

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

UNIVERSITE MOULOU D MAMMARI 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
Karim IFTICENE
Hachemi MOUDER

Thème

Etude de champ magnétique dans un moteur asynchrone à cage pour différents types d'enroulements

Mémoire soutenu publiquement le 25 Septembre 2014 devant le jury composé de :

Mr Y.BOUTORA

MA-A, UMMTO, Président

Mr M T.BELASSEL

MA-A, UMMTO, Rapporteur

Mr A.KIMOUCHE

MA-A, UMMTO, Examineur

Mr R. KHALDI

MA-A, UMMTO, Examineur

Remerciements

*Je tiens profondément à remercier tout d'abord **ALLAH** le tout Puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce modeste travail.*

*Je tiens à remercier très vivement, **Mr BELASSEL.M.T**, chargé de cours à l'UMMTO pour la confiance qu'il m'a accordée à réaliser ce projet ainsi que pour sa patience, sa disponibilité, son suivi et ses fructueux conseils.*

J'adresse mes vifs remerciements au président du jury ainsi qu'aux examinateurs pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger ce travail.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces

Pour que ma réussite soit complète, je la partage

avec toutes les personnes que j'aime.

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents ;

Mes frères et sœurs ;

Mes proches ;

Mes amis ;

Mon binôme et sa famille;

Et à celles et ceux qui me sont chers (es) ;

Toute la communauté de l'électrotechnique ;

I. Karim

Dédicaces

Je dédie ce travail de tout cœur à:

- La mémoire de mon père.*
- Ma chère mère, et mon adorable frère Yacine.*
- Mes adorables sœurs et nièces.*
- Toute ma famille.*
- Mes chers amis (es).*
- Mon binôme Karim et sa famille.*
- Tous ceux et à toutes celles qui mon cher (es).*
- Toute la promotion 20013-2014.*

HACHEMI

Sommaire

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre I : Généralités sur les moteurs asynchrones	
Introduction.....	3
I.1.Constitutions d'un moteur asynchrone.....	3
I.1.1.Carcasse.....	3
I.1.2.Le stator.....	3
I.1.3.l'entrefer.....	4
I.1.4.Le rotor (induit).....	4
I.1.4.a. Rotor bobiné (à bagues).....	4
I.1.4.b. Rotor à cage d'écureuil.....	5
I.1.5.Arbre.....	5
I.2. Bobinage.....	5
I.2.1.Enroulement Imbriqué.....	6
I.2.2.Enroulement Concentrique.....	6
I.2.3. Enroulement Ondulé.....	6
I.3.Types d'enroulement.....	7
I.3.1.Enroulement à une seule (simple) couche.....	7
I.3.2.Enroulement a deux (double) couches.....	7
I.4.Couplage.....	7
I.5. Principe de fonctionnement.....	8
I.6. démarrage du moteur.....	9
I.7 .Détermination expérimentale du schéma.....	10
I. 7.a-Essais à vide.....	10
I. 7. b-Essais à rotor bloqué.....	10
I.8. Etablissement du schéma équivalent.....	10
I.8.1. Equation générale du stator.....	11
I.8.2.équation générale du rotor.....	11
I.8.3. Equation de la liaison.....	11
I.8.4.Schéma équivalent ramené simplifié.....	13
I.9. Bilan de puissances.....	13
1.9.1. Puissance électrique absorbée.....	14
1.9.2. Pertes pat effet joule au stator.....	14

Sommaire

1.9.3. Pertes fer au stator	14
1.9.4. Puissance transmise au rotor	14
1.9.5. Puissance mécanique totale	14
1.9.6. Pertes par effet joule et pertes dans le fer du rotor	15
1.9.7. Pertes mécaniques	15
1.9.8. Pertes collectives	15
1.9.9. puissance utile	15
1.9.10. couple électromagnétique	15
1.9.11. rendement	15
Conclusion	16

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des moteurs

Introduction	17
II.1. Données initiales	17
II.2. Dimensions principales	17
II.2.1. La puissance électromagnétique Pe	17
II.2.2. La longueur virtuelle de l'induit	18
II.2.3. Le nombre d'encoches	18
II.2.4. Le nombre d'encoches par pole et par phase	18
II.2.5. Les diamètres du stator	18
II.2.6. Le pas dentaire statorique en mm	19
II.2.7. Angle électrique entres deux encoches voisines	19
II.2.8. La zone de phase	19
II.2.9. Coefficient de distribution	19
II.2.10. Le pas polaire en nombre d'encoches	20
II.2.11. Le pas d'enroulement	20
II.2.12. Rapport de raccourcissement β	20
II.2.13. Coefficient de raccourcissement polaire	20
II.2.14. Le facteur de bobinage de l'enroulement statorique	21
II.2.15. A1: la charge linéaire	21
II.2.16. Induction dans l'entrefer	21
II.2.17. Longueur virtuelle de la machine	21
II.2.18. La tension simple	21
II.2.19. Nombre de voix parallèles	21

Sommaire

II.2.20.Courant nominale dans une phase	22
II.2.21.Le flux utile	22
II.2.22.Nombre de conducteurs effectifs dans une encoche	22
II.2.23.Nombre de spires d'une voie parallèle	23
II.2.24.Le flux utile	23
II.2.25.L'induction dans l'entrefer	23
II.2.26.La charge linéaire	23
II.3.Dimensionnement Enroulement statorique	24
II.3.1.Densité de courant statorique	24
II.3.2.La section effective	24
II.3.3.La section élémentaire	24
II.3.4.Calcul de la tôle magnétique statorique	24
II.3.4.1.Induction maximale dans la culasse statorique	25
II.3.4.2.Induction maximale dans la dent statorique	25
II.3.4.3.La hauteur du dos du stator	25
II.3.4.4.La largeur de la dent statorique	25
II.3.4.5.La hauteur de la dent	26
II.3.4.6.La hauteur de l'encoche	26
II.3.4.7.La largeur maximale de l'encoche	26
II.3.4.8.La largeur minimale de l'encoche (b2)	27
II.3.4.9.La section de l'encoche	27
II.3.4.10.La section de l'encoche occupée par l'enroulement	28
II.3.4.11.Coefficient de remplissage de l'encoche	28
II.4.Entrefer	29
II.5.Dimensionnement de rotor	29
II.5.1.Diamètre extérieur du rotor	29
II.5.2.La longueur virtuelle de l'induit	29
II.5.3.Le diamètre de l'arbre	29
II.5.4.Le pas polaire	29
II.5.5.Le pas dentaire	30
II.5.6.La hauteur de la culasse rotorique	30
II.5.7.La hauteur de la dent rotorique	30
II.6.Calcul de l'encoche rotorique	31

Sommaire

II.6.1.La largeur de l'encoche	31
II.6.2.Rayon maximal de l'encoche.....	31
II.6.3.Rayon minimal de l'encoche	32
II.6.4.La cage rotorique	32
II.6.4.1. Section de la barre	32
II.6.4.2.La section de la barre (encoche)	32
II.7.Dimensionnement de l'anneau de court circuit.....	33
II.7.1.La hauteur de l'anneau	33
II.7.2.La section de l'anneau.....	33
II.7.3.La largeur de l'anneau	33
II.7.4.Diamètre moyen intérieur de l'anneau	34
Conclusion	34

Chapitre III : Modèles électromagnétiques

Introduction.....	35
III.1.Equations de Maxwell.....	35
III.2. Les relations du milieu.....	36
III.3.Modèle magnétostatique, magnétodynamique en potentiel vecteur magnétique.....	38
III.3.1.Modèle magnétostatique	38
a)En coordonnées cartésiennes	39
b) en coordonnées cylindriques.....	39
III.3.2.Modèle magnétodynamique.....	40
a)En coordonnées cartésiennes	41
b) En coordonnées cylindriques	41
c) En régime harmonique.....	42
III.4.condition aux limites.....	42
III.4.1.condition type Dirichlet	42
III.4.2.condition de type Neumann	42
III.4.3.Condition mixte Dirichlet et Neumann	43
III.4.4.Condition de périodicité et d'anti-périodicité	43
Conclusion	43

Sommaire

Chapitre IV : Méthode des éléments finis et logiciel FEMM

Introduction.....	44
IV.1. Présentation de la Méthode des éléments finis.....	44
IV.1.1: Discrétisation spatiale par éléments finis	45
IV.1. 2:Equation générales en 2D	47
IV.2 : Définition de logiciel FEMM	47
IV.3 : étapes à suivre pour la réalisation du schéma de simulation d'un moteur.....	48
Conclusion	54

Chapitre V : Simulation et interprétation

Introduction.....	55
V.1 : Présentation de la structure a étudié :.....	55
V.2 : Matrice de l'alimentation des encoches.....	56
V.2.a. Matrice d'alimentation de la moteur à 36 encoches a une seule couche	56
V.2.b. Matrice d'alimentation de la moteur à 48 encoches a une seul couche.....	57
V.2.c. Matrice d'alimentation de la moteur à 36 encoches a deux couches.....	57
V.2.d. Matrice de la moteur à 48 encoches a deux couches.....	58
V.3.Modèle des deux moteurs.....	59
V.4. Maillage des deux moteurs.....	64
V.5. visualisation des résultats.....	68
V.5.a. visualisation des résultats sous forme des lignes de champs	68
V.5.b. visualisation des résultats sous forme des couleurs.....	71
V.6.Interprétation	76
Conclusion	76
Conclusion Générale.....	77

Annexe

Bibliographie

Introduction Générale

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Le premier moteur à courant alternatif à été inventé en 1888 par Nikola Tesla, ce qui a permis le développement de l'industrie électrique.

La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889, Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce a plusieurs avantages : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique, elle est de plus en plus utilisée pour des commandes performantes en remplaçant du moteur à courant continu.

Depuis plusieurs années, les conditions d'utilisation des machines électriques ont évoluées, et les contraintes économiques poussent à la réalisation des machines de plus en plus compactes et légères. Ainsi, la conception et l'optimisation des machines électriques demandent de prendre en considération de nombreux phénomènes : électromagnétique, mécanique, thermique, vibro-acoustique, etc. pour simuler et visualiser les grandeurs de la machine asynchrone des logiciels sont développés tel que matlab, femm, auto-cad...etc.

Ce mémoire compose de Cinq chapitres dans les quels on s'a intéressera :

Pour Le premier chapitre on a présenté les parties principales des moteurs asynchrones, ainsi que le bobinage et les couplages, comme on a donné le principe de fonctionnement et le schéma équivalent de la machine, et les démarrages les plus utilisés, enfin le bilan de puissance de la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre fait l'objet de dimensionnement des différentes parties des deux moteur asynchrones conçu pour l'étude (encoches, entrefer, charge linéaire, flux...etc) à partir des données initiales et on respecte un certaine nombre de condition.

Introduction Générale

Dans le troisième chapitre on a donné les équations de base permettent de d'écrire les phénomènes électromagnétiques définie par Maxwell et autre chercheurs dans ce domaine, ainsi que les relations de milieu et les conditions au limite.

Au quatrième chapitre nous avons fait une présentation de la méthode des éléments finis, et le logiciel F.E.M.M utilisé dans notre étude, ainsi une éclairer sur les étapes à suivre pour dessiner le modèle de ces moteurs asynchrones, leurs simulations et leurs visualisations.

Le dernier chapitre est consacré pour la simulation et l'interprétation des deux moteurs avec une seule et deux couches après avoir fait leurs modèles avec le logiciel FEMM et l'interprétation des résultats.

Chapitre I

Généralités sur les moteurs asynchrones

Introduction

Le moteur asynchrone est actuellement le plus utilisé dans le secteur industriel. Pour cela plusieurs études sont faites pour améliorer ces moteurs et là faire adapter au développement technologique.

Dans ce chapitre on va faire une présentation générale de ces moteurs asynchrones tel que la définition des parties principales, bobinage, couplage, principe de fonctionnement, schéma équivalent et le bilan de puissance.

I.1.Constitutions d'un moteur asynchrone [1], [2]

Le moteur asynchrone est constitué en générale de :

I.1.1 .La Carcasse

La carcasse est un composant multi fonction, car elle sert avant tout de support, ainsi elle joue le rôle d'une enveloppe de la machine qui la protège contre les agents extérieurs et qui guide l'aire de ventilation. Elle agit aussi comme un échangeur thermique.

I.1.2.Le stator

Le stator est appelé aussi l'inducteur, c'est la partie statique des moteurs asynchrones, constitué par un empilement de tôles minces de 0,5 mm isolées entre elles appelé circuit magnétique statorique dans le quel sont découpées des encoches, comportant l'enroulement statorique.

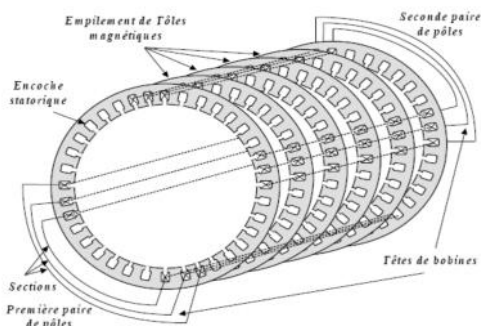


Figure I.1. Tôles constituant le circuit magnétique du stator.

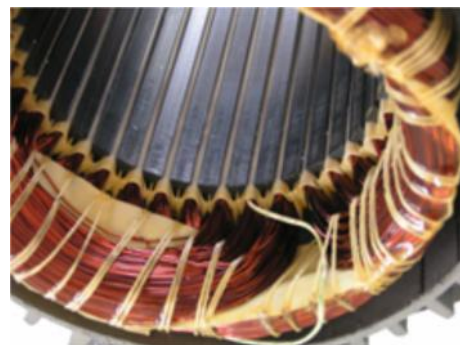


Figure I.2. Stator de machines asynchrones.

I.1.3.l'entrefer

L'entrefer c'est l'air qui se situe entre le stator et le rotor, il est donné en fonction de la hauteur d'axe pour différents nombre de pôles.

Si on veut avoir un bon facteur de puissance, un courant magnétisant minimal et un bon rendement, l'entrefer doit être petit, comme il doit être aussi grand que possible afin de réduire les pertes (pertes superficielles et pertes par pulsation) et un bon fonctionnement des moteurs asynchrones.

I.1.4.Le rotor (induit)

Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone, il n'est relié à aucune alimentation, Il tourne à la vitesse de rotation Ω .en trouve deux types de rotors :

I.1.4.a. Rotor bobiné (à bagues)

Le rotor bobiné est constitué d'un empilage de disques Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages au quel on peut accéder par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais, ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur. Le nombre d'encoches rotorique doit être choisi de façon qu'il soit différent de celui du stator ($Z_1 \neq Z_2$); ($Z_1 - Z_2 \neq \pm 2p$); ($Z_1 - Z_2 \neq \pm 1 + 2p$) .

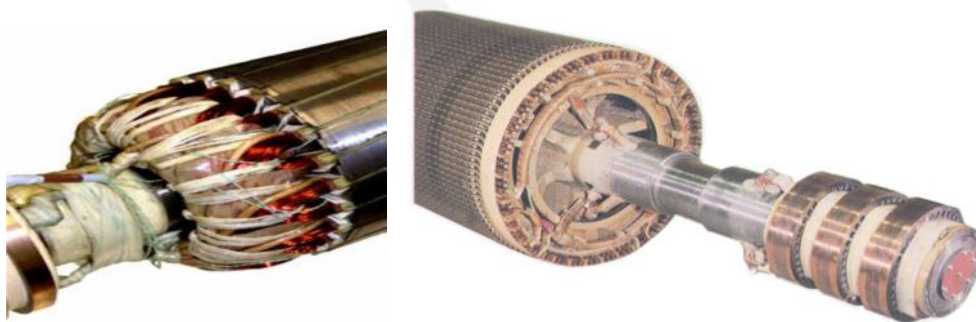


Figure I.3. Rotor à bobiné (a bagues).

I.1.4.b. Rotor à cage d'écureuil

Le rotor à cage d'écureuil comporte des barres conductrices très souvent en aluminium notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), en cuivre pour des moteurs à haute tension ou en bronze, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Les extrémités de ces barres sont court-circuitées par deux couronnes conductrices dont la résistance est très faible, et fermées latéralement par deux « flasques » conductrices.

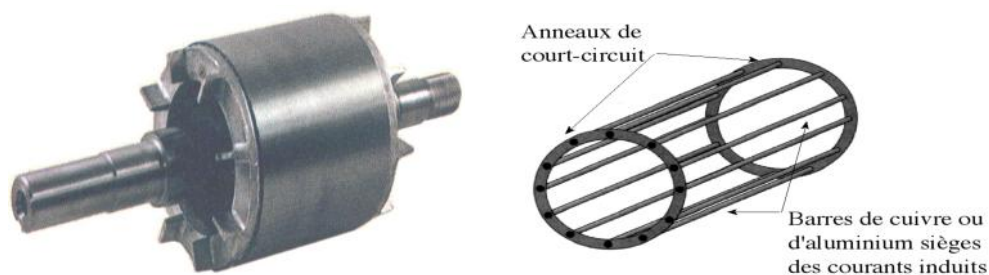


Figure I.4. Rotor à cage d'écureuil

I.1.5.L'Arbre

L'arbre de moteur électrique est un organe de transmission du mouvement de rotation. Il comporte une partie centrale qui sert de support au corps du rotor, comme il sert de soutien aux collecteurs et aux ventilateurs, aux bagues, ainsi qu'à des accessoires variés.

L'arbre est lui-même supporté par un ou plusieurs paliers suivant la configuration de l'ensemble de la ligne d'arbre.

I.2.Bobinage

Dans un moteur asynchrone il existe trois façons de faire un bobinage sont souvent utilisés : imbriqué, ondulé et concentrique. [4], [5]

I.2.1. Enroulement Imbriqué

Le domaine de prédilection de l'enroulement imbriqué se situe dans les moteurs à moyenne tension, car il permet de réaliser des bobines toutes identiques avec une répartition parfaitement régulière des têtes de bobines. Dans cet enroulement le faisceau aller d'une section est voisine du faisceau aller de la section précédente.

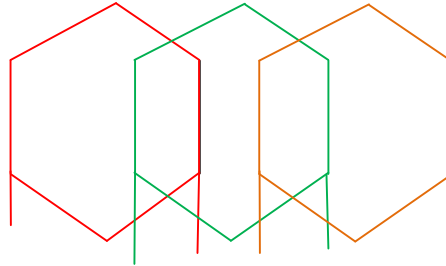


Figure I.5. Schéma représentatif de l'Enroulement Imbriqué.

I.2.2. Enroulement Concentrique

Dans l'enroulement concentrique chaque bobine remplit deux encoches, ces bobines ne seront pas décalées mais placées les unes autour des autres à l'intérieur d'une phase.

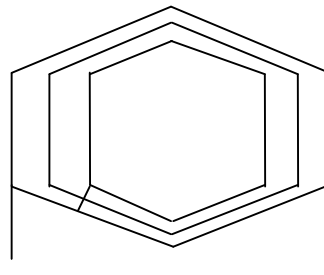


Figure I.6. Schéma représentatif de l'Enroulement concentrique.

I.2.3. Enroulement Ondulé

Dans l'enroulement ondulé, le faisceau allé d'une section est séparé d'une double distance polaire du faisceau allé de la section précédente.

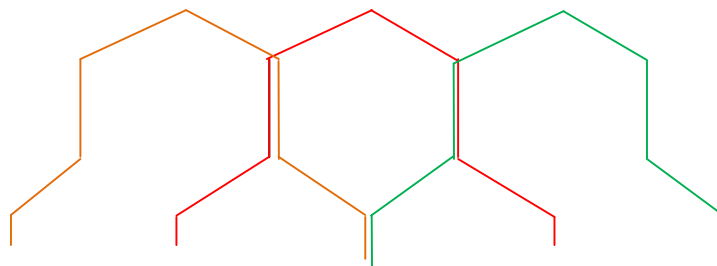


Figure I.7. Schéma représentatif de l'Enroulement ondulé.

I.3.Types d'enroulement [4]

Les enroulements servent à véhiculer les courants électriques à l'intérieur de la machine. On distingue principalement les enroulements statoriques et rotoriques. Ces enroulements sont dans le cas général, du type polyphasé, chaque encoche ménagée dans la tôle magnétique débouche sur l'entrefer et contient un certain nombre de conducteurs on réalise:

I.3.1.Enroulement à une seule (simple) couche

L'enroulement à une seule couche est un bobinage à un étage, ou tous les conducteurs d'une encoche appartiennent à une même phase et qui sont utilisés pour les moteurs de faible puissance.

I.3.2.Enroulement a deux (double) couches

L'enroulement a deux couches est un bobinage a deux étages, ou les conducteurs d'un étage situés dans une encoche appartiennent à une même phase et sont reliés électriquement en série, suivant la valeur du pas de bobinage, il peut arriver que deux phases cohabitent dans la même encoche. Ces bobinages sont du type imbriqué ou ondulé et ils sont couramment utilisés dans les machines de moyenne et de forte puissance.

I.4.Couplage [7]

Les moteurs asynchrones peuvent être alimentés par un réseau monophasé ou un réseau triphasé. La norme indique que la première correspond à la tension entre phases du réseau adaptée pour un couplage en triangle et la seconde, à la tension entre phases du réseau adaptée à un couplage étoile.

