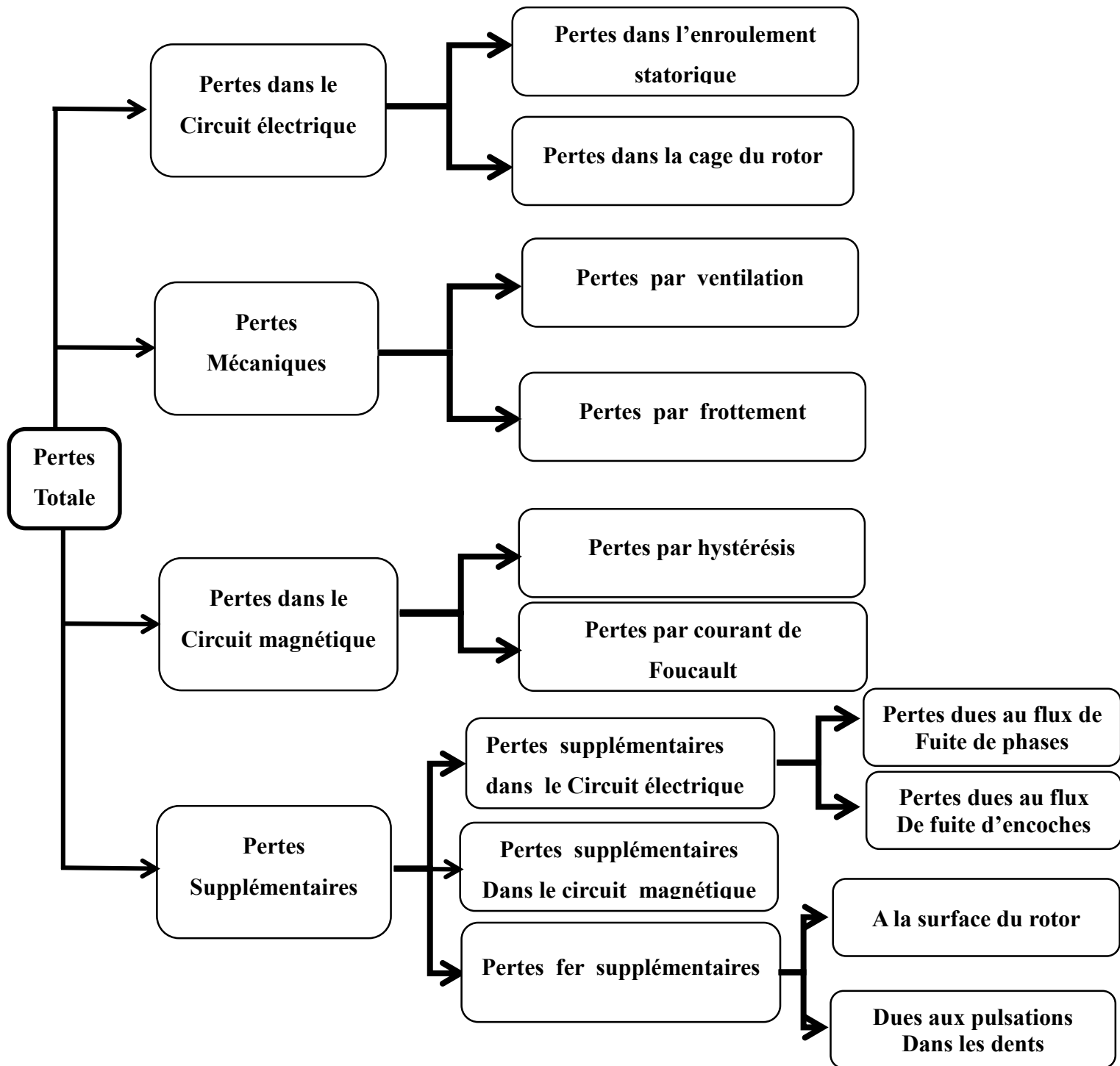


Figure I-9 : schéma des différentes pertes dans la machine asynchrone

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a décrit les différentes parties qui constituent la machine asynchrone à cage, en suite on a défini les différentes pertes dans ces parties lors de son fonctionnement.

Dans la suite de ce mémoire, on s'intéressera seulement aux pertes fer dans la machine asynchrone à cage, cela on exploite quelques méthodes utiliser pour les estimées.

Chapitre II

Etude et modélisation
d'une machines
asynchrone à cage par la
méthode éléments finis

II.1 Introduction

L'étude de tout système physique (MAS à cage) nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet d'étudier le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

L'objectif de toute démarche est d'affiner le modèle en analysant avec précision les phénomènes électriques et magnétiques qui s'y produisent. En effet, cette méthode de modélisation est adéquate et permet de décrire le comportement de la machine et joue un rôle important dans la capitalisation des connaissances sur son état, et pour cette étude on se sert de la méthode éléments finis pour la résolution du système avec un logiciel appelé **FEMM**. L'objectif de ce chapitre est d'extraire les inductions magnétiques dans les différentes régions de la machine pour les exploiter dans les prochains chapitres de calcul des pertes fer. [14]

II-2 Etablir les modèle d'étude de la machine

L'étude de tous système exige à définir le problème d'étude (magnétique, électrostatique,...) et le plans d'étude et les déférentes régions de la machine.

Notre problème est magnétique en 2D qui consiste à définir et comprendre le fonctionnement et les comportements des matériaux utilisées pour la fabrication de la machine. Pour la définition des régions de la machine on se servira des équations de Maxwell en 2D.

Les systèmes étudiés lors de cette simulation fonctionnent à vide, ce qui permet de se placer dans les conditions des régimes quasi stationnaires.

Dans ce cas, les répartitions temporelles du champ magnétique en régime continue peuvent être exprimées à l'aide des équations de Maxwell :

$$\begin{aligned} \overline{rot} \vec{E} &= - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \overline{rot} \vec{H} &= \vec{j} \\ \text{div} \vec{B} &= 0 \\ \text{div} \vec{D} &= 0 \end{aligned} \tag{II.1}$$

À ces équations il faut ajouter les relations matérielles du milieu qui lient \vec{B} et \vec{H} ainsi que \vec{j} et \vec{E}

II-2-1 Les lois de comportement des milieux**II-2-1-a Le cas du vide**

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (\text{II.2})$$

II-2-1-b Les milieux conducteurs : la loi d'ohm

On appelle conducteur tout milieu possédant des charges électriques capables de se déplacer à l'échelle macroscopique sous l'effet d'un champ électrique.

Quand un tel milieu est soumis à un champ électrique, les charges électriques (électrons libres dans les métaux) se mettent en mouvement, créant un courant électrique. [13]

Dans les milieux homogènes et isotropes, on admet :

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{II.3})$$

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

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

II-2-2 Comportement magnétique des matériaux

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

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \quad (\text{II.4})$$

Où \vec{M} est le vecteur intensité d'aimantation (A/m).

II-2-3 Comportement diélectrique des matériaux

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{II.5})$$

Avec

:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$$

ε_0 ($F \cdot m^{-1}$) Permittivité électrique du vide.

ε_r Permittivité électrique relative du milieu.

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

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

Et

$$\varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot c^2 = 1$$

Où [C] est la vitesse de la lumière dans le vide, soit

$$C \approx 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$$

$$\text{Donc : } \varepsilon_0 \approx \frac{1}{36\pi} 10^{-9} \frac{F}{m} \quad [13]$$

Les équations [II.1] et [II.2] sont, en générale combinées et transformées afin d'obtenir une équation à variable unique, en employant classiquement les formulations potentiels qui utilisent \vec{A} ou Ω

II-3 Les formulations potentiels

II-3-1 Potentiel vecteur \vec{A}

La conservation de l'induction permet d'écrire que le champ d'induction \vec{B} dérive d'un potentiel vecteur \vec{A} par la relation :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (II.6)$$

Puis en combinant les équations pour ne conserver que la variable \vec{A} . On obtient l'équation [II.7]

Où \vec{J}_s représente les courantes sources.

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (II.7)$$

Pour l'unicité de la solution il est nécessaire de définir jauge, on rajoute par exemple la condition $\text{div}(\vec{A})=0$. dans le cas à deux dimension \vec{A} ne possède qu'une seul composante suivant la direction perpendiculaire au plan de travail. L'équation différentielle à résoudre est celle de l'équation [14] :

$$-\text{div} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \overrightarrow{grad} \vec{A} \right) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (II.8)$$

II-3-2 Potentiel scalaire Ω

Dans les milieux non conducteurs ($\vec{J}=0$), l'équation de Maxwell qui lie \vec{H} et \vec{J} présente la propriété suivante :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H}=0 \quad (\text{II.9})$$

On définit alors un potentiel scalaire :

$$\vec{H} = - \overrightarrow{\text{grad}} \Omega \quad (\text{II.10})$$

Et on ajoutant le cas de présence des sources connues ce qui donne :

$$\text{div} (\mu. (\vec{H}_i - \overrightarrow{\text{grad}} \Omega)) = 0 \quad (\text{II.11})$$

Avec :

H_i : Champ due aux sources connues qu'on peut calculer avec la formule de Biot et Savart

$H_x = -\overrightarrow{\text{grad}} \Omega$ qui la partie irrotationnelle de \vec{H}

\vec{A} Et Ω sont deux potentiels couramment utilisés dans ce type de problème, mais on peut définir aussi d'autre variable afin d'obtenir une équation différentielle du système. Le problème se résume à la résolution d'une ou plusieurs équations de la forme :

$$L(u) + f = 0 \quad (\text{II.12})$$

Où L est une application différentielle, u et f les fonctions d'espace et du temps. [14]

II-4 Méthodes de résolution

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

II-4-1 Méthodes analytiques

Ce sont les premières méthodes utilisées. Elles sont d'emploi restreint à des géométries simples dans une approche unidimensionnelle, ou quelque fois dans des problèmes bidimensionnels.

La méthode analytique la plus puissante et la plus couramment utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles est la méthode de séparation des variables. Le

principe de cette méthode consiste à mettre l'inconnue sous forme d'un produit des fonctions, dont chacune ne dépend que d'une seule variable [14].

II-4-2 Méthode élément finis

La méthode des éléments finis présentée au chapitre peut être programmée en utilisant des logiciels comme MATLAB, Maple ou Fortran. La programmation de la méthode nécessitera un temps considérable au détriment de son exploitation dans la conception des machines asynchrones à cage d'écureuil.

Pour cela, les calculs dans ce travail, sont effectués à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM (Finite Element Method Magnetics).

La méthode des éléments finis peut être définie comme une méthode d'approximation des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physiques et leurs conditions aux limites.

Le principe bien connu de la méthode est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments puis de résoudre localement, dans chacun de ceux-ci, les équations associées à la formulation retenue.

Le domaine d'étude est subdivisé en petits éléments de forme triangulaire, chaque triangle est repéré par ses trois sommets, cette subdivision exclusivement triangulaire du première ordre à l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet un numérotage systématique des points à l'aide d'algorithmes simples. Dans chaque élément (**Figure II.1**), le potentiel vecteur magnétique est approché par un polynôme du premier degré en x et y sous la forme : [13]

$$A(x, y, t) = a_1 + a_2x + a_3y$$

Où a_1 , a_2 et a_3 sont des coefficients qui dépendent des coordonnées des sommets du triangle et des potentiels correspondants.

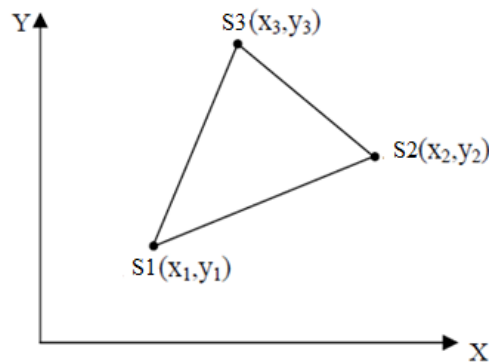


Figure II.1 : Elément fini triangulaire à 3 nœuds.

Comme tous les logiciels d'éléments finis en deux dimensions, FEMM s'articule sur trois axes appelés "préprocesseur", "processeur" et "post processeur".

Dans le but de faciliter l'étude de la machine asynchrone à cage d'écureuil, nous avons travaillé directement sur le logiciel sans élaborer un autre logiciel pour la programmation. [14]

- Dessiner la structure de la machine à étudier.
- Garnir les matériaux utilisés (le matériau ferromagnétique, courants, entrefer, etc...).
- Maillage de la structure (domaine d'étude).
- Résolution du système d'équations.
- Calcul du champ magnétique et des performances électromagnétiques.

Préprocesseur

Cet élément permet de définir la machine à étudier à savoir : [14]

- Dessiner la géométrie de la machine avec des arcs ou des segments de droite.
- Définition du problème, à savoir la nature du problème à résoudre (la fréquence, l'unité des grandeurs géométriques, la précision du calcul). Nous pouvons également définir la finesse du maillage.
- Introduction des caractéristiques des différentes régions géométriques de la structure (propriétés magnétiques des matériaux).
- Définition des circuits de la structure. Cette partie nous donne aussi la possibilité d'introduire le nombre de spires dans les bobinages ainsi que la valeur des courants.
- Introduction des conditions aux limites.
- des courbes de saturation dans le cas où elle est prise en compte.

Le processeur

Cet élément effectue la résolution du problème défini sur chaque élément de maillage en effectuant des itérations jusqu'à atteindre la précision imposée au préprocesseur (le cas non linéaire). En régime linéaire, la résolution du système d'équations s'effectue en une seule itération par une méthode directe. En chaque élément, le potentiel vecteur est déterminé et à partir de là, les autres grandeurs sont déduites. [14]

Le post-processeur

Une fois les résultats sont déterminés par le processeur, le post-processeur nous permet de les visualiser et récupérer les valeurs des grandeurs désirées (les flux d'encoches, les valeurs de l'énergie, couples) sous forme de fichiers numériques.

II-4-2-1) Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis

1) Avantages

- Adaptation aux géométries complexes.
- Prise en compte des non linéarités accrues.

2) Inconvénients

- Mise en œuvre relativement difficile.
- Prise en considération de domaines infinis.
- Présence de singularités dans le domaine d'étude.
- Temps de calcul relativement important.

II-5- Classement des lois de comportement

Les lois constitutives des matériaux magnétique sont complexe, ils sont à la fois non linéaire, anisotrope, et dissipative, il est nécessaire de disposer d'un modèle de comportement de ces matériaux pour réaliser leur modélisation, elles sont classées selon leur degré de simplification en trois catégories : [13]

- Linéaire
- Non linéaire
- Hystérétique

Dans notre travail on s'est résumé sur la loi linéaire et non linéaire qui sont des lois réversible et qui sont défini comme suite :

II-5-1 Loi linéaire

Il s'agit de la loi la plus simple. Dans ce cas les champs B et H sont toujours colinéaires et proportionnels. Le rapport de proportionnalité est souvent exprimé par rapport à μ_0 ce qui correspond alors à la perméabilité relative du matériau. [14]

$$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \mathbf{H} \quad (\text{II.13})$$

Cette loi est utilisée essentiellement dans deux contextes bien caractéristiques: soit en première approximation dans des problèmes où la précision n'est pas un élément critique là on ne tenant pas compte de la saturation.

Soit sur une plage de champ si restreinte, que la loi réelle devient effectivement linéaire.

II-5-2 Loi non linéaire

Il s'agit d'une loi dans laquelle les champs B et H sont toujours colinéaires, mais dont les intensités sont liées par l'intermédiaire de la courbe de saturation. C'est la loi la plus couramment utilisée dans les problèmes électrotechniques, et plus particulièrement dans des outils de calcul ou de simulation de structures électromagnétiques, et elle tient bien compte de la saturation. [14]

II-6 Conception de la géométrie de la machine

II-6-1 Présentation de la structure étudiée

La machine concernée est la machine asynchrone à cage d'Ecueille à puissance, 2.2 KW, ses données géométriques et les étapes de construction sont résumées dans (**l'annexe A et Annexe F**)

Son rayon extérieur est de 153 mm et sa longueur axiale est de 192 mm Elle possède deux paires de pôles. La coupe transversale de la (**Figure II.2**) montre les différentes parties de la machine. Celle-ci est constituée de:

- Un stator cylindrique en ferromagnétiques à 36 encoches, comportant un enroulement triphasé à une seule couche.
- Un rotor en fer composé de 28 barres en aluminium, 1100.
- Arbre en acier.

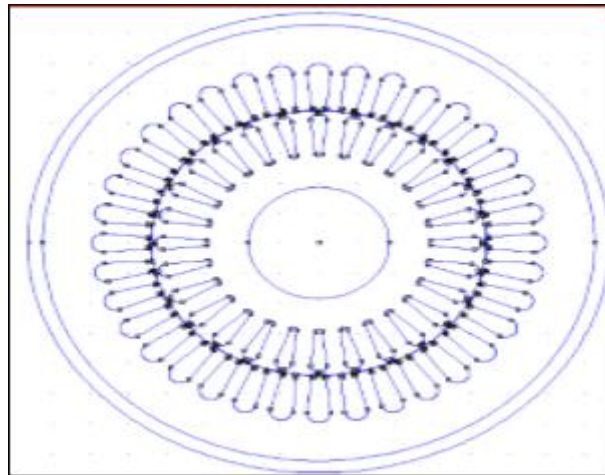


Figure II.2 : géométrie de la machine

II-6-2 Condition aux limites

Généralement, on rencontre deux types de conditions aux limites: [13]

II-6-2-a. Condition de Dirichlet

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

- **Dirichlet homogène**

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

- **Dirichlet non homogène**

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

II-6-2-b Condition de Neumann

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

- **Neumann homogène**

La dérivé par rapport à la normal de l'inconnu est nulle: $\frac{\delta A}{\delta n} = 0$.

\vec{n} : Vecteur normale a la limite.

Ce qui signifie que les lignes iso-valeurs de l'inconnu sont perpendiculaires à la limite.

- Neumann non homogène

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

Dans notre cas on a appliqué que des conditions de Dirichlet.

II-6-2-1 Distribution du bobinage simple couche

La machine étudiée présente un bobinage simple couche dont la matrice de connexion entre les 3 phases du stator et les encoches sur les 4 pôles est donnée par :

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Pour l'alimentation on a utilisé la méthode du circuit magnétique, en injectant directement des courants dans les encoches en fonction du nombre de brin, on peut visualiser les étapes de cette méthode dans (l'annexe d).

II-6-3 Le maillage

Le tracé de la géométrie d'étude a été réalisé à l'aide du logiciel libre F.E.M.M (Finite Element Method Magnetics) version 4.2; ce logiciel est doté d'une interface de dessin conviviale et permet d'effectuer des maillages automatiques (**Figure II.3**) et génère des fichiers de données des maillages accessibles aux utilisateurs.

L'utilisation de l'interface devient difficile lorsque la structure à tracer est complexe; cependant ce logiciel offre une solution robuste qui est l'exécution des programmes écrit sous le logiciel MATLAB OU Lua. [14]

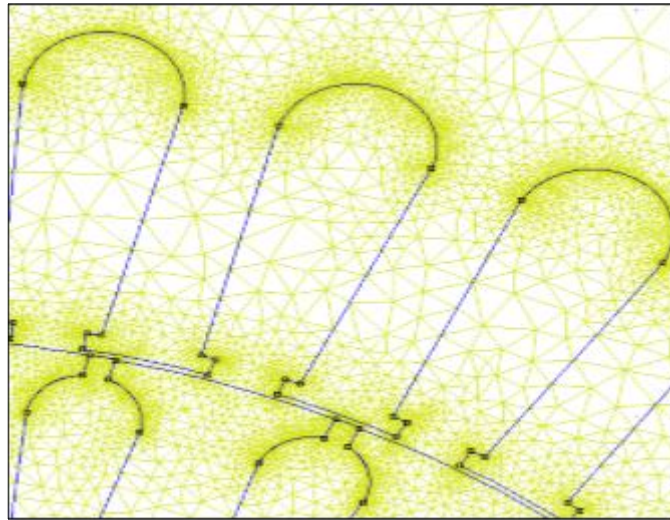


Figure II.3: Vue en coupe de la machine représentant le maillage par éléments finis triangulaires.

Une fois le système issu du maillage, garnissage et assemblage est résolu, les potentiels aux nœuds, obtenus, sont utilisés pour calculer les composantes de l'induction magnétique et les performances électromagnétiques. Ceci nous permet de déterminer l'énergie magnétique W de la structure étudiée à partir de la somme des énergies élémentaires (W_e) dans chaque triangle, ainsi que le couple électromagnétique et la force électromotrice. (**Annexe A**)

Le calcul de ces grandeurs globales est effectué pour chaque valeur du glissement qui simule la position du rotor par rapport au stator qui est fixe. Le maillage complet comporte **179585** nœuds et **358812** éléments avec une précision de calcul de **1.0e-08**.

Pour notre cas la simulation est faite au régime instantané à vide ($g=0$).

II-7- Exploitation des résultats de la machine

La résolution du système d'équation issu de la discrétisation par éléments finis permet de calculer le potentiel vecteur en chaque nœud du maillage. Dans cette partie, nous allons étudier la machine dans le cas de fonctionnement à vide.

II-7-1 Etude du Fonctionnement à vide ($g=0$)

II-7-1-1- La répartition des lignes de champ

Les lignes du champ sont représentées sur la (**Figure II.4**), en fonctionnement à vide. Les lignes du champ magnétique dans la machine pénètrent profondément dans le rotor, on voit que

leurs propagations atteignent même l'acier de l'arbre du rotor pour une perméabilité constante et faible par rapport au fer.

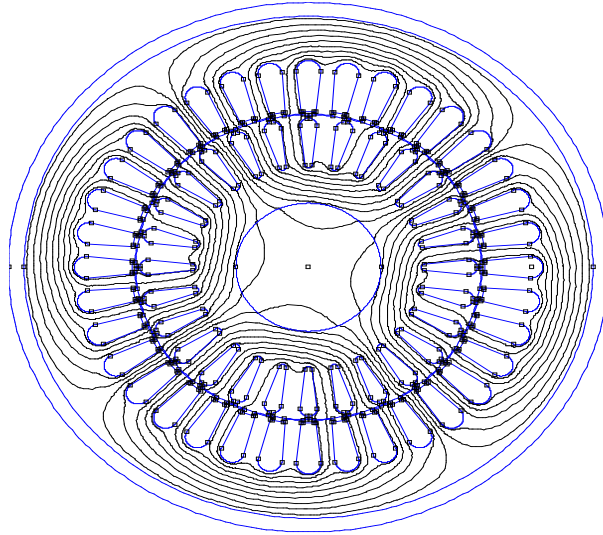


Figure II.4 : répartition des lignes de champ dans la machine à vide

II-7-1-2 La densité de flux magnétique

A partir des potentiels aux nœuds, et en exploitant la relation (II.6), les composantes radiales et tangentielles de l'induction magnétique en tout point de la machine sont calculées. Il est à noter que dans la méthode des éléments finis, la densité de flux est constante dans chaque élément (triangle).

Le module de l'induction magnétique est représenté sur la (Figure II.5) ou nous pouvons voir en exploitant la légende que l'induction atteint 1.71 T dans les dents statorique et 1.44 T en certains point dans le stator et dans le rotor, et encore on voit que dans certaine région de la machine comme les extrémités des encoche et les extrémités des têtes des dents elle peut atteindre des valeurs supérieur à la valeur maximale donnée sur l'échelle de la dégradation d'induction magnétique.

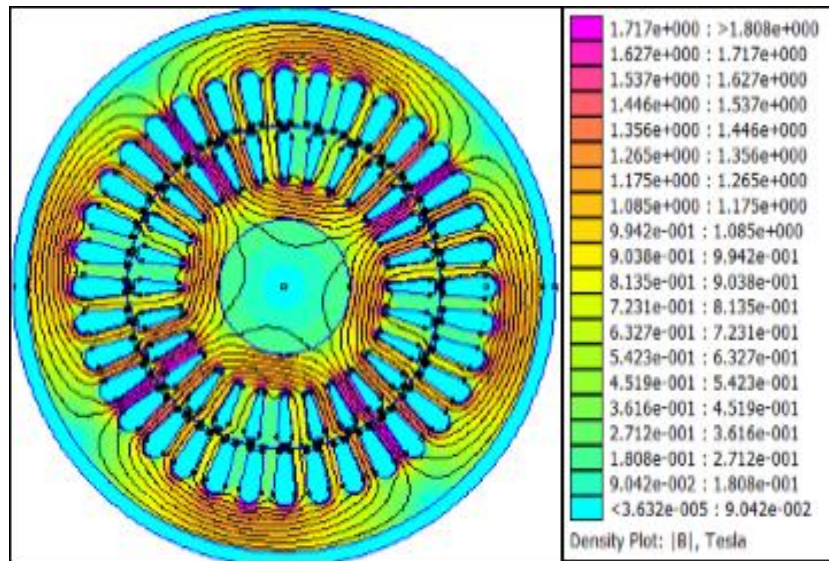
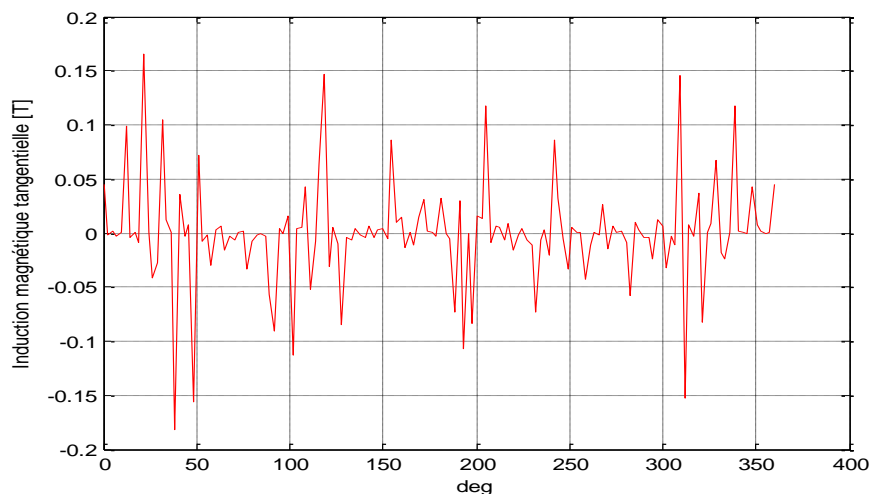


Figure II.5 : lignes de champ et la densité du flux magnétique à vide « $g=0$ ».

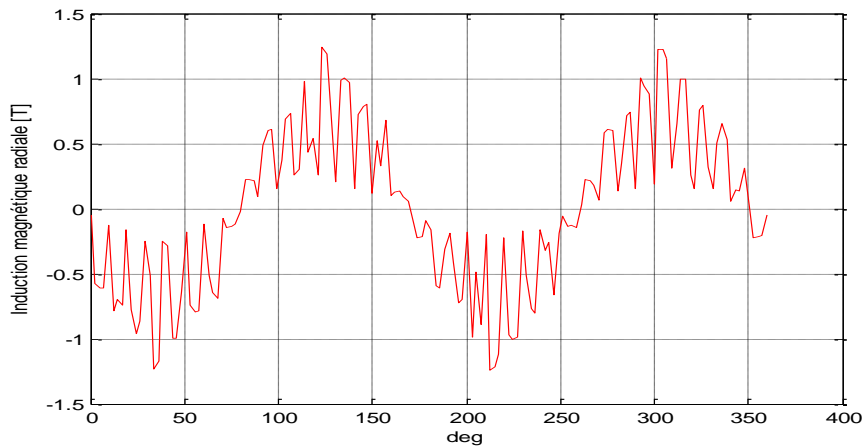
II-7-1-3 Distribution de l'induction dans l'entrefer

Le calcul du champ magnétique permet de déterminer les allures de l'induction radiale et tangentielle à vide dans l'entrefer.

La répartition de l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer est illustrée sur la **Figure II.6**. C'est cette induction avec la rotation du rotor qui permet de créer une F.é.m. induite au niveau du bobinage statorique. La valeur maximale de l'induction radiale atteint les 1.22 T.



(a)



(b)

Figure III.6: Inductions tangentielle (a) et radiale (b) au milieu de l'entrefer
« machine à vide $g=0$ ».

II-7-1-4 effet de la saturation sur le fer dans le stator et le rotor

Dans cette partie nous allons étudier le comportement des matériaux de la machine qui fonctionne à vide en deux cas différent, pour le premier cas on utilise la loi linéaire du fer, pour le deuxième cas on utilise la loi non linéaire du fer pour la relation B-H.

Généralement, la plupart des modèles de la machine asynchrone négligent la saturation magnétique des parties ferromagnétique, en la considérant comme hypothèse simplificatrice. Seulement, la saturation reste un phénomène très important dans le comportement électromagnétique de la machine asynchrone d'où elle injecte des composantes fréquentielles dans le spectre du courant statorique, et laisse apparaître certains harmoniques liés à la saturation et qui ont un effet direct sur le développement de l'induction magnétique. [15]

Alors, dans le but de vérifier quelle est l'importance de la considération du phénomène de la saturation magnétique, deux modèles ont été réalisés pour la machine asynchrone à vide :

- **Modèle linéaire (sans le phénomène de saturation magnétique):** dans ce cas, la courbe B(H) pour le fer est choisie comme «linéaire». Elle est caractérisée par la perméabilité magnétique relative de 350.
- **Modèle non-linéaire (avec le phénomène de saturation magnétique):** le matériau des parties ferromagnétique est caractérisé par la courbe B(H) de la **figure II.7**, et la

(Figure II.8) montre la répartition des lignes du champ et de l'induction magnétique dans la machine. [15]

Le diagramme $B-H$, appelé aussi courbe d'aimantation, est la courbe de réponse de matériaux magnétiques. La simplicité de l'équation $B = \mu H$ n'est qu'apparente. En fait, cette relation n'est pas linéaire puisque la perméabilité μ dépend de H , d'où la nécessité d'une représentation de la fonction $B(H)$. La non linéarité des matériaux magnétiques ne rend pas leur utilisation particulièrement aisée. Par contre, elle permet la réalisation de certains dispositifs intéressants, tels que les registres à bulles magnétiques, la mémoire magnétiques, etc... [15]

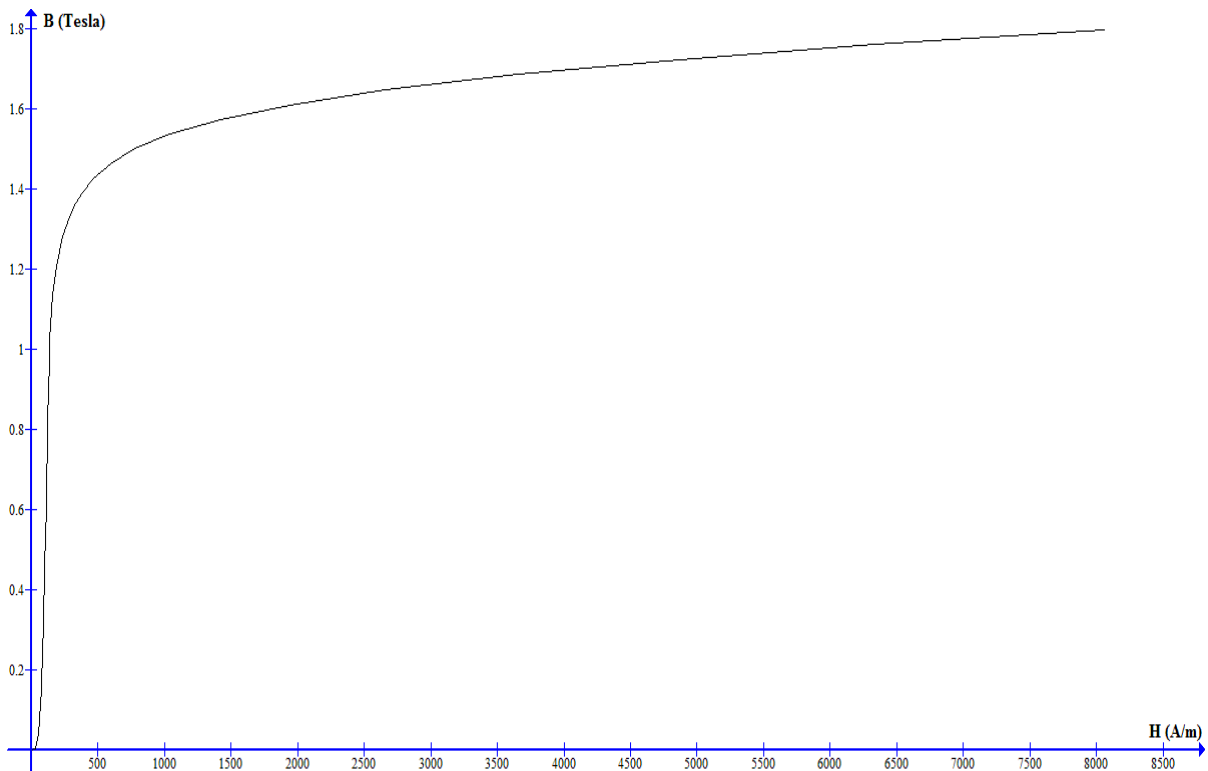


Figure II.7 : La relation non linéaire entre B-H

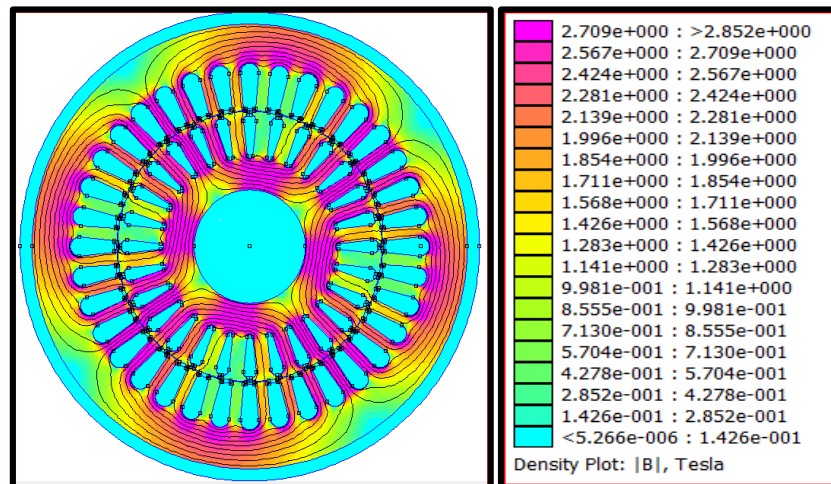


Figure II.8 : Lignes de champ et densité du flux magnétique à vide (cas non linéaire).

Si on compare les résultats des deux lois linéaire et non linéaire du fer (Figure II.9), on remarque que dans la première où on ne tient pas compte de la saturation du matériau que la forme de l'induction est sinusoïdale et que les lignes du champ pénètrent l'arbre du rotor (figure II.5) et on trouve que la densité d'induction magnétique est moins intense par rapport au deuxième cas où on tient compte de la saturation, l'intensité d'induction et du champ est importante et ils sont liés par l'intermédiaire de la courbe de saturation ou apparaissent au niveau des dents statorique et dans quelques régions de la culasse. Les lignes de champ et d'induction sont bien canalisées dans le rotor sans pénétration de l'arbre.

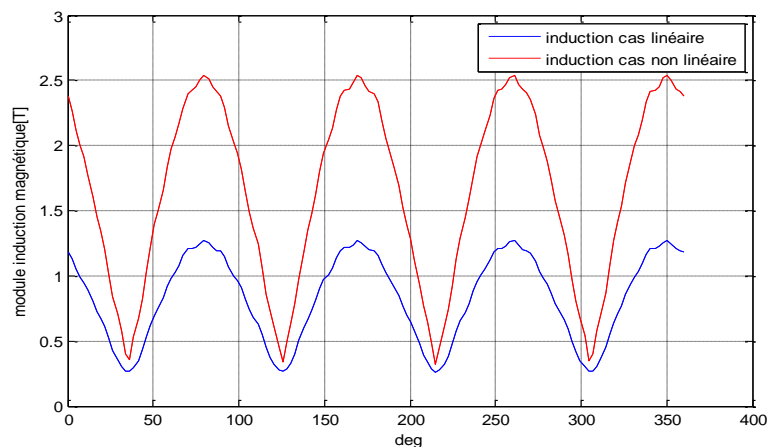


Figure II.9. Inductions magnétique de la machine dans cas linéaire et non linéaire du fer

II-7-1-5 La densité des courants

On constate dans la Figure II.10 que la densité de courant dans les barres du rotor à vide est très faible (presque nulle) et par conséquent les lignes de flux pénètrent profondément dans le rotor.

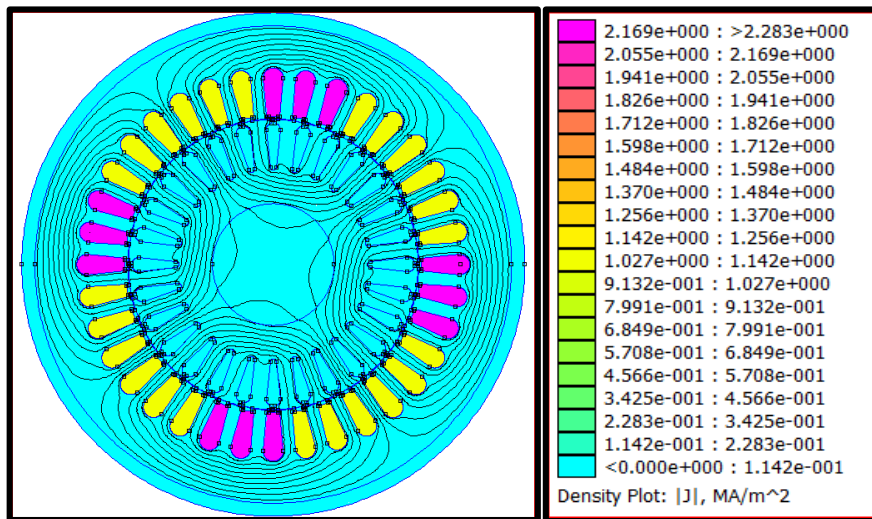


Figure II.10: La distribution de la densité des courants.

« Machine à vide $g=0$ »

II-8 Conclusion

Il existe principalement, deux approches différentes pour l'étude de la machine asynchrone: le schéma équivalent et la méthode des éléments finis. Nous on est opté à se servir de la méthode des éléments finis (M. E. F.) qui est plus précise car elle permet de prendre en compte des phénomènes complexes tels que la saturation dans la machine.

En plus, dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation électromagnétique de la machine asynchrone à cage en utilisant la méthode des éléments finis.

Cette méthode qui prend en considération les paramètres géométriques et physique de la machine permet de déterminer la distribution du champ magnétique et les valeurs des inductions dans toute la machine. L'exploitation des résultats dans chapitre tel que l'induction dans les différentes parties du circuit magnétique permettre par la suite de déterminer les pertes fer.

Chapitre III

**Calcul des pertes fer dans
un moteur asynchrone à
cage par la méthode de
dimensionnement**

III-1 Introduction

Comme nous avons déjà parlé à propos de la machine asynchrone, le passage du courant et le mouvement de rotation s'accompagnent des pertes d'énergie sous forme des pertes de puissance, ces pertes peuvent être déterminées par plusieurs méthodes différentes, pour l'instant on va consacrer ce chapitre au calcul des pertes fer en utilisant la méthode de dimensionnement.

III-2 Calcul des pertes fer par la méthode de dimensionnement

Méthode de dimensionnement est une méthode théorique basée sur des formulations semi empiriques.

III-2-1 Pertes magnétique

Elles sont appelées aussi les pertes fer, elles regroupent les pertes par hystérésis qui sont minimisées par l'utilisation d'un matériau ferromagnétique doux et les pertes par courant de Foucault qui sont minimisées par l'utilisation des tôles magnétiques vernies, et qui sont dues aux variations du flux principal. Une grande partie de ces pertes se dissipent au niveau des dents et la culasse statorique. Dans le rotor ces pertes sont négligées à cause de la faible fréquence de la variation de flux aux régimes nominaux [6].

II-2-1-a les pertes dans la culasse statorique

Les pertes dans la culasse statorique sont obtenues en multipliant les pertes spécifiques calculées, pour une induction $B_{c1 \max}$ (induction maximal dans la culasse) par la masse d'acier de la culasse, mais en tenant compte de la magnétisation qui est elliptique sur la frontière avec la couche des dents et pulsatoire sur la périphérie et de l'influence de l'usinage de l'isolation des tôle dans la culasse en introduisant un coefficient de majoration [6].

Les pertes dans la culasse sont données par :(Annexe C)

$$P_{fc1} = P_{10(50Hz)} \cdot (f_1/50)^\beta \cdot K_{dc} \cdot G_{c1} \cdot B_{c1max}^2 \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$B_{c1 \max}$: l'induction magnétique dans la culasse du stator, calculé en fonction de β_δ (Annexe B)

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

$K_{dc} = (1,3 \div 1,7)$; on le prend égale à 1.7

$P_{10(50\text{Hz})}$: pertes spécifiques dans les tôles d'acier.

$$P_{10(50\text{Hz})} = 2.5 \text{ W/Kg.}$$

G_{c1} : le poids total de la culasse, il est donné par la formule suivante : (Annexe B)

$$G_{c1} = \pi (D_{1\text{ext}} - h_{c1}) \cdot K_{\text{fer}} \cdot l_i \cdot h_{c1} \cdot \gamma_c \cdot 10^{-9} \text{ [Kg]} \quad \text{(III.2)}$$

$$\gamma_c = 7,8 \cdot 10^3 \text{ [Kg/m}^3\text{]} : \text{ masse volumique.}$$

$$\beta = 3/2 : \text{ coefficient de dilatation des tôles.}$$

f_1 = fréquence du réseau d'alimentation.

K_{fer} : Coefficient de remplissage du paquet de tôles statorique et rotorique

$K_{\text{fer}} = 0.95$ pour l'isolation avec oxydation ; $K_{\text{fer}} = 0.97$ pour l'isolation en vernie

Dans notre cas : $K_{\text{fer}} = 0.97$ (Annexe B)

III-2-1-b Pertes dans les dents statorique

Les dents sont soumises à une magnétisation pulsatoire. On a donc à tenir compte seulement de l'augmentation des pertes dues à l'usinage des dents et des pertes liées aux harmoniques supérieurs à l'induction [8].

Les pertes dans les dents statorique sont calculées par : (Annexe C)

$$P_{fz1} = K_{dz} \cdot B_{z1\text{max}}^2 \cdot P_{10(50\text{Hz})} \cdot G_{z1} \cdot (f_1/50)^\beta \text{ [W]} \quad \text{(III.3)}$$

Avec :

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

$$G_{z1} = h_{z1} \cdot b_{z1} \cdot l_i \cdot Z_1 \cdot K_{\text{fer}} \cdot \gamma_c \cdot 10^{-9} \text{ [Kg]} \quad \text{(III.4)}$$

K_{dz} : coefficient de majoration des pertes (coefficient des pertes supplémentaires).

$$K_{dz} = (1,7 \div 1,8).$$

γ_c : la masse volumique $\gamma_c = 7,8 \cdot 10^3 \text{ Kg/m}^3$

$B_{z1\text{max}}$: induction maximale dans la dent statorique.

Les pertes fer principales sont données par la somme des pertes dans la culasse et dans les dents statorique, elles sont calculées par la formule suivante:

$$P_{\text{acp}} = P_{\text{fc1}} + P_{\text{fz1}} \quad (\text{III.5})$$

$$P_{\text{acp}} = P_{10(50\text{Hz})} \cdot (f_1/50)^\beta \cdot (K_{\text{dc}} \cdot B_{\text{c1max}}^2 \cdot G_{\text{c1}} + K_{\text{dz}} \cdot B_{\text{z1max}}^2 \cdot G_{\text{z1}}) \text{ [W]}$$

III-2-2 Les pertes magnétique supplémentaire d'acier

Les pertes supplémentaires dans l'acier c'est la somme des pertes à la surface du rotor et les pertes par harmonique de flux dans les dents statoriques et rotoriques.

III-2-2-a les pertes à la surface du rotor (pertes superficielles)

Les pertes superficielles apparaissant sur la surface du rotor par la présence d'encoche ouverte du stator [11].

Elles sont données par la formule suivante. (Annexe C)

$$P_{\text{sr}} = P_{\text{sr2}} \cdot (t_2 \cdot b_{f2}) \cdot l_i \cdot Z_2 \cdot 10^{-6} \text{ [W]} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

t_2 : pas dentaire rotorique

b_{f2} : la largeur de la fente rotorique [mm]. (Annexe B)

l_i : la longueur virtuelle d'induit [mm]

Z_2 : Nombre d'encoche rotorique.

P_{sr2} : calculé comme suit : (Annexe C)

$$P_{\text{sr2}} = 0,5 k_{02} \cdot \left(\frac{Z_1 \cdot n_1}{10^4}\right)^{3/2} \cdot (B_{02} \cdot t_1)^2 \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$k_{02} = 2$ coefficient en fonction de diamètre extérieure.

n_1 : La vitesse de synchronisme [tr/min].

B_{02} : coefficient déterminé à partir de la figure 2 : (Annexe F)

III-2-2-b les pertes par pulsation du flux dans les dents

Par la présence des encoches statorique et rotorique, l'induction dans les dents varie avec la position respective de ceux-ci. Les oscillations du flux dans les dents, consécutives à ce phénomène, créent des pertes supplémentaire ou pertes par pulsation du flux qui sont données par l'expression suivante [10]: (Annexe C)

$$P_{pul2} = 0,11 \cdot \left[\left(\frac{Z_1 n_1}{10^3} \right) B_{pul2} \right]^2 \cdot G_{z2} \text{ [W]} \quad \text{(III.8)}$$

Avec:

$$B_{pul2} = \left[\frac{\gamma_1 \cdot \delta \cdot B_{z2max}}{2 \cdot t_2} \right] \text{ [T]} \quad \text{(III.9)}$$

B_{z2max} : Induction maximale de la dent rotorique [T], calculé en fonction de β_δ

δ : L'entre fer ($\delta=0,25\text{mm}$)

G_{z2} : Poids total des dents rotorique Il est calculé par la formule suivante [12]: (Annexe B)

$$G_{z2} = Z_2 \cdot h_{c2} \cdot b_{z2} \cdot l_i \cdot K_{fer} \cdot \gamma_c \cdot 10^{-9} \quad \text{(III.10)}$$

Avec :

b_{z2} : Largeur de la dent du rotor [mm] (Annexe F)

h_{c2} : Hauteur de la culasse rotorique [mm]

III-2-2-c pertes magnétiques supplémentaires total dans l'acier

Les pertes supplémentaires sont données par la somme des pertes à la surface du rotor et des pertes par harmonique du flux dans les dents [11].

$$P_{acsup} = P_{sr} + P_{pul2} \text{ [W]} \quad \text{(III.11)}$$

III-2-2-d Pertes total dans l'acier

Les pertes totales dans l'acier sont égales à la somme des pertes principales dans l'acier et les pertes supplémentaires dans l'acier, et elles sont calculées par la relation suivante [8]. (Annexe C)

$$P_{ac\Sigma} = P_{acp} + P_{acsup} \text{ [W]} \quad \text{(III.12)}$$

Avec cette méthode on a utilisé un logiciel qui s'appelle Mathcard pour le calcul des différents paramètres de la machine et les différentes pertes, le Mathcard est un logiciel informatique et mathématique qui fait pour réaliser des calculs numériques, il est très simple à maîtriser.

III-2-3 Récapitulation des résultats obtenue :

Le tableau suivant (tableau III. A) représente les résultats des calculs par la méthode de dimensionnement :

Les pertes de la machine	Le symbole	Les résultats du calcul	L'unité
Les pertes dans la culasse statorique	P_{fc1}	52,319	W
Les pertes dans les dents statorique	P_{fz1}	26,361	W
Les pertes principales dans le fer	P_{acp}	78,68	W
Les pertes à la surface du rotor	P_{sr}	2,632	W
Les pertes par pulsation de flux dans les dents	P_{pul2}	21,192	W
Les pertes magnétiques supplémentaires totales dans l'acier	P_{acsup}	23,824	W
Les pertes totales dans l'acier	$P_{ac\Sigma}$	102,504	W

Tableau III.A. : Les résultats du calcul par dimensionnement

III-2-4 Commentaire du tableau

Le tableau représente les résultats des calculs des pertes magnétiques (pertes fer) dans une machine asynchrone à cage.

En comparant les résultats obtenus, on constate que la plupart des pertes fer dans cette machine sont provoqués dans la culasse et dans les dents statorique, d'autre part, y a encore d'autres pertes

magnétiques qu'on appelle les pertes supplémentaires qui sont un peu faibles par rapport aux pertes principales.

III-3- L'évolution des pertes fer en fonction des paramètres des formules

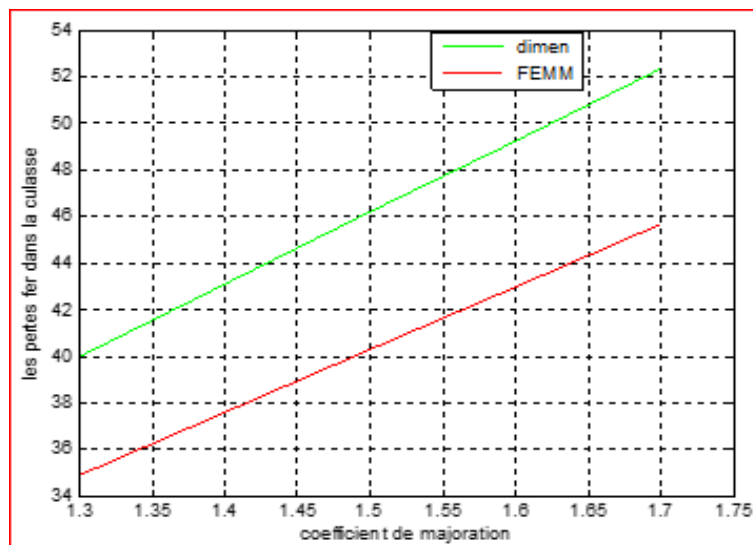
III-3-1-L'évolution des pertes fer en fonction de K_{dc} et K_{dz}

Dans cette partie on va étudier la variation des pertes fer séparément, dans la culasse et dans les dents statoriques, en fonction des coefficients de majoration K_{dc} et K_{dz} . Pour le premier cas on utilise les paramètres ou les données obtenues et calculer avec la méthode de dimensionnement, et pour le deuxième cas on utilise des données des paramètres obtenus par la simulation avec le logiciel FEMM (**chapitre II**).

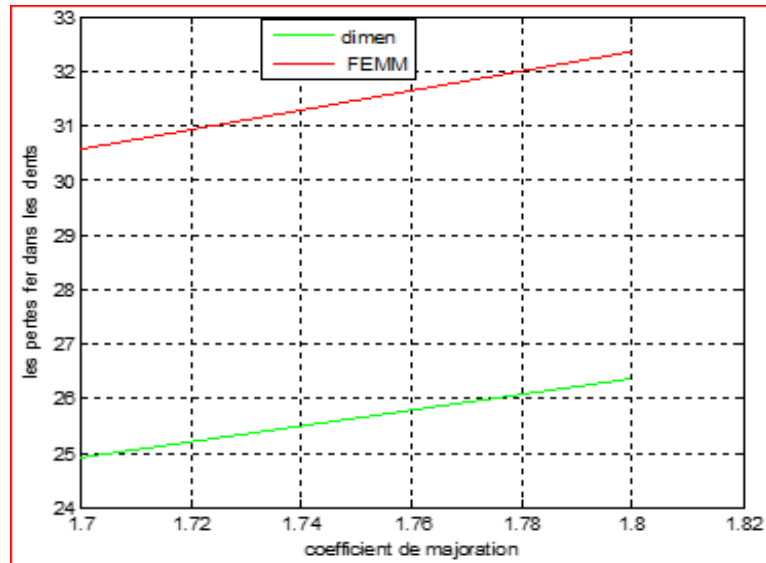
Pour se faire, on fait varier les coefficients de majoration des pertes dans la culasse K_{dc} de [1.3 à 1.75] et dans les dents statorique K_{dz} de [1.7 à 1.8], et en fixant pour chaque région ses propres pertes spécifiques en fonction de l'induction dans cette dernière. Et Pour présenter le développement des pertes fer. On va se servir du logiciel informatique MATLAB.