La plaque à bornes du moteur à toujours les entrées des enroulements repérées U, V, W et les sorties correspondantes X, Y, Z qui sont raccordées comme la figure suivante :

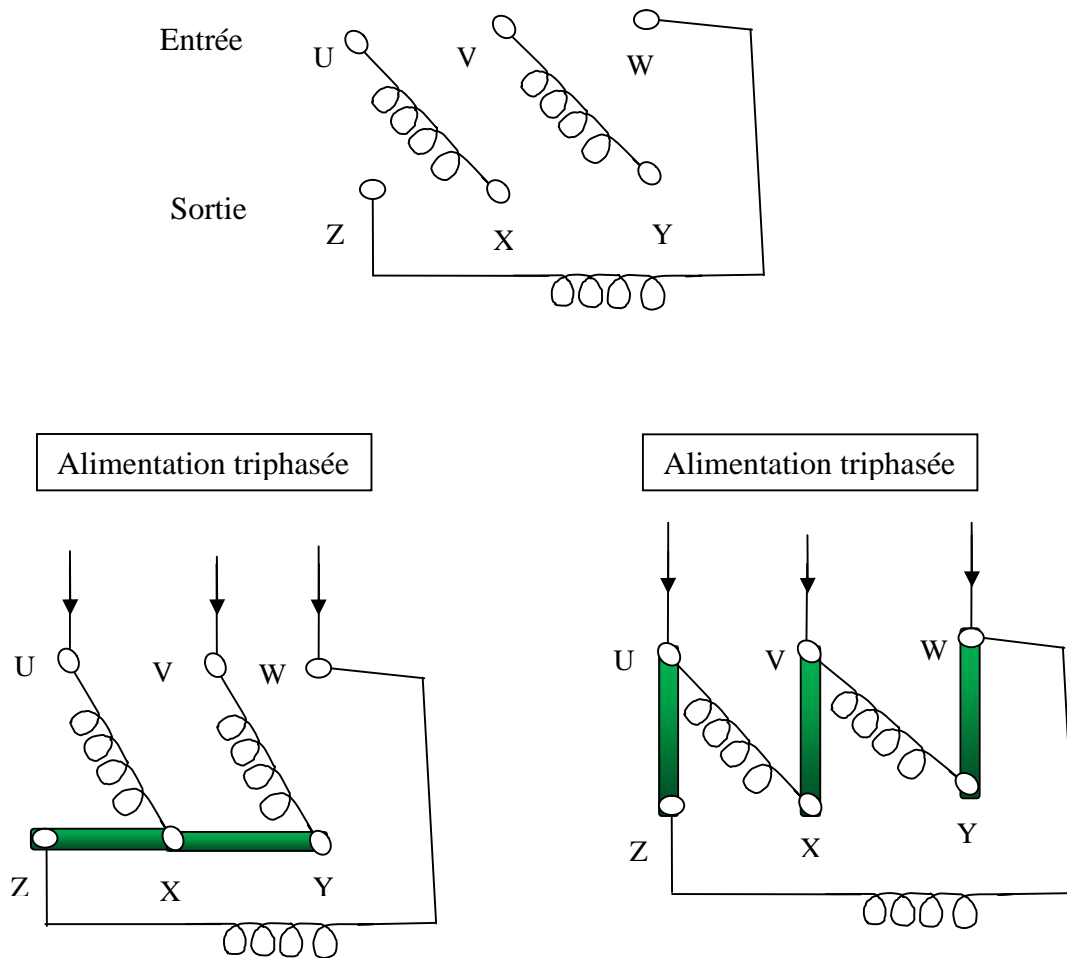


Figure I.8. Couplage des enroulements au stator.

I.5. Principe de fonctionnement [4], [6], [7], [9]

Le stator est alimenté par un réseau triphasé de fréquence f , Les tensions appliquées aux bornes de ces enroulements produisent un champ tournant de fréquence de rotation f/p . (p étant le nombre de paires de pôles) ceci vas crée une induction tournante \mathbf{B}_s de vitesse N_s , tel que :

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

Le rotor est balayé par cette induction, des forces électromotrices (f.e.m) sont donc induites dans les conducteurs, d'après **Faraday** $e = d\phi/dt$. Les circuits rotoriques étant fermés, des courants rotoriques prenant naissance, les barres rotoriques portant un courant et situe dans un champ magnétique sont soumises a des forces électromagnétiques,

d'après **Lenz** $e = -d\phi/dt$ qui tend à entrainer le rotor dans le sens de rotation du champ a une vitesse N inférieure a celle de synchronisme. La rotation du rotor est engendrée par l'apparition des forces de **Laplace** $dF = i.dL \wedge B$ qui sont le résultat de l'interaction entre le champ tournant et les courants induits.

- **Le Glissement** : c'est l'écart entre la vitesse de rotation de rotor et la vitesse de champ statorique exprimé par la relation suivante : $g = (N_s - N)/N_s$. (I.2)

N : vitesse de rotation du rotor [tr.s⁻¹].

N_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant [tr.s⁻¹].

g égale a **1** au démarrage et égale a **0** a vide (la vitesse de synchronisme), en fonctionnement nominale il est faible : **7%** pour les petits moteurs et **2%** pour les gros moteurs.

I.6. démarrage du moteur [4], [8]

Souvent le courant de démarrage est très important (4 à 8 fois I_n). Pour ne pas détériorer le moteur, il convient de réduire cet appel de courant, il existe trois procédures :

- **Démarrage étoile - triangle** : C'est une procédure extrêmement simple et peu coûteux, n'est envisageable que pour des petites puissances à cause de la brutalité des régimes transitoires lors du changement de couplage. Le stator est couplé en étoile pour le démarrage, Une fois la machine lancée, on commute sur un couplage triangle. . La tension d'alimentation étant divisé par $\sqrt{3}$, l'intensité du courant en ligne est divisée par $\sqrt{3}$ et le moment du couple est lui divisé par 3 pendant la phase de démarrage.
- **Démarrage par autotransformateur** : L'intensité efficace étant proportionnelle à la tension efficace aux bornes des enroulements statoriques, on peut diminuer cette tension pendant le démarrage. Dans ce but on utilise un autotransformateur triphasé. L'inconvénient majeur de cette solution est son prix élevé. Il permet l'obtention d'un couple moteur plus élevé qu'avec une inductance statorique.
- **Démarrage par rhéostat rotorique** : Cette procédure consiste à limiter les courants de démarrage rotoriques en insérant des rhéostats en série avec les enroulements rotoriques. Ces rhéostats seront éliminés progressivement.

I.7 .Détermination expérimentale du schéma

Détermination expérimentale des éléments du schéma équivalents s'effectue à partir des essais suivant :

I. 7.a-Essais à vide

Cet essai s'effectue sous tension nominale et a la vitesse de synchronisme ($g=0$) et nous permet de déduire la valeur de la réactance magnétisante, les pertes fer et mécaniques.

I. 7. b-Essais à rotor bloqué

Cet essai s'effectue a rotor bloqué et nous permet de mesurer la puissance active consommée et celle-ci est dissipée dans les résistances des bobinages statoriques et rotoriques. À partir de la mesure du courant on déduit les valeurs des résistances R_1 et R_2 de la même manière pour les valeurs X_1 et X_2 en utilisant la puissance réactive.

I.8. Etablissement du schéma équivalent [4], [7], [9]

Pour faciliter l'étude de moteur asynchrone on utilise un schéma simplifié de la machine qui est le schéma d'une seule phase, appelé schéma aux inductances couplées qui sont données par la figure suivante :

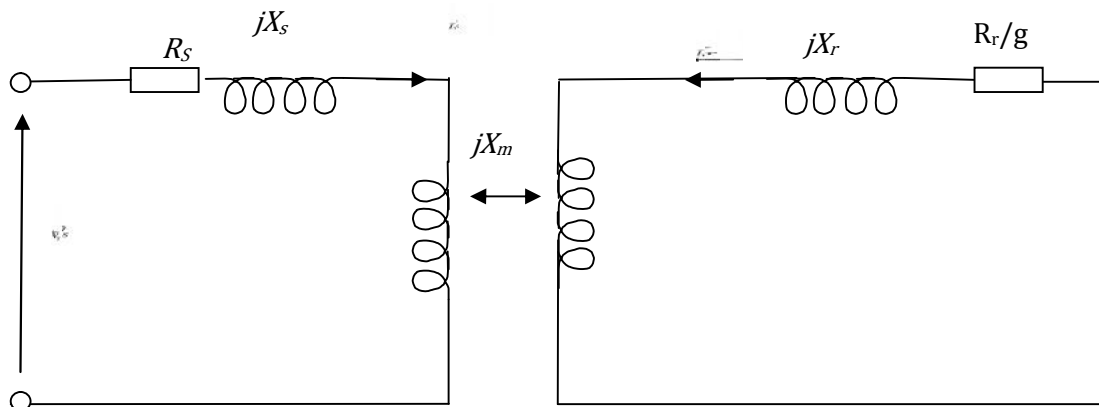


Figure I.9.Schéma équivalent des inductances couplées de la machine asynchrone.

I.8.1 Equation générale du stator

En alimentant la machine avec des tensions triphasées de pulsation ω , l'équation de la première phase du stator est :

$$\bar{V}_S = (R_S + jX_S) \cdot \bar{I}_S + j X_m \bar{I}_r \quad (I.3)$$

Avec :

\bar{V}_S : Tension aux bornes d'une phase statorique.

\bar{I}_r : Courant d'une phase rotorique.

\bar{I}_S : Courant d'une phase statorique.

R_S : Résistance d'une phase statorique.

X_S : Réactance de fuite d'une phase statorique.

I.8.2.équation générale du rotor

Le rotor est étant en court-circuit, l'équation de la première phase rotorique est :

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} + jX_r\right) \bar{I}_r + j X_m \bar{I}_s \quad (I.4)$$

X_m : Réactance magnétisante.

$\frac{R_r}{g}$: Résistance fictive.

X_r : Réactance de fuite d'une phase rotorique.

I.8.3. Equation de la liaison

L'équation de liaison exprime la relation existant entre les courants statoriques, les courants rotoriques et le flux d'induction magnétique présent dans l'entrefer.

On introduit le rapport de transformation rotor-stator $a = \frac{X_s}{X_m}$ au niveau des grandeurs rotoriques, et on pose le courant rotorique ramené au stator $\bar{I}'_r = \frac{\bar{I}_r}{a}$ on aura :

$$\bar{V}_S = R_S \bar{I}_S + jX_S (\bar{I}_S + \bar{I}'_r) \quad (I.5)$$

$$0 = j X_m \bar{I}_S + \frac{R_r}{g} \frac{X_s}{X_m} \bar{I}'_r + jX_r \frac{X_s}{X_m} \bar{I}'_r \quad (I.6)$$

Chapitre I : Généralités sur Les moteurs asynchrones

On multiplie l'équation (I.6) par $a = \frac{X_s}{X_m}$ On aura:

$$\bar{V}_S = R_s \bar{I}_s + jX_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.7)$$

$$0 = jX_s \bar{I}_s + \frac{R_r}{g} \left(\frac{X_s}{X_m}\right)^2 \bar{I}'_r + jX_r \left(\frac{X_s}{X_m}\right)^2 \bar{I}'_r \quad (I.8)$$

On ajoutant puis en Retranchant à l'équation (I.8) le terme $jX_s \bar{I}'_r$ on obtient :

$$\bar{V}_S = R_s \bar{I}_s + jX_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.9)$$

$$0 = jX_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) + \frac{R_r}{g} \left(\frac{X_s}{X_m}\right)^2 \bar{I}'_r + jX_r \left(\frac{X_s}{X_m}\right)^2 \bar{I}'_r - jX_s \bar{I}'_r \quad (I.10)$$

L'équation (I.9) et (I.10) peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\bar{V}_S = R_s \bar{I}_s + jX_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.11)$$

$$0 = jX_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) + \frac{R_r}{g} \left(\frac{X_s}{X_m}\right)^2 \bar{I}'_r + j\left(\frac{X_s}{X_m}\right)^2 \sigma X_r \bar{I}'_r \quad (I.12)$$

On posera :

$$R'_r = \left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2 R_r = a^2 R_r: \text{Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator.}$$

$$X_\sigma = \left(\frac{X_s}{X_m}\right) \sigma X_r = a^2 \sigma X_r : \text{Réactance de fuite totalisée au rotor et ramenée au stator.}$$

$$\sigma = 1 - \frac{X_m^2}{X_s X_r} \text{ Coefficient de dispersion.}$$

Finalement les deux équations (I.11) et (I.12) s'écrivent comme suit :

$$\bar{V}_S = R_s \bar{I}_s + jX_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.13)$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jX_\sigma \bar{I}'_r + jX_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.14)$$

Le schéma équivalent ramené au stator de la machine asynchrone sera donc :

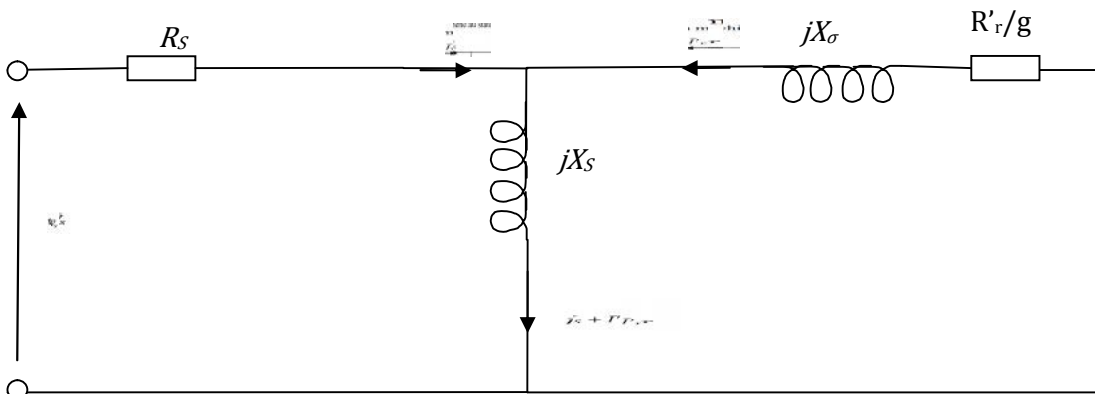


Figure I.10. Schéma équivalent ramené au stator de la MAS.

I.8.4. Schéma équivalent ramené simplifié

Le schéma équivalent simplifié sera :

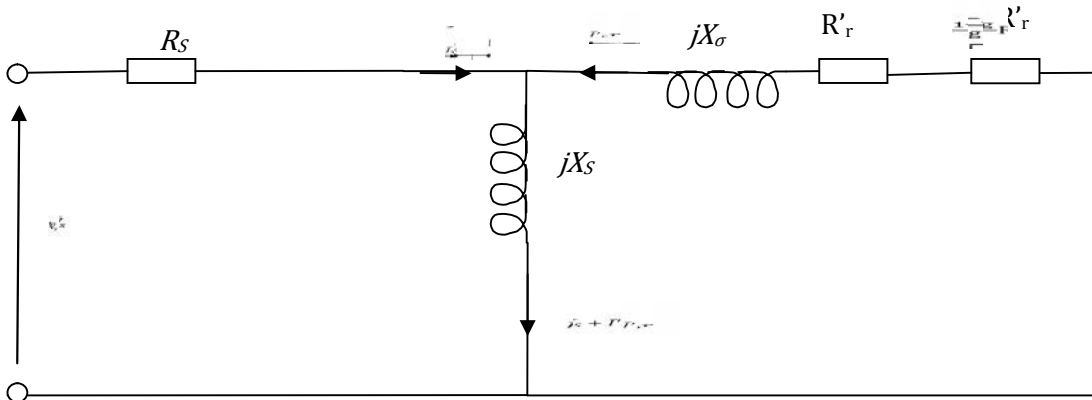


Figure I.11. Schéma équivalent simplifié de la MAS.

Les relations correspondantes au schéma équivalent représentées sur la figure. I.11 :

$$P = \frac{R'_r}{g} |\bar{I}'_r|^2 \quad (I.15)$$

$$P_e = P_m + R'_r |\bar{I}'_r|^2 \quad (I.16)$$

$$P_m + R'_r |\bar{I}'_r|^2 = \frac{R'_r}{g} |\bar{I}'_r|^2 \Rightarrow P_m = \frac{1-g}{g} R'_r |\bar{I}'_r|^2 \quad (I.17)$$

1.9. Bilan de puissances [3], [4], [6], [9]

Le bilan des puissances des machines asynchrones peut être représenté par le schéma suivant :

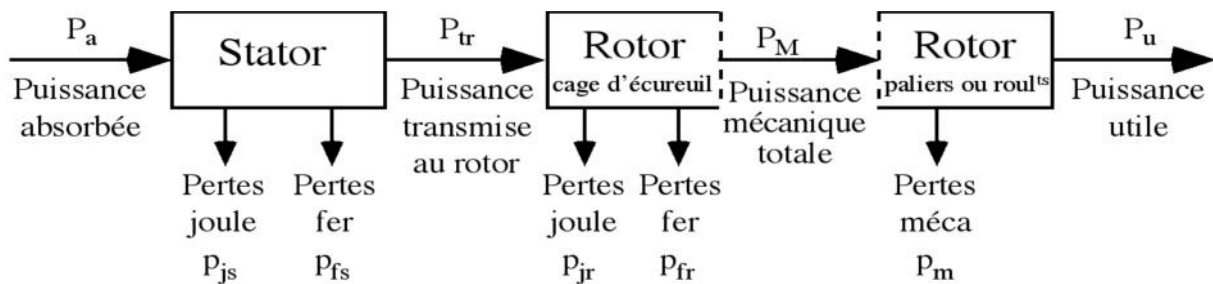


Figure I.12. Schéma synoptique du bilan des puissances.

1.9.1. Puissance électrique absorbée

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos\varphi \quad (\text{I.18})$$

U : tension entre deux bornes de moteur.

I : courant en ligne.

$\cos\varphi$: facteur de puissance.

1.9.2. Pertes par effet joule au stator

$$P_{JS} = \frac{3}{2} \cdot R \cdot I^2 \quad (\text{I.19})$$

R : résistance entre deux bornes de moteur.

1.9.3. Pertes fer au stator

Les pertes par hystérésis sont estimées en moyen de la formule de Steinmetz et à partir de cette formule on peut calculer les pertes fer au stator.

$$P_H = C \cdot \omega \cdot B_{max}^n \quad (\text{I.20})$$

Ou ω est la pulsation, et n sont des coefficients dépendants de la nature du matériau et B_{max} est la valeur maximale de l'induction magnétique.

1.9.4. Puissance transmise au rotor

$$P_{tr} = P_a - P_{JS} - P_{fS} \quad (\text{I.21})$$

C'est la puissance que reçoit le rotor.

1.9.5. Puissance mécanique totale

$$P_m = P_{tr} \cdot (1 - g) \quad (\text{II.22})$$

Cette puissance comprend la puissance utile et les pertes mécaniques.

1.9.6. Pertes par effet joule et pertes dans le fer du rotor

Ces pertes représentent la différence entre P_{tr} et P_m . Elle se sont dues aux courants induits donc :

$$P_{jr} + P_{fr} = P_{tr} - P_m = P_{tr} - P_{tr} \cdot (1 - g) = g \cdot P_{tr} \quad (\text{I.23})$$

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{I.24})$$

Les pertes fer du rotor sont généralement négligeables.

1.9.7. Pertes mécaniques

$$P_m = P_u - P_M \quad (\text{I.25})$$

1.9.8. Pertes collectives

Ces pertes ne dépendent pas que de U, f et n comme ces grandeurs sont généralement constantes, les pertes fer au stator et les pertes mécaniques le sont aussi.

$$P_c = P_{fs} + P_m \quad (\text{I.26})$$

1.9.9. puissance utile

$$P_u = P_M - P_m \quad (\text{I.27})$$

1.9.10. couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est obtenu en divisant la puissance électromagnétique (puissance transmise P_{tr}) par la vitesse de rotation Ω_r .

$$C = \frac{P_{tr}}{\Omega_r} ; \text{ en [N.m]} \quad (\text{I.28})$$

1.9.11. rendement

Le rendement de moteur asynchrone est égale au contient de la puissance utile P_u par la puissance électrique absorbée P_a .

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{I.29})$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les moteurs asynchrones, ou on a donné quelques notions sur le fonctionnement et la modélisation de ces moteurs qui nous a permis de mieux connaître ces parties principale, les types d'enroulements utilisé pour leurs bobinage et le couplage, ainsi que le principe de fonctionnement, comme on établis le schéma équivalent de ces moteur et le bilan de puissance .

Chapitre II

Dimensionnement et calcul des machines

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

Introduction

Le dimensionnement de la machine est une étape très importante pour la construction des machines électriques, car à partir des données on doit aboutir à une structure réalisable en respectant le cahier de charge. Les principaux paramètres du dimensionnement géométriques sont le diamètre d'alésage du stator et la longueur utile, et les contraintes électriques telle que la densité de courant et la charge linéique, ainsi magnétiques (induction dans l'entrefer et dans les différents tronçons de la machine) et mécaniques (entrefer et vitesse de rotation).

II.1 Données initiales

Les données initiales sont :

Puissance nominale $P_n = 5,5 \text{ KW}$

Nombre de phases $m_1 = 3$

La fréquence $f = 50 \text{ Hz}$

Tension nominale par phase $U_n = 380 \text{ V}$

Vitesse synchrone $n_n = 1500 \text{ tr/min}$

II.2 Dimensions principales

Sont déterminés comme suit :

II.2.1. La puissance électromagnétique P_e

Elle est donnée par :

$$P_e = K_e \cdot \frac{P_n \cdot 10^3}{\eta \cdot \cos\varphi} = 7156.8 \text{ W} \quad (\text{II.1})$$

Où : P – Nombre de paire de pole ; K_e – Facteur de majoration de la tension, il est donné comme suit :

$$K_e = 0,985 - 5 \cdot p \cdot 10^{-3} = 0.97 \quad (\text{II.2})$$

$\cos\varphi$: – Facteur de puissance et sa valeur qui est 0,85 ; η – Rendement nominal, sa valeur est 0,877

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.2.2. La longueur virtuelle de l'induit

En considérant que le champ magnétique de l'harmonique fondamentale est sinusoïdal, on peut prendre :

- Le coefficient de recouvrement polaire : $\alpha_\delta = \frac{2}{\pi} = 0,6366$
- Facteur de la forme de la courbe d'induction dans l'entrefer $K_f = 1,11$

II.2.3. Le nombre d'encoches

Sont donnés dans le tableau suivant :

	Le nombre d'encoches statoriques Z_1	Le nombre d'encoches rotoriques Z_2
1 ^{er} e moteur	36	28
2 ^{em} e moteur	48	38

II.2.4. Le nombre d'encoches par pôle et par phase

Le nombre d'encoches par pôle et par phase est calculé la l'expression suivante :

$$q_1 = \frac{Z_1}{2.p.m_1} \quad (II.3)$$

Les valeurs pour les moteurs sont :

	q_1 (encoche par pôle et par phase)
$Z_1=36$	3
$Z_1=48$	4

Où : Z_1 – Nombre d'encoche au stator ; P – Nombre de paire de pôles ; m_1 – Nombre de phase.

II.2.5. Les diamètres du stator

Le diamètre extérieur du stator est $D_{ext} = 200 \text{ mm}$

Le diamètre intérieur du stator est donné par : $D_1 = D_{ext} \cdot k_D - 5 = 129.56 \text{ mm}$

Tel que : le coefficient K_D est donné en fonction du nombre de pôles $2p$ (annexe tableau 3):

Pour $2p=4$ on prend : $k_D = 0.6728$. (II.4)

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.2.6. Le pas dentaire statorique en mm

Le pas dentaire est défini comme étant la distance séparant les deux axes de deux encoches voisines, il est donné par la relation suivante :

$$t_{z1} = \frac{\pi \cdot D_1}{Z_1} \quad (\text{II.5})$$

Dont les valeurs sont déterminées dans le tableau au dessous :

	t_{z1} (mm)
$Z_1=36$	11.345
$Z_1=48$	8.48

II.2.7. Angle électrique entre deux encoches voisines

L'angle électrique entre deux encoches voisines est donné par la relation suivante :

$$\gamma = P \cdot \frac{360}{Z_1} \quad (\text{II.6})$$

Où les valeurs sont mentionnées dans le tableau suivant :

	γ
$Z_1=36$	20
$Z_1=48$	15

II.2.8. La zone de phase

La zone de phase de l'enroulement est :

$$\alpha = q \cdot \gamma = 60^\circ \quad (\text{II.7})$$

II.2.9. Coefficient de distribution

Le coefficient de distribution est calculé comme suit :

$$K_{d1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m_1}\right)}{q_1 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2 \cdot q_1 \cdot m_1}\right)} = 0.96 \quad (\text{II.8})$$

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.2.10. Le pas polaire en nombre d'encoches

Le pas polaire en nombre d'encoches est calculé par la relation suivante :

$$\tau_p = \frac{Z_1}{2.p} \quad (\text{II.9})$$

Où les valeurs sont déterminées dans le tableau au dessous :

	τ_p (encoche)
$Z_1=36$	9
$Z_1=48$	12

II.2.11. Le pas d'enroulement

Le pas d'enroulement est donné par la relation suivante :

$$y_1 = \frac{Z_1}{2.p} - \epsilon_r \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\epsilon_r - \quad (\text{II.11})$$

Tel que les valeurs sont :

	y_1 (encoche)
$Z_1=36$	9
$Z_1=48$	12

II.2.12. Rapport de raccourcissement β

Il donné comme suit :

$$\beta = \frac{y_1}{\tau_p} \quad (\text{II.12})$$

Dont sa valeur calculée est : $\beta = 1$

II.2.13. Coefficient de raccourcissement polaire

Le coefficient de raccourcissement définit par :

$$K_{r1} = \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) = 1 \quad (\text{II.13})$$

Sa valeur calculée est : $K_{r1} = 1$

II.2.14. Le facteur de bobinage de l'enroulement statorique

Le facteur de bobinage de l'enroulement statorique est donné par la relation suivante :

$$K_{\text{enr1}} = K_{d1} \cdot K_{r1} \quad (\text{II.14})$$

Sa valeur est : $K_{\text{enr1}} = 0.96$

II.2.15.A1: la charge linéaire

On appelle charge linéaire le courant total dans la partie d'encoches par unité de longueur de la circonférence du stator. Pour une machine de deux paires de pôles $2p = 4 \Rightarrow p = 2$ et pour l'indice protection de [IP44] (annexe figure 1) on aura :

$$A_{11} = A_1 \cdot 10^2 \text{ (A/cm)} \quad (\text{II.15})$$

$$A_1 = 258 \text{ (A/cm)} \quad A_{11} = 258 \cdot 10^2 \text{ (A/cm)}$$

II.2.16. Induction dans l'entrefer

Pour une machine de deux paires de pôles $2p = 4 \Rightarrow p = 2$ et pour l'indice protection de [IP44] (annexe figure 2) on aura la valeur maximale recommandées de l'induction magnétique :

$$B_{\delta 1} = B \cdot 10^{-3} \text{ (T)} \quad B_{\delta 1} = 0.9 \text{ (T)} \quad (\text{II.16})$$

II.2.17. Longueur virtuelle de la machine

Longueur virtuelle de la machine est donnée la formule suivante :

$$l_{\delta 1} = \frac{8.62 \cdot 10^7 \cdot P_e}{K_{\text{enr1}} \cdot A_1 \cdot B_{\delta 1} \cdot D_1^2 \cdot n} \quad (\text{II.17})$$

Sa valeur est : $l_{\delta} = 110 \text{ (mm)}$

II.2.18. La tension simple

La tension simple est :

$$U_{n1} = \begin{pmatrix} 220 \\ 380 \\ 660 \end{pmatrix} \quad U_{n1} = U_{n1\text{N}} = 380 \text{ (V)} \quad (\text{II.18})$$

II.2.19. Nombre de voix parallèles

Le Nombre de voix parallèles est :

$$a1 := 1$$

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.2.20. Courant nominale dans une phase

Le courant nominal dans une phase Statorique est donné par l'expression suivante :

$$I_{1n} = \frac{P_n \cdot 10^3}{m_1 \cdot U_{n1} \cdot \eta_n \cdot \cos \varphi_n} = 6.472 \text{ A} \quad (\text{II.19})$$

Avec P_n – C'est la puissance nominale ; U_{n1} – C'est la tension simple ; η_n – Rendement nominal ; $\cos \varphi_n$ – Facteur de puissance nominal

II.2.21. Le flux utile

Le flux utile est donné par la relation suivante :

$$\phi_1 = \frac{B_{\delta 1} \cdot D_1 \cdot l_{\delta} \cdot 10^{-6}}{P} \quad (\text{II.20})$$

Sa valeur calculée est $\phi_1 = 0.0064$ (wb)

II.2.22. Nombre de conducteurs effectifs dans une encoche

Il est défini comme étant le nombre de conducteurs occupant l'encoche. Il est donné par :

$$N_{en1} = \frac{W_{11} a_1}{p \cdot q_1} \quad (\text{II.21})$$

Avec : W_{11} – Nombre de spires d'une voie parallèle, il est donnée par :

$$W_{11} = \frac{K_e \cdot U_{u\emptyset} \cdot .50}{222 \cdot K_{en1} \cdot \emptyset_1 \cdot f_1} \quad (\text{II.22})$$

	W_{11} (spires)
$Z_1 = 36$	269.741
$Z_1 = 48$	270.24

Donc le Nombre arrondi de conducteurs effectifs dans une encoche :

	$\text{round}(N_{en1})$ (spires)
$Z_1 = 36$	45
$Z_1 = 48$	34

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.2.23. Nombre de spires d'une voie parallèle

Il est donné par :

$$W_1 = \frac{p \cdot q_1 \cdot \text{round}(N_{\text{enc}1})}{a_1} \quad (\text{II.23})$$

	W_1 (spires)
$Z_1=36$	270
$Z_1=48$	272

II.2.24. Le flux utile

Le flux utile est donné par la relation suivante :

$$\Phi = \frac{\Phi_1 \cdot W_{11}}{W_1} \quad (\text{II.24})$$

Sa valeur est : $\Phi = 0.0064$ (wb)

II.2.25. L'induction dans l'entrefer

L'induction magnétique dans l'entrefer caractérise l'utilisation électrique.

$$B_\delta = B_{\delta 1} \cdot \frac{W_{11}}{W_1} \quad (\text{II.25})$$

	B_δ (T)
$Z_1=36$	0.901
$Z_1=48$	0.894

II.2.26. La charge linéaire

La charge linéaire est donnée comme suit :

$$A_1 := \frac{10 \cdot \text{round}(N_{\text{en}1}) \cdot Z_1 \cdot I_{n1}}{\pi \cdot D_1 \cdot a_1} \quad (\text{II.26})$$

	A_1 (A/cm)
$Z_1=36$	257.593
$Z_1=48$	259.501

II.3. Dimensionnement de l'enroulement statorique

Dimensionnement de l'enroulement statorique est défini par les paramètres suivants :

II.3.1. Densité de courant statorique

Pour une machine de deux paires de pôles $2p = 4 \Rightarrow p = 2$ et pour l'indice protection de [IP44] et système de refroidissement [IC00141] (annexe figure 3) :

$$J_1 = J \cdot 11 \cdot 10^{-2} \quad (\text{II.27})$$

$$J_1 = 6.5 \text{ A/mm}^2$$

II.3.2. La section effective

La section effective d'un conducteur de la phase statorique est calculée par l'expression suivante :

$$S_{\text{eff}} = \frac{I_{1n}}{a_1 \cdot J_1} = 0.996 (\text{mm}^2) \quad (\text{II.28})$$

II.3.3. La section élémentaire

La section élémentaire est donnée par la relation suivante :

$$S_{\text{el}} = \frac{S_{\text{eff}}}{N_{\text{el}}} \quad (\text{II.29})$$

On a la section effective est inférieure à 1.8 mm^2 il n'est pas recommandée de la subdiviser en plusieurs sections élémentaires. et comme la section des conducteurs étant normalisée (annexe Tableau.1), on choisira la section standard la plus proche de celle calculée.

- $N_{\text{el}} = 1$ Nombre de conducteur élémentaires.
- $S_{\text{el}} = 0.966 \text{ (mm}^2)$: la section élémentaire.
- $d_{\text{is}} = 1.2 \text{ (mm)}$: diamètre d'un conducteur isolé.
- $d_{\text{nu}} = 1.12 \text{ (mm)}$: diamètre d'un conducteur non isolé.

II.3.4. Calcul de la tôle magnétique statorique

Les Valeurs maximales recommandées de B_{c1} et B_{z1} en T pour les moteurs avec l'index de protection IP44 (annexe Tableau.4):

Pour une seule couche : $B_{c1} : 1,50 - 1,65$ et $B_{z1} : 1,75 - 1,95$

Pour deux couches : $B_{c1} : 1,45 - 1,70$ et $B_{z1} : 1,75 - 2.0$

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.3.4.1. Induction maximale dans la culasse statorique

Induction dans la culasse statorique est :

$$B_{c1} = 1.6(T)$$

II.3.4.2. Induction maximale dans la dent statorique

Induction maximale dans la dent statorique pour chaque moteur sont comme suit :

	$B_{z1}(T)$
$Z_1=36$	1.85
$Z_1=48$	1.92

II.3.4.3. La hauteur du dos du stator

La hauteur du dos du stator est donnée par :

$$h_{c1} = \frac{\phi_1 \cdot 10^6}{2.1\delta \cdot K_{fer} \cdot B_{c1}} \quad (II.30)$$

Avec :

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

$K_{fer} = 0,97$ – Pour l'isolation en vernis, $K_{fer} = 0,95$ – Pour l'isolation en avec oxydation.

La valeur calculée est : $h_{c1} = 19.138$ (mm)

II.3.4.4. La largeur de la dent statorique

La largeur de la dent statorique st donnée par la relation suivante :

$$b_{z1} = \frac{t_1 \cdot B_{\delta}}{K_{fer} \cdot B_{z1}} \quad (II.31)$$

	$b_{z1}(mm)$
$Z_1=36$	5.7897
$Z_1=48$	4.184

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.3.4.5. La hauteur de la dent

La hauteur de la dent est donnée géométriquement par la relation suivante :

$$h_{z1} = 0,5. (D_{ext} - D_1) - h_{c1} \quad (II.32)$$

Sa valeur calculée est : $h_{z1} = 16.082$ (mm)

II.3.4.6. La hauteur de l'encoche

La hauteur de l'encoche est donnée comme suit :

$$h_{enc1} = h_{z1} - (h_{k1} + h_{f1}) \quad (II.33)$$

Avec :

$h_{k1} = 1$ (mm) : La largeur de la clavette.

$h_{f1} = 0.8$ (mm) : La hauteur de la fonte d'encoche statorique.

Sa valeur calculée est : $h_{enc1} = 14.282$ (mm)

II.3.4.7. La largeur maximale de l'encoche

La largeur maximale de l'encoche est donnée par la relation suivante :

$$b_1 = \frac{\pi.(D_1+2.(h_{z1}))}{z_1} - b_{z1} \quad (II.34)$$

	b_1 (mm)
$Z_1=36$	8.323
$Z_1=48$	6.401

Où : r – Rayon maximale de l'encoche en mm.

	r (mm)
$Z_1=36$	4.1615
$Z_1=48$	3.1785

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.3.4.8. La largeur minimale de l'encoche (b₂)

La largeur minimale de l'encoche (b₂) est donnée par la relation suivante :

$$b_2 = \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot (h_{z1} - h_{en1}))}{Z_1} - b_{z1} \quad (II.35)$$

	b ₂ (mm)
Z ₁ = 36	5.831
Z ₁ =48	4.531

Où : b_{f1} – largeur de la fonte de l'encoche de rotor en mm.

	b _{f1} (mm)
Z ₁ = 36	2.915
Z ₁ =48	2.2435

II.3.4.9. La section de l'encoche

La section de l'encoche est donnée par la formule suivante :

$$S_{en1} = \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot h_1 + \frac{\pi \cdot b_1^2}{8} \quad (II.36)$$

$$\text{Tel que : } h_1 = h_{enc1} - \frac{b_1}{2} \quad (II.37)$$

	h ₁ (mm)
Z ₁ = 36	10.12
Z ₁ =48	11.082

Donc La section de l'encoche calculée est :

	S _{enc1} (mm ²)
Z ₁ = 36	98.828
Z ₁ =48	76.662

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

La section occupée par l'isolation de l'encoche est donnée par :

$$S_{is} = \left[\pi \cdot \frac{b_1}{2} + 2 \cdot h_1 + b_2 \right] \cdot b_{is} \quad (\text{II.38})$$

Où : b_{is} – la largeur de l'isolant tel que : $b_{is} = 0.3(\text{mm})$

	Sis (mm ²)
Z ₁ =36	11.744
Z ₁ =48	11.025

II.3.4.10. La section de l'encoche occupée par l'enroulement

La section de l'encoche occupée par l'enroulement est donnée par la relation suivante :

$$S_{ee1} = S_{enc1} - S_{is} \quad (\text{II.39})$$

	See1 (mm ²)
Z ₁ = 36	87.084
Z ₁ =48	65.637

II.3.4.11. Coefficient de remplissage de l'encoche

Le coefficient de remplissage est défini comme étant le rapport de la section des conducteurs occupant l'encoche à la section utile de l'encoche, il est donné par l'expression suivante :

$$K_{ra} = \frac{\text{round}(N_{en1}) \cdot N_{e1} \cdot (d_{is})^2}{S_{ee1}} \quad (\text{II.40})$$

Le coefficient de remplissage calculé avec cette approche $K_{rem} = 0,739$ est dans l'intervalle : $[0,7 - 0,75]$.

	Kra
Z ₁ = 36	0.744
Z ₁ =48	0.746

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.4. Entrefer

Dans les moteurs asynchrones l'entrefer doit être aussi petit que possible afin d'avoir un bon facteur de puissance, un courant magnétique minimale et bon rendement. Comme il doit être grand que possible afin de réduire les pertes supplémentaires et d'augmenter la fiabilité de fonctionnement des moteurs.

$$\delta_e = 0.7 \text{ (mm)}$$

II.5. Dimensionnement de rotor

Les Dimensions de rotor sont :

II.5.1. Diamètre extérieur du rotor

Le diamètre extérieur de rotor est donné comme suit :

$$D_2 = D_1 - 2\delta \tag{II.41}$$

$$D_2 = 128.16 \text{ (mm)}$$

II.5.2. La longueur virtuelle de l'induit

La longueur virtuelle de l'induit est :

$$l_2 := l_\delta \qquad l_2 = 110 \text{ (mm)}$$

II.5.3. Le diamètre de l'arbre

Le diamètre de l'arbre est :

$$D_{2ar} = 48 \text{ (mm)}$$

II.5.4. Le pas polaire

Le pas polaire est donné par la relation suivante :

$$\zeta p_2 = \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p} = 100.657 \tag{II.42}$$

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.5.5. Le pas dentaire

Le pas dentaire est donné par la relation suivante :

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_2}{Z_2} \quad (\text{II.43})$$

Avec : Z_2 – Le nombre d’encoches rotorique ; D_2 – Est le diamètre extérieur du rotor.

	t_2 (mm)
$Z_1=36$	14.38
$Z_1=48$	10.595

II.5.6. La hauteur de la culasse rotorique

La hauteur de la culasse rotorique est donné par :

$$h_{c2} = \frac{\phi_1 \cdot 10^6}{l_2 \cdot 2 \cdot K_{fer} \cdot B_{c2}} \quad (\text{II.44})$$

Avec :

B_{c2} – Induction dans la culasse rotorique. Sachant que $B_{c2} \in [1,35 - 1,45]$ en (Tesla)

$B_{c2} = 1.35 \text{ T}$ – Induction dans la culasse rotorique.

$h_{c2} = 22.683$ (mm)

II.5.7. La hauteur de la dent rotorique :

La hauteur de la dent est donnée par l’expression suivante :

$$h_{z2} = 0,5 * (D_2 - D_{int}) - h_{c2} \quad (\text{II.45})$$

Avec : D_{2i} – Diamètre intérieur du rotor (diamètre de l’arbre du moteur).

Pour un calcul préliminaire on peut utiliser l’expression suivante $D_{int} = 48$

$h_{z2} = 17.397$ (mm).

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.6. Calcul de l'encoche rotorique

Le calcul de l'encoche rotorique se fait par la détermination des paramètres suivants :

II.6.1. La largeur de l'encoche

La largeur de l'encoche est donnée par :

$$b_{z2} = \frac{t_2 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot B_{z2}} \quad (II.46)$$

Avec :

B_{z2} – Induction maximale dans la dent du rotor. Sachant que $B_{z2} \in [1,75 - 1,95]$ en (Tesla).

$$B_{z2} = 1.9 \text{ Tesla}$$

	$b_{z2}(\text{mm})$
$Z_1=36$	7.17
$Z_1=48$	5.282

II.6.2. Rayon maximal de l'encoche

Le rayon maximal de l'encoche est donné par la relation suivante :

$$r_1 := \frac{\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{f2}) - Z_2 \cdot b_{z2}}{(\pi + Z_2) \cdot 2} \quad (II.47)$$

Avec $h_{f2}=0.75$ (mm) : hauteur de la fonte de l'encoche rotorique.

	r_1 (mm)
$Z_1=36$	3.165
$Z_1=48$	2.397

II.6.3. Rayon minimal de l'encoche

Le rayon minimal de l'encoche est donné par :

$$r_2 = \frac{[\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{z2}) - Z_2 \cdot b_{z2}]}{(Z_2 - \pi) \cdot 2} \quad (\text{II.48})$$

	r_2 (mm)
$Z_1 = 36$	1.862
$Z_1 = 48$	1.328

II.6.4. La cage rotorique

Le dimensionnement de la cage rotorique se fait par :

II.6.4.1. hauteur de la barre

La hauteur de la barre est donnée par :

$$h_2 := h_{z2} - h_{f2} - (r_1 + r_2) \quad (\text{II.49})$$

	h_2 (mm)
$Z_1 = 36$	11.62
$Z_1 = 48$	12.922

$$h_{enc2} := h_2 + (r_1 + r_2) \quad (\text{II.50})$$

$$h_{en2} = 16.647 \text{ (mm)}$$

II.6.4.2. La section de la barre (encoche)

La section de la barre (encoche) est donnée par :

$$S_{en2} := (r_1^2 + r_2^2) \cdot \frac{\pi}{2} + 2(r_1 + r_2) \cdot h_2 \cdot 0.5 \quad (\text{II.51})$$

	S_{en2} (mm ²)
$Z_1 = 36$	79.598
$Z_1 = 48$	59.926

Chapitre II : Dimensionnement et calcul des machines

II.7. Dimensionnement de l'anneau de court circuit

Dans le dimensionnement de l'anneau de court circuit on calcul :

II.7.1. La hauteur de l'anneau

La hauteur de l'anneau est donnée par la relation suivante :

$$h_{an} = (1,1 : 1,25) \cdot h_{z2} \quad (II.52)$$

Tel que : $h_{an} = 1,1h_{z2}$

$$h_{an} = 19,137 \text{ (mm)}$$

II.7.2. La section de l'anneau

La section de l'anneau est donnée par la relation suivante :

$$S_{an} = (0,35 : 0,45) \cdot \frac{Z_2 \cdot S_b}{2p} \quad (II.53)$$

$$S_{an} = 0,4 \cdot \frac{Z_2 S_{en2}}{2 \cdot P}$$

	$S_{an}(\text{mm}^2)$
$Z_1=36$	222.876
$Z_1=48$	227.72

II.7.3. La largeur de l'anneau

La largeur de l'anneau est donnée par :

$$l_{an} = \frac{S_{an}}{h_{an}} \quad (II.54)$$

	$l_{an}(\text{mm})$
$Z_1=36$	11.647
$Z_1=48$	11.9

II.7.4. Diamètre moyen intérieur de l'anneau

Diamètre moyen intérieur de l'anneau est donné par :

$$D_{an} = D_2 - h_{an} \quad (II.55)$$

$$D_{an \text{ moy}} = 109.023(\text{mm})$$

Conclusion

Dans ce chapitre on a fait le dimensionnement des parties de la machine, on a vu que chacun des paramètres a une importance lors du dimensionnement. Les paramètres calculés dans ce chapitre vont être utilisés prochainement pour l'étude des modèles de la machine asynchrone.

Chapitre III

Modèles d'équations électromagnétiques

Chapitre III : Modèles électromagnétiques

Introduction

L'étude de diffusion du champ électromagnétique dans les machines électriques repose sur la formulation des équations de Maxwell, Ces équations définissent les propriétés macroscopiques locales associées aux grandeurs électriques et magnétiques vectorielles. Il s'agit du vecteur champ électrique \vec{E} , du vecteur champ magnétique \vec{H} , du vecteur déplacement électrique \vec{D} et du vecteur d'induction magnétique \vec{B} . Dans un référentiel lié au milieu étudié.

III.1. Equations de Maxwell [4], [14], [15]

A base des relations de l'électricité et de magnétisme, Maxwell est arrivé à mettre en place les quatre équations qui regroupent les deux domaines, c'est l'électromagnétisme :

➤ Equation de Maxwell-Faraday : $\overrightarrow{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ (III.1)

Cette équation est indépendante des sources. Sa forme intégrale est :

$$\iint_S \overrightarrow{rot} \vec{E} \cdot \overrightarrow{dS} = \oint_C \vec{E} \cdot \overrightarrow{dl} = -\frac{d}{dt} \left(\iint_S \vec{B} \cdot \overrightarrow{dS} \right) = -\frac{d\Phi}{dt}$$

➤ Equation de Maxwell-Ampère : $\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ (III.2)

D'après le théorème d'Ampère :

$$\int_C \vec{H} \cdot \overrightarrow{dl} = I$$

Sachant que :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{Et} \quad I = \iint_S \vec{J} \cdot \overrightarrow{dS}$$

Telle que : $\vec{J} = \vec{J}_C + \vec{J}_D$ et $\vec{J}_D = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$

D'après le théorème de Stokes :

$$\oint_C \vec{H} \cdot \overrightarrow{dl} = \iint_S (\overrightarrow{rot} \vec{H}) \cdot \overrightarrow{dS}$$

➤ Equation de Maxwell-Gauss : $div \vec{D} = \rho$ (III.3)

Cette équation est obtenue à partir de théorème de Gauss appliqué à un milieu quelconque :

$$\iint_S \vec{D} \cdot \overrightarrow{dS} = \sum q_i = \iiint_V \rho \cdot \overrightarrow{dV}$$

D'après le théorème de divergence on a :

$$\iint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_V \text{div} \cdot \vec{D} \cdot d\vec{V}$$

➤ Equation de conservation de flux magnétique : $\text{div} \vec{B} = 0$ (III.4)

Cette équation est indépendante des sources. Sa forme intégrale, obtenue en écrivant :

$$\oiint_S \vec{B} \cdot \vec{S} = 0$$

Avec :

\vec{E} : ($V.m^{-1}$) Champ électrique.