Paramètres pour la culasse statorique				Paramètres pour les dents statorique			
Dimensionnement		FEMM cas linéaire		dimensionnement		FEMM cas linéaire	
Bc1max	1.672 T	Bc1max	1.562 T	Bz1max	1.92 T	Bz1max	2 T
Bmoy	1 T	Bmoy	0.98 T	Bmoy	1 T	Bmoy	1.15 T
P10 (50Hz)	2.5 W/Kg	P10(50Hz)	2.5 W/Kg	P10 (50Hz)	2.5 W/Kg	P10 (50Hz)	2.5 W/Kg
Kdc	1.3à1.75	Kdc	1.3à1.75	Kdz	1.7 à 1.8	Kdz	1.7 à 1.8

Tableau III.B. : Les paramètres utilisés pour l'étude la variation des pertes fer



(a)



(b)

Figure III.1 : variation des pertes fer en fonction des coefficients de majoration des pertes dans la culasse et les dents.

D'après ces résultats on remarque directement que les coefficients de majoration des pertes ont un effet direct sur les pertes fer quel que soit dans la culasse ou dans les dents statoriques.

D'après les figures, on remarque que les pertes fer dans la culasse et dans les dents varient en fonction des coefficients de majoration (K_{dc} et K_{dz}) avec une légère augmentation à chaque fois qu'on fait augmenter le coefficient. On remarque aussi que les résultats obtenus par la méthode de dimensionnement sont proches à ceux obtenus par le logiciel FEMM.

Et on remarque aussi que les résultats obtenus soit par les données des paramètres le calcul des de la machine ou par le FEMM sont proches avec une différence un peu près de 5% à cause de la différence des valeurs d'induction.

III-3-2 L'évolution des pertes fer en fonction de la fréquence

Pour ce faire on agit sur la fréquence et on calcule ces pertes en fonction de la fréquence dans les dents statorique et dans la culasse puis on somme ces pertes pour avoir les pertes fer totale au stator. Cela, en fixant les inductions maximales dans les dents et dans la culasse et les pertes spécifiques et les coefficients de majoration des pertes à leurs valeurs maximales.

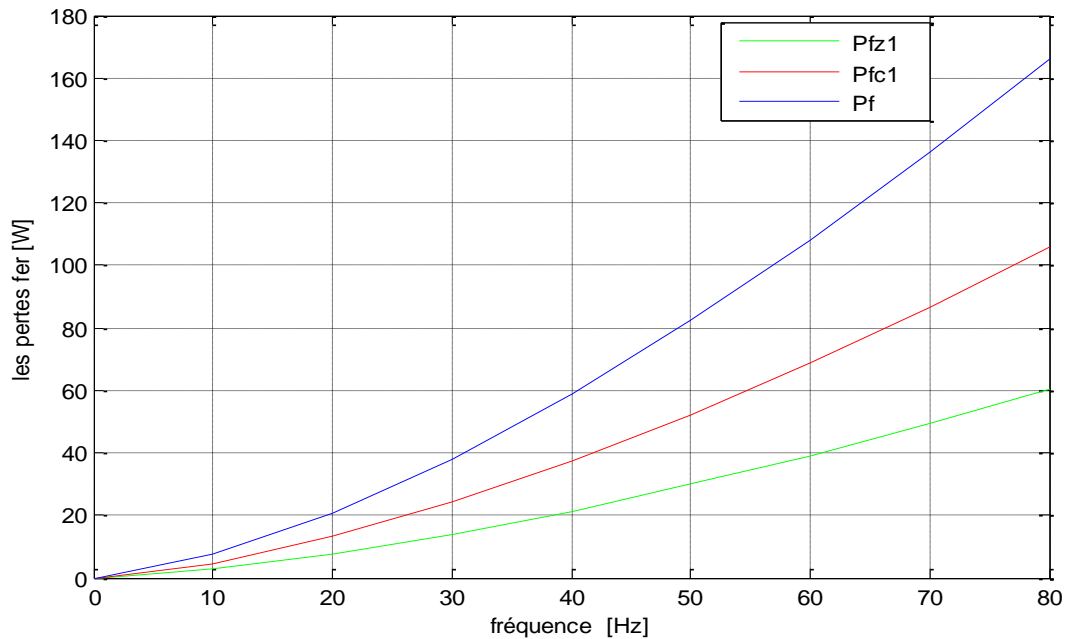


Figure III.2: variation des pertes fer en fonction de la fréquence

La **figure III.2** montre la variation de ces pertes dans les différentes régions et donne aussi les pertes totales. On voit bien que les pertes augmentent avec la fréquence elles sont strictement proportionnelle à la fréquence appliquée, et elles atteignent des valeurs assez importantes lorsque la fréquence augmente.

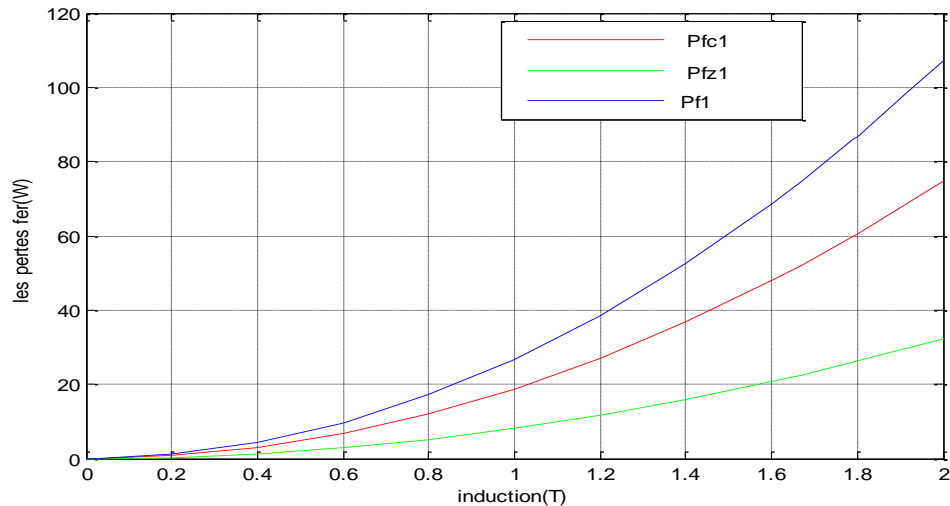
III-3-3 L'évolution des pertes fer en fonction de l'induction pour des valeurs des coefficients maximaux

La densité de l'induction magnétique dans une machine asynchrone diffère d'un point à un autre ou d'une région à une autre (culasse, dents, l'entrefer...), ce qui s'applique directement sur les pertes fer. Pour faire apparaître ces pertes et leurs variations en fonction de l'induction dans chaque région, l'étude de ces pertes sera effectuée en partie dans la culasse et dans les dents puis on se servira de ces dernières pour faire apparaître la variation des pertes fer totales dans le stator.

Donc, notre travail consiste à faire apparaître la variation des pertes fer dans la culasse et les dents statoriques en fonction de l'induction magnétique mais pour des valeurs maximales des coefficients de majoration des pertes (K_{dc} , K_{dz}) et avec des pertes spécifiques constantes.

Tableau III.C. : Les paramètres utilisés pour l'étude de la variation des pertes

Les paramètres dans	la culasse	Les paramètres dans	les dents statorique
P_{10} (50Hz) [W]	2.5 (pour 1 T)	P_{10} (50Hz) [W]	2.5 (pour 1 T)
K_{dc}	1.7	K_{dz}	1.8
B_{c1} max	Varie de 0 à 2 T	B_{z1} max	Varie de 0 à 2 T

**Figure III.3. :** Variation des pertes fer en fonction de l'induction

D'après les résultats obtenus sur la **figure III.3** on constate que chaque une de ces régions subit une variation dans les pertes fer à chaque fois que l'induction varie avec une légère augmentation. Alors, on peut dire que ces pertes sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique. La somme de ces pertes nous donne des valeurs importantes.

III-3-4- Evolution des pertes fer dans la culasse et les dents en fonction de l'induction pour des différentes valeurs de (K_{dc} , K_{dz}).

Pour voir l'influence des paramètres sur l'évolution de ces pertes bien précis pour ces nous agissons sur deux variable à la fois.

Nous faisons varier l'induction magnétique et les coefficients de majoration des pertes pour chaque région (culasse et les dents statorique). Le (**tableau III.D.**) représente toutes les valeurs des paramètres de l'étude.

Tableau III.D. : Les paramètres utilisés pour l'étude la variation des pertes fer

Les Paramètres	Dans la culasse		Les paramètres	dans les dents statorique	
Pour $K_{dc} =$	1.3	1.8	Pour $K_{dz} =$	1.7	1.8
P_{10} (50Hz) [W]	2.5	2.5	P_{10} (50Hz) [W]	2.5	2.5
$B_{c1 \max}$ [T]	Varie de 0 à 2	Varie de 0 à 2	$B_{z1 \max}$ [T]	Varie de 0 à 2	Varie de 0 à 2

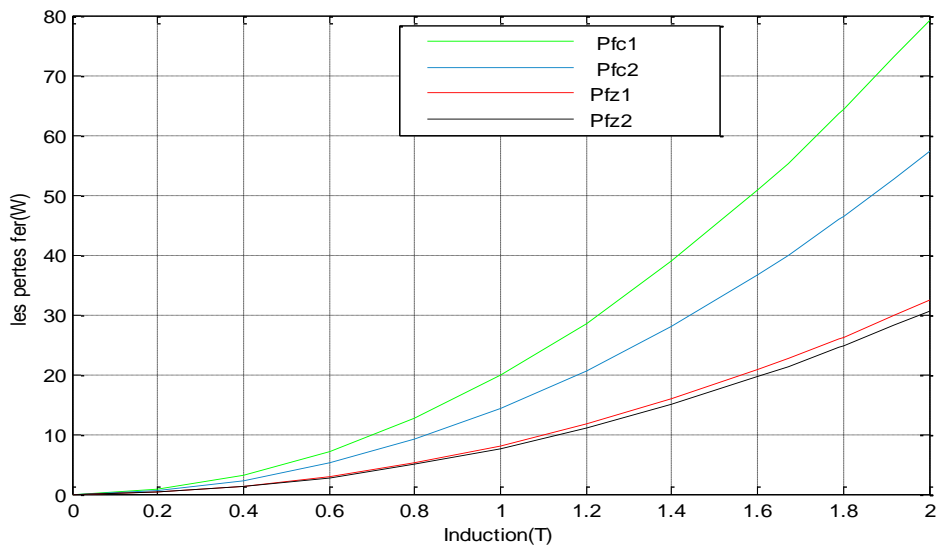


Figure III.4. : Variation des pertes fer dans les dents et la culasse en fonction de l'induction et pour différents valeurs des coefficients.

D'après les résultats de la **figure III.4**, on voit bien que l'influence de l'induction est plus importante que celui des coefficients des pertes quel que soit dans les dents ou dans la culasse. Les pertes se développent rapidement en fonction de l'induction mais un peu long en fonction de ces coefficients, et que les pertes sont toujours plus importantes dans la culasse que dans les dents statorique. Il ressort de ces résultat que l'induction est un paramètre très important dans l'évolution des pertes fer par contre les coefficients de majorations ne sont que des corrections apportés aux pertes.

III-3-5 L'évolution des pertes fer dans le stator de la machine en fonction de l'induction pour différents valeurs des pertes spécifique.

Un autre paramètre qui joue un rôle important dans l'évolution des pertes fer de la machine, et qui dépend essentiellement de l'induction magnétique maximal du matériau, ce facteur c'est les pertes spécifiques dans la tôle d'acier. Pour visualiser cette influence sur les pertes fer, des

courbes des variations des pertes fer en fonction de l'induction et pour des valeurs différentes des pertes spécifiques sont représentées dans la **figure III.5**.

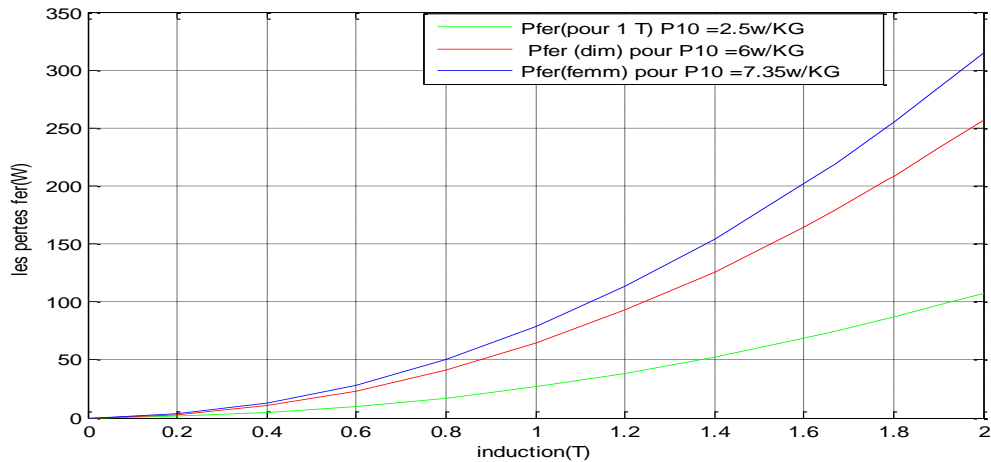


Figure III.5 : variation des pertes fer en fonction de l'induction et pertes spécifique

D'après cette étude, on constate que plusieurs facteurs entrent dans l'évolution des pertes fer, et qui sont liés directement soit à la densité de l'induction magnétique de la région, soit aux pertes spécifiques.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté l'une des méthodes de calcul des pertes fer et qui est la méthode de dimensionnement.

C'est une méthode simple et facile, car elle est basée premièrement sur les données fournis par le cahier des charges et les dimensions géométriques et électriques de la machine.

On constate que la majorité des pertes fer existe dans la culasse et les dents statorique et beaucoup plus dans la culasse que les dents. Et aussi, ces pertes dépendent de plusieurs paramètres qui sont spécifique soit donne par le constructeur soit calcul et sa avec plusieurs essai. , puis nous l'avons finit par une étude sur l'évolution des pertes fer dans cette dernière en fonction des facteurs des formule du calcul.

Chapitre IV

Calcul des pertes fer par la
Méthode analytique

IV-1- Introduction

Dans ce chapitre on va calculer les pertes fer dans la machine asynchrone à cage d'écoreuil analytiquement avec deux formulations différentes.

La méthode analytique est une méthode classique, simple, rapide elle fait appel à des coefficients de correction, cette méthode consiste à faire une analyse des formules analytiquement on utilise des équations mathématiques [16].

Deux approches se distinguent dans les modèles analytiques pour représenter les pertes fer. Tout d'abord, de nombreux auteurs se basent sur la formulation classique de Steinmetz et l'adapte à leur cas d'étude. Depuis quelques années, certains auteurs adoptent des formulations analytiques plus complexes faisant intervenir la dérivée de l'induction dans le temps.

Auteurs	Pertes fer concernées	Formulation proposée
Steinmetz	Par hystérésis (W/kg)	$p_{hyst} = K_H \cdot f \cdot B_{max}^2$
	Par courant de Foucault (W/kg)	$p_{cf} = K_F \cdot (e \cdot f \cdot B_{max})^2$
Bertotti	Par hystérésis (W/kg)	$p_{hyst} = k_h f B^n$
	Par courant de Foucault (W/kg)	$p_{cf} = k_e f^2 B^2$
	Supplémentaires (W/kg)	$p_{sup} = k_a f^{1.5} B^{1.5}$
Liwshitz	Par hystérésis (W/kg), prise en compte de l'effet pelliculaire	$p_{hyst} = \sigma_h \cdot f \cdot B_{max}^2 \cdot f_h \cdot 10^{-2}$
	Par courant de Foucault (W/kg), prise en compte de l'effet pelliculaire	$p_{cf} = \sigma_{cf} \cdot (s_t \cdot f \cdot B_{max})^2 \cdot f_{cf} \cdot 10^2$
	Supplémentaires (W/kg), pertes par pulsation de flux	$P_{pu1} = \frac{1}{2} \sigma_w \frac{1}{36} (s_t Z_2 60nB_{pu}^c)^2 m_{Z1}$
Chen et al.	Par hystérésis (W/kg), prise en compte des cycles mineurs	$p_{hyst} = k_h f B^{a+bB+cB^2}$
Chun et al.	Par courant de Foucault (W/m ³), prise en compte d'un onduleur MLI	$p_{v_cf} = \sigma \cdot E^2 = \left(\frac{\sigma}{n^2}\right) \cdot \frac{1}{24} (c_w B_m)^2$
Reinert et al.	Par hystérésis (W/m ³), prise en compte d'ondes non sinusoïdales	$p_v = C_m \cdot B_c^\beta \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot f_r$

Tableau IV.1 : Quelques formulations de pertes fer dérivant de la formulation de Steinmetz [16].

IV-2- Formulation de STEINMETZ

La formule analytique de **Steinmetz** prend en compte les pertes statiques (pertes par hystérésis) et dynamiques (pertes par courants induits) de façon globale. Elle est valable dans le cas des tôles et des matériaux homogènes, isotropes et uniquement pour des formes d'ondes sinusoïdales à des fréquences suffisamment faibles et pour pouvoir négliger l'effet de peau, cette formulation est valable que pour des inductions inférieures ou égale à 1T [3].

Steinmetz a décomposé les pertes fer en trois différentes pertes (pertes par hystérésis, pertes par courant de Foucault et les pertes fer supplémentaires).

IV-2-1. Les pertes fer massique

IV-2-1-a. Les pertes massiques par hystérésis

La formulation analytique la plus classique a été établie par STEINMENTZ, ces pertes sont reliées à la transformation de l'organisation de la matière sous l'effet de la variation en intensité et en direction du champ magnétique appliqué.

Donc on peut déterminer les pertes massique par hystérésis (W/Kg), pour un matériau homogène, isotrope et à champ uniforme par l'expression suivante [7] :

$$P_{hys} = K_h * f * B_{max}^2 \quad (\text{IV.1})$$

Les pertes par hystérésis sont, pour une induction donnée, directement proportionnelles à la fréquence d'excitation [16].

Avec :

P_{hys} : Les pertes massiques par Hystérésis

K_h : coefficient des pertes par hystérésis, spécifique du matériau (fournie par le fabricant des tôles). Figure (21). Annexe (F)

f : Fréquence de l'induction [Hz].

$B_{max} = 1$ (T) Induction maximale à la fréquence f [T].

IV-2-1-b- Les pertes massiques par courant de Foucault

Les pertes massiques par courant de Foucault en (W/Kg)

Elles sont calculées par la relation suivante [7] :

$$P_f = K_f \cdot (f \cdot e_1 \cdot B_{max})^2 \quad (\text{IV.2})$$

Les pertes par courant induits, appelées aussi les pertes classiques pour une induction donnée, elles sont proportionnelles au carré de la fréquence [16].

P_f : Pertes fer massiques par courant de Foucault [W/Kg].

K_f : Coefficient des pertes par courant de Foucault. Figure (24).Annexe(F)

B_{max} = 1(T) Induction maximale à la fréquence f [T].

f : fréquence des champs tournant résultants [Hz].

e_1 : L'épaisseur de la tôle [m] annexe (F) [4].

IV-2-1-c- Les pertes fer massiques globales

D'une façon principale les pertes fer globale est la somme des pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault

$$P_{fer} = (K_h * f + K_f * (e_1 * f)^2) * B_{max}^2 \quad (\text{IV.3})$$

IV-2-2- Les pertes fer en W

On obtient les pertes fondamentales en [W] on multiplia par les masses des dents et de la culasse [18].

$$P_{fer1} = \{(K_h * f + K_f * (e_1 * f)^2) * B_{max}^2\} * (M_c + M_d) \quad (\text{IV.4})$$

$M_c = G_{c1}$ la masse totale de la culasse [Kg]. Annexe (B)

$M_d = G_{z1}$ la masse totale des dents [Kg].Annexe (B)

IV-2-2-1- Les pertes fer dans les dents

IV-2-2-1-a Les pertes par hystérésis dans les dents

Pour avoir les pertes par hystérésis en W dans les dents on multiple par la masse des dents [18].

$$P_{hys1d} = K_h * f * B_{max}^2 * M_d \quad (\text{IV.5})$$

IV-2-2-1-b Les pertes par courant de Foucault dans les dents

Pour avoir les pertes par courant de Foucault en W dans les dents on multiple par la masse des dents [18].

$$P_{f1d} = K_f * (e_1 * f)^2 * B_{max}^2 * M_d \quad (\text{IV.6})$$

IV-2-2-2 Les pertes fer dans la culasse

IV-2-2-2-a Les pertes par hystérésis dans la culasse

On calcule les pertes par hystérésis dans la culasse on multiplie les pertes spécifiques par la masse de la culasse M_c

$$P_{hys1c} = K_h * f * B_{max}^2 * M_c \quad (IV.7)$$

IV-2-2-2-b Les pertes par courant de Foucault dans la culasse

On calcule les pertes par courant de Foucault dans la culasse on multiplie par la masse de la culasse M_c

$$P_{f1c} = K_f * (e_1 * f)^2 * B_{max}^2 * M_c \quad (IV.8)$$

IV-3 Formulation de LIWSCHITZ

LIWSCHITZ a rappelé quelques formulations analytiques de forme similaire à la formulation de Steinmetz pour certaines pertes supplémentaires les formulations suivantes prennent en compte l'influence de l'effet pelliculaire [16].

IV-3-1 Les pertes spécifiques

IV-3-1-a Les pertes spécifiques par courant de Foucault

La réaction des courants de Foucault sur le flux magnétique se manifeste par un affaiblissement de ce flux et ça dépend de la résistance et de l'inductance de chacun des tubes de courant [17].

On exprime cette dépendance en introduisant une épaisseur réduite de tôle ξ : calculée dans l'annexe [D].

Les pertes spécifiques par courants de Foucault dans un champ alternatif donnent comme suit :

$$P_w = \sigma_w * (e_1 * f * B_{max})^2 * f_w * 10^2 \quad (IV.9)$$

σ_w : Constante du matériau .Annexe [D]

f_w : facteur de réaction qui varie en fonction de l'épaisseur réduite. Annexe [D]

IV-3-1-b Les pertes spécifiques par hystérésis

Les pertes spécifiques par hystérésis subissent une augmentation due à l'effet de la répartition non uniforme de l'induction [17].

Les pertes spécifiques par hystérésis sont :

$$P_h = \sigma_h * f * B_{max}^2 * f_h * 10^{-2} \quad (\text{IV.10})$$

f_h : facteur de réaction qui varie en fonction de l'épaisseur réduite. Annexe [D].

σ_h : Constante du matériau .Annexe [F]

IV-3-2 Les pertes fer en W

IV-3-2-1 Les pertes fer dans les dents

IV-3-2-1-a Les pertes par hystérésis dans les dents

Dans les dents n'apparaît qu'une aimantation cyclique alternative. Les pertes par hystérésis soient calculées au moyen de l'équation suivante :

$$P_{hd} = \sigma_h * f * B_{Z1max}^2 * M_d * 10^{-2} \quad (\text{IV.11})$$

M_d : la masse des dents. Annexe [B]

B_{Z1max} : l'induction maximale dans les dents. Annexe [B]

IV-3-2-1-b Les pertes par courant de Foucault dans les dents

L'équation qui résume les pertes par courant de Foucault n'est valable que si la courbe d'induction est sinusoïdale [17].

$$P_{wd} = \sigma_w * (e_1 * f * B_{z1max})^2 * M_d * 10^2 \quad (\text{IV.12})$$

IV -3-2-2 Les pertes fer dans la culasse

IV -3-2-2-a Les pertes par hystérésis dans la culasse

On calcule les pertes par hystérésis dans la culasse au moyen de l'équation suivante :

$$P_{hc} = \sigma_h * f * B_{c1max}^2 * M_C * K_{hj} * 10^{-2} \quad (\text{IV.13})$$

B_{c1max} : l'induction maximale dans la culasse. Annexe [B]

M_C : la masse totale de la culasse. Annexe [B]

K_{hj} : facteur de correction qui tient compte de l'influence de la répartition non uniforme du flux magnétique, varie en fonction du rapport de diamètre d'alésage au diamètre extérieur et intérieur de la culasse [17]. Annexe [F].

IV -3-2-2-b Les pertes par courant de Foucault dans la culasse

On calcule les pertes fer par courant de Foucault dans la culasse en se servant de l'équation suivante :

$$P_{wc} = \sigma_w * (e_1 * f * B_{c1max})^2 * M_c * K_{wj} * 10^2 \quad (\text{IV.14})$$

K_{wj} : facteur de correction qui tient compte de l'influence de la répartition non uniforme du flux magnétique, qui varie en fonction du rapport de diamètre d'alésage au diamètre extérieur et intérieur de la culasse [17]. Annexe [F]

IV -3 résultats de calcul global par formulations de Steinmetz et LIWSCHITZ

Le tableau (IV.2) suivant récapitule les résultats obtenus par les deux formulations utiliser pour le calcul des pertes fer :

Les pertes fer globale	Les pertes fer massique W/Kg	Les pertes fer en W
Les résultats de calcul par Formulation de Steinmetz	43.332	275.59
Les résultats de calcul par formulation de LIWSCHITZ	2.352	90.738

Tableau IV.2 : les résultats des calculs globaux obtenus pour les deux formulations

IV -3-1 Commentaire et comparais ou résultats

D'après ces résultats on voit bien que les deux résultats obtenu sont loin d'être proche et ça revient aux formules utilisées qui sont différentes.

Pour la première méthode ou on a utilisé la formulation (STEIMETZ), on remarque que les résultats des pertes fer sont très importants par rapport à la méthode de dimensionnement.

IV -4 Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre à la description et l'application directe de la méthode analytique, et pour se faire on s'est servi du deux types de formulation pour le calcul des pertes fer, formulations de STEIMETZ et formulations de LIWSCHITZ.

Les résultats des pertes fer sur les qu'elle on a aboutis à partir de cette méthode sont surestimer par les formulations de STEIMETZ et sous-estimer par les formulations de LIWSCHITZ, et certainement dû à l'influence du choix de les valeurs de l'induction maximal B_{max} , et surtout les coefficients des pertes par courant de Foucault et par hystérésis K_f et K_h pour les formule de STEIMETZ, et les valeurs des facteurs de correction K_{wj} et K_{hj} pour les formules de LIWSCHITZ.

Chapitre V

Mesure expérimentale des
pertes fer d'un moteur
asynchrone à cage

V-1 Introduction

Dans ce chapitre on va se servir de la méthode expérimentale pour déterminer les pertes fer dans une machine asynchrone à cage, ceci dans le but d'obtenir l'évolution des pertes fer dans la machine, les résultats obtenus nous serviront à valider les modèles théoriques exposés dans les chapitres précédents et pour se faire on doit réaliser trois essais :

- ❖ Essai à courant continue pour déterminer la résistance statorique.
- ❖ Essai d'étalonnage des appareils des mesures.
- ❖ Essai à vide.
- ❖ Essai au synchronisme.

Dans ce qui suit, nous allons présenter la machine asynchrone étudiée, le banc d'essai, suivi de présentation et d'interprétation des différents résultats des essais effectués et réalisés au sein du laboratoire de machine électrique.

V-2 Présentation du moteur étudié

Le moteur qui fait l'objet des différents essais est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil ayant les caractéristiques suivantes:

- De type 890-100-1064-0041.
- De marque ENEL (électro-industrie) N°22-128-02.
- De puissance 2,2 kw.
- fonctionne sous une tension nominale de 380V.
- Absorbe un courant nominal de valeur 5,2A en triangle.
- Une vitesse de rotation de 1410 tr/min.
- Son coefficient de puissance, $\cos\varphi=0,83$.
- De classe d'isolation f (155°C).

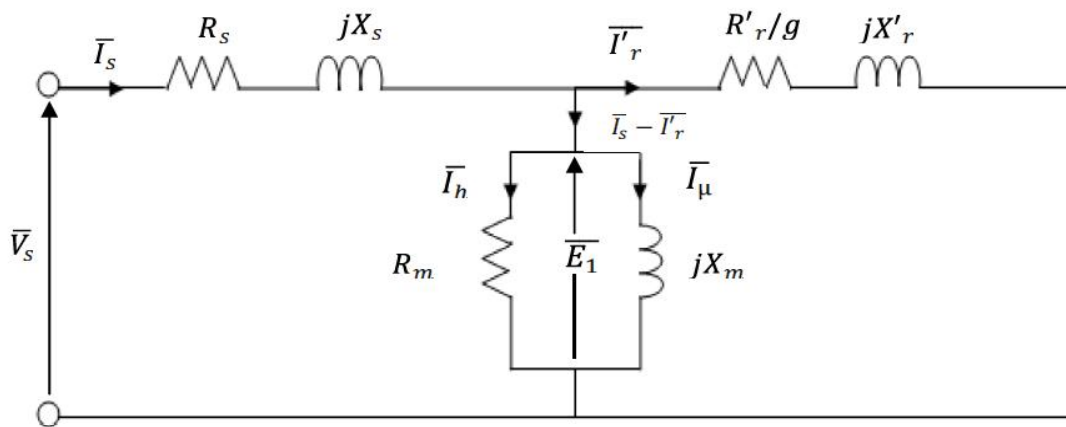
V-2-1 description du banc d'essai

Le matériel utilisé pour effectuer l'essai sur la machine asynchrone est le suivant :

- ❖ une génératrice à courant continu pour les essais au synchronisme. Elle possède les caractéristiques suivantes :
 - De type DL2062
 - Puissance nominale 2.4Kw
 - Tension nominale 220V
 - Courant nominal 10.9A
 - Vitesse nominale 1420tr/min
 - Courant d'excitation égale à 1.6A

- Classe d'isolation (F)
- ❖ Une source d'alimentation triphasé fixe 380V/6A et variable en alternatif et une source continue
- ❖ Des différents appareils de mesure:
 - Ampèremètres, voltmètres.
 - Wattmètres, Tachymètre, ohmmètre.
 - Des résistances variables et une charge résistive.
 - Des fils électrique de câblage.

V-2-2- Le schéma équivalent en T de la machine asynchrone



FigureV-1: Schéma équivalent ramené au stator de la machine asynchrone

À partir de ce schéma on déduit les équations électriques suivantes:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + jX_s) \cdot \bar{I}_s + \bar{E}_1 \\ \bar{E}_1 = \left(\frac{R'_r}{g} + jX'_r \right) \cdot \bar{I}'_r \\ \bar{I}_s - \bar{I}'_r = \bar{I}_m = \frac{\bar{E}_1}{Z_m} \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

Et on a :

$$Z_m = \frac{R_m * X_m}{R_m + X_m} \quad (\text{V.2})$$

$$\bar{I}_m = \bar{I}_h + \bar{I}_\mu \quad (\text{V.3})$$

Avec :

Z_m : L'impédance magnétisante

R_m : La résistance magnétisante

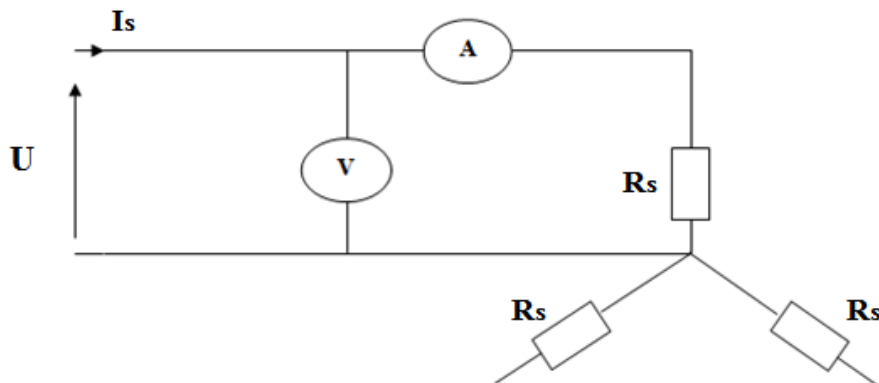
X_m : La réactance magnétisante

V-3 détermination de la résistance statorique R_s

La mesure de cette résistance est faite par la méthode volt-ampérométrique. On alimente un enroulement de la machine en courant continu, cet essai nécessite une source d'alimentation en continu, un voltmètre et un ampèremètre afin de mesurer les grandeurs qui caractérisent la résistance suivant la loi d'ohm:

$$U = R_s * I \Rightarrow R_s = \frac{U}{I} [\Omega] \tag{V.4}$$

Cette mesure est faite à une température ambiante de 31°C à froid.



FigureV-2:Schéma de mesure de la résistance statorique en continu

Les résultats des mesures sont représentés dans le **tableau V-a.** :

Phase [U1U2]			Phase [V1V2]			Phase [W1W2]		
U (V)	Is (A)	Rs (Ω)	U (V)	Is (A)	Rs (Ω)	U (V)	Is (A)	Rs (Ω)
25	3	8.33	26	3	8.66	25	3	8.33
17	2	8.5	16.5	2	8.25	17	2	8.5
9	1	9	8.5	1	8.5	9	1	9

Tableau V-a.: Résultats de mesure de l'essai en courant continu.

Donc la valeur moyenne de la résistance à une température ambiante de 31°C à froid est :

$$R_s = 8.56 \Omega$$

Les mesures effectuées directement dans les différentes phases avec l'ohmmètre sont comme suit :

$$U_1U_2 = 8.2 \Omega$$

$$V_1V_2 = 8.6 \Omega$$

$$W_1 W_2 = 9.2 \Omega$$

V-4 Etalonnage des appareils de mesure

Pour un bon déroulement des essais et surtout pour la récolte de bons résultats, on a intérêt à s'assurer de la fiabilité des données fournis par les appareils utilisés dans les essais. Pour se faire, des essais d'étalonnage des wattmètres sont faits sur une charge résistive triphasée pour le calcul et la mesure de la puissance absorbée puis on compare ces résultats entre eux et avec ceux calculés.

- ❖ Au départ, un essai à courant continu permet de calculer les valeurs de chaque une des trois résistances et de la puissance absorbée avec un wattmètre numérique.

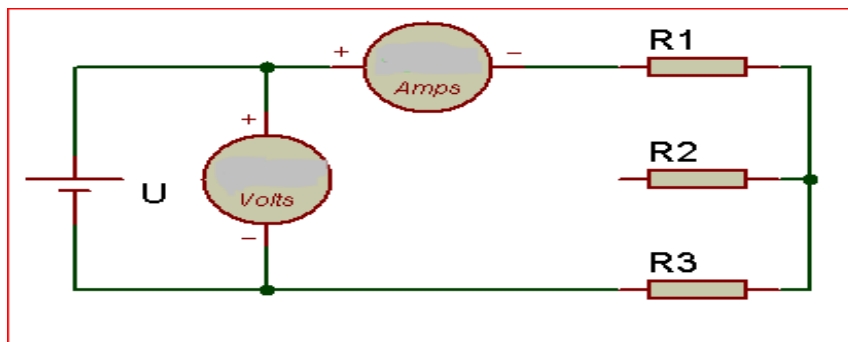


figure V-3 : mesure de la résistance de la charge résistive

La résistance moyenne obtenue est de :

$$R_{\text{moy}} = 43.5 \Omega$$

$$P = U * I \quad \text{ou} \quad P_a = R I^2$$

- ❖ Un autre essai en alternatif monophasé nous permet de mesurer et de calculer la puissance absorbée en utilisant un wattmètre numérique et un voltmètre et un ampèremètre, puis on calcule la puissance absorbée et on la compare avec celle fournie par le wattmètre.
- ❖ Un autre essai en triphasé avec deux méthodes différentes de mesure de puissance absorbée, la première méthode on a utilisé un wattmètre numérique (numérique), et pour le deuxième cas on a utilisé la méthode de deux wattmètres. Et bien sûr on utilise aussi un voltmètre et un ampèremètre pour le calcul analytique et pour la comparer avec les résultats obtenus avec les deux autres méthodes de mesure. On cite que les résistances de cette charge sont couplées en triangle.

Pour le calcul de la puissance analytiquement on s'est servi de la formule suivante :

$$P_a = \sqrt{3} * U * I * \cos \varphi \quad (\text{V.5})$$

Avec :

$$\cos\varphi = 1$$

Ou bien par : $P_j = P_a = 3 \cdot R \cdot J^2$

Avec :

$$J = \frac{I}{\sqrt{3}}$$

Une fois qu'on a eu tous les résultats, nous avons fait une comparaison entre les puissances mesurées soit par le wattmètre numérique ou par la méthode des deux wattmètres, puis on les compare à la valeur calculé analytiquement. La comparaison est faite numériquement et on a pu déduire que les résultats les plus fiables sont ceux fournis par la méthode des deux wattmètres qui sont plus proches des valeurs réelles.

Donc pour les autres essais, les mesures des puissances seront effectuées en exploitant la méthode des deux wattmètres qui est la plus sûre et la plus fiable pour les résultats.

V.5. essai à vide

Cet essai permet de mesurer les pertes fer et les pertes mécaniques du moteur. Dans cet essai la charge est nulle et le moteur couplé à la génératrice, on alimente le moteur sous différentes tensions. Puis on relève les grandeurs suivantes :

- La tension d'alimentation [A].
- Le courant absorbé à vide I_0 [A].
- La puissance absorbée à vide P_0 [w].
- La vitesse de rotation N_0 [tr/min].
- La température des enroulements [°C].

Le glissement g_0 obtenu à vide est très faible, surtout pour les moteurs de grande puissance. Le couple n'est pas réellement nul car le moteur doit vaincre ses propres frottements, c'est pour cette raison que le glissement n'est pas vraiment nul.

Cependant la résistance fictive $\frac{R_r}{g}$ est très grande devant les autres impédances et donc le courant

I'_r est négligeable devant le courant I_0 d'où le schéma équivalent à vide :

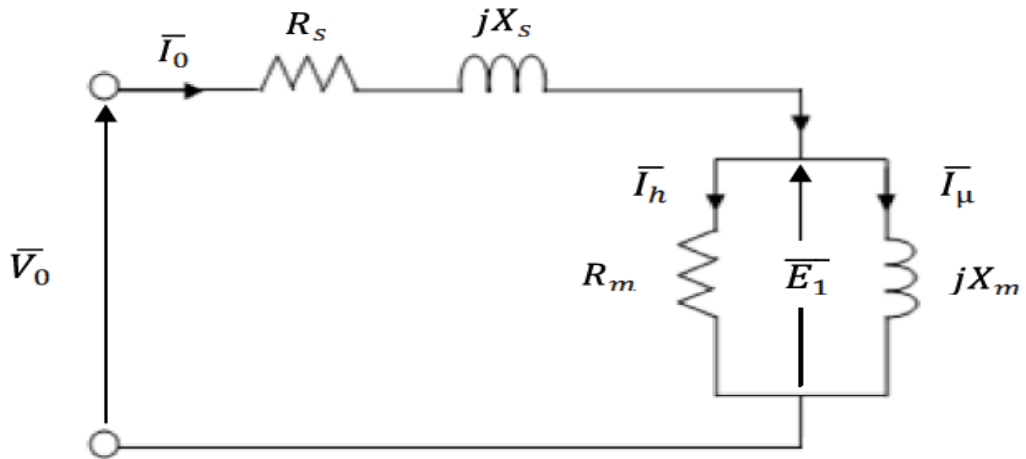


Figure V-4 : Schéma équivalent à vide

V-5-1 Détermination des pertes fer et des pertes mécaniques

La puissance absorbée à vide P_0 correspond à la somme des pertes : les pertes dans le fer du stator P_{fer} , les pertes par effet joule dans le stator P_{js} et les pertes mécanique P_{mec} .

$$P_0 = 3R_s I_0^2 + P_{fer} + P_{mec} \quad (V.6)$$

$$P_0 - 3R_s I_0^2 = P_{fer} + P_{mec} \quad (V.7)$$

En variant la tension d'alimentation de la valeur nominale jusqu'à la valeur minimal et connaissant les valeurs de I_0 et P_0 qui peuvent être mesurées respectivement à l'aide d'un ampèremètre et d'un wattmètre, on peut tracer la courbe :

$P_0 - 3R_s I_0^2 = f(V_0^2)$ qui est une droite passant par un maximum des points, le prolongement de cette droite jusqu'à la tension $V_0 = 0$: donne les pertes mécanique P_{mec} , et à $V_0 = V_n$: on aura les pertes fer.

Ainsi, dans le calcul des pertes joule à vide, on tient bien compte de la variation de la résistance en fonction de la température par la relation suivante : **(Annexe E)**

$$R_s = R_{s(31^\circ C)} * \frac{T_2 + K}{T_1 + K} \quad (V.8)$$

Avec :

$R_{s(31^\circ C)}$: la résistance statorique à 31°C.

T_2 : Température finale.

T_1 : Température initiale.

K : une constante pour l'aluminium, elle est égale à 225°C , et pour le cuivre, elle est égale à 235°C (dans notre cas $K=235^\circ\text{C}$).

Cet essai est fait à vide à une température ambiante de 31°C

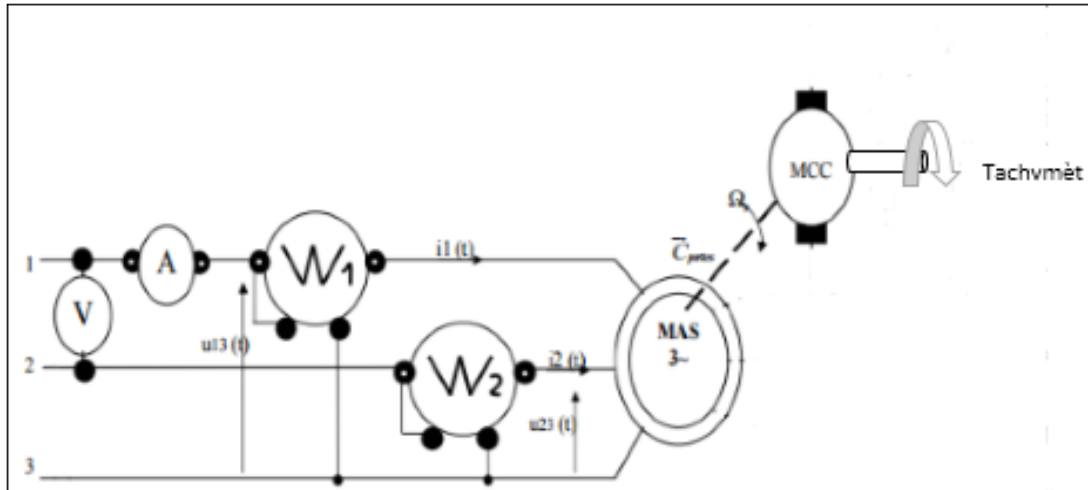


Figure V-5 : circuit de mesure de l'essai à vide

V-5-1-a Les résultats de mesure

Les résultats obtenus de l'essai à vide sont représentés dans le **tableau V-b** suivant :

Tension (v)	I_0 (A)	P_{w1} (KW)	P_{w2} (KW)	P_0 (KW)	T (°C)	N (tr/min)
420	4.9	-0.75	1.28	0.53	42	1496
400	4.1	-0.64	1.06	0.42	42	1496
390	3.8	-0.54	0.94	0.4	42.3	1496
380	3.5	-0.51	0.86	0.35	42.5	1497
370	3.1	-0.45	0.76	0.31	42.6	1496
360	2.9	-0.41	0.7	0.29	42.8	1496
350	2.6	-0.37	0.62	0.25	43	1496
340	2.4	-0.31	0.55	0.24	43.4	1495
330	2.2	-0.29	0.51	0.22	43.5	1496
320	2.1	-0.25	0.45	0.2	43.8	1496
310	1.95	-0.23	0.42	0.19	44.1	1496
300	1.9	-0.2	0.38	0.18	44.3	1496
290	1.8	-0.19	0.36	0.17	45	1496
280	1.7	-0.16	0.32	0.16	45.4	1496
270	1.6	-0.14	0.3	0.16	45.6	1495
260	1.55	-0.13	0.28	0.15	45.9	1495
250	1.4	-0.12	0.26	0.14	45.9	1495
240	1.4	-0.11	0.24	0.13	45.9	1496
230	1.3	-0.09	0.21	0.12	46.2	1495
220	1.25	-0.08	0.2	0.12	46.5	1495
200	1.125	-0.06	0.16	0.1	46.6	1495
180	1.05	-0.02	0.13	0.11	46.9	1494
160	0.9	-0.02	0.1	0.08	47.3	1491
140	0.8	-0.01	0.08	0.07	48.4	1490
120	0.69	0	0.06	0.06	49.2	1487
100	0.64	0	0.04	0.04	49.8	1481
80	0.6	0	0.03	0.03	50.5	1475
60	0.59	0.01	0.03	0.04	51	1456
40	0.78	0.01	0.02	0.03	52.7	1387
20	1.25	0	0.02	0.02	46.9	0

Tableau V-b : Résultats obtenue de l'essai à vide

On a remarqué pendant le déroulement de l'essai, que lors de variation de la tension, les pertes mécanique (la vitesse de rotation) de la machine varient ou dessous de la tension 200V et qu'ils sont constante au décus de 200 V, et que la machine s'arrêt de tourner une fois qu'elle atteint la tension de 30V, à cause de l'incapacité de la machine de développer le couple nécessaire pour vaincre son propres inertie.

Alors pour l'étude de la machine on s'intéressera à la partie dans la qu'elle les pertes mécanique son constante.

V-5-1-b le graphe des pertes fer et des pertes mécanique en fonction de la tension U

La **figure V.6** montre l'évolution des pertes fer et les pertes mécanique en fonction de la tension d'alimentation de la machine, on remarque sur la courbe obtenue que l'évolution de ces dernières sont liée directement à la tension, elles sont proportionnelle à la tenson. Mais nous

rappelons aussi que ces pertes sont composées des pertes fer et des pertes mécaniques, Le graphe de la puissance $P_m + P_{fer}$ en fonction de la tension est une courbe parabolique à cause des pertes dans le fer

En effet les pertes dans le fer sont proportionnelles aux valeurs de la tension

On a

$$P_{fer} = KV^2,$$

d'où : $P_m + P_{fer} = P_m + KV^2$; qui pour $V=0$ donne seulement des pertes mécanique

Il est pratiquement impossible d'arriver à la condition tension nulle et ne plus diminuer la tension en dessous de la valeur minimale indiquée, car le moteur ralenti et s'arrête .

Le point $V=0$ peut être obtenu en extrapolant la courbe. l'extrapolation de la parabole n'est pas une méthode très précise.

Les meilleurs résultats peuvent être obtenus en rapportant la fonction à une échelle quadratique de la tension (**figure V.7**), cela est un bon moyen d'arriver avec une bonne précision à un développement rectiligne de la courbe.

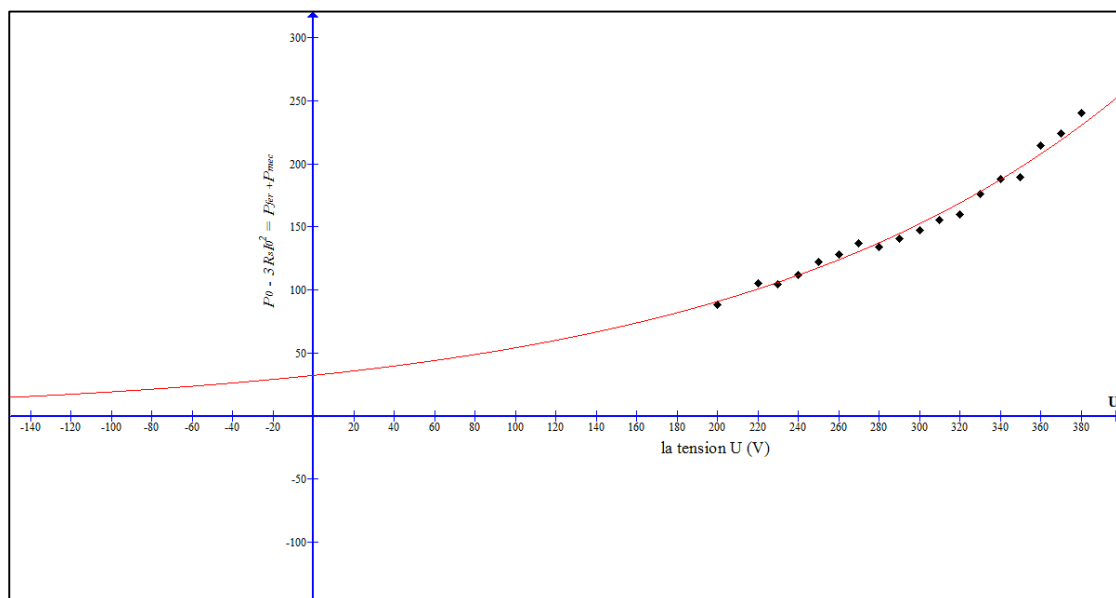


Figure V-6: le graphe des pertes fer et des pertes mécanique en fonction de U

V-5-1-c- Le graphe des pertes fer et de la puissance mécanique en fonction de (U^2)

Ces résultats nous permettent de déterminer les pertes fer et les pertes mécanique à partir du graphe de la (**figure V.7**), le point sur l'axe des coordonnées représente les pertes mécaniques. En

traçant une ligne droite horizontale passant par ce point, le graphe est séparé en deux parties. Une partie inférieure représente les pertes mécaniques et une partie supérieure représente les pertes dans le fer.

Les coordonnées lues en correspondance de la valeur nominale de la tension donnent chacune les valeurs des pertes dans le fer et pertes mécanique. (**Tableau V. c**)

La détermination des pertes fer peut se faire aussi par voie analytique. En considèrent encore que la fonction est parabolique, pour deux valeurs distinctes de la tension V1 et V2 on lira les puissances correspondantes :

On a $(P_m + P_{fer}) = P_1$; et $(P_m + P_{fer}) = P_2$

les expression sont :

$$P_1 = P_m + KV_1^2 ; P_2 = P_m + KV_2^2$$

On substitue les deux nombres on aura :

$$P_1 - P_2 = K(V_1^2 - V_2^2) \text{ D'ou } K = \frac{P_1 - P_2}{V_1^2 - V_2^2}$$

Connaissant le facteur K on connaitre aussi les pertes dans le fer $P_{fer} = KV^2$

Et en remplaçant K dans l'une des expression on pourra déduire les pertes mécanique.