\vec{B} : (T) Induction magnétique.

\vec{H} : ($A.m^{-1}$) Champ magnétique.

\vec{j} : ($A.m^{-2}$) densité de courant.

\vec{D} : ($C.m^{-2}$) Induction électrique.

ρ : ($C.m^{-3}$) charge volumique.

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: ($A.m^{-2}$) densité de courant de déplacement

III.2. Les relations du milieu [10]

➤ *Pour les matériaux magnétiques*

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

Et ou :

$\vec{B}_r(T)$ Induction magnétique rémanente (cas d'aimants permanents).

$\mu(H/m)$ perméabilité magnétique absolue.

Avec : $\mu = \mu_0 \mu_r$.

$\mu_0 = 4. \pi. 10^{-7} (H/m)$. Perméabilité magnétique du vide.

μ_r Perméabilité magnétique relative du milieu.

➤ *Pour les matériaux diélectriques*

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{III.6})$$

ε ($F.m^{-1}$) Permittivité électrique absolue.

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

Et ou :

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{3\pi} 10^{-9} \text{ (F.m}^{-1}\text{) permittivité électrique du vide.}$$

ε_r Permittivité électrique relative du milieu.

➤ *La loi d'ohm*

$$\vec{j} = \vec{j}_s + \sigma \vec{E} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

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

\vec{j}_s ($A.m^{-2}$) densité du courant provenant des enroulements d'alimentation.

Les relations précédentes sont données dans le cas général : dans un matériau ferromagnétique sans induction rémanente le terme \vec{B}_r devient nul.

Dans le cas des aimants permanents, l'induction rémanente \vec{B}_r s'exprime en fonction de vecteur aimantation \vec{M} tel que :

$$\vec{B}_r = \mu_0 \vec{M} \quad (\text{III.8})$$

Lorsque les milieux considérés sont à propriétés physiques non linéaires alors les relations du milieu s'écrivent comme suit :

$$\vec{B} = \mu(H) \vec{H} \quad (\text{III.9})$$

$$\vec{D} = \varepsilon(E) \vec{E} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$\mu(H)$: Perméabilité magnétique en fonction du champ magnétique.

$\varepsilon(E)$: Permittivité électrique en fonction du champ électrique.

III.3.Modèle magnétostatique, magnétodynamique en potentiel vecteur magnétique [13], [14], [15], [16]

III.3.1.Modèle magnétostatique

L'étude des problèmes magnétiques fait l'objet de la magnétostatique dans le cas où les phénomènes étudiés sont indépendants du temps, car les dérivées temporelles dans les équations de Maxwell s'annulent et les grandeurs magnétiques et électriques sont découplées. Donc, les équations de Maxwell deviennent :

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

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J}_C \quad (\text{III.12})$$

Avec :

\vec{J}_C : densité de courant de conduction.

D'après l'équation (III.11), il existe un potentiel vecteur magnétique \vec{A} ; d'où l'induction dérivé.

$$\text{div} \vec{B} = 0 \Rightarrow \exists \vec{A} / \vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \quad (\text{III.13})$$

\vec{A} : Potentiel vecteur magnétique en [T.m].

Pour que la solution du potentiel vecteur soit unique, on applique la condition de Jauge de Coulomb suivant :

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (\text{III.14})$$

Nous obtenons donc l'équation suivante pour des matériaux à comportement linéaire.

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} = \frac{\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}}{\mu} \quad (\text{III.15})$$

Donc :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}}{\mu} \right) = \vec{J}_C \quad (\text{III.16})$$

$$\text{D'où : } \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}}{\mu} \right) = \vec{J}_C \quad (\text{III.17})$$

L'équation (III.17) peut s'écrire comme suite :

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = \mu \vec{J}_C \quad (\text{III.18})$$

Chapitre III : Modèles électromagnétiques

Comme :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = -\text{div} \vec{A} + \overrightarrow{\text{grad}}(\text{div} \vec{A}) \quad (\text{III.19})$$

Et d'après la condition de Jauge de Coulomb :

$$\text{div} \vec{A} = 0 \quad (\text{III.20})$$

Donc :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = -\Delta \vec{A} \quad (\text{III.21})$$

D'où :

$$\Delta \vec{A} = -\mu \vec{J}_C \quad (\text{III.22})$$

Cette équation constitue la formulation magnétostatique en potentiel vecteur magnétique \vec{A} avec terme source.

a) En coordonnées cartésiennes

En coordonnées cartésiennes, le potentiel vecteur magnétique \vec{A} prend une seule composante :

Soit le plan $[x, y]$.

On a : $\vec{A} = (0, 0, A_z)$.

$\vec{J}_C = (0, 0, J_{Cz})$.

$$\Delta \vec{A} = \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \quad (\text{III.23})$$

En remplaçant (II.60) dans (II.23) on aura :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_{Cz} \quad (\text{III.24})$$

b) en coordonnées cylindriques

considérons un système à symétrie de révolution, le plan d'étude se réduit alors au plan $[r, z]$, ce qui traduit par la condition $\frac{\partial A}{\partial \varphi} = 0$

On a :

$\vec{A} = (0, A_\varphi, 0)$.

$\vec{J}_C = (0, J_{C\varphi}, 0)$.

$$\Delta \vec{A} = \frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right]. \quad (\text{III.25})$$

En remplaçant (II.25) dans (II.26), on aura :

$$\frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right] = -\mu \vec{J}_{C\varphi}. \quad (\text{III.26})$$

III .3.2.Modèle magnétodynamique

L'étude des phénomènes magnétiques et électriques dépendant du temps fait l'objet de la magnétodynamique .les équations de Maxwell à considérer sont alors :

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{III.27})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.28})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{III.29})$$

En remplaçant (II.13) dans (II.28), on obtient :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = \frac{\partial}{\partial t} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}). \quad (\text{III.30})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\overrightarrow{\text{rot}} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{III.31})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \rightarrow \exists V / \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{grad}} V \quad (\text{III.32})$$

Avec : V : Potentiel scalaire électrique.

D'où :

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{III.33})$$

En introduisant (II.33) dans $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ on aura :

$$\vec{J} = \sigma \left(-\overrightarrow{\text{grad}} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) \quad (\text{III.34})$$

En remplaçant (II.13) dans (II.29) et en tenant compte de (II.34) on aura :

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = -\mu (\sigma \overrightarrow{\text{grad}} V + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) \quad (\text{III.35})$$

D'où :

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + \mu \cdot \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\mu \cdot \sigma \cdot \overrightarrow{\text{grad}} V \quad (\text{III.36})$$

On pose :

$$\vec{J}_C = \sigma \overrightarrow{\text{grad}} V$$

\vec{J}_C : densité de courant source.

L'équation (II.36) devient :

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + \mu \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\mu \vec{J}_C \quad (\text{III.37})$$

Et comme :

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = -\Delta \vec{A} + \vec{\nabla}(\text{div} \vec{A}) \quad (\text{III.38})$$

La condition de Jauge Coulomb permet de poser : $\text{div} \vec{A} = 0$.

Donc :

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = -\Delta \vec{A} \quad (\text{III.39})$$

De (II.38) et (II.39), on aura :

$$\Delta \vec{A} - \mu \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \mu \vec{J}_C \quad (\text{III.40})$$

L'équation (II.40) est l'équation magnétodynamique en termes de potentiel vecteur magnétique avec un terme source.

a) En coordonnées cartésiennes

dans le plan [x,y] on aura :

$$\vec{A} = (0, 0, A_z).$$

$$\vec{J}_C = (0, 0, J_{sz}).$$

Et

$$\Delta \vec{A} = \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \quad (\text{III.41})$$

En remplaçant (II.41) dans (II.39) on aura :

$$\Delta \vec{A} = \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = \mu \vec{J}_{sz} \quad (\text{III.42})$$

b) En coordonnées cylindriques

dans le plan [r,z] n a :

$$\vec{A} = (0, A_\varphi, 0).$$

$$\vec{J}_C = (0, J_{s\varphi}, 0).$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = -\frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right] \quad (\text{III.43})$$

En remplaçant (II.43) dans (II.37), on aura :

$$\frac{\partial^2 A_\varphi}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right] - \mu \sigma \frac{\partial A_\varphi}{\partial t} = \mu \vec{J}_{sz} \quad (\text{III.44})$$

c) En régime harmonique

On pose :

$$\frac{\partial}{\partial t} = j\omega \quad \text{Et} \quad \overline{A_Z} = A_{zreel} + jA_{zimag}$$

$$\overline{A_\varphi} = A_{\varphi reel} + A_{\varphi imag}$$

L'équation (II.42) devient :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \overline{A_Z}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial \overline{A_Z}}{\partial y} \right) - j\omega \sigma \mu \overline{\square}_Z = -\mu \overline{J}_{S\varphi} \quad (\text{III.45})$$

Et (II.43) devient :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial (r \cdot \overline{A_\varphi})}{\partial r} \right] - \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial (r \cdot \overline{A_\varphi})}{\partial z} \right] - j\omega \sigma \mu \overline{\square}_Z = -\mu \overline{J}_{S\varphi} \quad (\text{III.46})$$

III.4.condition aux limites [10], [11]

Il existe quatre(04) types de condition aux limites que l'on peut envisager.

III.4 .1.condition type Dirichlet

La condition aux limites de type Dirichlet portant sur la valeur des grandeurs sur le contour. Elle s'applique au contour externe des machines électriques. Elle s'applique au milieu du pôle, qui constitue une symétrie : $A=g_0$

Telle que A : fonction inconnue.

III.4.2.condition de type Neumann

La condition aux limites de type Neumann portant sur la dérivée normale de la grandeur par rapport à une normale. Et sous FEMM, elle s'impose si aucune condition n'est définie au préalable : si on laisse le contour sans appliquer une condition aux limites quelconques, alors par défaut, la condition de Neumann est appliquée.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = g_0$$

III.4.3. Condition mixte Dirichlet et Neumann

Les deux types de conditions aux limites Dirichlet et Neumann peuvent être combinés pour avoir la condition mixte Dirichlet et Neumann, elle s'exprime de la manière suivante :

$$a.A + b.\frac{\partial A}{\partial t} = g$$

g : Valeur de l'inconnue sur la frontière.

a et b : Coefficient définis sur le domaine d'étude.

III.4.4. Condition de périodicité et d'anti-périodicité

La condition de périodicité ou d'anti-périodicité appliquée lorsque les grandeurs sont identiques en passant d'une frontière à une autre frontière (selon les pôles des machines électriques). Dans les machines cylindriques symétriques telles que les machines électriques tournantes et linéaires, on se trouve non seulement avec une symétrie géométrique, mais aussi avec une symétrie dans la distribution du champ magnétique.

Elles s'expliquent comme suite :

$$A|_{\Gamma} = K.A|_{\Gamma+d\gamma}$$

A : fonction inconnue.

$d\Gamma$: période spéciale suivant le contour Γ .

Si $K=1$, condition périodique.

Si $K=-1$, condition anti-périodique.

Conclusion

Les phénomènes électromagnétiques que l'on a étudiés sont régis par les équations de Maxwell et les équations caractéristiques des matériaux. Ces équations sont de vieux concepts de la physique. Dans ce chapitre, nous avons exposé les modèles mathématiques qui caractérisent l'évolution du champ d'interaction électromagnétique dans les matériaux.

Chapitre IV
Méthode des éléments finis
et logiciel FEMM

Introduction

La Conception assistée par ordinateur (CAO) a connu aujourd'hui une vaste utilisation. Cette appellation couvre l'ensemble des tâches qu'un ordinateur est capable d'assumer lors du développement de produits techniques : Dessin, fabrication, conception.

Dans ce chapitre nous abordons la méthode des éléments finis, qui est une méthode d'approximation interne particulière, l'espace d'approximation étant un espace de fonctions polynomiales par morceaux. Nous décrirons ensuite le logiciel F.E.M.M, on abornant aux étapes à suivre pour la simulation d'une machine.

IV.1. Présentation de la Méthode des éléments finis [11], [12], [17]

La méthode des éléments finis repose sur la recherche d'une fonction globale représentant le phénomène étudié en tout point du domaine analysé. Ce domaine doit être décomposé au préalable en parties finies adjacentes, appelés les éléments finis. La fonction globale recherchée sera construite par parties sur chacun de ces éléments.

L'inconnue ainsi élaborée devra vérifier globalement les équations aux dérivées partielles, les conditions aux limites associées et propriétés de continuité requises par les phénomènes étudiés, cela sur chacun des éléments comme sur l'ensemble du domaine. Selon les équations traitées, on peut généralement démontrer que, si la taille de chaque élément tend vers zéro (le nombre d'éléments tendant vers l'infini), les équations aux dérivées partielles sont alors vérifiées en tout point du domaine.

Les éléments finis utilisés pour discrétiser le domaine étudié sont généralement regroupés par familles topologiques : segments, triangle, quadrilatères, parallélépipèdes, prismes, ...etc. L'ensemble des éléments qui reconstituent le domaine est dénommé le découpage ou la discrétisation géométrique.

A l'intérieure d'un élément, la fonction qui modélise le phénomène est définie par une interpolation polynomiale en fonction des valeurs de l'inconnue en chacun des sommets (ou nœuds) de cet élément.

Le principe de la méthode consiste à trouver la répartition de valeurs nodales qui entraîne la vérification de l'équation aux dérivées partielles du phénomène étudié et qui remplit ses conditions aux limites.

IV.1.1: Discrétisation spatiale par éléments finis [10], [11]

La méthode des éléments finis consiste à subdiviser le domaine d'étude en petits éléments de forme triangulaire (Figure. IV.1). Chaque triangle est repéré par ses trois sommets (Figure. IV.2.). Cette subdivision exclusivement triangulaire de premier ordre a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet un numérotage systématique des points à l'aide d'algorithmes simples.

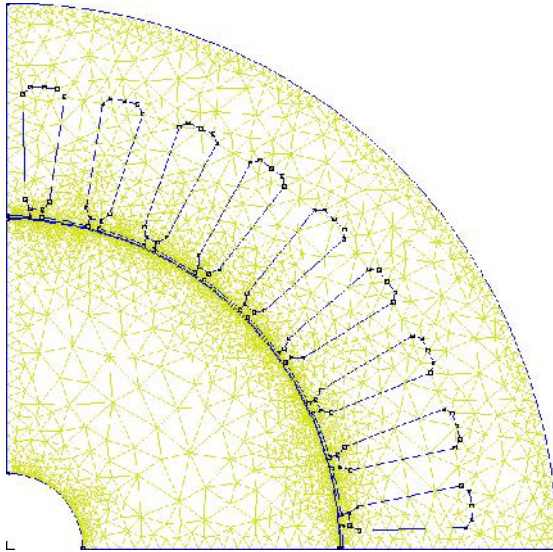


Figure. IV.1.Maillage d'un quart de la structure étudiée.

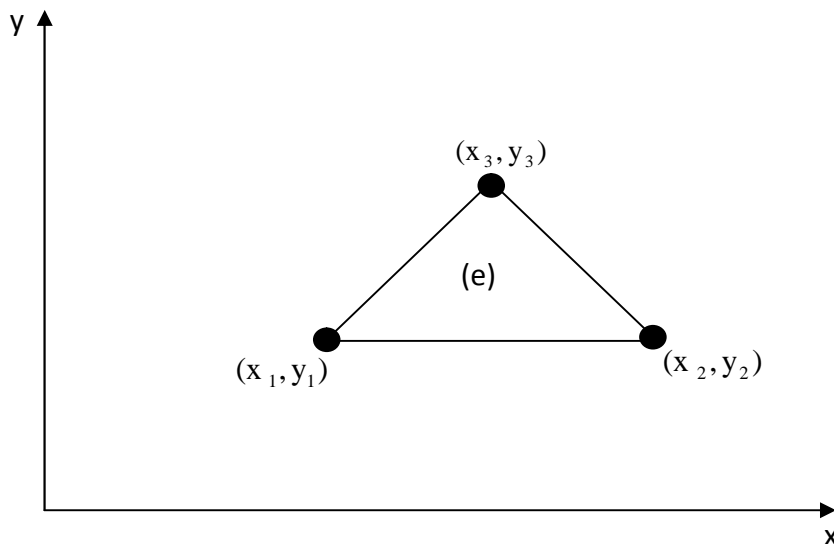


Figure. IV. 2 : Élément fini à trois nœuds.

Chapitre IV Méthode des éléments finis et logiciel FEMM

Au niveau de chaque élément (Figure. IV. 2), le potentiel vecteur magnétique est approché par un polynôme d'interpolation de premier degré en x et y sous la forme suivante

$$N_i(x, y) = a_i + b_i x + c_i y \quad (i=1, 2, 3) \quad (IV.1)$$

Où a_i , b_i et c_i sont des coefficients qui dépendent des coordonnées des sommets du triangle et des potentiels correspondants.

De l'équation (IV.1), on constate que l'induction est constante à l'intérieur de chaque élément et, par conséquent, la perméabilité magnétique l'est également. Le potentiel en tout point de l'élément (e) est parfaitement défini à partir de la relation (IV.2).

$$\bar{A}^*(x, y) = \sum_1^3 N_i(x, y) \bar{A}_i \quad (IV.2)$$

Les éléments sont des triangles de premier ordre, d'où on peut écrire :

$$N_i(x, y) = \frac{1}{2\Delta_e} (a_i + b_i x + c_i y) \quad i = (1, 2, 3) \quad (IV.3)$$

Δ_e Représente l'aire d'un élément, définie par ces trois sommets 1, 2, 3, on peut l'écrire sous la forme :

$$2\Delta_e = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = (x_1 y_2 - x_2 y_1) + (x_3 y_1 - x_1 y_3) + (x_2 y_3 - x_3 y_2) \quad (IV.4)$$

La relation (IV.2) peut se mettre sous la forme matricielle : $A = \langle N \rangle \{A_e\}$ où $\langle N \rangle$ est un vecteur ligne N_i ($i=1, 2, 3$) et $\{A_e\}$ est un vecteur colonne défini aux nœuds A_i ($i=1, 2, 3$).

L'interpolation dans un élément est effectuée en fonction des valeurs de l'inconnue aux nœuds de cet élément; il s'agit alors de l'interpolation nodale, celle-ci à la propriété d'imposer la continuité de l'inconnue :

$$N_i(x_j, z_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad i, j \in \{1, 2, 3\} \quad (IV.5)$$

Chapitre IV Méthode des éléments finis et logiciel FEMM

Tous calcul est effectué en désignant par i, k, l toute permutation circulaire des indices 1, 2, 3 assignés dans le sens trigonométrique. Ces fonctions s'écrivent sous la forme suivante:

$$N_i = \frac{P_i + Q_i x + R_i y}{e} \quad (IV.6)$$

Les paramètres P_i, Q_i, R_i et Δ_e sont des fonctions des coordonnées des nœuds :

$$P_i = x_k y_l - x_l y_k \quad (IV.7)$$

$$Q_i = y_k - y_l \quad (IV.8)$$

$$R_i = x_l - x_k \quad (IV.9)$$

$$\Delta_e = \frac{1}{2}(P_i + P_k + P_l) \quad (IV.10)$$

IV.1. 2:Equation générales en 2D

$$\frac{1}{\mu} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial x^2} + \frac{1}{\mu} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial y^2} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{J}_s \quad (IV.11)$$

L'équation devient pour les différents milieux constituant la machine comme tel :

$$\text{Fer : } \frac{1}{\mu_f} \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{1}{\mu_f} \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = 0 \quad (IV.12)$$

$$\text{Air : } \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = 0 \quad (IV.13)$$

$$\text{Acier : } \frac{1}{\mu_a} \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{1}{\mu_a} \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = 0 \quad (IV.14)$$

$$\text{Cuivre : } \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -J_s \quad (IV.15)$$

IV.2 : Présentation de logiciel FEMM

FEMM (Finite Element Magnetic) : est un ensemble de programmes pour résoudre des problèmes électromagnétiques sur deux dimensions (un logiciel bidimensionnel de calcul par éléments finis des champs électromagnétiques) dans les différents systèmes électrotechniques (les machines électrique), au processus industriels (contrôle non destructif, chauffage par induction, magnétoformage,...) à basse fréquence sur deux dimensions planes et axisymétriques domaines. Le programme s'adresse actuellement linéaire / non linéaire magnétostatique problèmes, problèmes magnétiques harmoniques linéaire / non linéaire temps, les problèmes électrostatiques linéaires, et des problèmes de flux de chaleur en régime stationnaire.

Chapitre IV Méthode des éléments finis et logiciel FEMM

En pratique, le traitement numérique d'un problème d'équations aux dérivées partielles (électromagnétique, thermique au couple) passe par les trois étapes suivantes :

1. F.E.M.M.EXE :c'est une page sur la quelle on peut fixer la géométrie les propriétés matérielles et les conditions de problème étudié (Description du problème (géométrie, caractéristiques physiques, maillage).
2. TRIANGLE .EXE :c'est un programme de Mise en œuvre de la méthode numérique de simulation (décomposé des régions de problème étudié en un nombre finis d'éléments sous forme de triangle, différences finies, éléments finis, intégrales de frontières). Et dans notre cas il s'agit des éléments finis.
3. FKERN.EXE : c'est l'espace ou se résolvent les équations aux dérivées partielles, elle permet de visualiser, vérification et l'interprétation des résultats d'analyse et de simulation.

IV.3 : étapes à suivre pour la réalisation du schéma de simulation d'une machine [18], [19]

- Lancer le programme FEMM via son icône,



Figure IV.3. Icône de logicielle F.E.M.M.

- Cliquer sur newpage (nouvelle page) et créer le nouveau problème (magnétostatique, électrostatique,...etc).