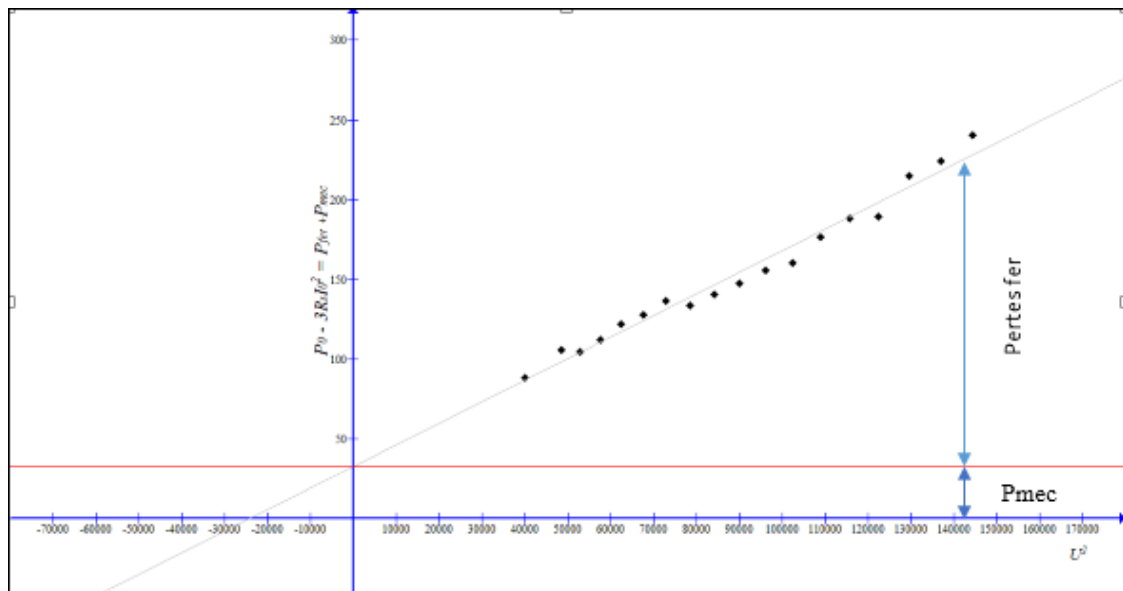


Figure V-7: Graphe des pertes fer et de la puissance mécanique en fonction d' U^2

V-5-2 Détermination de R_m et X_m

L'équation électrique simplifiée qui régit le schéma équivalent à vide est donnée par :

$$\bar{V}_0 = (R_s + jX_s) \cdot \bar{I}_0 + \bar{E}_1 \tag{V.9}$$

D'où

$$\overline{E}_1 = \overline{V}_0 - (R_s + jX_s) \cdot \overline{I}_0 \quad (\text{V.10})$$

Avec :

$$\overline{E}_1 = R_m \cdot \overline{I}_h = X_m \cdot \overline{I}_\mu \quad (\text{V.11})$$

$$\begin{cases} I_h = I_0 \cos \varphi_0 \\ I_\mu = I_0 \sin \varphi_0 \end{cases}$$

❖ **Le facteur de puissance à vide**

$$P_0 = \sqrt{3} \cdot U_0 \cdot I_0 \cdot \cos \varphi_0$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot V_0 \cdot I_0} \quad (\text{V.12})$$

Avec :

V_0 : La tension nominale à vide [V].

P_0 [W] et I_0 [A] sont mesurés pour la valeur nominale de V_0

V-5-2-a - Détermination de R_m

A vide :

$$\begin{cases} P_{fer} = 3 \cdot R_m \cdot I_h^2 \\ E_1 = R_m \cdot I_h \end{cases}$$

D'où :

$$R_m = \frac{3 \cdot E_1^2}{P_{fer}} [\Omega] \quad (\text{V.13})$$

V-5-2-b La réactance magnétisante

$$\overline{E}_1 = X_m \cdot \overline{I}_\mu$$

$$X_m = \frac{\overline{E}_1}{\overline{I}_\mu} = \frac{E_1}{I_\mu}$$

D'ou:

$$X_m = \frac{E_1}{I_0 \cdot \sin \varphi_0} [\Omega] \quad (\text{V.14})$$

Les résultats des calculs après avoir exploiter tous les résultats obtenus de l'essai à vide sont représentés dans le **tableau V-c** suivant : **[Annexe E]**

P_{fer} [W]	P_{mec} [W]	R_m [Ω]	X_m [Ω]	R_s [Ω]
195.41	32.66	2216.1	194.9217	8.56

Tableau V-c : Résultats des calculs de l'essai à vide

V-6 Essai au synchronisme

Dans cet essai le moteur entrainer par une machine à courant continue fonctionnant en moteur pour qu'il tourne au synchronisme.

Pour réaliser cet essai, on couple la machine à courant continue et la machine asynchrone qu'on veut étudiée. En premier lieu, on alimente la machine à courant continue pour qu'elle entraine la machine asynchrone à la vitesse de synchronisme ($N=1500$ tr/min), après on alimente la MAS à sa tension nominale (380 V), une fois que la machine asynchrone tourne à sa vitesse de synchronisme on agit sur la source continue qui alimente la MCC pour faire fonctionner la machine asynchrone à sa limite de son fonctionnement moteur, c'est à dire avant qu'elle entre dans la zone de fonctionnement génératrice.

L'utilisation d'un bras d'équilibrage nous permet de calculer la puissance utile transmise par le moteur à courant continue à la machine asynchrone.

La Puissance utile fournis par le MCC à la machine asynchrone est donnée comme suit :
(Annexe E)

$$P_u = P_a + P_{fer} + P_{JS} \quad (\text{V.15})$$

Avec :

$$P_u = C * \Omega \quad (\text{V.16})$$

$$\text{Et} \quad C = F * d \quad (\text{V.17})$$

C : couple fournis par le MCC [N.m]

Ω : la vitesse de rotation de la MAS en [rad/s]

F : La force appliqué sur le bras de lever [F=50 N]

d : la distance à mesurer sur le bras d'équilibrage [d= $3.2 * 10^{-2}$ m]

P_a : La puissance absorber par la MAS et qui est nul dans notre cas [W].

P_{fer} : Les pertes fer dans la machine asynchrone [W].

P_{JS} : Les pertes joule statorique de la MAS [W].

R_s : La résistance d'une phase statorique [$R_s=8.56 \Omega$]

I_{0Y} : le courant qui traverse une phase statorique.

$$\text{Avec :} \quad P_{JS} = 3 * R_s * I_{0Y}^2 \quad (\text{V.18})$$

Donc :

$$P_{fer} = P_u - P_{JS} \quad (V.19)$$

On utilise pour cet essai les appareils suivants :

- Une source variable à CC pour alimenter moteur à courant contenu, en rappelant que le moteur est à excitation shunt.
- Une autre source variable à courant alternatif l'alimentation de la machine asynchrone.
- Deux voltmètres.
- Trois ampèremètres pour contrôler les courants de phase et les courants d'excitation du MCC et les courants d'inducteur.
- Deux wattmètres pour les mesures des puissances.
- Deux rhéostats branchés en parallèle à l'excitation pour varier la vitesse.
- Un tachymètre pour vérifier la vitesse.

L'essai est effectué au niveau du laboratoire du courant alternatif du département génie électrique.

V-6-1 Les circuits de mesure au synchronisme

Le circuit de mesure complet avec tous les appareils utilisés pour les mesures est représenté dans la figure suivante :

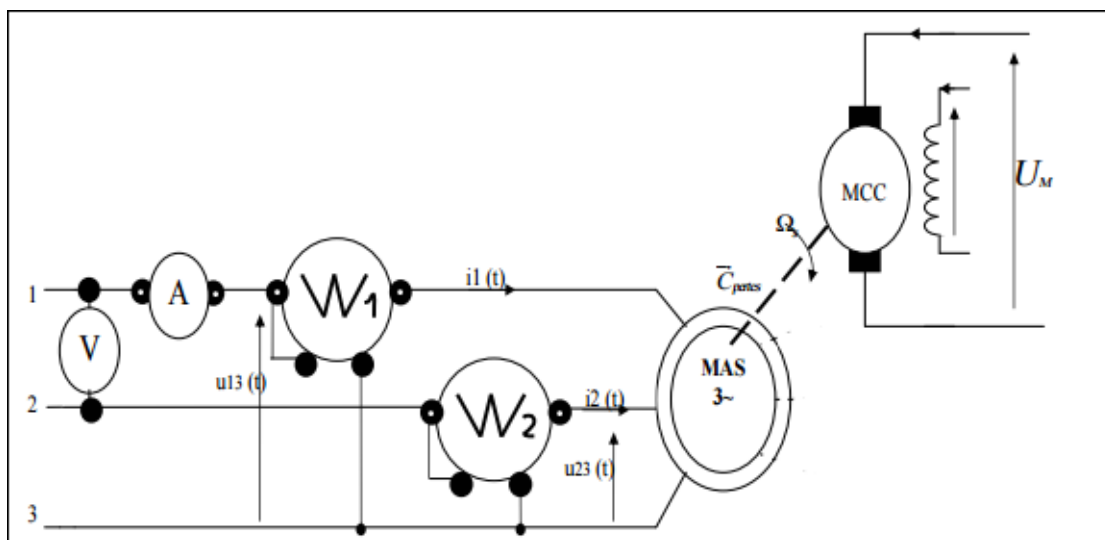


Figure V-8 : le circuit de mesure complet de l'essai au synchronisme

V-6-2 Résultats de l'essai au synchronisme

Lors d'un essai au synchronisme, le champ tournant et le rotor tournent à la même vitesse. Le glissement g est nul et $1/g$ tend vers l'infini.

Mais lors de l'essai à la limite de fonctionnement moteur la machine asynchrone tourne avec une vitesse légèrement supérieur à la vitesse de synchronisme

À l'aide de deux wattmètres, d'un ampèremètre et d'un voltmètre, on mesure la puissance active P_0 , la vitesse de rotation Ω [rd/s], le courant absorber I_0 et la tension efficace V_0 .

En rappelant que lors de l'essai on a effectué qu'un seul essai au régime de la MAS et qui est représenté dans le (**tableau V-d**) suivant :

V_0 [V]	I_{0y} [A]	W_1 [kW]	W_2 [kW]	P_a [w]	Ω [rd/s]
380	2.02	-0.69	0.69	0	1503

Tableau V-d : Résultats obtenu de l'essai au synchronisme

V-6-3 Exploitation des résultats obtenue par l'essai au synchronisme

Une fois que l'essai est fait et que les résultats sont confirmés on a pu calculer les pertes fer après avoir fait un développement des relations de calcul des puissances et qui nous a donné les résultats qui sont représentés dans le (**tableau V-e**) : (**Annexe E**)

C [N.m]	P_u [W]	P_a [W]	P_{JS} [W]	P_{fer} [W]
1.6	251.7	0	104.86	147.1

Tableau V-e : résultats des calculs des pertes fer

▪ Remarque :

D'après les résultats des mesures des pertes fer obtenus par les deux essais (à vide et au synchronisme), on remarque bien qu'une différence distingue les valeurs trouvée, une différence de 25% de la valeur des pertes fer à vide par rapport à celle au synchronisme, cette différence peut être justifiée par plusieurs raison :

- Des erreurs des mesures dans les deux essais à cause du matériel de mesure utilisée (manque de précision de mesure et de lecture.
- Des indications des appareils erronées provoquées par des légères variations de vitesse.
- La difficulté de réalisation de l'essai au synchronisme.
- Et encore l'instabilité du réseau électrique.

V-7 Comparaison des résultats

Les différents résultats du calcul des pertes fer obtenus dans les chapitres précédents et dans le chapitre expérimental sont présentés dans le (**tableau V. f**) :

Les différentes méthodes de calcul des pertes fer	Pertes fer	L'unité
Méthode de dimensionnement	102,504	[W]
Méthode analytique (formulation de Steinmetz)	251.85	[W]
Méthode analytique (formulation de de Liwschitz)	90.738	[W]
Par essai à vide	195.71	[W]
Par essai au synchronisme	147.1	[W]

Tableau V-f : Les différents résultats du calcul des pertes fer par les différentes méthodes

V-7-1 Commentaire et comparaison les résultats

D'après les résultats obtenus et représentées dans le tableau ci-dessus, on constate que les valeurs des pertes fer différents d'une méthode à l'autre.

- Pour la méthode du dimensionnement et de LIWSCHTZ qui sous estiment les valeurs des pertes fer ont une différence de 45% par rapport aux valeurs obtenue par la méthode expérimentale qui la plus proche de la valeur réel des pertes fer
- Une différence de 38% entre la méthode analytique (Steinmetz) qui sur estime les valeurs des pertes fer et la méthode expérimentale
- Une légère différence de 25% des pertes fer trouvée dans les deux essais expérimentaux (à vide et au synchronisme).

Comme on déjà dit à propos des résultats des méthodes de dimensionnement et analytique leurs valeurs sont difficiles à les approximer à la valeur réelle des pertes fer, le choix des coefficients des pertes fer et des facteurs de correction est crucial pour des résultats plus précis.

V-7-2 les courbes des pertes des différentes méthodes en fonction de l'induction

La comparaison par courbe de l'évolution des pertes fer obtenue par les trois méthodes en fonction de l'induction est représentée dans la (**figure V.9**).D'après cette figure on peut constater la manière avec laquelle évolue les pertes fer dans le moteur. Si on prend les résultats

expérimentaux comme référence de comparaison, on peut approximer les résultats de dimensionnement à ces dernière, leurs évolution est similaire à celle de la méthode expérimentale, sauf que en valeurs, la méthode dimensionnement est un peu inférieur à expérimentale, elle sous-estime les pertes fer.

Par contre la méthode analytique (Steinmetz) évolue rapidement et d'une manier brutale elle donne des valeurs des pertes fer assez importante et pour des inductions faible. Certainement elles appliquer pour des cas particulier. (Annexe E)

Pour harmoniser l'axe des abscisses des tensions vers les inductions on a utilisé une formule semi-Amérique basé sur des données dimensionnelle de la machine et qui est :

$$B = \frac{0.255 * 2p * U_0 * 10^2}{L * D * W} \tag{V.20}$$

Avec :

L : longueur virtuelle du stator

D : diamètre intérieur de la machine

W : nombre de spire par phase

P : nombre de pair de pole

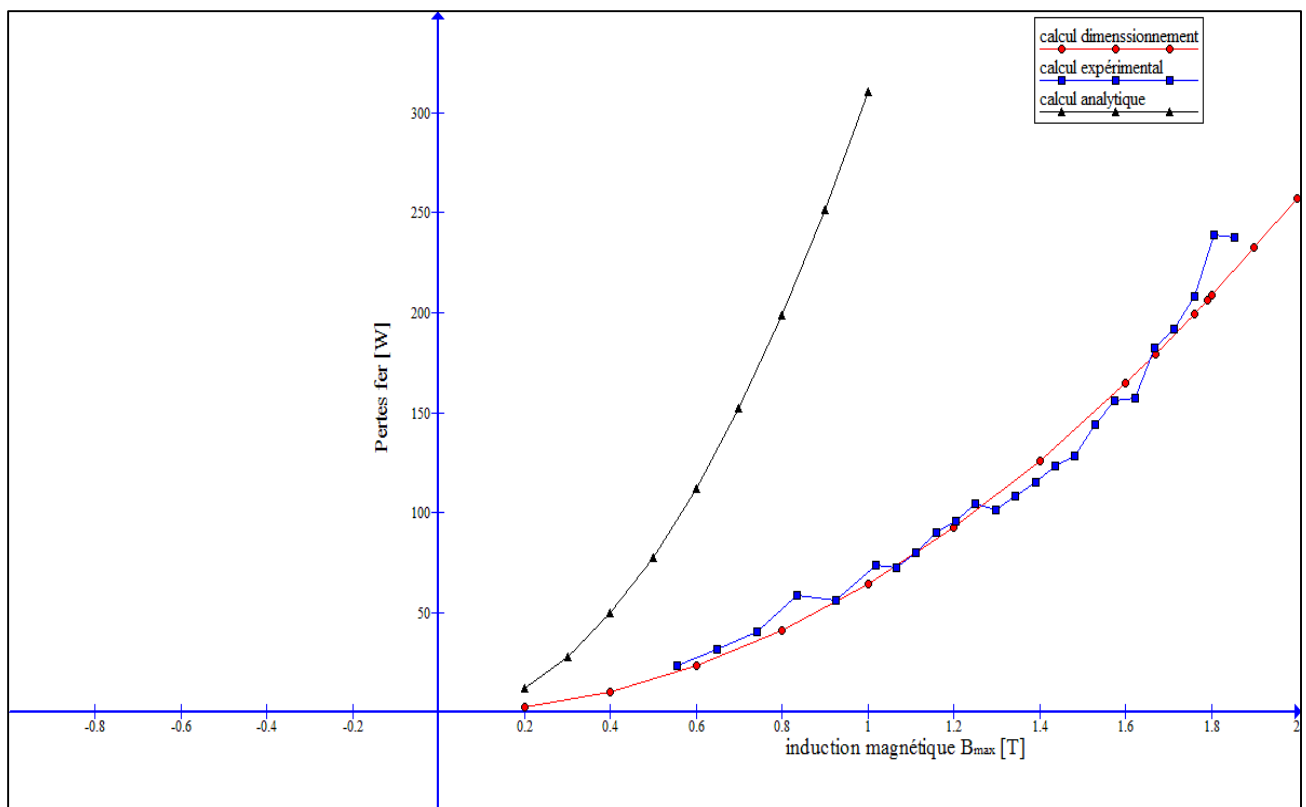


Figure V-9 : représente les courbes des pertes fer pour les trois méthodes de calcul

V-7-3- Répartition des pertes fer dans le stator de la machine

Sachons que les pertes fer sont constantes et elles sont égales à 195.41W, répartissons ces pertes dans la culasse et les dents statorique en calculons le volume totales du stator ainsi que celui de la culasse. (Annexe E)

V-7-3-a Calcul des pertes fer dans les dents statorique

$$P_{fer} = P_{fercul} + P_{ferdent} \Rightarrow P_{ferdent} = P_{fer} - P_{fercul}$$

V-7-3-b- Répartition des pertes fer à vide

D'après les résultats obtenus et qui sont représentés dans la Figure (V.10), on remarque que la majorité des pertes fer se trouve dans la culasse statorique, et c'est valable pour toutes les méthodes de calcul utilisé, et ça revient à la caractéristique géométrique et magnétique qui caractérise cette région de la machine des autres régions.

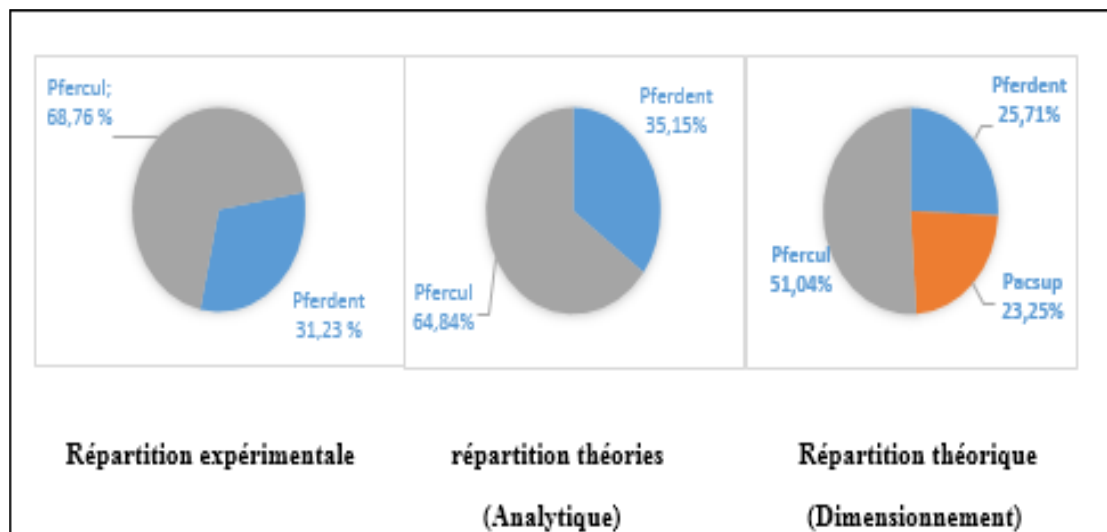


Figure V-10. : Représente la répartition des pertes fer dans les tôles statoriques

V-8 Conclusion

Nous avons réalisé dans ce chapitre deux essais pour mesurer les pertes fer dans la machine asynchrone à cage. Entre autre, l'essai à vide et l'essai au synchronisme, des difficultés rencontrées en essai au synchronisme à cause de la sensibilité de la vitesse qui varie à tous mouvement provoqué. Comme on a pu réaliser un essai d'étalonnage pour s'assurer de la fiabilité du matériel. Et à la fin, les résultats obtenus par ces essais (essai à vide) sont comparé aux autres résultats obtenus avec les autres méthodes. Aussi on a pu faire une comparaison sur la répartition de ces pertes dans les tôles statoriques.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Le présent travail consiste en l'étude ou l'évaluation des pertes fer dans un moteur asynchrone à cage 2.2 kw. Pour aborder notre étude nous avons identifié les différentes pertes qui existent dans la machine étudié avec leur définition et formules de calcul et les différents principes de base.

Une étude un peu profond pour la machine est effectuée pour bien comprendre le comportement des matériaux interne de la machine est sure tout pour la visualisation les forme des inductions de la machine en fonctionnement à vide et d'extraire leurs valeurs pour les exploités dans nos études.

Ensuite nous avons utilisé trois méthodes de calcul pour déterminer ces pertes dans la machine, la méthode de dimensionnement et la méthode analytique et la méthode expérimentale.

La méthode de dimensionnement et analytique sont des méthodes basées sur des formules semi-Amérique (Steinmetz et LIWSCHITZ), ce sont des formules difficiles à utiliser à cause du choix des facteurs des pertes et les coefficients de correction à utiliser.

Par contre la méthode expérimentale, est une méthode basé sur des essais qui sont effectués au niveau du laboratoire de machine à courant alternatif du département, deux essais sont faits pour l'évaluation des pertes fer, un essai à vide et un essai au synchronisme, les résultats obtenus par l'essai à vide sont pris comme référence pour comparais les autre résultats à ces dernières.

Par la suite, après la comparaison des résultats obtenus avec l'essai au synchronisme aux résultats expérimentaux, on conclut que les valeurs des pertes fer par ces deux essais sont plus proches, et que la méthode du dimension et analytique avec la formulation de Steinmetz nous a donné aussi des résultats acceptables, par contre la formulation de LIWSCHITZ sous-estime la valeur des pertes fer. C'est certainement dû au choix des valeurs des coefficients qui n'est pas crucial. On peut justifier ses résultats aux formules qu'on a utilisées qui sont moins précise, et ne sont que des approches aux résultats exactes

On remarque aussi qu'une grande partie de ces pertes ce trouve dans la culasse statorique puis suivi des dents statorique.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[1] Jalal CHEAYTANI

Thèse du doctorat Spécialité : Génie électrique université de LILLE 1 2016

[2] fr.wikipedia.org/wiki/Résistivité

[3] FRATILA MIRCEA

«Contribution à la prise en compte des pertes fer dans la modélisation des machines électriques par éléments fins».

Thèse du doctorat Spécialité : Génie électrique université de LILLE 1 2012.

[4] Théodore WILDI « Livre électrotechnique »

Avec la collaboration de Gilbert Sybille 3^{ème} édition 2000.

Bibliothèque du département électrotechnique U.M.M.T.O.

[5] MAX MARTY « Livre principe d'électrotechnique ».

Avec la collaboration de Daniel Dixneuf, Dundo 2005

[6] IFREK. H, HAOUCHINE. T

« Etude thermique du moteur asynchrone à cage d'écureuil »

Mémoire de fin d'étude master académique U.M.M.T.O 2011.

[7] A. Karima, S. Yasmina

« Etude des pertes fer et leur répartition dans un moteur asynchrone a cage d'écureuil 2.2 KW»

Mémoire de fin d'étude master académique 2012/2013.

[8] H. CHABBAT, F. GANE.

« Etude et simulation de la machine asynchrone à double alimentation »

Mémoire de fin d'étude D.E.U.A 2009.

[9] PIERRE MAYE « moteur électrique industriel »

Livre, www.dundo.com, paris 2005.

[10] LOUNIS. A, ALLOUCHENE. M

« Identification des paramètres de la machine asynchrone à cage ».

BIBLIOGRAPHIE

Mémoire de fin d'étude, master académique, U.M.M.T.O. 2012/2013.

[11] S. SOURDANI, K. KARIMA.

« Détermination de la réparation des pertes fer dans la machine asynchrone ».

Mini projet d'étude, licence professionnelle, U.M.M.T.O. 2011.

[12] CHAIR.KAHINA, L.SADI HADDAD.

« Etude et estimation des pertes fer dans la machine asynchrone à cage ».

Mémoire fin d'étude, master académique, U.M.M.T.O. 2015.

[13] Thierry Chevalier

« Modélisation et calcul des pertes fer dans les machines électrique, application machine asynchrone »

HAL, www.archives-ouvertes.fr / France.

[14] HAMADDOU. A NESSISSEN. A

«Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil »

Mémoire de fin d'étude, master académique Université Djilali BOUNAAMA - KHEMIS MILIANA, promotion 2015.

[15] HACHIMI. N

« Modélisation des machines asynchrone triphasé à cage en vue du diagnostic par la méthode élément finis ».

Thèse du doctorat en sciences génie électrique ETH Université Mohamed KHEIDER Biskra 2015.

[16] Aurélie FASQUELLE

«Contribution à la modélisation multi-physique : électro-VIBRO-acoustique et aérothermique de machines de traction ».

Thèse du doctorat Spécialité : Génie électrique doctorat délivré par l'école centrale de LILLE 2007.

[17] M.LIWSCHITZ

«Calcul des machines électrique TOME I ».livre 1967.

[18] Guy GRELLET

« Pertes dans les machines tournantes». Livre technique de l'ingénieur

Date de publication : 10/12/1989

Annexe A

Notice D'utilisation du logiciel FEMM

Une simple notice d'utilisation du logiciel Finite Element Magnetics Method

Le logiciel FEMM permet de résoudre des problèmes de magnéto-statique et d'électromagnétisme. Pour illustrer l'utilisation du logiciel nous étudierons le cas d'une simple machine.