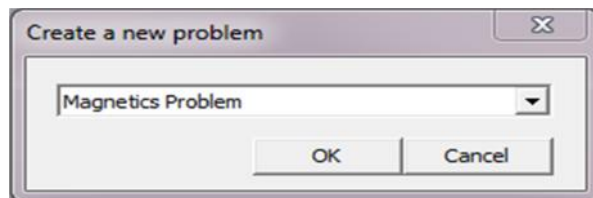


Figure IV.4. Crée un nouveau problème.

Chapitre IV Méthode des éléments finis et logiciel FEMM

➤ Une page s'apparaître dans la quelle on trouve la barre des taches :

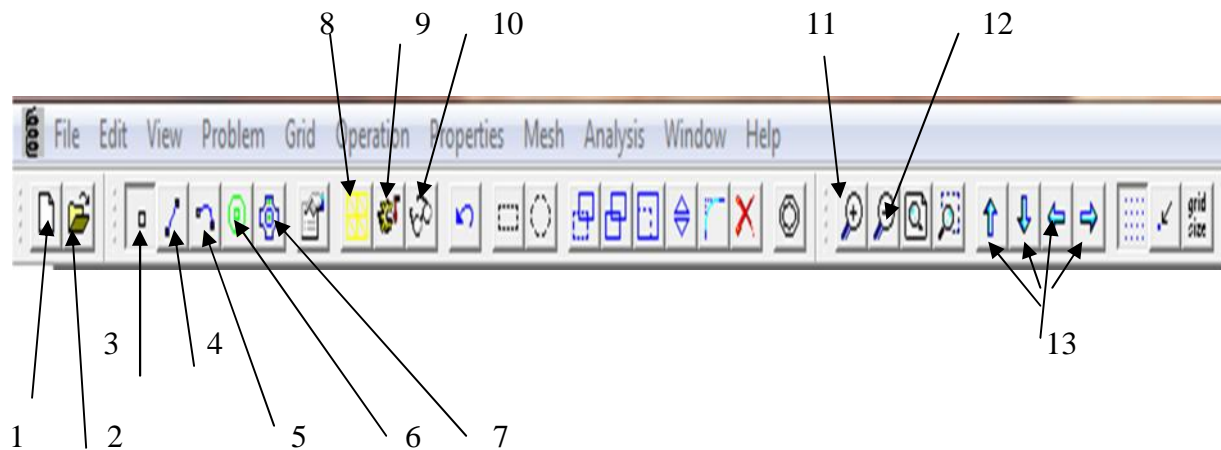


Figure IV.5 : Barre des taches.

	fonction
1	Nouvelle page
2	Enregistrer
3	Sélectionner le nœud
4	Sélectionner le segment
5	Sélectionner l'arc
6	Insérer le milieu
7	Sélectionner le groupe
8	Mailler
9	Simuler
10	Visualiser
11	Agrandir la page
12	Réduire la page
13	Déplacer

Chapitre IV Méthode des éléments finis et logiciel FEMM

- Définition du problème : type (planaire, asymétrique), unité (millimètre, mètre, ...etc.), fréquence (0 si le problème est magnétostatique), profondeur (longueur de la machine), précision (de $1e-016$ jusqu'à $1e-008$), angle minimale (de 01 jusqu'à 33.8).

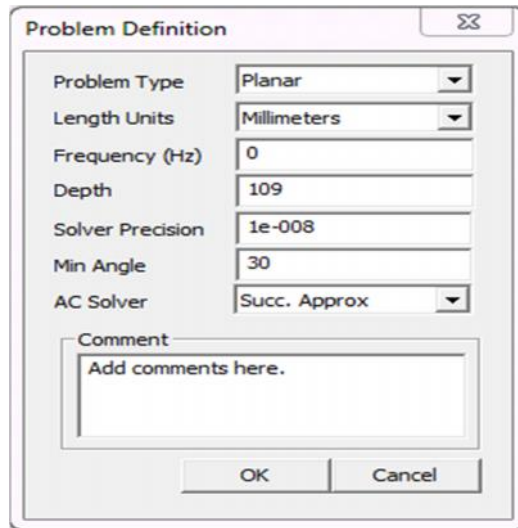


Figure IV.6. Définition de problème.

- En appuyant sur la touche «tab» du clavier une fenêtre apparaît qui va nous permettre de placer le nœud.
- A l'aide de la boîte de dialogue « édít-move-» en peut déplacer le nœud d'un angle voulu en mettant sa valeur dans « angular shift,degrese » dans le cas d'une rotation ou bien dans « horizontal shift » ou « vertical shift » en cas de translation ,le nœud peut être copier en utilisant la boîte de dialogue « édít-copy -».

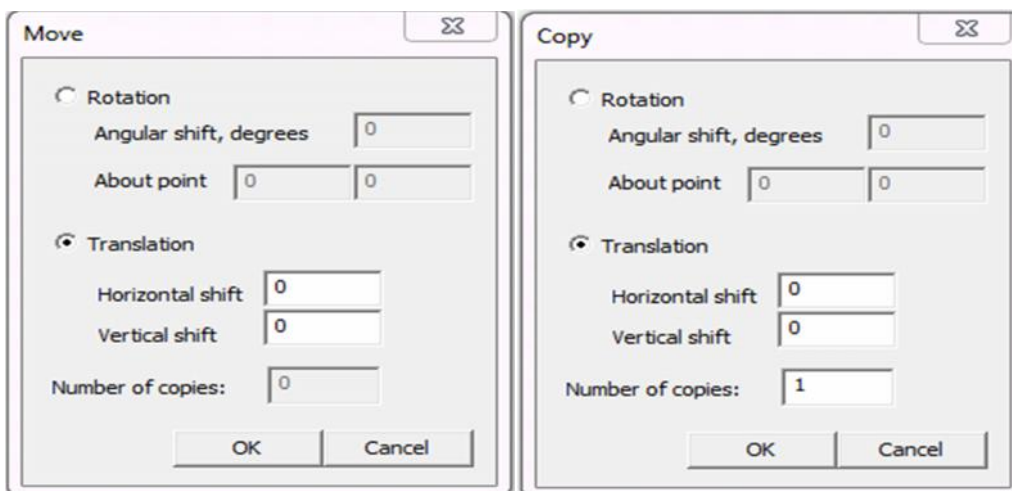


Figure IV.7.a. Déplacement.

Figure IV.7.b .Copie.

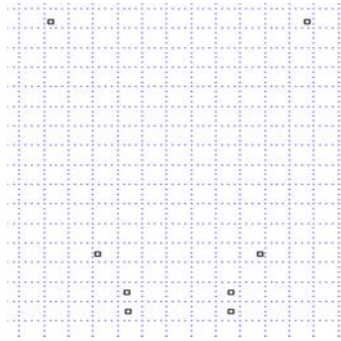


Figure IV.7.c. Nœud dessiné.

- Deux nœuds peuvent être reliés avec un segment ou bien un arc.

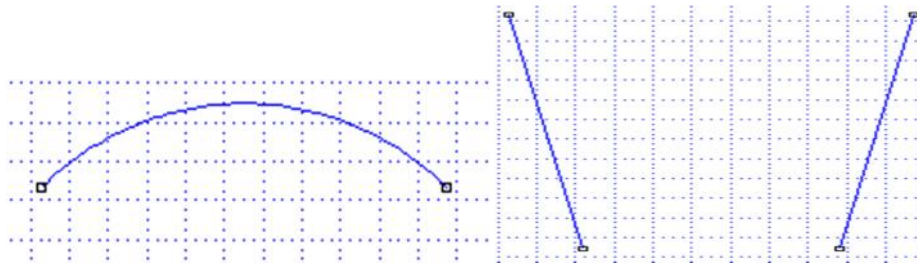


Figure IV.8.a .Reliée avec un arc.

Figure IV.8.b. Reliée avec un segment.

- Mètre les pions les arcs et les segments dans un seul groupe nous permis de faciliter le déplacement ou bien de copier l'ensemble de dessin.
- En utilisant la fonction « Mirror » et en plaçant les coordonnées (0,0) pour « first point on line » et (0,100) dans « second point on line » permet d'avoir la symétrie d'un dessin.

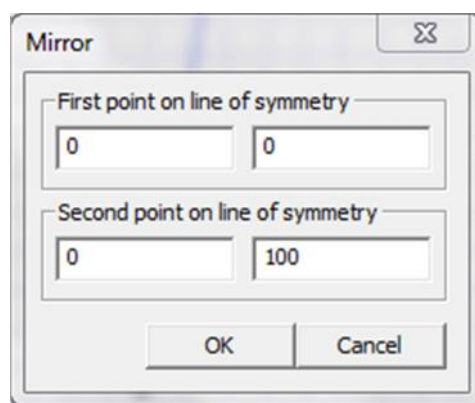


Figure IV.9. Fonction miroir.

Chapitre IV Méthode des éléments finis et logiciel FEMM

- La machine est constituée de 05 milieux : le fer, l'air, le cuivre, l'aluminium et l'acier, ces matériaux se retrouvent dans la « matériel Library».

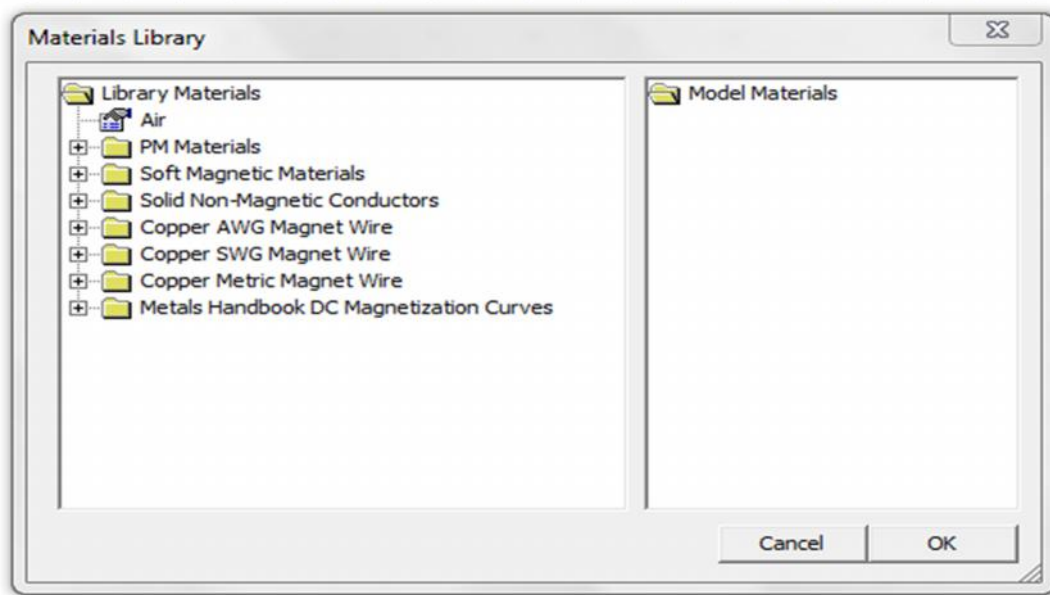


Figure IV.10. Bibliothèque des matériaux.

- Ou bien ils peuvent être créés, supprimés ou modifiés en utilisant la boîte « propriétés-matériels».

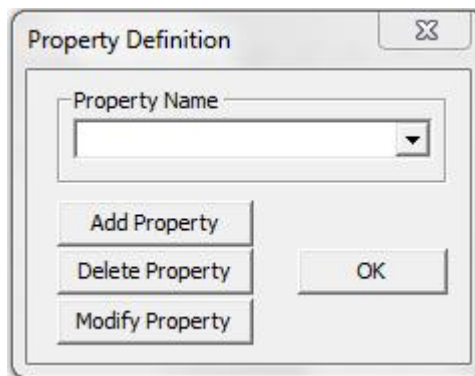


Figure IV.11. Définition des propriétés des matériaux.

- Appuie sur « add property » pour créer un nouveau matériau :

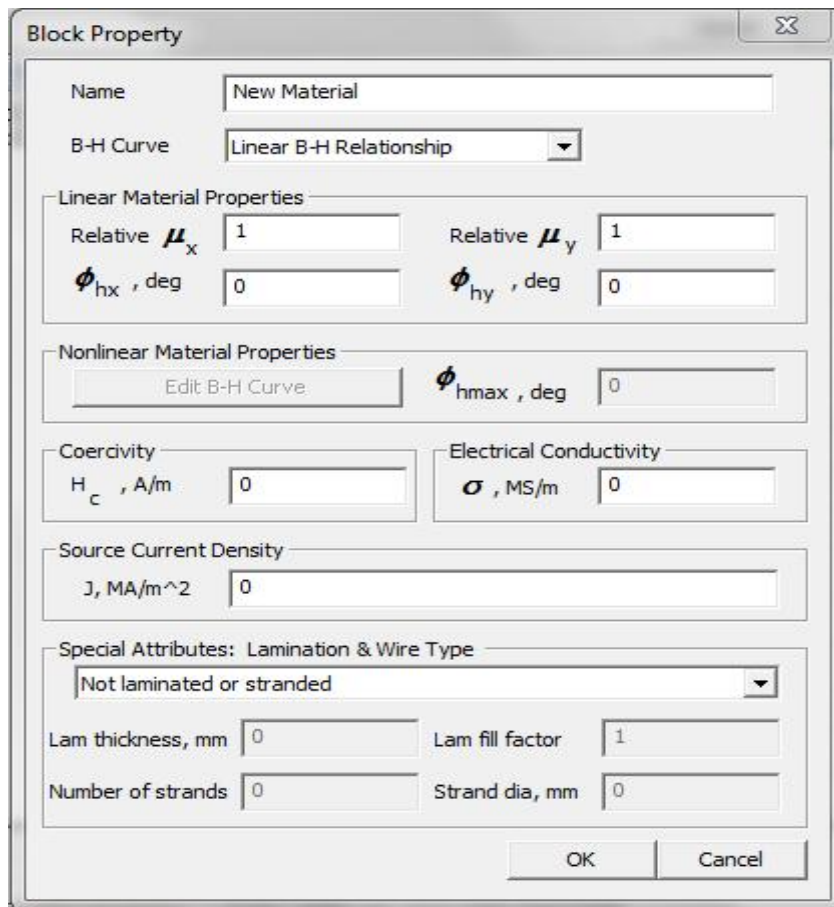


Figure IV.12. Définition des nouveaux matériaux.

- La structure est divisée en éléments finis cette étape est appelée le maillage :

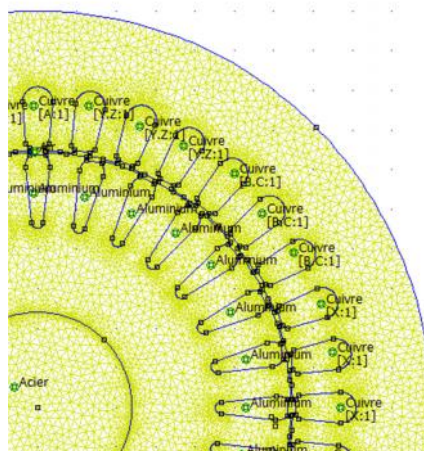


Figure IV.13. Maillage de la structure.

- Après que le maillage soit fini on fait la simulation de la structure.
- En suite la visualisation de la répartition de champ magnétique.

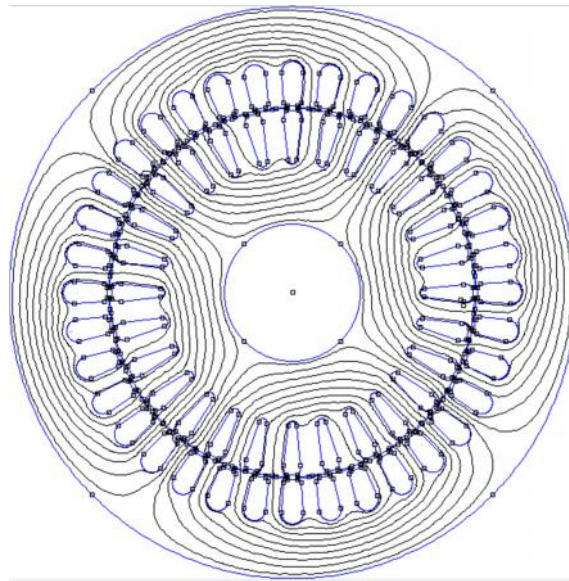


Figure IV.14. Ligne de champs.

Conclusion

Une revue générale sur la méthode des éléments finis a été faite dans ce chapitre, comme on s'est bien éclairais sur la méthode de création d'un modèle de machine.

Dans le chapitre qui suit nous allons mettre on œuvre les déférents résultats obtenues dans les chapitre précédent pour l'étude de champ magnétique dans une machine asynchrone pour déférent type d'enroulement.

Chapitre V

Simulation et interprétation

Introduction

Le premier principe de l'électromagnétisme, à savoir la création d'un champ magnétique par un courant. Tout conducteur parcouru par un courant s'entoure d'un champ magnétique. Les lignes de force suivant des cercles concentriques autour du conducteur. La règle de la main droite permet de trouver facilement le sens de ces lignes de champ. Pour un courant donné, la densité de flux en teslas à une distance donnée du centre du conducteur peut être calculée par une formule simple. De la même façon, une spire, et plus généralement une bobine parcourue par un courant, est traversée par un flux magnétique dont les lignes sortent par une extrémité constituant le pôle nord et rentrent par l'autre extrémité constituant le pôle sud. Le produit NI (nombre de spires \times courant en ampères) est la force magnétomotrice développée par la bobine. Une bobine parcourue par un courant, produit donc un champ magnétique tout comme un aimant permanent.

Cette propriété est mise à profit dans les électro-aimants constitués d'une bobine enroulée autour d'un noyau de fer doux. Sa perméabilité élevée permet d'amplifier des milliers de fois le champ magnétique créé par la bobine. Les électro-aimants ont de nombreuses applications en électrotechnique : création de flux dans les pôles de moteurs et génératrices, disjoncteurs, freins, relais et sonneries.

V.1 : Présentation de la structure a étudié :

Les deux moteurs aux qu'elles on va faire nos essais sont des moteurs asynchrones triphasés a quatre pôles, les paramètres de ces machines sont obtenues avec calcul en utilisant des formules de calcul connus en basant sur des données initiales. Les deux critères prisent en considération au niveau des matériaux lors de la conception des machines électriques sont l'aimantation et les pertes magnétiques. Pour concevoir une machine électrique performante il faut disposer d'un matériau dont l'aimantation est importante pour une faible excitation et dont les pertes magnétiques sont faibles. Le matériau qui satisfait le mieux à ses critères se présente sous forme de tôles minces que l'on empile en les séparant par des couches isolantes, pour le stator et le rotor de ces machines, les matériaux sont d'un alliage d'une caractéristique non linéaire constitué de fer et de silicone appelé M-19 Steel, l'enroulement de stator est réalisé avec un fil du cuivre d'une section choisi selon les démentions de la machine , et celui de rotor avec des barres d'aluminium, ainsi l'arbre de la machine qui s'est réalisé par un acier inoxydable (stainless steel).les matériaux utilisés sont relevés dans la bibliothèque des matériaux de logiciel FEMM.

Chapitre V : Simulation et interprétation

L'étude ce fait en deux dimensions, cela est possible car y a l'absence d'inclinaison au niveau des encoches dans ces deux machines, ainsi l'effet d'extrémités négligées, c'est-à-dire que l'effet de peau et l'influence des têtes de bobines ne sont pas prisent en considération.

Les enroulements statoriques sont alimentés avec un courant à vide (I_0) tel que :

$$\text{La phase A : } I_{A0} = +I_{\max} = +\sqrt{2}I_{\text{eff}}$$

$$\text{La phase X : } I_{X0} = -I_{\max} = -\sqrt{2}I_{\text{eff}}$$

$$\text{Les phases Y et Z : } I_{Y0} = I_{Z0} = +I_{\max} = +\frac{\sqrt{2}}{2}I_{\text{eff}}$$

$$\text{Les phases B et C : } I_{B0} = I_{C0} = -I_{\max} = -\frac{\sqrt{2}}{2}I_{\text{eff}}$$

Tandis que les enroulements de rotor ne sont pas alimentés mais sont court-circuités à l'aide des deux anneaux de court-circuit.

V.2 : Matrice de l'alimentation des encoches

L'alimentation des encoches de stator est d'écrite par une matrice d'encoche $m \times Z_s$.

Tel que : m Représente le nombre de phases.

Z_s Représente le nombre d'encoches.

La phase remplie alimentée par un courant positif on la représente par Un (1).

La phase remplie alimentée par un courant négatif on la représente par Moins Un (-1).

La phase non remplie et non alimentée par un courant on la représente par Zéro (0).

Alors on aura :

V.2.a. Matrice d'alimentation de moteur à 36 encoches a une seule couche

Numéro De L'encoche	Y	A	Z	Numéro De L'encoche	B	X	C	Numéro De L'encoche	Y	A	Z	Numéro De L'encoche	B	X	C
1	1	0	0	10	-1	0	0	19	1	0	0	28	-1	0	0
2	1	0	0	11	-1	0	0	20	1	0	0	29	-1	0	0
3	1	0	0	12	-1	0	0	21	1	0	0	30	-1	0	0
4	0	1	0	13	0	-1	0	22	0	1	0	31	0	-1	0
5	0	1	0	14	0	-1	0	23	0	1	0	32	0	-1	0
6	0	1	0	15	0	-1	0	24	0	1	0	33	0	-1	0
7	0	0	1	16	0	0	-1	25	0	0	1	34	0	0	-1
8	0	0	1	17	0	0	-1	26	0	0	1	35	0	0	-1
9	0	0	1	18	0	0	-1	27	0	0	1	36	0	0	-1

Tableau. V.1. Matrice d'alimentation de moteur à 36 encoches a une seule couche.

Chapitre V : Simulation et interprétation

V.2.b. Matrice d'alimentation de moteur à 48 encoches a une seul couche

Numéro De L'encoche	Y	A	Z	Numéro De L'encoche	B	X	C	Numéro De L'encoche	Y	A	Z	Numéro De L'encoche	B	X	C
1	1	0	0	13	-1	0	0	25	1	0	0	37	-1	0	0
2	1	0	0	14	-1	0	0	26	1	0	0	38	-1	0	0
3	1	0	0	15	-1	0	0	27	1	0	0	39	-1	0	0
4	1	0	0	16	-1	0	0	28	1	0	0	40	-1	0	0
5	0	1	0	17	0	-1	0	29	0	1	0	41	0	-1	0
6	0	1	0	18	0	-1	0	30	0	1	0	42	0	-1	0
7	0	1	0	19	0	-1	0	31	0	1	0	43	0	-1	0
8	0	1	0	20	0	-1	0	32	0	1	0	44	0	-1	0
9	0	0	1	21	0	0	-1	33	0	0	1	45	0	0	-1
10	0	0	1	22	0	0	-1	34	0	0	1	46	0	0	-1
11	0	0	1	23	0	0	-1	35	0	0	1	47	0	0	-1
12	0	0	1	24	0	0	-1	36	0	0	1	48	0	0	-1

Tableau. V.2. Matrice d'alimentation de moteur à 48 encoches a une seul couche.

V.2.c. Matrice d'alimentation de moteur à 36 encoches a deux couches

Pour la première couche, la matrice est la même que celle de moteur 36 encoches a une seule couche, et pour la deuxième couche la matrice est la suivante :

Numéro De L'encoche	A	Z	B	Numéro De L'encoche	X	C	Y	Numéro De L'encoche	A	Z	B	Numéro De L'encoche	X	C	Y
2	1	0	0	11	-1	0	0	20	1	0	0	29	-1	0	0
3	1	0	0	12	-1	0	0	21	1	0	0	30	-1	0	0
4	1	0	0	13	-1	0	0	22	1	0	0	31	-1	0	0
5	0	1	0	14	0	-1	0	23	0	1	0	32	0	-1	0
6	0	1	0	15	0	-1	0	24	0	1	0	33	0	-1	0
7	0	1	0	16	0	-1	0	25	0	1	0	34	0	-1	0
8	0	0	-1	17	0	0	1	26	0	0	-1	35	0	0	1
9	0	0	-1	18	0	0	1	27	0	0	-1	36	0	0	1
10	0	0	-1	19	0	0	1	28	0	0	-1	1	0	0	1

Tableau. V.3. Matrice d'alimentation de moteur à 36 encoches a deux couches.

Chapitre V : Simulation et interprétation

V.2.d. Matrice de moteur à 48 encoches a deux couches

Pour la première couche la matrice est la même que celle de moteur à 48 encoches a une seule couche, et pour la deuxième couche la matrice est la suivante :

Numéro De L'encoche	A	Z	B	Numéro De L'encoche	X	C	Y	Numéro De L'encoche	A	Z	B	Numéro De L'encoche	X	C	Y
2	1	0	0	14	-1	0	0	26	1	0	0	38	-1	0	0
3	1	0	0	15	-1	0	0	27	1	0	0	39	-1	0	0
4	1	0	0	16	-1	0	0	28	1	0	0	40	-1	0	0
5	1	0	0	17	-1	0	0	29	1	0	0	41	-1	0	0
6	0	1	0	18	0	-1	0	30	0	1	0	42	0	-1	0
7	0	1	0	19	0	-1	0	31	0	1	0	43	0	-1	0
8	0	1	0	20	0	-1	0	32	0	1	0	44	0	-1	0
9	0	1	0	21	0	-1	0	33	0	1	0	45	0	-1	0
10	0	0	-1	22	0	0	1	34	0	0	-1	46	0	0	-1
11	0	0	-1	23	0	0	1	35	0	0	-1	47	0	0	-1
12	0	0	-1	24	0	0	1	36	0	0	-1	48	0	0	-1
13	0	0	-1	25	0	0	1	37	0	0	-1	1	0	0	-1

Tableau. V.4. Matrice d'alimentation de moteur à 48 encoches a deux couches.

V.3.Modèle des deux moteurs

Un moteur comporte 36 encoches au stator et 28 encoches au rotor : l'une fois est avec un enroulement à une seule couche figure 4-a.

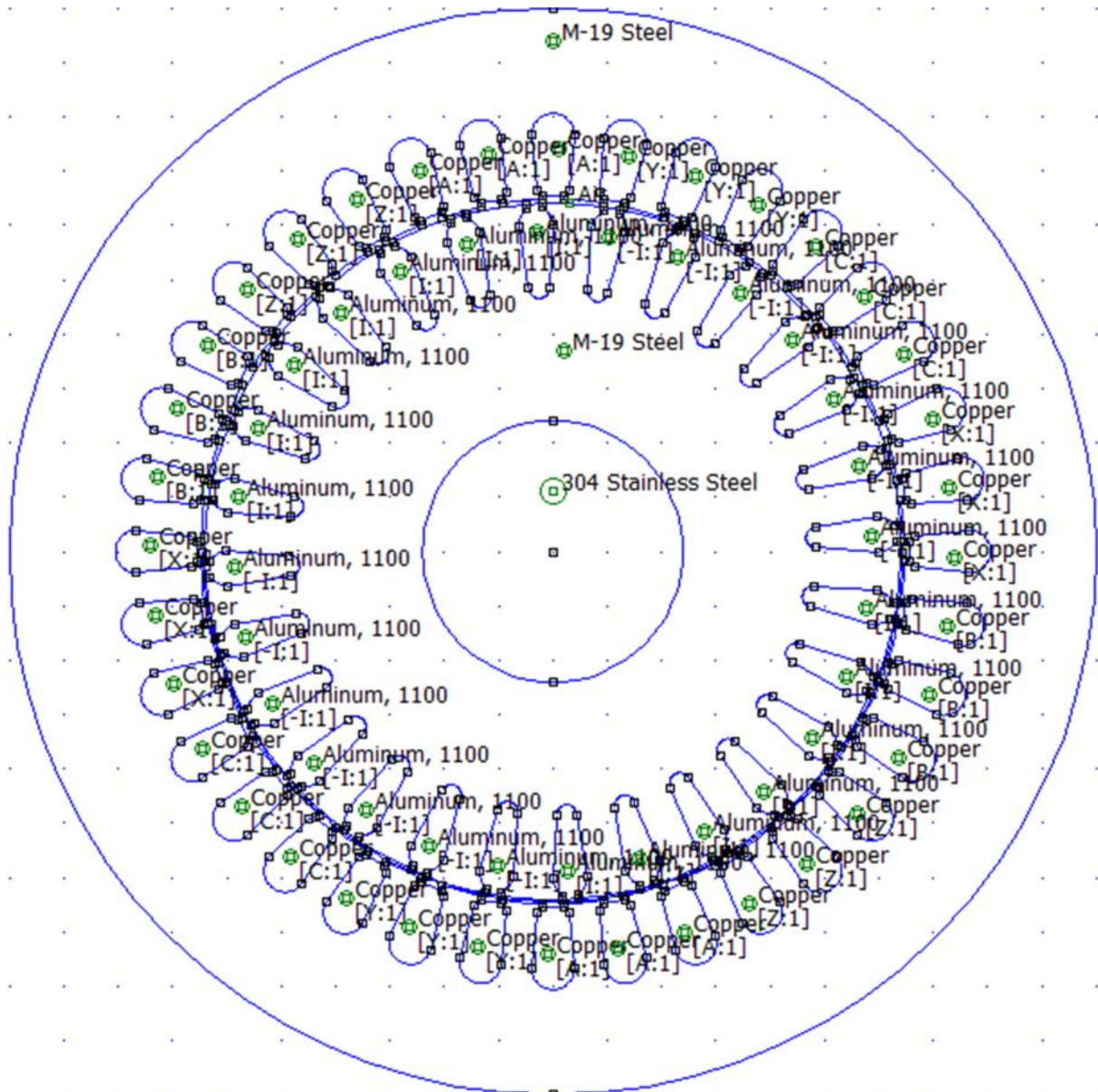


Figure 4-a. moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à une seule couche

Chapitre V : Simulation et interprétation

Et l'autre fois est avec un enroulement à deux couches au stator figure 4-b.

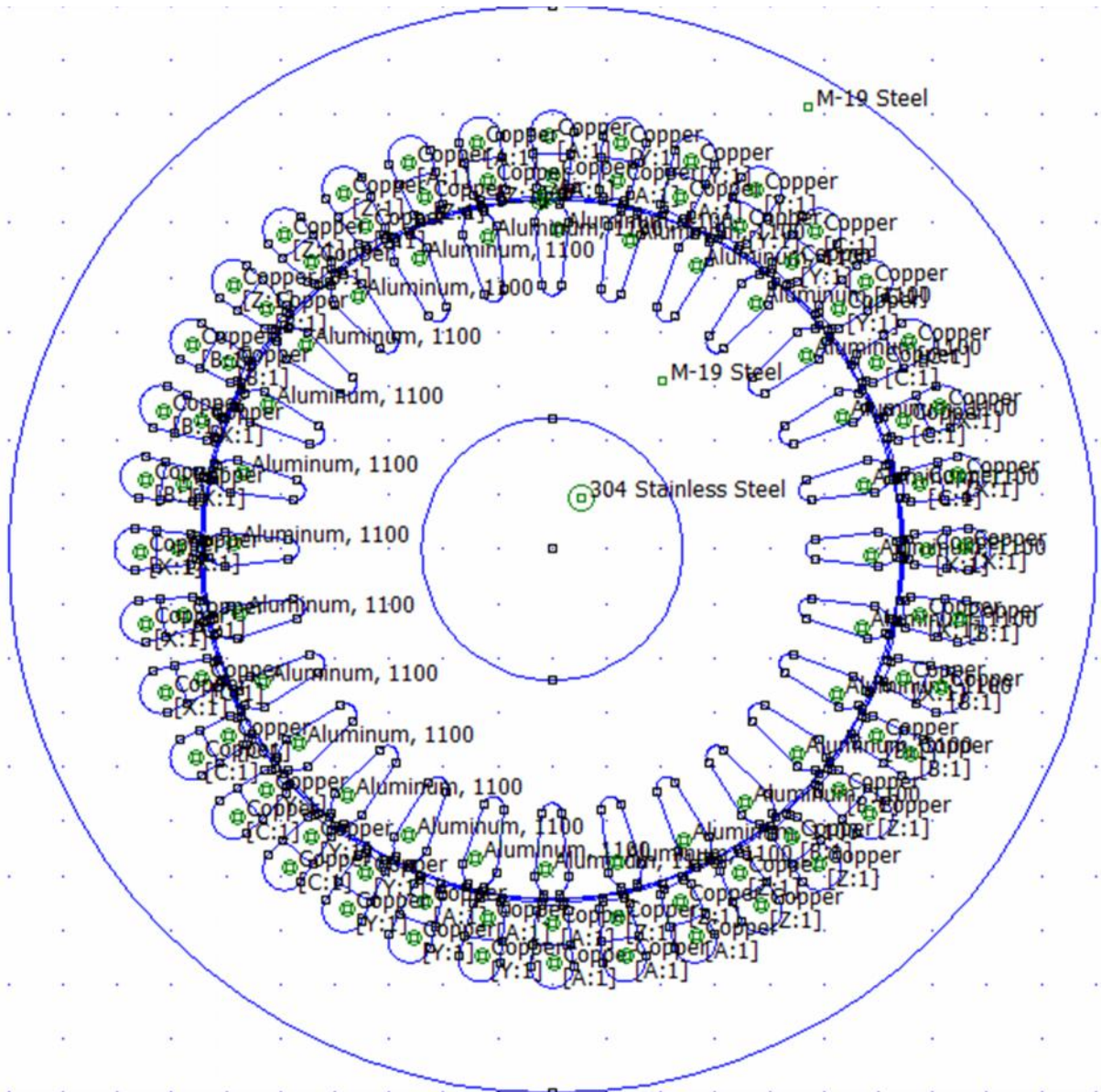


Figure 4-b. moteur asynchrone triphasé avec 36 encoches au stator à deux couches.

Chapitre V : Simulation et interprétation

Notre deuxième moteur comporte 48 encoches au stator et 38 encoches au rotor : une fois est avec un enroulement à une seule couche figure 4-c.

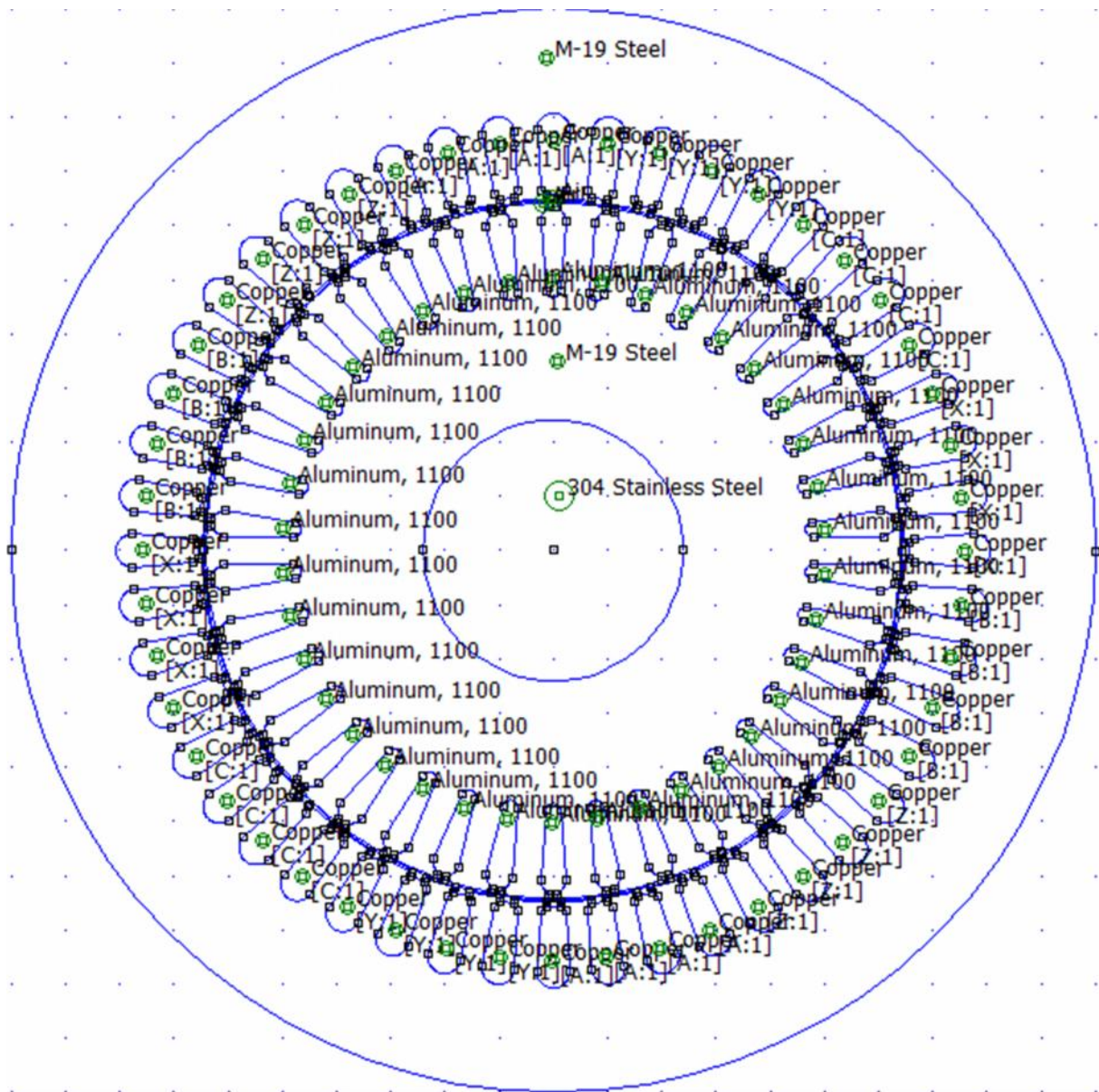


Figure 4-c. moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à une seule couche.

Et l'autre fois est avec un enroulement à deux couches au stator figure 4-d.

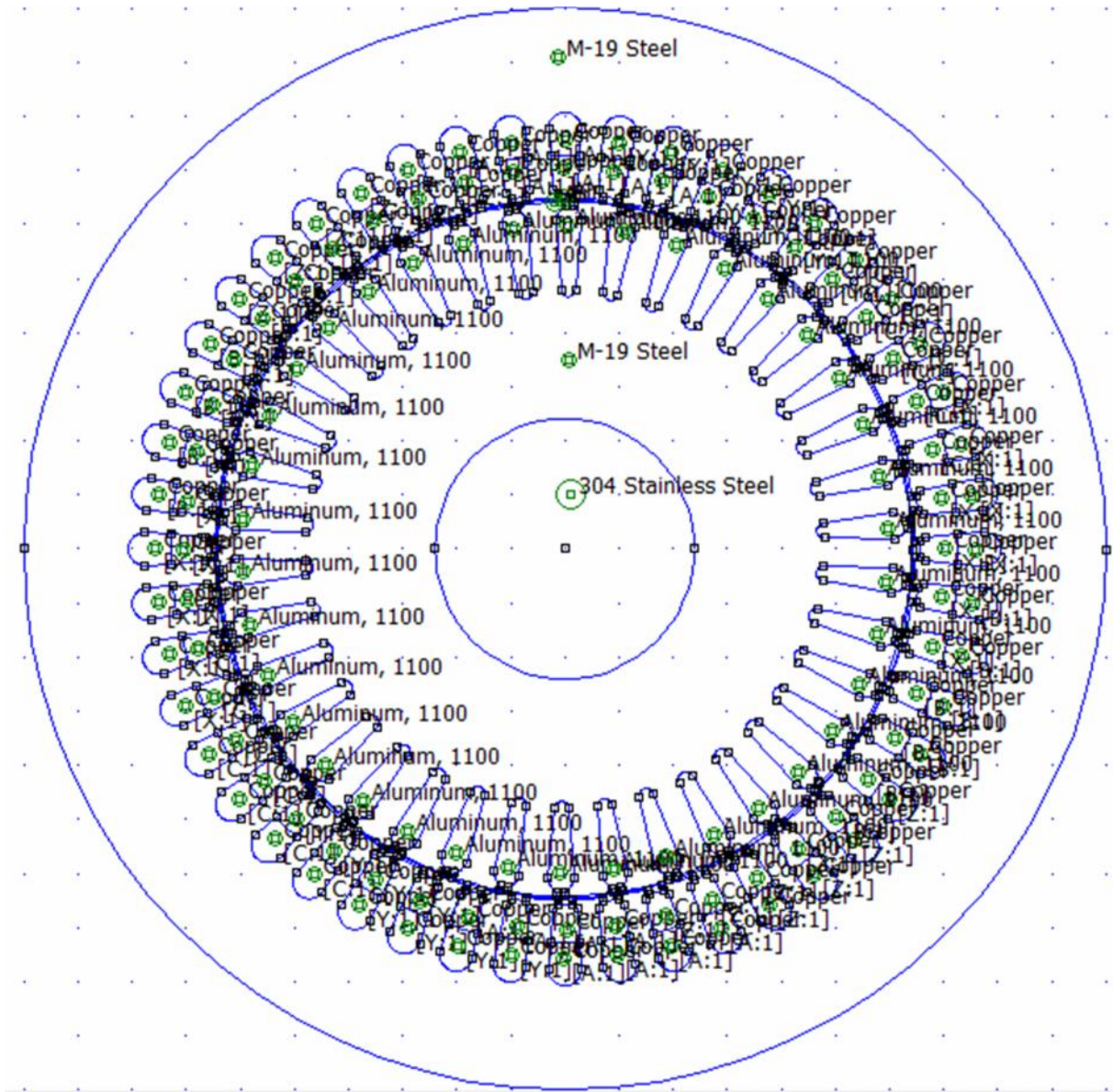
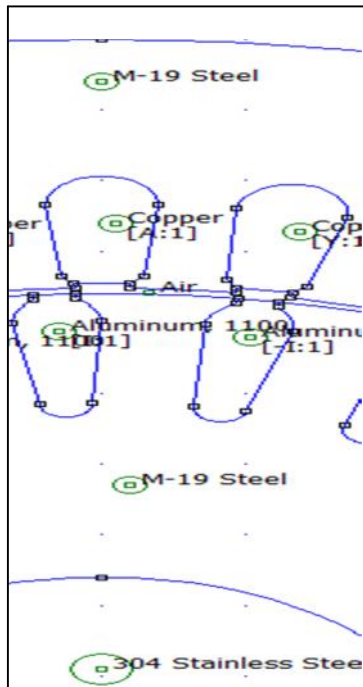


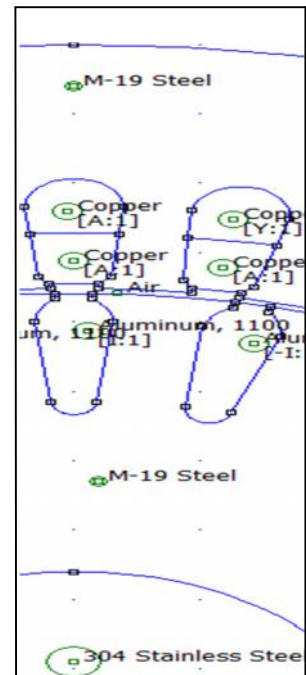
Figure4-d. moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à deux couches.

Chapitre V : Simulation et interprétation

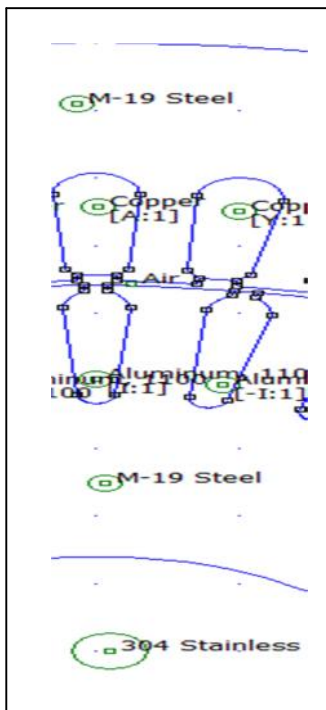
Et pour bien visualiser les deux moteurs précédents on a fait un zoom dans les figures représentées au dessous:



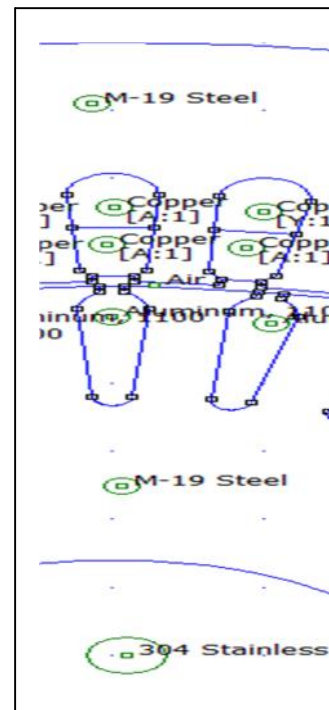
1) zoom de moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à une seule couche.



2) zoom de moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à deux couches.