Lancer le programme FEMM via l'icône comme indique la **Figure A.1**:



Figure A.1 : Icône du programme FEMM

➤ Où par l'instruction sur Matlab : **Openfemm** ;

➤ La **Figure A.2** s'affiche par défaut à l'ouverture du logiciel :

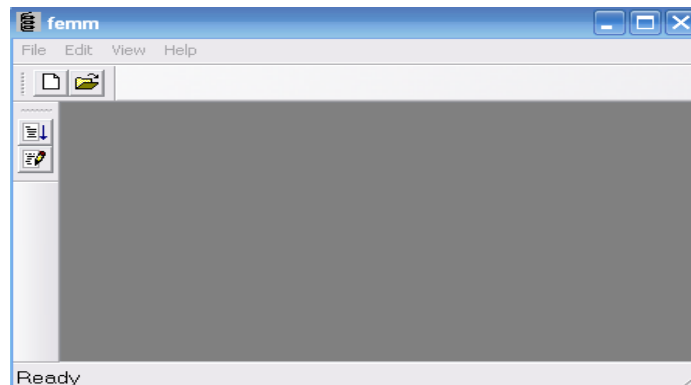


Figure A.2: Une fenêtre vide avec une barre de menu minimal

Sélectionnez **New** dans le menu principal, une boîte de dialogue apparaît **Figure A.3** permettant de répondre au besoin de bien définir le problème à étudier. (Dans notre cas nous choisissons “magnetics problem”).

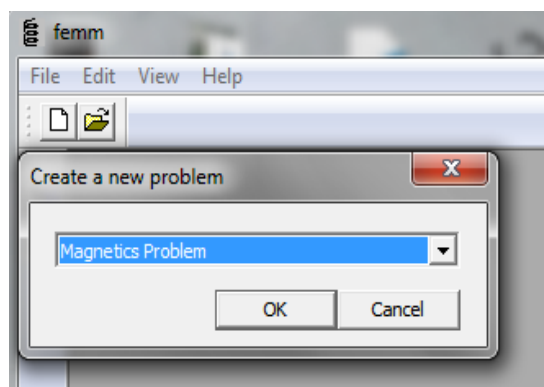


Figure A.3: Type du problème

➤ Où par les instructions suivantes sur Matlab :

```

addpath('C:\femm42\mfiles');
savepath;
openfemm;
newdocument(0);

```

Ajouter les instruction de FEMM /Octave

Ouvrir FEMM

0:Magnétostatique
1:Electrostatique

Création du schéma de simulation

La première étape consiste à dessiner en 2D le model du circuit magnétique, mais avant choisissons quelques paramètres de la feuille d'édition.

Paramètre pour l'édition

❖ Choix de l'unité

Sélectionner **problem** puis **millimeters** par exemple .Vous trouverez en **Figure A.4** les différents paramètres à configurer et ainsi l'instruction équivalente sur Matlab.

❖ Choix d'une taille de grille :

Pour définir une taille de grille sélectionner **Grid** puis **Set Grid**.

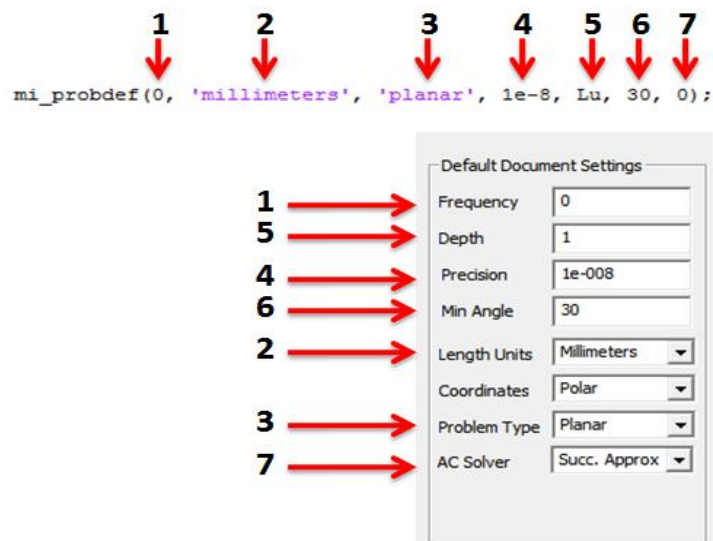


Figure A.4 : Fenêtre pour le choix de l'unité

Assurez-vous que les unités de longueur sont définies par millimètre et que la fréquence est réglée sur **0**.

- 1 : fréquence
- 2 : unité du fond
- 3 : type de problème (/axisymétrique)
- 4 : précision de maillage
- 5 : longueur actif de la machine
- 6 : mesure des angles
- 7 : méthode de solution (analyses de simulation)

- **La réalisation du schéma de simulation**

Afin de placer un nœud aux coordonnées X et Y sélectionner l'icône **Nœuds**, on peut utiliser le bouton gauche de la souris ou bien on utilisant la touche **tab**. Pour supprimer un nœud sélectionner celui-ci avec le bouton droit de la souris, puis actionner **Supp** ou **Del** (selon le clavier)

Pour relier les différents nœuds, sélectionner l'icône **segment** puis avec la souris activer les nœuds de départ et celui d'arrivée. Un segment apparaît alors. Donc la réalisation du schéma d'une machine est basée sur les trois icônes mentionnées sur la **Figure A.5**.



Figure A.5: Les principaux icônes utilisées

➤ Où par les instructions suivantes sur Matlab :

```
mi_addnode (X1, Y1) ; ← point
mi_drawline (X1, Y1, X2, Y2) ; ← segment
mi_drawarc (X1, Y1, X2, Y2, 180, 1) ; ← Arc
```

Pour nous la réalisation de la géométrie est faite directe, sans servir des instructions ou du logiciel, on transformant toutes les dimensions qu'on a à l'angle radian on a pu obtenir la géométrie complète de la machine (**figure A.7**).

On introduisant le point d'axe ou de référence (0,0), puis on commence de dessiner la géométrie par le stator par l'introduction des valeurs des nœuds, au départ on obtient la première encoche statorique (**figure A.6**).

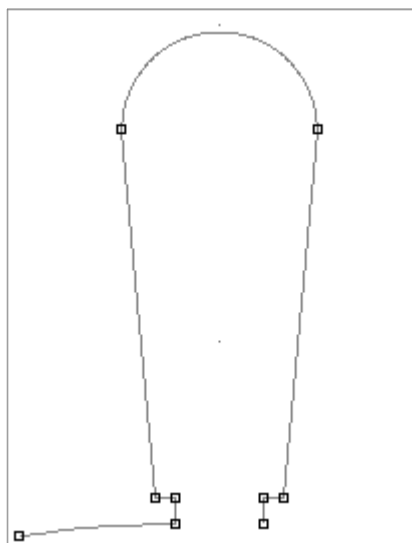


Figure A.6 : encoche statorique

Pour faciliter la réalisation des géométries dans lesquelles que l'on résout les problèmes, le logiciel FEMM comprend deux commandes **move** et **copy** (Figure A.7). C'est à dire au lieu de refaire à chaque fois le travail On utilise tout simplement ces deux commandes.

Et par la méthode on fait construire le rotor et la carcasse de la machine

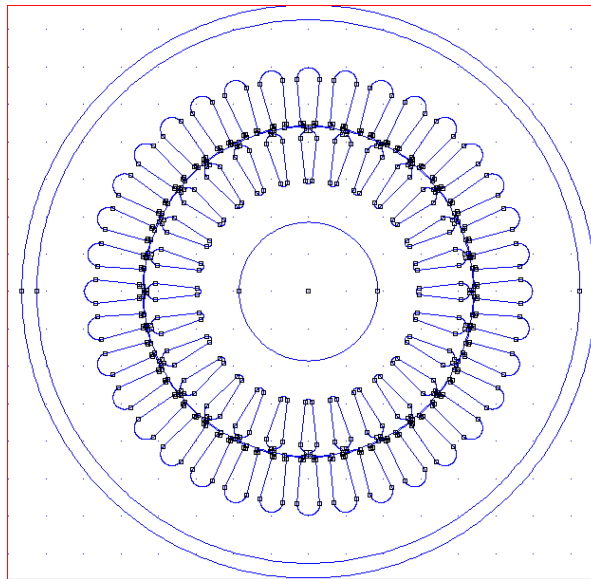


Figure A.7: géométrie complète de la machine

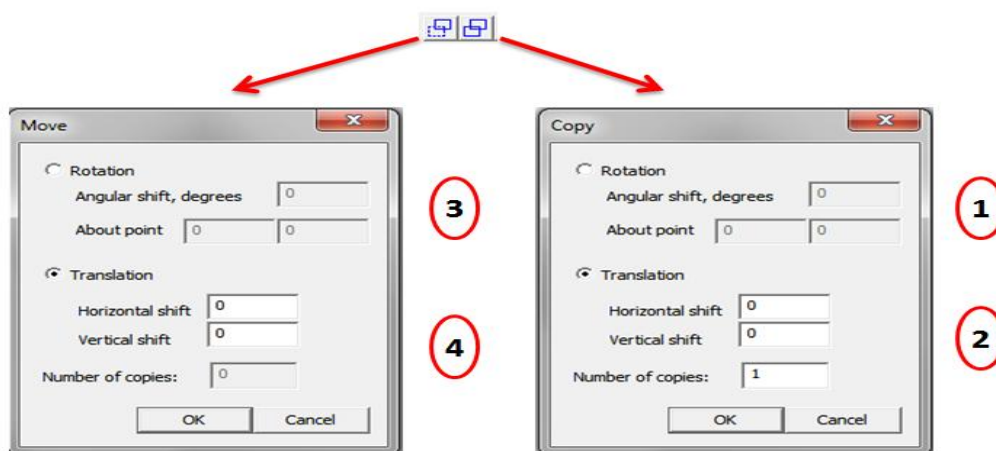


Figure A.8: Icones copier/coller

✚ Ou par les instructions suivantes sur Matlab :

```

mi_copyrotate (X0, Y0, Angle, copies); 1
2 mi_copytranslate (dx, dy, copies);
mi_moverotate (X0, Y0, Angle, copies); 3
4 mi_movetranslate (dx, dy, copies);

```

- **Définition des matériaux et milieux**

Sélectionner le menu **propriétés** puis **Materials library**, repéré dans l'arborescence de gauche le milieu nommé Air (par exemple) puis faire un glisser déposer dans l'arborescence de droite comme indiqué la **Figure A.8**.

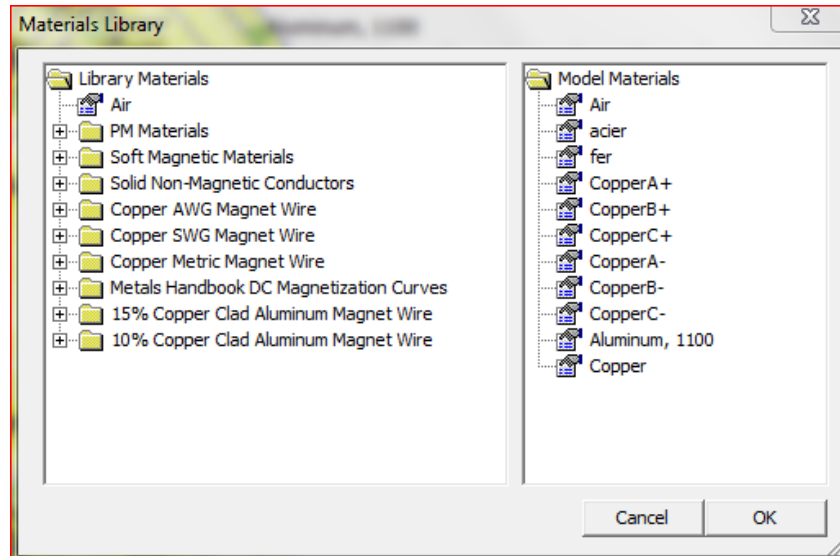


Figure A.8: Choix des milieux et matériaux

➤ Où par les instructions suivantes sur Matlab :

```
mi_addmaterial('Air',1,1,0,0,0,0);
mi_addmaterial('M-19 Steel',1e7,1e7,0,0,0,0,0);
```

➤ **Choix des différentes régions**

Après avoir dessiné dans un repère 2D la géométrie de la machine, il reste à caractériser les différentes régions.

Sélectionner l'icône **matériaux** et placer un nœud, avec le bouton gauche de la souris à l'intérieur d'une région afin de caractériser son milieu.

Sélectionner le nœud avec le bouton droit de la souris puis actionner la touche **d'Espace**. Choisir le nom du matériau dans le menu déroulant, comme indiquant en **Figure A.9**.

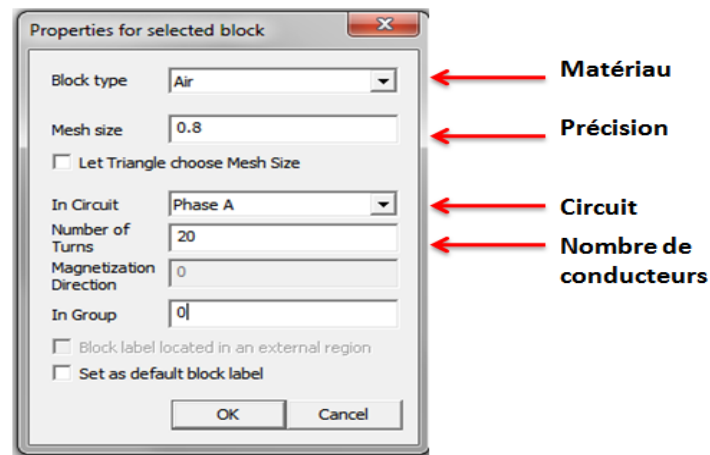


Figure A.9 : Définition des différents milieux

Répéter l'opération avec la précision, le nombre de spire et la densité de courant plus ou moins.

— Où par les instructions suivantes sur Matlab :

```
mi_selectlabel(Xb1,Yb1); mi_selectlabel(Xb6,Yb6);
mi_setblockprop('Air' , 0, 0.8, 'Phase A' , 0, 0, 20);
```

Et on obtienne :

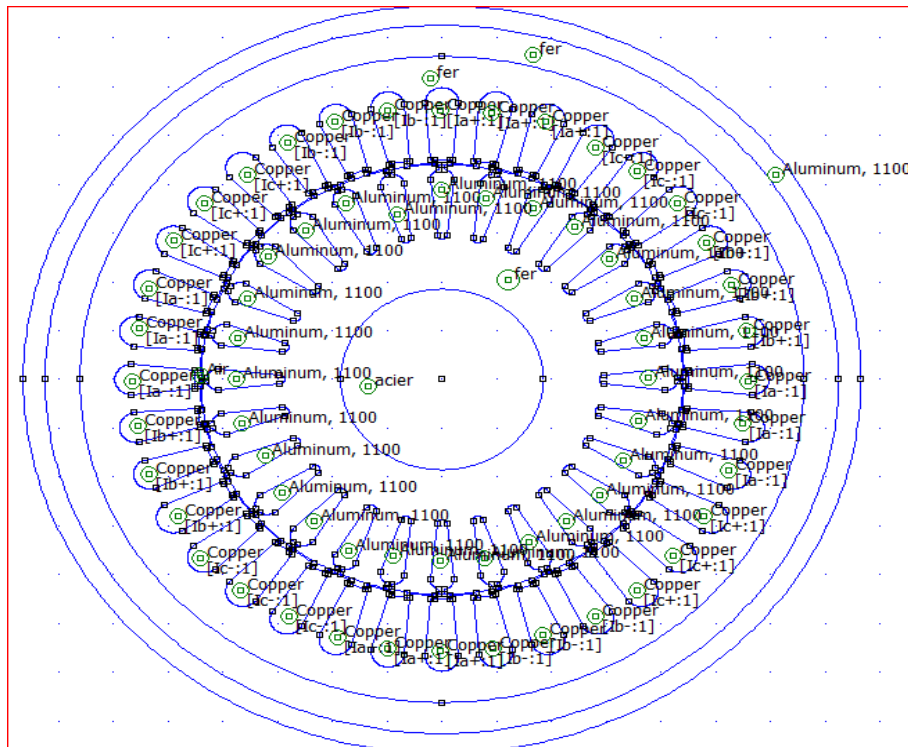


Figure A.10 : affectations des matériaux sur la géométrie

➤ Type de bobinage

Pour choisir le type de bobinage (série ou parallèle), sélectionner l'icône **properties** puis **circuit** après **add property**.

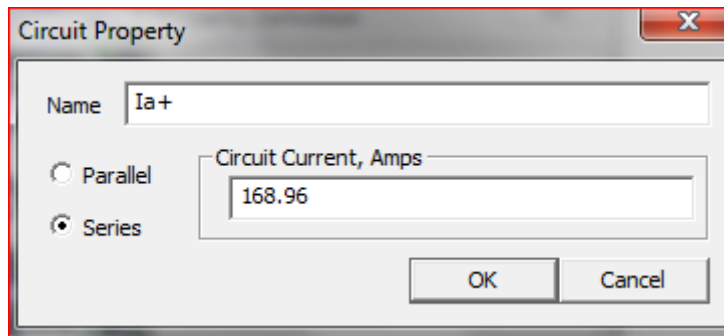


Figure A.11: Propriétés des bobinages

Où par l'instruction sur Matlab :

```
mi_addcircprop('Phase A', 15, 1);
```

0:parallèle
1:série

Pour l'injection des valeurs des courants, il existe deux manières d'introduction, soit en injectant directement les valeurs des courants à vide multiplié par le nombre de conducteur pour chaque encoche, soit en introduisant des valeurs des densités des courants.

- **Conditions aux limites**

Une étape importante pour le calcul consiste à définir pour le contour une condition aux limites par exemple un champ nul.

Sélectionner le menu **propriétés** puis **boundary** et **add properties**, les paramètres à rentrer sont ceux de la **Figure A.12**.

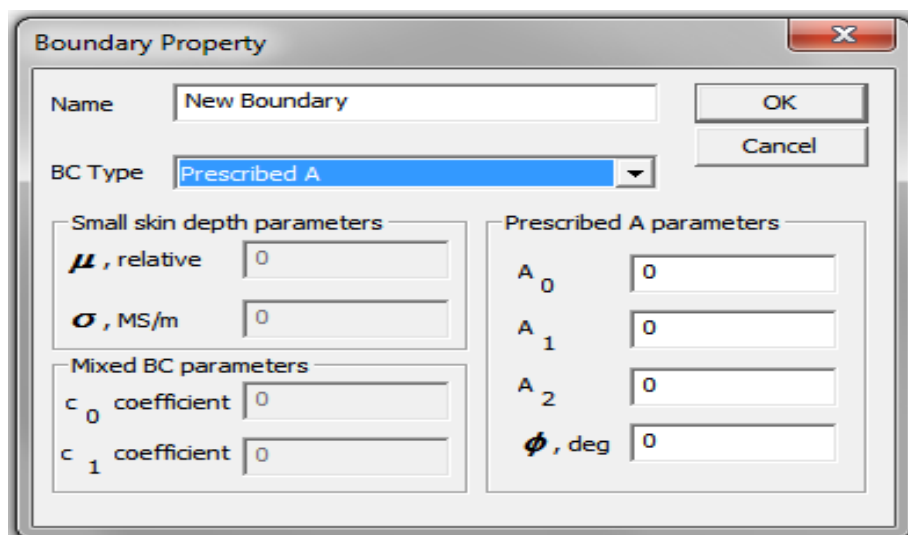


Figure A.12 : Paramètres pour la condition aux limites

Dans le schéma de simulation activer l'icône **segments** puis avec le bouton droit de la souris sélectionner les segments AB, BC, CD et DA (**Fig C-11**). Activer la touche **Espace** et sélectionner la condition à la limite pré définie si dessus **Figure A.12**

✚ Où par l'instruction sur Matlab :

```
mi_addboundprop('limite', 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0);
```

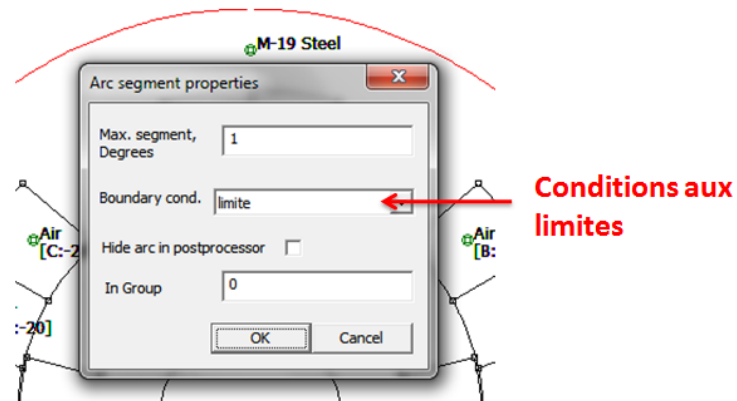


Figure A.13: Edition de la condition aux limites

Leurs instructions équivalentes sur Matlab sont :

```
mi_selectarcsegment(Yn1,Xn1); mi_selectarcsegment(Yn2,Xn2);
mi_setarcsegmentprop(1,'limite',0,0); mi_clearselected;
```

Annexe B

**Calcul des paramètres magnétique et
électrique de la machine asynchrone
à cage**

I. Calcul des paramètres magnétique et électrique d'une machine asynchrone à cage

I.1. Calcul du courant d'une phase statorique :

$P_n = 2,2$ puissance nominale

$U_1 = 380$ la tension d'alimentation

$m_1 = 3$ nombre de phase

$\eta_n = 0,78$ le rendement

$P = 2$ le nombre de pair de pôles

$\cos(\phi) = 0,83$ facteur de puissance

$\phi = 33,9^\circ$ le déphasage

$K_e = 0,985 - 5 \cdot P \cdot 10^{-3} = 0,975$ le rapport U/E

I_1 : le courant d'une phase statorique

$$I_1 = \frac{P_n \cdot 10^3}{m_1 \cdot U_1 \cdot \eta_n \cdot \cos(\phi)}$$

$$I_1 = 2,981 \text{ [A]}$$

$$I_1 = 2,981 \text{ [A]}$$

I.2 Calcul de coefficient d'enroulement K_{enr1} :

$\alpha = 60$ zone de la phase

$Z_1 = 36$ le nombre d'encoques statorique

I.2.1. le nombre d'encoques par pôle et par phase

$$q_1 = \frac{Z_1}{2 * P * m_1}$$

$$q_1 = \frac{36}{2 * 2 * 3} = 3 \text{ enc/pole/phase}$$

$$q_1 = 3 \text{ enc/pole/phase}$$

$$q_1 = 3 \text{ enc/pole/phase}$$

I.2.2. Coefficient de distribution

$$K_{d1} = \frac{\sin \frac{\alpha}{2}}{q_1 \cdot \sin \frac{\alpha}{2 \cdot q_1}} = 0,96 \quad \mathbf{K_{d1}=0,96}$$

I.2.3. coefficient de raccourcissement :

Avec : $\beta = 1$ pas de raccourcissement

$$K_{r1} = \sin \beta \frac{\pi}{2} = 1 \quad \mathbf{K_{r1} = 1}$$

Donc le coefficient d'enroulement on le calcule comme suite :

$$K_{enr1} = K_{d1} \cdot K_{r1}$$

$$K_{enr1} = 1 \cdot 0,96 = 0,96 \quad \mathbf{K_{enr1} = 0,96}$$

I.3 Calcul le nombre de spires W_1 :**I.3.1. Le pas dentaire**

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D_{1int}}{Z_1} = 7,723 \text{ mm} \quad \mathbf{t_1=7,723 \text{ mm}}$$

I.3.2. Le nombre de conducteurs effectifs dans l'encoche :

$a_1 = 1$ le nombre de branche parallèle

$$U_{en1} = \frac{a_1 \cdot t_1 \cdot A_1 \cdot 10^{-3}}{I_{1n}}$$

$$U_{en1} = \frac{1 \cdot 7,723 \cdot 2,47 \cdot 10^4 \cdot 10^{-3}}{2,981} = 64 \text{ conducteur} \quad \mathbf{U_{en1} = 64 \text{ conducteur}}$$

Alors le nombre de spire se calcule comme suite :

$$W_1 = U_{en1} \cdot \frac{Z_1}{2 \cdot m_1 \cdot a_1} = 384 \text{ Spires} \quad \mathbf{W_1=384 \text{ spires}}$$

I.4. Calcul de la charge linéaire A_1 :

$D_{1int}=88,5$ le diamètre intérieur de stator

$$A_1 = 2 \cdot m_1 \cdot W_1 \cdot \frac{I_1}{\pi \cdot D_{1int} \cdot 10^3} = 2,47 \cdot 10^4 \text{ A/m}$$

$$A_1 = 2,47 \cdot 10^4 \text{ A/m}$$

I.5. La puissance électromagnétique P_e :

$$P_e = K_e \cdot \frac{P_n}{n_n \cdot \sin \varphi} = 3,313 \text{ Kw}$$

$$P_e = 0,975 * \frac{2,2 * 10^3}{0,78 * 0,83} = 3,313 \text{ KW}$$

$$P_e = 3,313 \text{ KW}$$

I.5. Calcul de l'induction magnétique B_δ :

l_i : Longueur virtuelle de l'induit = 110mm

n_1 : la vitesse de synchronisme [tr/min].

$\alpha_i = 2/\pi = 0,637$: coefficient de recouvrement polaire.

$K_f = 1,11$: coefficient de la forme de l'onde d'induction dans l'entrefer.

$$B_\delta = \frac{6,1 \cdot 10^{12} \cdot P_e}{l_i \cdot \alpha_i \cdot K_f \cdot K_{enr1} \cdot A_1 \cdot D_{1int}^2 \cdot n_1}$$

$$B_\delta = \frac{6,1 \cdot 10^{12} \cdot 3,313}{110 \cdot 0,637 \cdot 1,11 \cdot 0,96 \cdot 2,47 \cdot 10^4 \cdot 88,5^2 \cdot 1500} = 0,933 \text{ [T]}$$

$$B_\delta = 0,933 \text{ [T]}$$

I.6. Calcul de l'induction maximale dans les dents statorique B_{z1max} :

$t_1 = 7,723$ mm

$K_{fer} = 0,97$ coefficient de remplissage des tôles statorique

$b_{z1} : 3,87$ mm la largeur de la dent statorique

$$B_{z1max} = \frac{t_1 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot b_{z1}} = 1,92 \text{ T}$$

$$B_{z1max} = 1,92 \text{ [T]}$$

I.7. Calcul de l'induction magnétique dans le dos statorique B_{c1max} :**I.7.1 Le pas polaire**

$$\tau = \frac{\pi \cdot D_{1int}}{2 \cdot p} = 69,508 \text{ mm} \qquad \tau = 69,508 \text{ mm}$$

I.7.2 Hauteur du dos du stator

$D_{1moy} = 119,53$ mm diamètre moyenne de stator

$$h_{c1} = \frac{D_{1ext} - D_{1moy}}{2}$$

$$h_{c1} = \frac{145 - 119,53}{2} = 12,735 \qquad h_{c1} = 12,735 \text{ mm}$$

Donc

L'induction magnétique dans le dos statorique est :

$$B_{c1max} = \frac{0,5 \cdot \alpha_i \cdot B_\delta \cdot \tau}{k_{fer} \cdot h_{c1}} = 1,672 \text{ [T]} \qquad B_{c1max} = 1,672 \text{ [T]}$$

I.8. Le poids total de la culasse G_{c1} :

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

$$G_{c1} = \pi \cdot (D_{1ext} - h_{c1}) \cdot K_{fer} \cdot l_i \cdot h_{c1} \cdot \gamma_c \cdot 10^{-9}$$

Donc

$$G_{c1} = 3,14 \cdot (145 - 12,735) \cdot 0,975 \cdot 110 \cdot 7,8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 4,404 \text{ Kg}$$

$$G_{c1} = 4,404 \text{ Kg}$$

I.9 Calcul de B_{02} :

$$\beta_{02} = 0,275$$

$Z_2 = 28$ le nombre d'encoche rotorique

$D_1 = 88$ mm diamètre extérieure du rotor

I.9.1. Le pas dentaire rotorique

$$t_2 = \pi \cdot \frac{D_1}{Z_2} = 9,874 \text{ mm} \qquad t_2 = 9,874 \text{ mm}$$

I.9.2. Calcul de coefficient de KARTER K_δ :

$b_{f1} = 2,8$ mm : la largeur de la fente statorique

$b_{f2} = 1$ mm : la largeur de la fente rotorique

$\delta = 0,25$ mm diamètre de l'entrefer

$$K_{\delta 1} = 1 + \frac{b_{f1}}{t_1 - b_{f1} + 5 * \delta * \frac{t_1}{b_{f1}}} = 1,334$$

$$K_{\delta 2} = 1 + \frac{b_{f2}}{t_2 - b_{f2} + 5 * \delta * \frac{t_2}{b_{f2}}} = 1,047$$

Alors :

$$K_\delta = K_{\delta 1} \cdot K_{\delta 2} = 1,397 \qquad \qquad \qquad \mathbf{K_\delta = 1,397}$$

Donc B_{02} se calcule comme suit :

Avec : $\beta_{02} = 0,275$ coefficient déterminé de la figure [2] (**annexe F**)

$$B_{02} = \beta_{02} \cdot B_\delta \cdot K_\delta$$

$$B_{02} = 0,275 \cdot 1,397 \cdot 0,933 = 0,359 \qquad \qquad \qquad \mathbf{B_{02} = 0,359}$$

I.10. Calcul de l'induction pulsatoire B_{pul2} :**I.10.1 Le pas d'enroulement**

$$y_1 = \frac{\left(\frac{b_{f1}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{f1}}{\delta}} = 7,743 \text{ T} \qquad \qquad \qquad \mathbf{y_1 = 7,743}$$

I.10.2. la largeur de la dent rotorique

$$b_{z2} = \frac{t_2 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot B_{z2max}} = 4,77 \text{ mm} \qquad \qquad \qquad \mathbf{b_{z2} = 4,77 \text{ mm}}$$

I.10.3. Calcul de l'induction maximale de la dent rotorique B_{z2max} :

$$B_{z2max} = B_{\delta} \cdot \frac{t_2}{b_{z2} \cdot K_{fer}} = 1,992 \text{ T}$$

$$B_{z2max} = 1,992 \text{ [T]}$$

Donc :

$$B_{pul2} = y_1 \cdot \delta \cdot \frac{B_{z2max}}{2 \cdot t_2} = 1,195 \text{ T}$$

$$B_{pul2} = 1,195 \text{ [T]}$$

I.11. Calcul de l'induction magnétique dans le dos rotorique B_{c2} :

$h_{c2}=15,12$ mm la hauteur du dos rotorique

$$B_{c2} = 0,5 * \alpha_i * \tau * \frac{B_{\delta}}{K_{fer} * h_{c2}} = 1.408 \text{ T}$$

$$B_{c2} = 1,048 \text{ [T]}$$

I.12. la hauteur de la culasse rotorique

$$h_{c2} = 0,5 \cdot \frac{\alpha_i \cdot \tau \cdot B_{\delta}}{K_{fer} \cdot B_{c2}} = 15,12 \text{ mm}$$

$$h_{c2} = 15,12 \text{ mm}$$

Annexe C

**Calcul des pertes fer par la
méthode de
dimensionnement**

I. Pertes magnétique dans l'acier

I.1. Les pertes dans la culasse statorique :

$$P_{10(50\text{HZ})} = 2,5 \text{ W/Kg}$$

$K_{dc} = 1,7$ coefficient total de majoration des pertes

$$\beta = 3/2$$

$$f_1 = 50 \text{ Hz}$$

$$G_{c1} = 4,404 \text{ Kg}$$

$$B_{c1\text{max}} = 1,672 \text{ T}$$

$$P_{fcl} = P_{10(50\text{HZ})} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^\beta \cdot K_{dc} \cdot G_{c1} \cdot B_{c1\text{max}}^2$$

$$P_{fcl} = 2,5 \cdot \left(\frac{50}{50}\right)^{3/2} \cdot 1,7 \cdot 4,404 \cdot 1,672^2 = 52,319 \text{ W}$$

$$P_{fcl} = 52,319 \text{ [W]}$$

I.2. Les pertes dans les dents statorique :

$$B_{z1\text{max}} = 1,92 \text{ T}$$

$K_{dz} = 1,8$ coefficient de majoration des pertes

$h_{z1} = 15,51$ hauteur de la dent statorique

$$G_{z1} = h_{z1} \cdot b_{z1} \cdot Z_1 \cdot K_{fer} \cdot \gamma_c \cdot l_i \cdot 10^{-9}$$

$$G_{z1} = 15,51 \cdot 3,87 \cdot 36 \cdot 0,975 \cdot 7,8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 1,798 \text{ Kg}$$

$$G_{z1} = 1,798 \text{ Kg}$$

Donc :

$$P_{fz1} = P_{10(50\text{HZ})} \cdot K_{dz} \cdot B_{z1\text{max}}^2 \cdot G_{z1} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^\beta$$

$$P_{fz1} = 2,5 \cdot 1,8 \cdot 1,92^2 \cdot 1,798 \cdot \left(\frac{50}{50}\right)^{3/2} = 26,361 \text{ W}$$

$$P_{fz1} = 26,361 \text{ [W]}$$

I.3. Les pertes magnétiques principales d'acier :

$$P_{acp} = P_{fc1} + P_{fz1}$$

$$P_{acp} = 52,319 + 26,361 = 78,68 \text{ [W]}$$

$$P_{acp} = 78,68 \text{ [W]}$$

I.4. Les pertes magnétiques supplémentaires d'acier**I.4.1 Les pertes à la surface du rotor P_{sr} (pertes superficielle):**

$$B_{02} = 0,359 \quad (\text{calculer dans l'annexe B})$$

$K_{02} = 2$ coefficient en fonction de diamètre extérieur :

$$n_1 = 1500 \text{ tr/min}$$

$$t_1 = 7,723 \text{ mm}$$

$$Z_1 = 36$$

$$P_{sr2} = 0,5 \cdot K_{02} \cdot \left(\frac{Z_1 \cdot n_1}{10^4} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot (B_{02} \cdot t_1)^2$$

$$P_{sr2} = 0,5 \cdot 2 \cdot \left(\frac{36 \cdot 1500}{10^4} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot (0,359 \cdot 7,723)^2 = 96,307 \text{ W}$$

$$P_{sr2} = 96,307 \text{ [W]}$$

$$t_2 = 9,874 \text{ mm}$$

$$Z_2 = 28$$

$$b_{f2} = 1$$

$$P_{sr} = P_{sr2} \cdot (t_1 - b_{f2}) \cdot l_i \cdot Z_2 \cdot 10^{-6}$$

$$P_{sr} = 96,307 \cdot (7,723 - 1) \cdot 110 \cdot 28 \cdot 10^{-6} = 2,632 \text{ W}$$

$$P_{sr} = 2,632 \text{ [W]}$$

I.4.2. Les pertes par pulsation de flux dans les dents P_{pul2} :

$$B_{pul2} = 0,195 \text{ T}$$

$$G_{Z2} = Z_2 \cdot h_{c2} \cdot b_{z2} \cdot l_i \cdot \gamma_c \cdot 10^{-9}$$

$$G_{Z2} = 28 \cdot 15,12 \cdot 4,77 \cdot 110 \cdot 7,8 \cdot 10^{-9} = 1,733 \text{ Kg}$$

$$G_{Z2} = 1,733 \text{ kg}$$

$$P_{pul2} = 0,11 * \left(\frac{Z_1 * n_1}{10^3} \right) * B_{pul2}^2 * G_{z2} = 21,192 \text{ W}$$

$$P_{pul2} = 0,11 * \left(\frac{36.1500}{10^3} \right) * 0,195^2 * 1,733 = 21,192 \text{ [W]}$$

$$P_{pul2} = 21,192 \text{ [W]}$$

I.5. Les pertes magnétiques supplémentaires totales dans l'acier P_{acsup} :

$$P_{acsup} = P_{sr} + P_{pul2} = 23,824 \text{ W}$$

$$P_{acsup} = 2,632 + 21,192 = 23,824 \text{ [W]}$$

$$P_{acsup} = 23,824 \text{ [W]}$$

I.6. Les pertes totales dans l'acier P_{ac} :

$$P_{ac\Sigma} = P_{acp} + P_{acsup}$$

$$P_{ac\Sigma} = 23,824 + 78,68 = 102,504 \text{ [W]}$$

$$P_{ac\Sigma} = 102,504 \text{ [W]}$$

II. Etude l'évolution des pertes fer en fonction des paramètres de calcul par dimensionnement

II.1. L'évolution des pertes fer en fonction de K_d et K_{dz}

Le programme utilisé pour visualiser l'évolution des pertes en fonction des coefficients majoration des pertes dans la culasse et dans les dents, on utilise dans ce programme deux types d'induction : l'induction calculer par la méthode de dimensionnement et l'induction extraie de la simulation avec F.E.M.M.

Ce programme et comme suite :

%Les pertes fer dans la culasse on utilise des valeurs de l'induction obtenue par dimensionnement

```
clc
clearall
closeall
P10=2.5;
f=50;
B1=3/2;
Gc1=4.404;
Bc1max=1.672;
Kdc=[1.3 1.4 1.5 1.6 1.7];
Pfc1=P10*(f/50)^B1 *Kdc*Gc1*Bc1max^2
```

%Les pertes fer dans la culasse on utilisant les valeurs de l'induction obtenue par le FEMM

```
P10=1.8;
Bc1max=1.25;
Kdc= [1.3 1.4 1.5 1.6 1.7];
Pfc2=P10*(f/50)^B1 *Kdc*Gc1*Bc1max^2
plot (Kdc, Pfc1, 'G', Kdc, Pfc2, 'R');
```

```

xlabel ('coefficient de majoration')
ylabel ('les pertes fer dans la culasse')
legend (' dimen ', ' FEMM ')
gridon
%Les pertes fer dans les dents on utilisant des valeurs de l'induction obtenue par
dimensionnement
P10=2.5;
f=50;
B1=3/2;
Gz1=1.798;
Bz1max=1.805;
Kdz= [1.7 1.8];
Pfz1=P10*(f/50)^B1 *Kdz*Gz1*Bz1max^2;
%Les pertes fer dans les dents on utilisant les valeurs de l'induction obtenue par le FEMM
P10=1.8;
Bz1max=1.25;
f=50;
Pfz2=P10*(f/50)^B1 *Kdz*Gz1*Bz1max^2;
plot (Kdz, Pfz1,'G', Kdz, Pfz2,'R');
xlabel ('coefficient de majoration')
ylabel ('les pertes fer dans les dents')
legend ('dimen',' FEMM')
gridon

```

II.2. L'évolution des pertes fer en fonction de la fréquence

Le programme utiliser pour visualiser la courbe de l'évolution des pertes fer est comme suit :

```

%l'évolution des pertes fer en fonction de la fréquence
clc
clearall
closeall
P10=6; %Pertesspécifique
B1=3/2;
Gc1=4.404; %L e poids de la culasse
Bc1max=1.672;% induction maximale dans la culasse
Kdc=1.7;
f = [0 10 20 30 40 50 60 70 80];
Pfc1=P10*(f/50).^B1*Kdc*Gc1*Bc1max.^2
Gz1=1.798;
Bz1max=1.92;% induction maximale dans les dents
Kdz= 1.8;
Pfz1=P10*(f/50).^B1 *Kdz*Gz1*Bz1max.^2
Pf=Pfc1+Pfz1
plot (f, Pfz1,'G', f, Pfc1,'R', f, Pf,'B');
xlabel ('fréquence')
ylabel ('les pertes fer')
legend ('Pfz1','Pfc1 ','Pf')
gridon

```

II.3. L'évolution des pertes fer en fonction de l'induction pour des valeurs des coefficients maximaux

Ici l'étude est fait en fonction de l'induction mais on a opté à utiliser les coefficients de majoration avec des valeurs maximaux puis minimaux, l'étude est comme suite :

```

%Les pertes fer dans la culasse on utilisant des valeurs en fonction de l'induction obtenue par
dimensionnement
clc
clearall
closeall

```

```

P10=2.5;
f=50;
B1=3/2;
Gc1=4.404;
Gz1=1.798;
Kdc=1.3;
B=[0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.67 1.79 1.8 1.92 2];
Pfc1=P10*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Kdz=1.7;
Pfc2=P10*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Pfz1=P10*(f/50). ^B1 *Kdz*Gz1*B. ^2;
Pf1=Pfc1+Pfz1;
B=[0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.67 1.79 1.8 1.92 2];
Kdc=1.7;
Pfc2=P10*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Kdz=1.8;
Pfc2=P10*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Pfz2=P10*(f/50). ^B1 *Kdz*Gz1*B. ^2;
Pf2=Pfc2+Pfz2;
Plot (B, Pf1, 'G', B, Pf2, 'R');
xlabel ('l'induction')
ylabel('les pertes fer ')
legend (' Pf1 ', ' Pf2 ')
gridon

```

II.4. L'évolution des pertes fer dans la culasse et les dents en fonction de l'induction pour des différentes valeurs de (Kdc, Kdz).

%L'évolution des pertes fer dans la culasse et les dents en fonction de l'induction pour des différentes valeurs de (Kdc, Kdz).

```

clc
clearall
closeall
P10=2.5;
f=50;
B1=3/2;
Gc1=4.404;
Gz1=1.798;
Kdc=1.8;
B=[0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.67 1.79 1.8 1.92 2];
Pfc1=P10*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Kdz=1.8;
Pfc2=P10*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Pfz1=P10*(f/50). ^B1 *Kdz*Gz1*B. ^2;
Kdc1=1.3;
Pfc2=P10*(f/50). ^B1 *Kdc1*Gc1*B. ^2;
Kdz1=1.7;
Pfc2=P10*(f/50). ^B1 *Kdc1*Gc1*B. ^2;
Pfz2=P10*(f/50). ^B1 *Kdz1*Gz1*B. ^2;
plot(B,Pfc1, 'G',B,Pfc2, 'M',B,Pfz1, 'R',B,Pfz2, 'B');
xlabel ('Induction(T)')
ylabel ('les pertes fer(W) ')
legend(' Pfc1', ' Pfc2', 'Pfz1', 'Pfz2')
gridon

```

II.5.L'évolution des pertes fer dans le stator de la machine en fonction de l'induction pour des différentes valeurs des pertes spécifique.

%L'évolution des pertes fer dans le stator de la machine en fonction de l'induction pour des différentes valeurs des pertes spécifique.

```

clc
clearall
closeall

```

```

P10=2.5;
f=50;
B1=3/2;
Gc1=4.404;
Gz1=1.798;
Kdc=1.7;
B=[0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.67 1.79 1.8 1.9 2];
Pfc1=P10*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Kdz=1.8;
Pfc1=P10*(f/50). ^B1 *Kdz*Gz1*B. ^2;
Pf1=Pfc1+Pfc1;
P10d=6;
Pfc2=P10d*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Pfc2=P10d*(f/50). ^B1 *Kdz*Gz1*B. ^2;
Pf2=Pfc2+Pfc2;
P10F=7.34;
Pfc3=P10F*(f/50). ^B1 *Kdc*Gc1*B. ^2;
Pfc3=P10F*(f/50). ^B1 *Kdz*Gz1*B. ^2;
Pf3=Pfc3+Pfc3;
plot (B, Pf1, 'G',B,Pf2, 'R',B,Pf3, 'B');
xlabel ('induction(T)')
ylabel ('les pertes fer(W) ')
legend ('Pf (1T)', 'Pf(dim)', 'Pf (F)')
grid on

```

Annexe D

Calculs analytique des pertes fer

1. Formulation de STEINMETZ

1.1. Les pertes fer massiques

1.1.a) Les pertes massiques par hystérésis

$D_{ext} = 145$ le diamètre extérieur de stator. (Annexe B)

$D_{int} = 88.5$ le diamètre intérieur de stator. (Annexe B)

$h_{z1} = 15.51$ la hauteur de la dent statorique. (Annexe B)

$$R_{ext} = \frac{D_{ext}}{2} = 72,5 \text{ mm}$$

$$R_{int} = \frac{D_{int}}{2} + h_{z1} = 59,76 \text{ mm}$$

$$\frac{R_{ext}}{R_{int}} = 1,213$$

$K_h = 1,002$. (Annexe E)

$f = 50$ Hz

$B_{moy} = 0.933$ T. (Annexe B)

$$P_{hys} = K_h * f * B_{moy}^2 = 43.611 \frac{W}{Kg}$$

$$P_{hys} = 43.611 \frac{W}{Kg}$$

1.1.b) Les pertes massiques par courant de Foucault

$K_f = 1,02$. (Annexe F)

$e_1 = 0,35 * 10^{-3}$ m. (Annexe F)

$$P_f = K_f * (e_1 * f * B_{moy})^2 = 2.719 * 10^{-4} \frac{W}{Kg}$$

$$P_f = 2.719 * 10^{-4} \frac{W}{Kg}$$

1.2. Les pertes fer massiques globale

$$P_f + P_{hys} = 40.581 \frac{W}{Kg}$$

1.3. Calcul des pertes fer dans les dents et dans la culasse

1.3.a) Les pertes fer dans les dents

$M_C = G_{c1} = 4,404$ le poids total de la culasse. (Annexe B)

$M_d = G_{Z1} = 1,798$ le poids total des dents statorique. (Annexe B)

$$P_{hys1d} = K_h * f * B_{moy}^2 * M_d = 78.413 \text{ W}$$

$$P_{f1d} = K_f * (e_1 * f * B_{moy})^2 * M_d = 4.889 * 10^{-4} \text{ W}$$

$$P_{fer1d} = P_{hys1d} + P_{f1d} = 78.414 \text{ W}$$

1.3.b) Les pertes fer dans la culasse

$$P_{hys1c} = K_h * f * B_{moy}^2 * M_c = 192.065 \text{ W}$$

$$P_{f1c} = K_f * (e_1 * f * B_{moy})^2 * M_c = 1.198 * 10^{-3} \text{ W}$$

$$P_{fer1c} = P_{hys1c} + P_{f1c} = 192.066 \text{ W}$$

1.4. Les pertes fer globale en Watt

$$P_{fer1} = P_{fer1c} + P_{fer1d} = 251.685 \text{ W}$$

2. Formulation de LIWSCHITZ

2.1. Les pertes spécifiques

2.1. a.) Les pertes spécifiques par courant de Foucault

$\sigma = 100 * 10^{-9}$ la résistivité de fer ($\Omega.m$) [1].

$$\sigma_w = \frac{\pi^2 * 10^{-6}}{6 * \sigma} = 16.44$$

$\mu_r = 1000$ la perméabilité relative moyenne de fer

e_1 : L'épaisseur des tôles

$\varepsilon = e_1 * a = 1.555$: Épaisseur réduite de tôle

$$\alpha = 2\pi \sqrt{\frac{\mu_r}{10^7} * \frac{f}{\sigma}} = 4.443 * 10^3 \text{ m}^{-1}$$

$f_w = 1$: facteur de réaction (Annexe F)

$$P_w = \sigma_w * (e_1 * f * B_{max})^2 * f_w * 10^2 = 0.408 \text{ W/kg}$$

2.1. b.) Les pertes spécifiques par hystérésis

$\sigma_h = 4.8$ (Annexe F)

$f_h = 1$: facteur de réaction (Annexe F)

$$P_h = \sigma_h * f * B_{\max}^2 * f_h = 1.944 \text{ W/KG}$$

$$P_h = 1.944 \text{ W/KG}$$

2.1. c.) Les pertes fer spécifiques globales

$$P_w + P_h = 2.352 \frac{\text{W}}{\text{Kg}}$$

2.2. Les pertes fer en W

2.2.1. Les pertes fer dans les dents

2.2.1.a.) Les pertes par hystérésis dans les dents

$$M_d = 1.798 \text{ (KG)}$$

$$B_{z1\max} = 1.92 \text{ (T)}$$

$$P_{hd} = \sigma_h * f * B_{z1\max}^2 * M_d * 10^{-2} = 15.908 \text{ W}$$

$$P_{hd} = 15.908 \text{ W}$$

2.2.1.b.) Les pertes par courant de Foucault dans les dents

$$P_{wd} = \sigma_w * (e_1 * f * B_{z1\max})^2 * M_d * 10^2 = 3.337 \text{ W}$$

2.2.1. c.) Les pertes fer dans les dents

$$P_d = P_{wd} + P_{hd} = 19.245 \text{ W}$$

$$P_d = 19.245 \text{ W}$$

2.2.2. Les pertes fer dans la culasse

2.2.2.a.) Les pertes par hystérésis dans la culasse

$$B_{c1\max} = 1.672 \text{ (T)}$$

D : diamètre d'alésage

D_e : diamètre extérieure de la machine

$$\frac{D}{D_e} = \frac{88.5}{145} = 0.61$$

M_c = 4.404 (KG) la masse totale de la culasse. **Annexe [B].**

$$K_{hj} = 1$$

Annexe (F)

$$P_{hc} = \sigma_h * f * B_{c1\max}^2 * M_c * K_{hj} * 10^{-2} = 59.096 \text{ (W)}$$

$$P_{hc} = 59.096 \text{ (W)}$$

2.2.2.b.) Les pertes par courant de Foucault dans la culasse

$$K_{wj}=2$$

Annexe (F)

$$P_{wc} = \sigma_w * (e_1 * f * Bc1max)^2 * M_d * K_{wj} * 10^2 = 12.397 \text{ (W)}$$

$$P_{wc} = 12.397 \text{ W}$$

2.2.2. c.) Les pertes fer dans la culasse

$$P_c = P_{hc} + P_{wc} = 71.494 \text{ (W)}$$

$$P_c = 71.494 \text{ (W)}$$

2.2.3. Les pertes fer total

$$P_{fertot} = P_d + P_c = 90.38 \text{ (W)}$$

$$P_{fertot} = 90.38 \text{ (W)}$$

Annexe E

**Calcul des pertes fer et les
paramètres de la machine par la
méthode expérimentale**

I. Programme de calcul des pertes fer à vide en utilisant le logiciel de MATLAB

Le programme qui donne les pertes fer en fonction de la tension au carré et en fonction de la tension en tenant compte de la variation de la résistance statorique.

```

% calcul des pertes fer
clc
clear all
close all
%I0 courant à vide en triangle
I=[4.9,4.1,3.8,3.5,3.1,2.9,2.6,2.4,2.2,2.1,1.95,1.9,1.8,1.7,1.6,1.55,1
.4,1.4,1.3,1.25,1.125,1.05,0.9,0.8,0.69,0.64];
I0=I/sqrt(3);
% V0 la tension d'alimentation à vide
V0=[420,400,390,380,370,360,350,340,330,320,310,300,290,280,270,260,25
0,240,230,220,200,180,160,140,120,100];
% la tension au carre U
U=V0.^2;

%la vitesse à vide n0
n0=[1496,1496,1496,1497,1496,1496,1496,1495,1496,1496,1496,1496,1496,1
496,1495,1495,1495,1496,1495,1495,1495,1494,1491,1490,1487,1481];
%la vitesse nominal n
n=1410;
% P01 est la puissance absorber à vide pour le premier wattmètre
P01=[ -0.75,-0.64,-0.54,-0.51,-0.45,-0.41,-0.37,-0.31,-0.29,-0.25,-
0.23,-0.2,-0.19,-0.16,-0.14,-0.13,-0.12,-0.11,-0.09,-0.08,-0.06,-
0.02,-0.02,-0.01,0,0];
% P02 la puissance absorbé à vide pour le deuxième wattmètre
P02=[1.28,1.06,0.94,0.86,0.76,0.7,0.62,0.55,0.51,0.45,0.42,0.38,0.36,0
.32,0.3,0.28,0.26,0.24,0.21,0.2,0.16,0.13,0.1,0.08,0.06,0.04];
% P0 la puissance totale absorbé à vide
P0= (P02+P01)*10.^3;
% la puissance réactif Q0 *****
Q0= sqrt(3)*((P02-P01)*10.^3);
%la puissance apparente S0*****
S0=sqrt(P0.^2+Q0.^2);
T=[42,42,42.3,42.5,42.6,42.8,43,43.3,43.5,43.8,44.1,44.3,45,45.4,45.6,
45.9,45.9,45.9,46.2,46.5,46.6,46.9,47.3,48.4,49.2,49.8];

%pertes joule statorique*****
Rs31=8.56; K=235; T0=31;
Rs=Rs31*((K+T(1,:))/(K+T0));

Pjs=3*Rs.*(I0.^2);
Pa=P0-Pjs;
Plot(U, Pa);
Plot(V0, Pa);