1) zoom de moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à une seule couche.



2) zoom de moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à deux couches.

Figure .5.b. Zoome des moteurs à 36 encoches et de la machine à 48 encoches.

V.4. Maillage des deux moteurs

Le maillage qui est la décomposition de moteur en petit domaine triangulaire pour faire l'étude des régions de la machine .Et après quelques essais, on a réussi à choisir un maillage de nombre de nœuds et de nombre d'éléments différents pour chaque type d'enroulement utilisé. Figure 6-a-b-c-d.

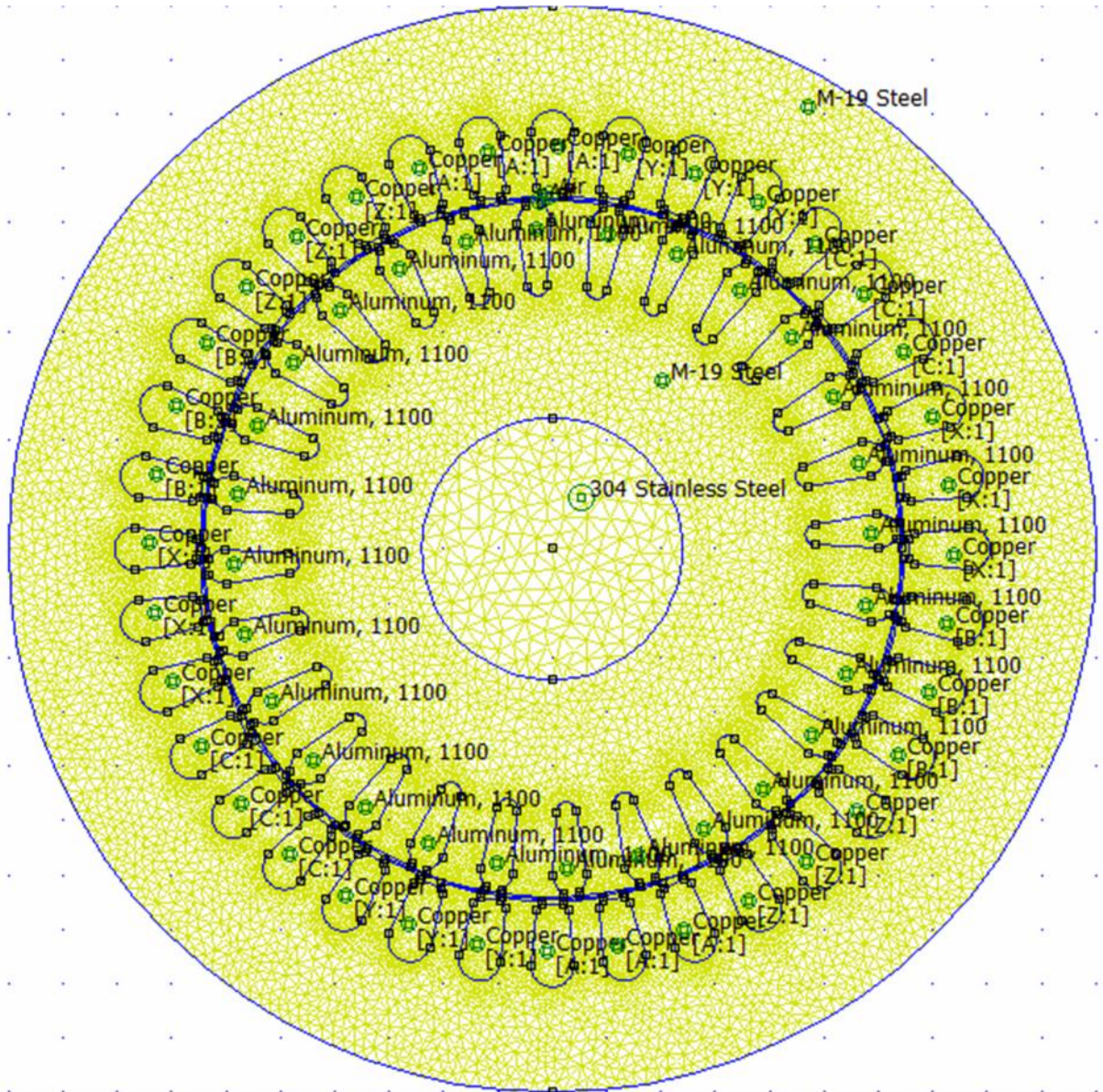


Figure 6-a. maillage de moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à une seule couche.

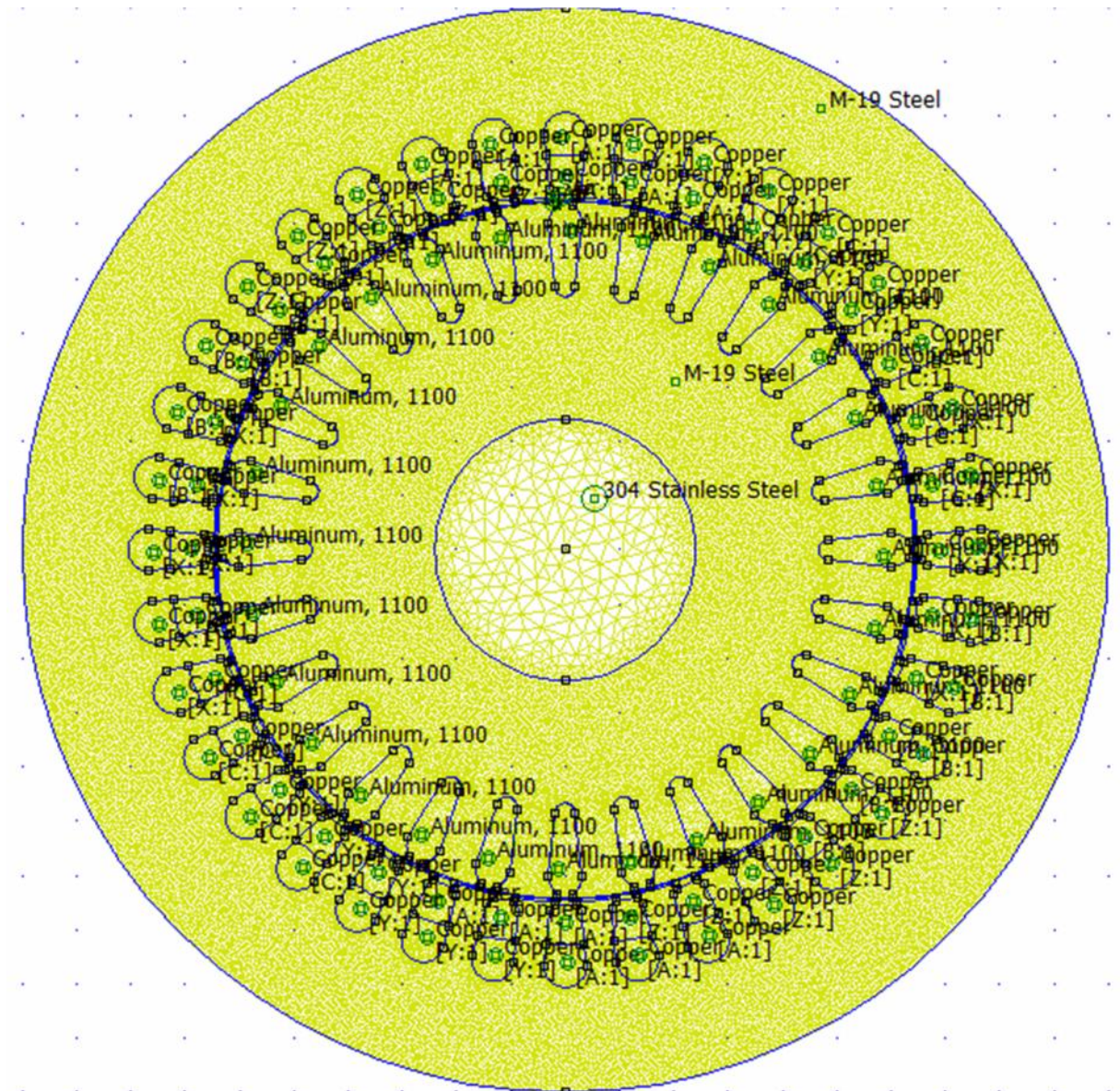


Figure 6-b. maillage de moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à deux couches.

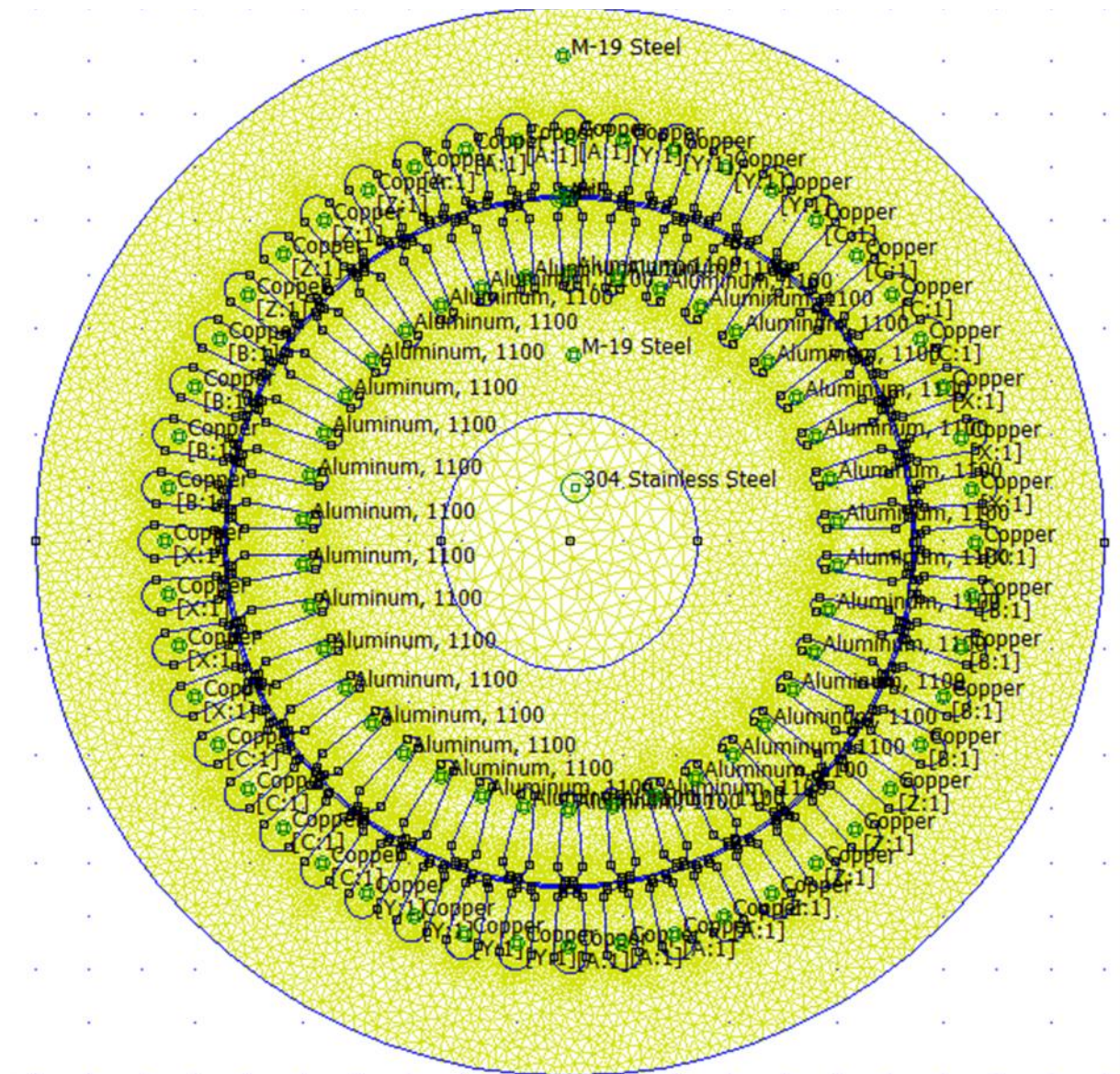


Figure 6-c. maillage de moteur asynchrone triphasé
avec 48 encoches au stator à une seule couche.

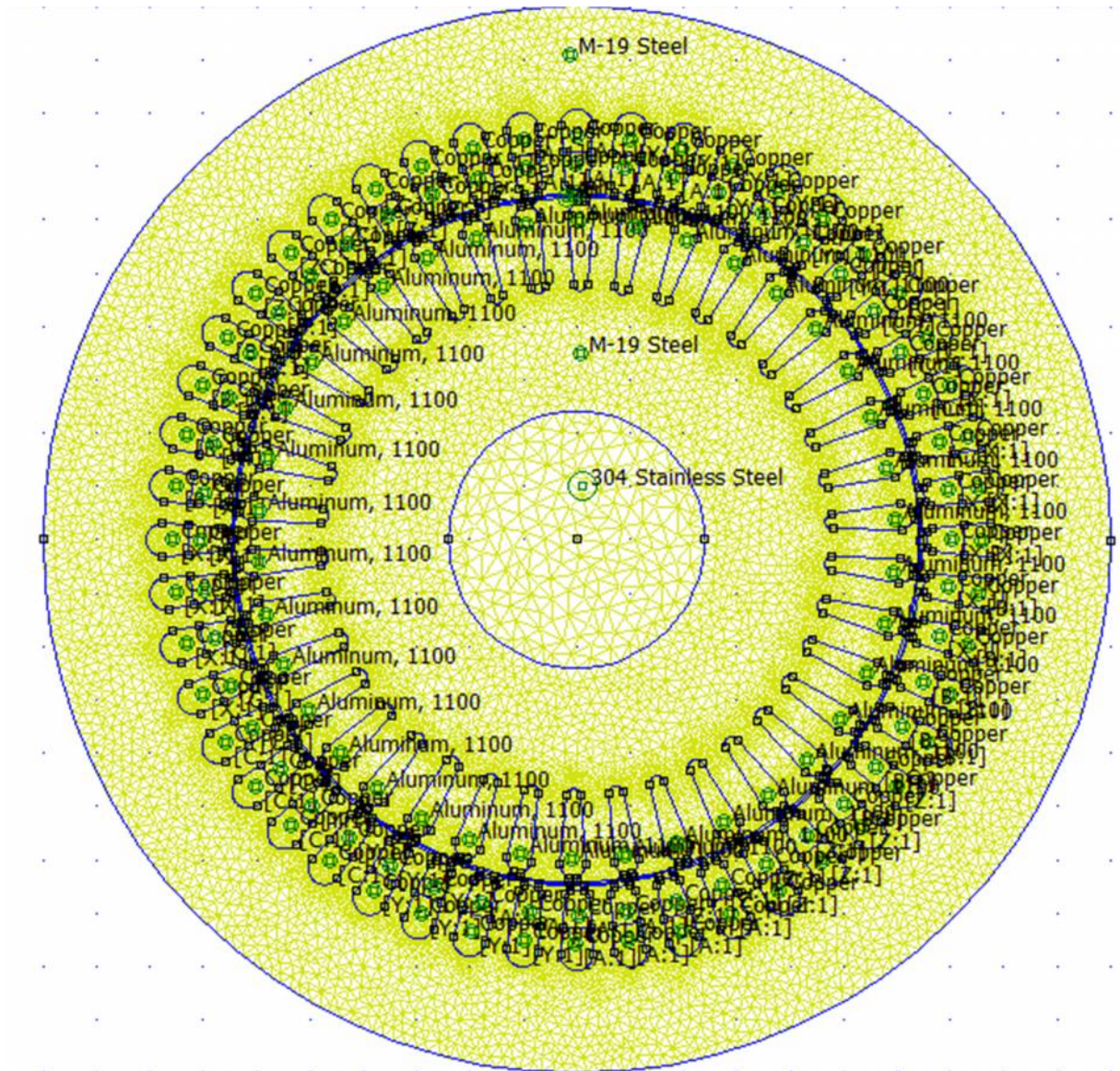


Figure 6-d. maillage de moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à deux couches.

V.5. visualisation des résultats

Après avoir maillé les deux moteurs avec une seule puis à deux couches, on passe à l'étape suivante qui est la visualisation sous forme de lignes ou des couleurs ou bien des graphes dans le but d'observer la répartition des lignes de champ (figure 7-a-b-c-d) et les régions de saturation (figure 8-a-b-c-d) .

V.5.a. visualisation des résultats sous forme des lignes de champs

Les résultats obtenus montrent que les lignes du champ sont réparties sur quatre régions qui représentent les pôles des moteurs suivant l'alimentation des trois phases des moteurs. Ces lignes sont présentées dans le stator et se prolongent dans le rotor en traversant l'entrefer. Ces lignes refermées sont de longueurs différentes.

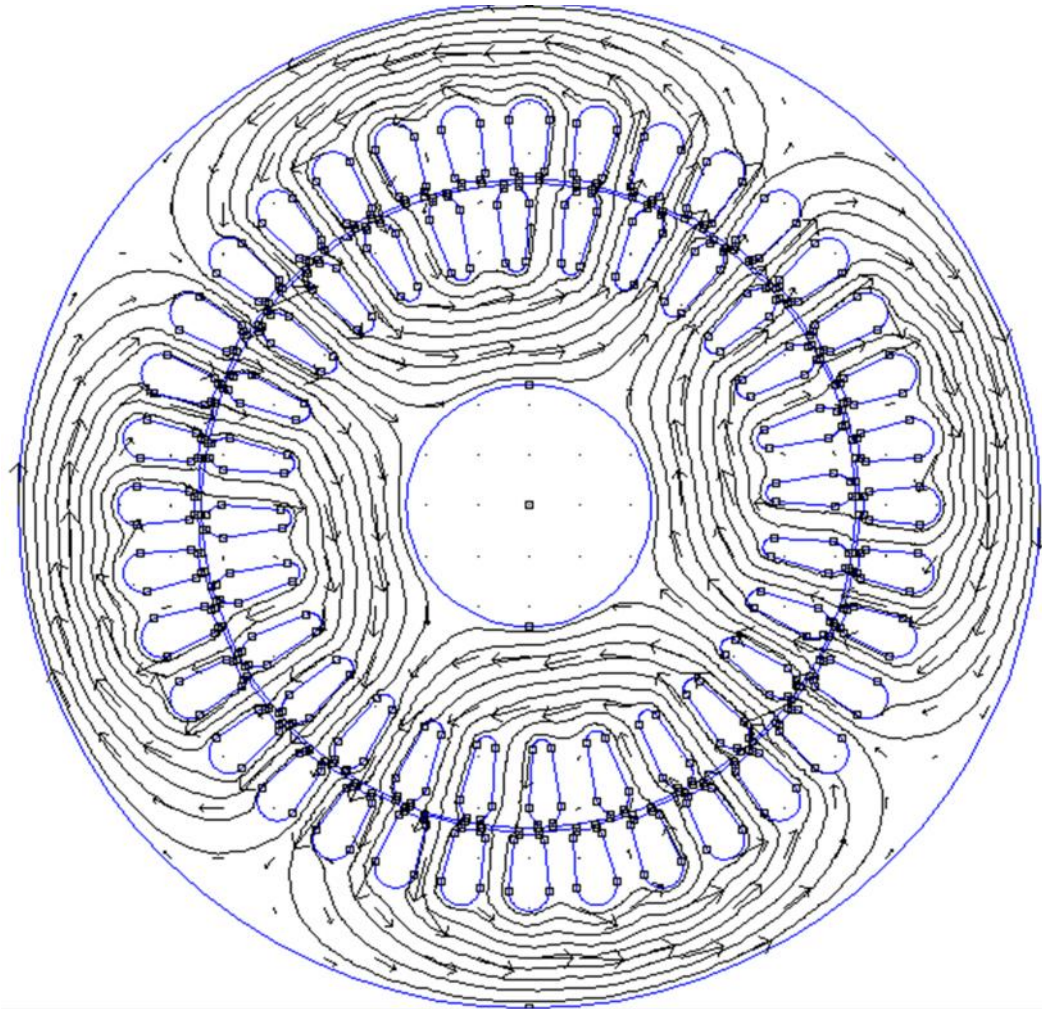


Figure 7-a. la répartition des lignes du champ dans le moteur asynchrone triphasé avec 36 encoches au stator à une seule couche.

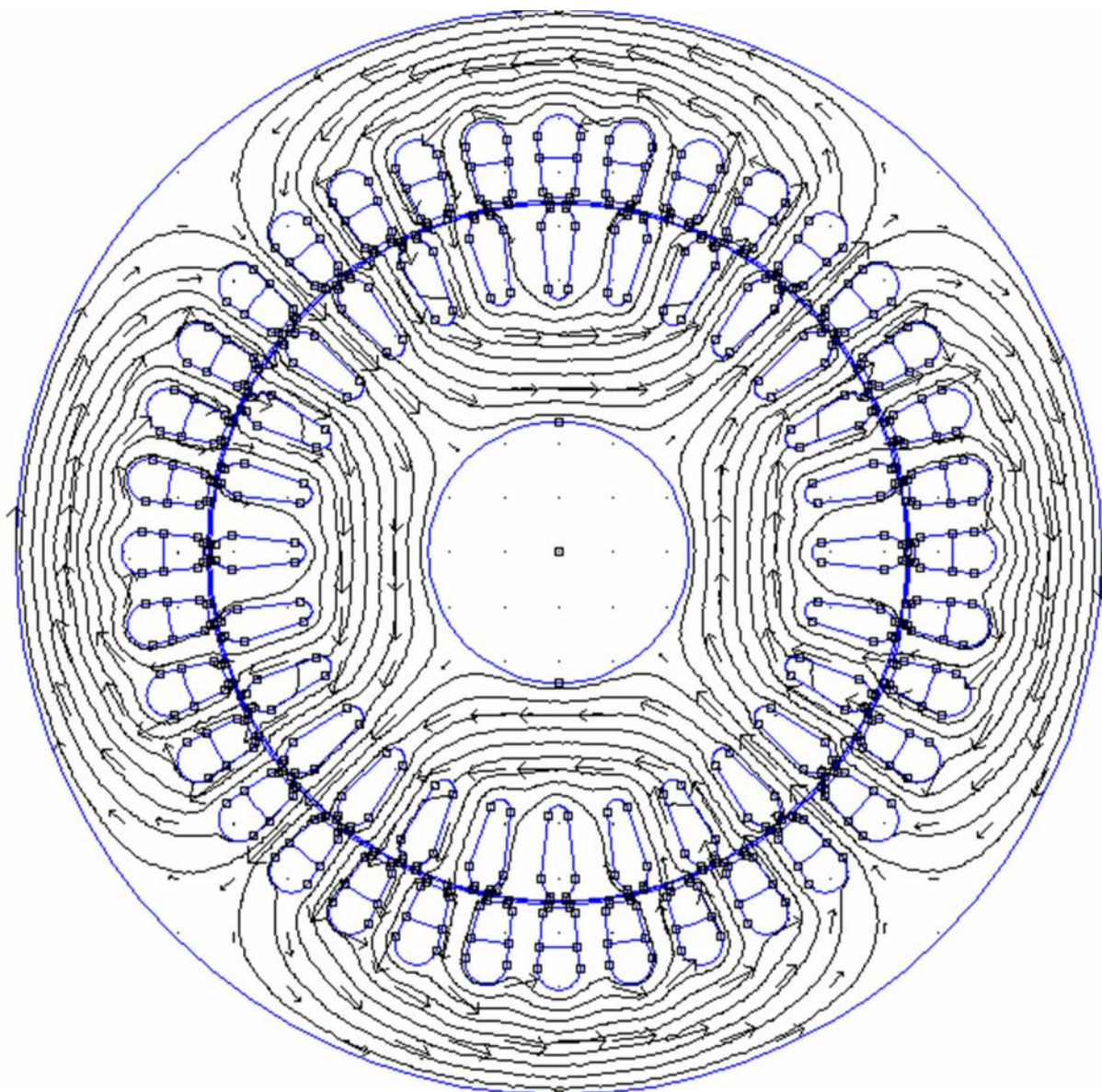


Figure 7-b. la répartition des lignes du champ dans le moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à deux couches.