```

```

xlabel ('tension (U**2)');
ylabel ('P0-Pjs (W) ');
hold on
plot (V0, Pa);
xlabel ('tension (V0)');
ylabel ('P0-Pjs (W) ');
hold on
% afficher la tension U au carre*****
disp ('U=');
disp(U);

% afficher la puissance absorber P0
disp ('P0=');
disp(P0);
% afficher la puissance dissipée Pa
disp ('Pa=');
disp(Pa);

```

I.1. Calcul les différents paramètres avec la méthode classique

I.1.a) Essai à vide

$$P_0 = 350 \text{ W.}$$

$$V_0 = 380 \text{ V.}$$

$$P_{\text{fer}} = 195.41 \text{ W.}$$

$$P_{\text{mec}} = 32.66 \text{ W.}$$

$$I_0 = 2.02 \text{ A.}$$

▪ Facteur de puissance

$$\cos(\varphi_0) = \frac{P_0}{\sqrt{3} * V_0 * I_0} = 0.2632$$

$$\cos(\varphi_0) = 0.2632$$

Sachant que $\cos(\varphi_0) = 0.2632$

$$\sin(\varphi_0) = \sqrt{1 - (\cos(\varphi_0))^2} = 0.9648$$

$$\sin(\varphi_0) = 0.9648$$

▪ Déterminer R_m et X_m

$$R_m = 3 * \frac{V_0^2}{P_{\text{fer}}} = 2.2169 * 10^3 \Omega$$

$$R_m = 2.2169 * 10^3 \Omega$$

$$X_m = \frac{V_0}{I_\mu} \quad \text{avec} \quad I_\mu = I_0 * \cos(\varphi_0)$$

$$X_m = \frac{V_0}{I_0 \cdot \cos(\varphi_0)} = 194.9217 \, \Omega$$

$$X_m = 194.9217 \, \Omega$$

I.1.b) Essai au synchronisme

$N=1503$ tr/min ; représente la vitesse à la limite de fonctionnement moteur

$$V_0 = 380 \, \text{V}$$

$$F=50N$$

$$d= 3,2 \, \text{mm}$$

$$I_0=2,02 \, \text{A}$$

$$R_s=8.56 \, \Omega$$

- **Le couple développé par la machine à cc**

$$C = d \cdot F = 3.2 \cdot 10^{-2} \cdot 50 = 1.6 \, \text{N.m}$$

$$C = 1,6 \, \text{N.m}$$

- **La puissance utile à l'entrée de la MAS**

$$P_u = C \cdot \Omega$$

$$\text{Avec: } \Omega = \frac{N \cdot 2 \cdot \pi}{60} = 157.314 \, \text{rad/s}$$

Donc:

$$P_u = 1.6 \cdot 157.314 = 251,7 \, \text{W}$$

$$P_u = 251,7 \, \text{W}$$

- **Calcul des pertes joule dans le stator de MAS**

$$P_{js} = 3 \cdot R_s \cdot I_0^2 = 3 \cdot 8.56 \cdot 2.02^2 = 104,86 \, \text{W}$$

$$P_{js} = 104.86 \, \text{W}$$

- **Calcul des pertes fer**

$$P_u = P_a + P_{fer} + P_{js}$$

Avec :

$$P_a = 0$$

$$\text{Donc } P_{fer} = P_u - P_{js} = 251.7 - 104.86 = 147.1 \, \text{W}$$

$$P_{fer} = 147.1 \, \text{W}$$

II. Programme de comparaison des résultats des pertes fer par les différentes méthodes.

```

clc
clear all
close all
P=2;
L=11;
D=8.85;
W=384;
t1=0.7723;
Kfer=0.97;
bz1=0.387;
ai=2/pi;
Tp=6.9508;
hc1=1.2735;
% pertes fer calcul expérimental
U=[400,390,380,370,360,350,340,330,320,310,300,290,280,270,260,250,240,
,230,220,200,180,160,140,120];
B0=0.225*2*P*U*(10^2)/(L*D*W);
Bz=t1*B0/(bz1*Kfer);
BC=0.5*ai*Tp*B0/(Kfer*hc1);
Bm=(Bz+BC)/2;
P=[270.1559,271.1427,240.6066,224.1511,214.8169,189.5239,188.4145,176.
6227,160.4339,155.8476,147.5533,140.8059,133.9224,136.8836,128.2826,12
2.2826,112.2826,104.7069,105.8456,88.5309,90.9985,72.6415,64.1632,55.6
457];
Pfer=P-32.3676;
% pertes fer calcul dimensionnement*****
f=50;
B1=3/2;
Gc1=4.404;
Gz1=1.798;
Kdc=1.7;
Kdz=1.8;
B=[0.1,0.2,0.4,0.6,0.8,1,1.2,1.4,1.6,1.67,1.76,1.79,1.8,1.9,2];
P10d=6;
Pfc2=P10d*(f/50).^B1 *Kdc*Gc1*B.^2;
Pfcz2=P10d*(f/50).^B1 *Kdz*Gz1*B.^2;
Pfc2=Pfc2+Pfcz2;
% pertes fer calcul analytique*****
Kh=1.002;
f=50;
Kf=1.02;
e1=0.35*10^-3;
Md=1.798;
Mc=4.404;

```

```

Bmax=[0,0.2,0.3,0.4,0.5,0.6,0.7,0.8,0.9,1,1.1];
Phys1d=Kh*f*(Bmax).^2*Md;
Pf1d=Kf*(e1*f).^2*(Bmax).^2*Md;
Phys1c=Kh*f*(Bmax).^2*Mc;
Pf1c=Kf*(e1*f).^2*(Bmax).^2*Mc;
Pf1=Phys1d+Pf1d+Phys1c+Pf1c;
plot(Bm,Pfer,'B',B,Pf2,'R',Bmax,Pf1,'G');
xlabel('induction (Bm)');
ylabel('Pfer');
hold on

```

II.1. La répartition des pertes fer dans la tôle statorique

II.1.a. calcul du volume total du fer statorique

Le volume de la tôle statorique est calculé comme suite :

$$D_{ext}=145 \text{ mm}$$

$$D_{int}=88.5 \text{ mm}$$

$$r=3.08 ; \text{ rayon de l'encoche}$$

$$h_{en1}=11.03 ; \text{ hauteur de l'encoche}$$

$$V_{tot} = \left[\frac{\pi \cdot D_{ext}^2}{4} - \frac{\pi \cdot D_{int}^2}{4} - 36 \cdot \left(\frac{\pi \cdot r^2}{2} + \frac{(B+2 \cdot r) \cdot h_{en1}}{2} \right) \right] \cdot l_i$$

$$V_{tot} = \left[\frac{3.14 \cdot 145^2}{4} - \frac{3.14 \cdot (88.5)^2}{4} - 36 \cdot \left(\frac{3.14 \cdot (3.08)^2}{2} + \frac{(4+2 \cdot 3.08) \cdot 11.03}{2} \right) \right] \cdot 110$$

$$V_{tot} = 846306.34 \text{ mm}^3$$

II.1.b. calcul du volume de la culasse statorique

Le volume de la culasse est calculé comme suite :

$$V_{cul} = \left[\frac{\pi \cdot D_{ext}^2}{4} - \frac{\pi \cdot (D+2 \cdot h_{z1})^2}{4} \right] \cdot l_i$$

$$V_{cul} = \left[\frac{3.14 \cdot (145^2)}{4} - \frac{3.14 \cdot (88.5+2 \cdot 15.51)^2}{4} \right] \cdot 110 = 581996.47 \text{ mm}^3$$

$$V_{cul} = 581996.47 \text{ mm}^3$$

II.1.c. calcul des pertes fer dans la culasse

$$195.41 \text{ W} \rightarrow 846306.34 \text{ mm}^3$$

$$\Rightarrow P_{fercul} = \frac{581996.47 \cdot 195.41}{846306.34} = 134.38 \text{ W}$$

$$P_{\text{fercul}} \rightarrow 581996.47 \text{ mm}^3$$

$$P_{\text{fercul}} = 134.38 \text{ W}$$

II.1.d. calcul des pertes fer dans les dents

$$P_{\text{ferdent}} = P_{\text{fer}} - P_{\text{fercul}}$$

$$P_{\text{ferdent}} = 195.41 - 134.38 = 61.03 \text{ W}$$

$$P_{\text{ferdent}} = 61.03 \text{ W}$$

Annexe F

**Dimensions géométrique
de la machine et certains
coefficients**

1- Cahier de charge est donné comme suivant :

- Puissance nominale $P = 2,2 \text{ KW}$
- Tension nominale $U = 380 \text{ V}$
- Fréquence du courant statorique $f = 50\text{Hz}$
- Nombre de pôles $2p = 4$
- Facteur de puissance $\cos \varphi = 0.83$
- Rendement $\eta = 0.78$
- Hauteur d'axe $h = 163\text{mm}$
- Vitesse de synchronisme $n_1 = 1500 \text{ Tr/min}$
- Longueur $l_i = 110\text{mm}$
- Nombre d'encoche statorique $Z_1 = 36$
- Nombre d'encoche rotorique $Z_2 = 28$
- Nombre de phase $m_1 = 3$

Tableau-1-Mesures obtenues de tôle magnétique statorique :

Les dimensions géométriques de la tôle statorique	Valeurs numériques (mm)
Diamètre extérieur du stator D_{1ext}	145
Diamètre moyenne du stator D_{1moy}	119,53
Diamètre intérieur du stator D_{1int}	88,5
Hauteur du dos du stator h_{c1}	12,735
Largeur de la dent du stator b_{z1}	3,87
Hauteur de la fente h_{f1}	1
Hauteur de la dent du stator h_{z1}	15.51
Largeur de l'encoche (coté entrefer) b_{en1}	4
Largeur de la fente de l'encoche b_{f1}	2,8

Tableau 1 : Mesures de la tôle magnétique du stator

Tableau -2-Mesures obtenues de tôle magnétique rotorique :

Les dimensions géométriques de la tôle rotorique	Valeurs numériques (mm)
Diamètre extérieur du rotor D_{2ext}	88
Diamètre intérieur du rotor D_{2int}	37
Hauteur du dos du rotor h_{c2}	15.12
Largeur de la dent du rotor b_{z2}	4,77
Hauteur de la fente h_{f2}	1
Largeur de la fente de l'encoche b_{f2}	1

Tableau 2 : les mesures de la tôle magnétique rotorique

- $\delta = 0.25$ mm Diamètre de l'entrefer
- $e_1 = 0,35 \cdot 10^{-3}$ m

2- Caractéristiques des enroulements

- Type 106-4 2.2Kw
- $\phi_{nu} = 0.71$ mm
- $\phi_{isol} = 0.753$ mm
- U=380V couplage triangle
- 6 bobines triple/moteur
- 2 bobines en série par phase
- Enroulement concentrique
- Pas d'enroulement 1-12 2-11 3-10
- N^{bre} de section totale =18 sections
- N^{bre} de section par phase =6 sections
- N^{bre} de bobine totales =6 bobines
- N^{bre} de bobine par phase =2 bobines
- $a_1 = 1$ branche parallèle
- $R = 7.63 \Omega$ à $20^\circ C$ par phase
- 6 câbles de raccordement de section 0.75mm^2
- 64 conducteurs par encoches
- $Z_1 = 36$ encoches statorique
- $Z_2 = 28$ encoche rotorique

Tableau-3-Pertes superficielles dans les tôles d'acier

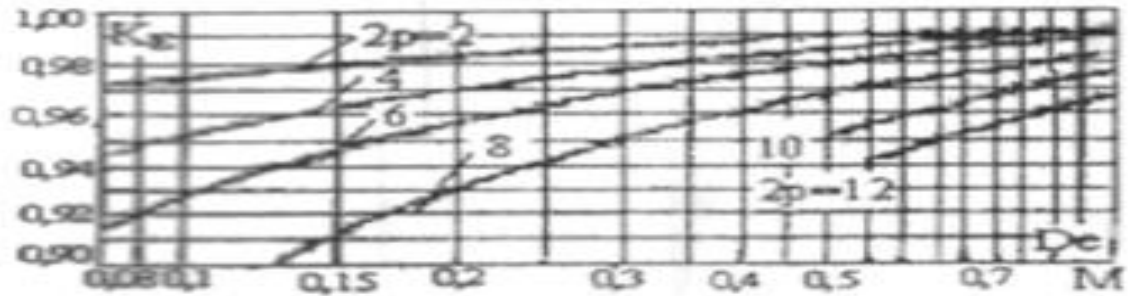
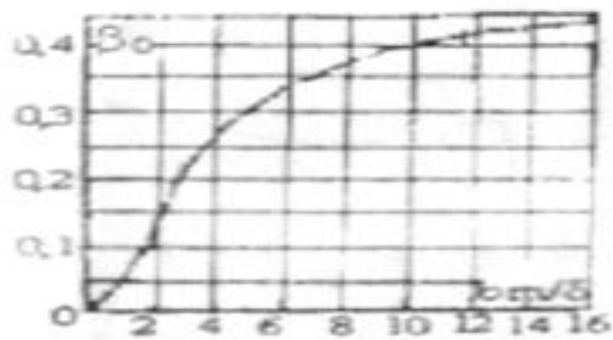
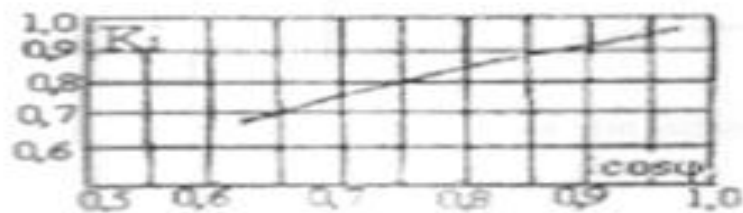
Type de tôle	P ₁₀ (50Hz) W/Kg	Indice de puissance
2013, 2011,2211	2.5+2.6	1.5
2312	1.75	1.4
2411	1.6	1.3

Tableau-4- les constante σ_h et σ_w

Le tableau suivant donne les valeurs de ces constantes pour les tôles les plus importants :

Qualité de tôle	En W/kg pour des tôles d'épaisseur de 0,5 mm	σ_h	σ_w
Tôles normales de dynamo	3,6	4,8	19,2
Tôles faiblement alliées	3,0	4,7	10,4
Tôles moyennement alliées	2,3	3,8	6,4
Tôles fortement alliées	1,7	2,85	4,4

Tableau 4 : les valeurs des constantes σ_h et σ_w

3. les différents coefficients (K_e , K_i , B_{u2})Fig.1: Coefficient, $K_e - f(D_e)$ Fig.2: Coefficient, $\beta_{u2} - f\left(\frac{b_a}{\delta}\right)$ Fig.3: Coefficient, $K_i = f(\cos \varphi)$

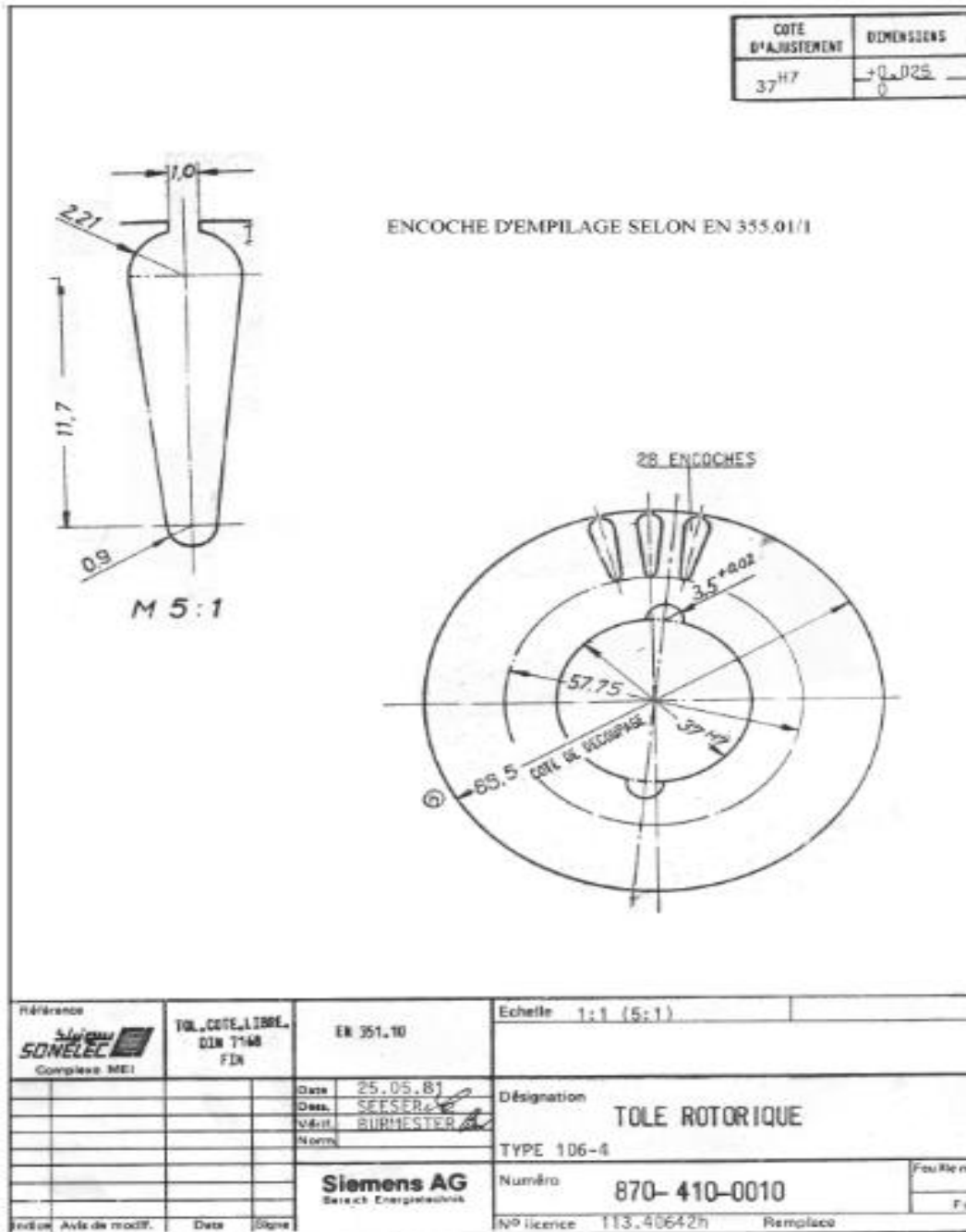


Figure 4: dimensions du rotor de la machine

4. Coefficients des pertes par courant de Foucault et par hystérésis

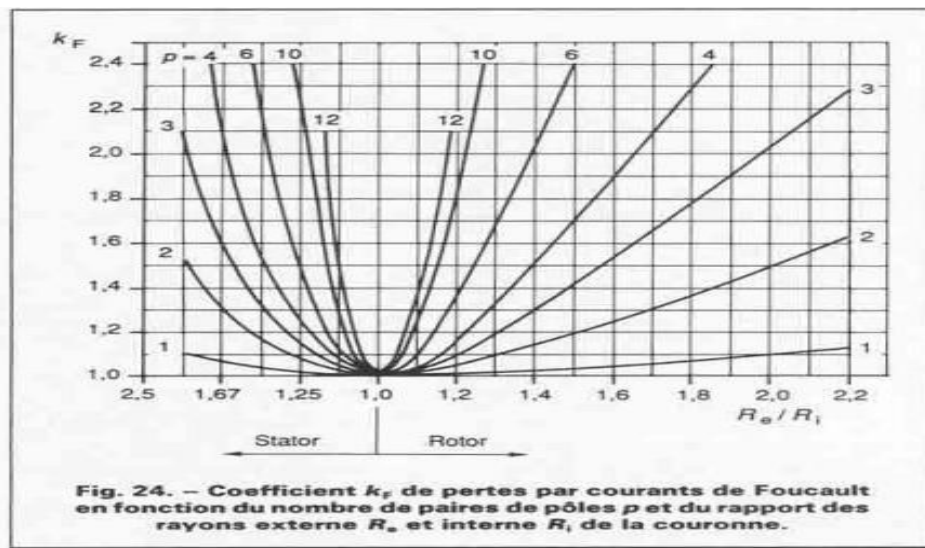


Figure 6: coefficient des pertes par courant de Foucault

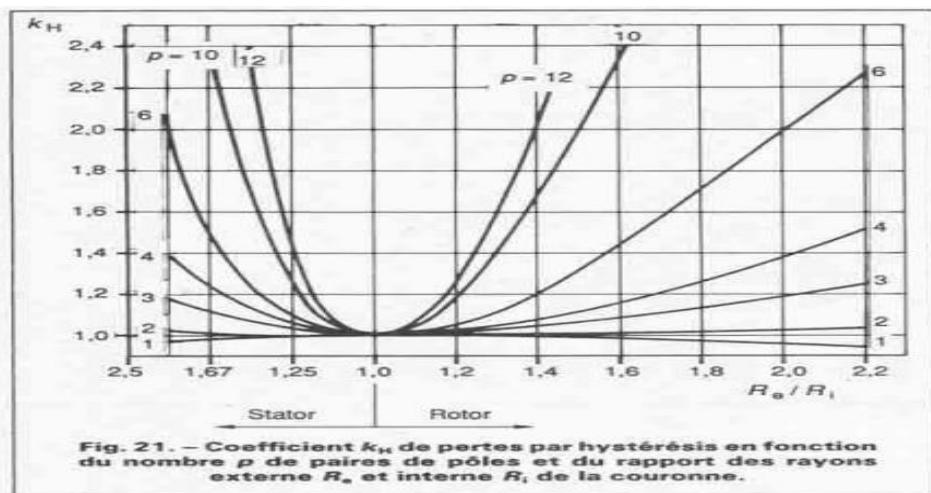


Figure 7: coefficient des pertes par hystérésis

5. Courbe des pertes spécifiques en fonction de l'induction, fourni par le constructeur

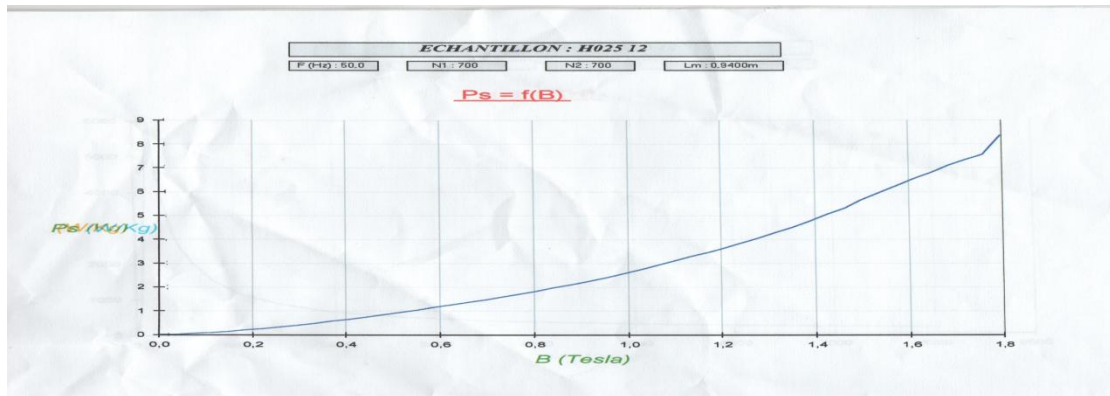


Fig.8 : les pertes spécifiques en fonction de l'induction

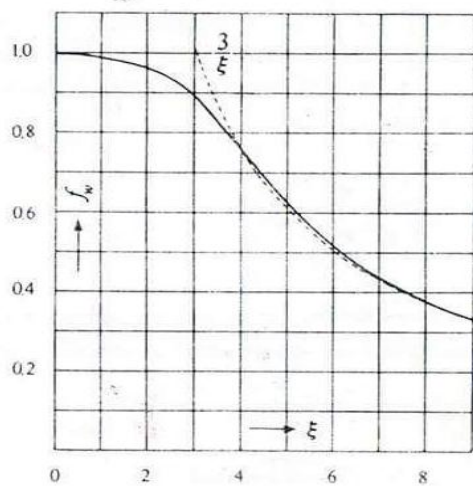


Fig. 3.1.

Facteur de réaction f_w en fonction de l'épaisseur réduite de la tôle ξ .

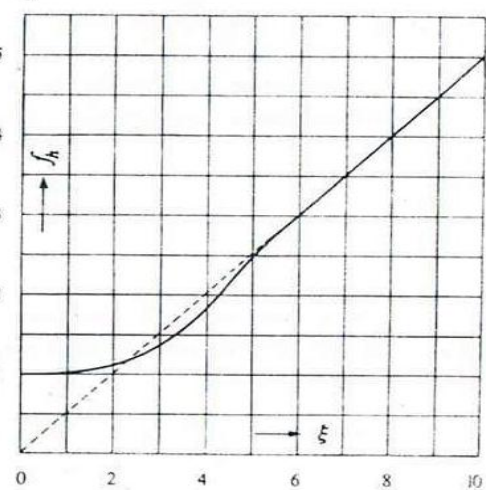


Fig. 3.2.

Facteur de réaction f_h en fonction de l'épaisseur réduite de la tôle ξ .

Figure 9 : les facteurs de réaction en fonction de l'épaisseur réduite