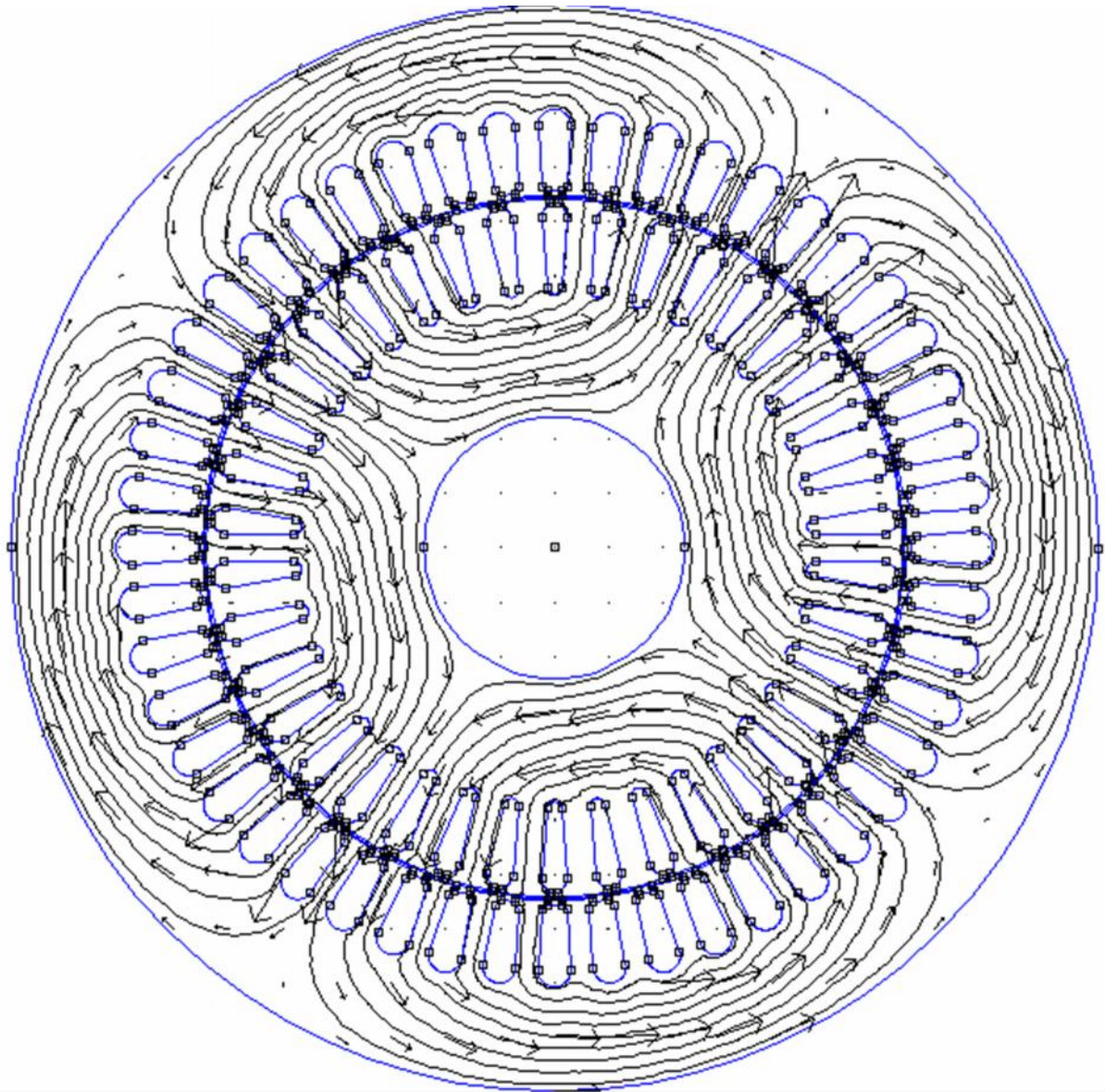


Figure 7-c. la répartition des lignes du champ dans le moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à une seule couche.

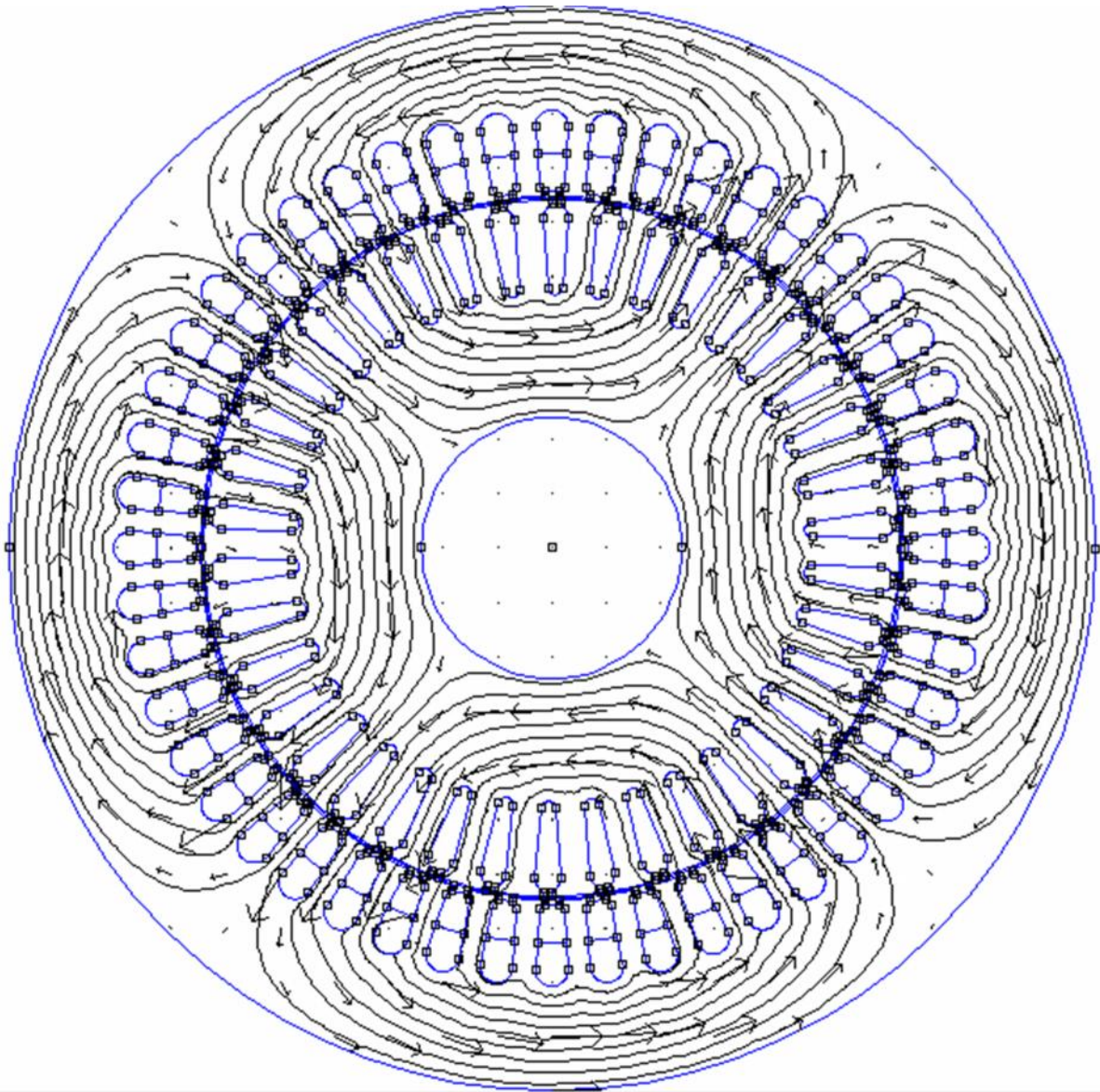


Figure 7-d. la répartition des lignes du champ dans le moteur asynchrone triphasé avec 48 encoches au stator à deux couches.

V.5.b. visualisation des résultats sous forme des couleurs

La visualisation de saturation montre une concentration variable au niveau des différentes régions de ces moteurs tel que le champ est à sa plus grande valeur au niveau des dents là où il y a changement de phase, comme elle se présente au niveau de dos du stator là où il y a la phase alimentée par le grand courant. Cette concentration est dégradée d'une valeur maximale jusqu'à une valeur minimale, on remarque aussi que dans les encoches l'induction est inférieure.

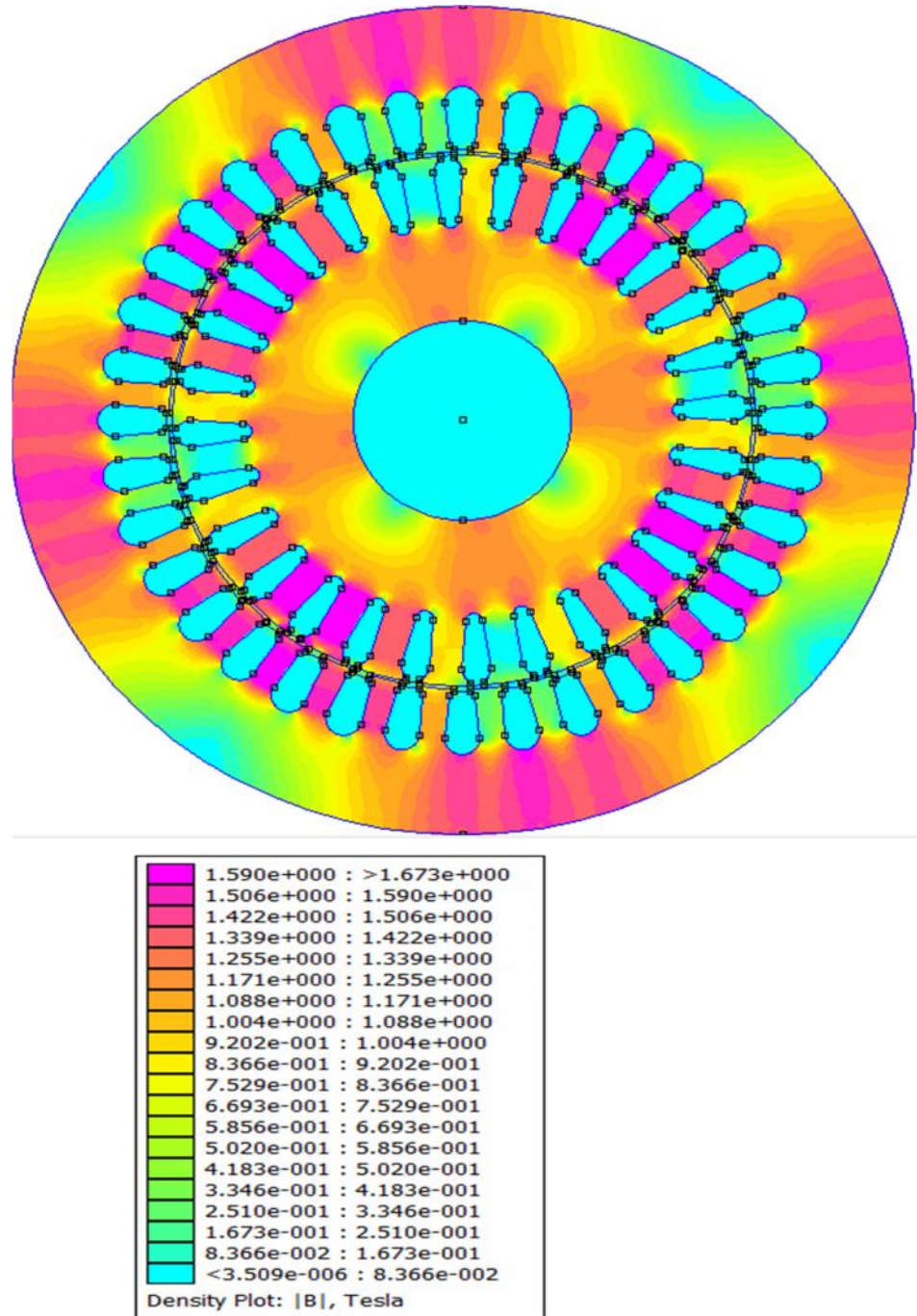


Figure 8-a. les régions de la saturation dans le moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à une seule couche.

La figure 8-a montre une induction variable d'une valeur minimale de moins 3.509×10^{-6} T à l'intérieur des encoches, entre les dents des phases qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X) et à l'arbre de moteur jusqu'à une valeur maximale de 1.673 T entre les dents ou il y'a le changement de phase et au niveau de dos de stator là ou il y'a une concentration des lignes de champ et approximait des phases qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X).

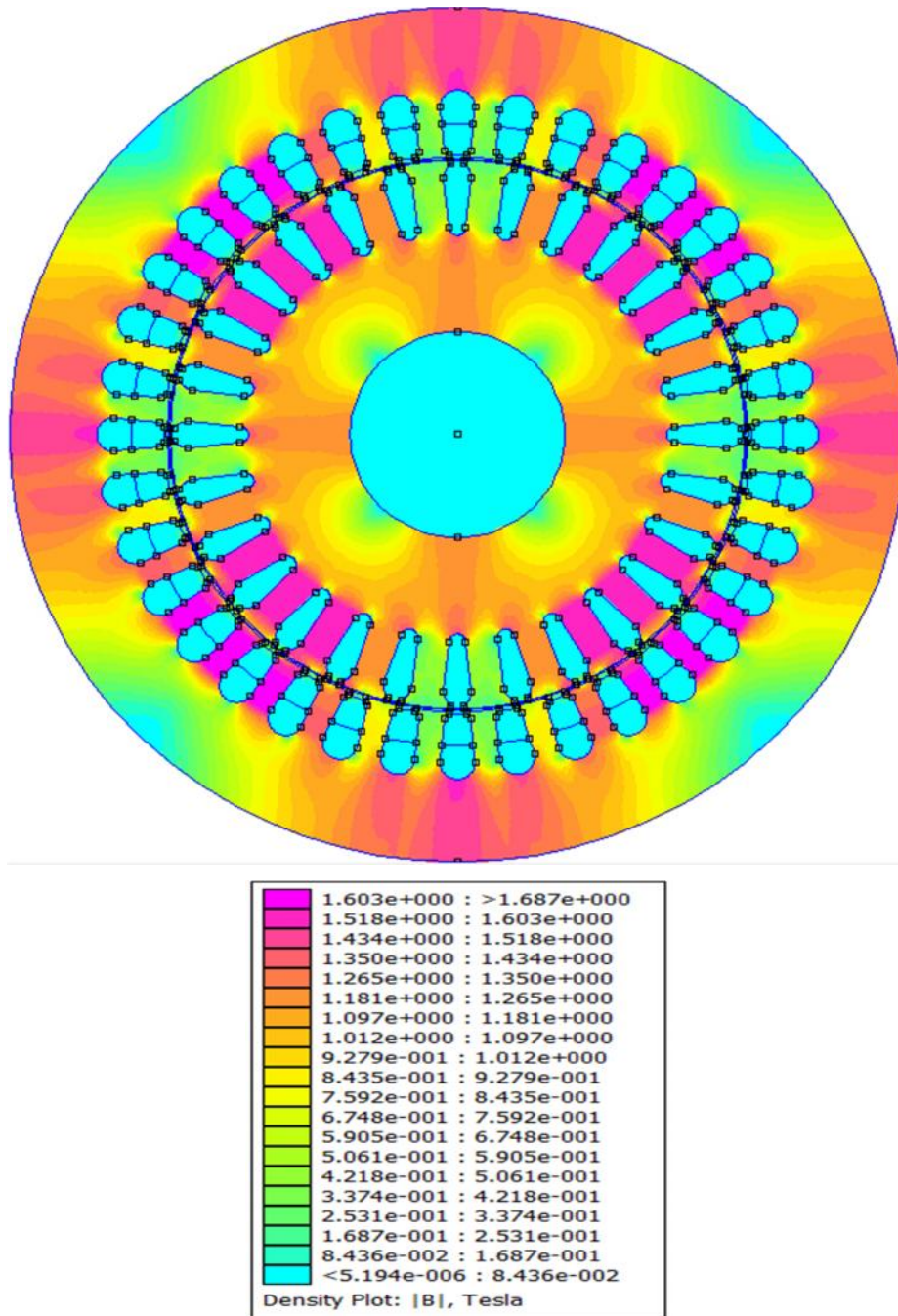


Figure 8-b. les régions de la saturation dans le moteur asynchrone triphasée avec 36 encoches au stator à deux couches.

La figure 8-b montre une induction variable d'une valeur minimale de moins 5.194×10^{-6} T à l'intérieur des encoches, entre les dents des phases qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X) et au niveau de l'arbre de moteur jusqu'à une valeur maximale de 1.687 T entre les dents ou il y'a le changement de phase et au niveau de dos de stator là ou il y'a une concentration des lignes de champ et approximait de la phase qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X).

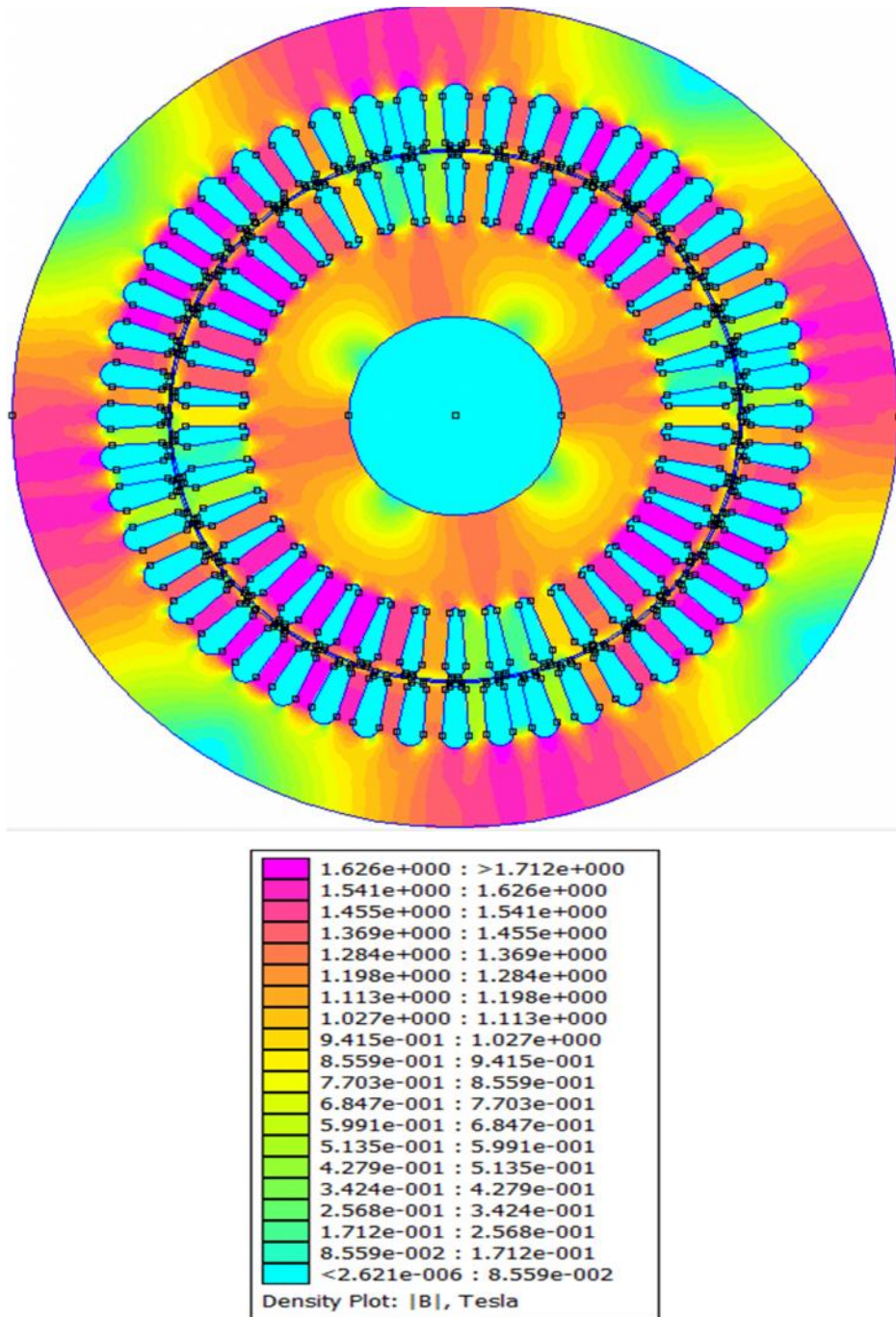


Figure 8-c. les régions de la saturation dans le moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à une seule couche.

La figure 8-c montre une induction variable d'une valeur minimale de moins 2.621×10^{-6} T à l'intérieur des encoches, entre les dents des phases qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X) et au niveau de l'arbre de la machine jusqu'à une valeur maximale de 1.712 T entre les dents ou il y'a le changement de phase et au niveau de dos de stator là où il y'a une concentration des lignes de champ et approximait des phases qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X).

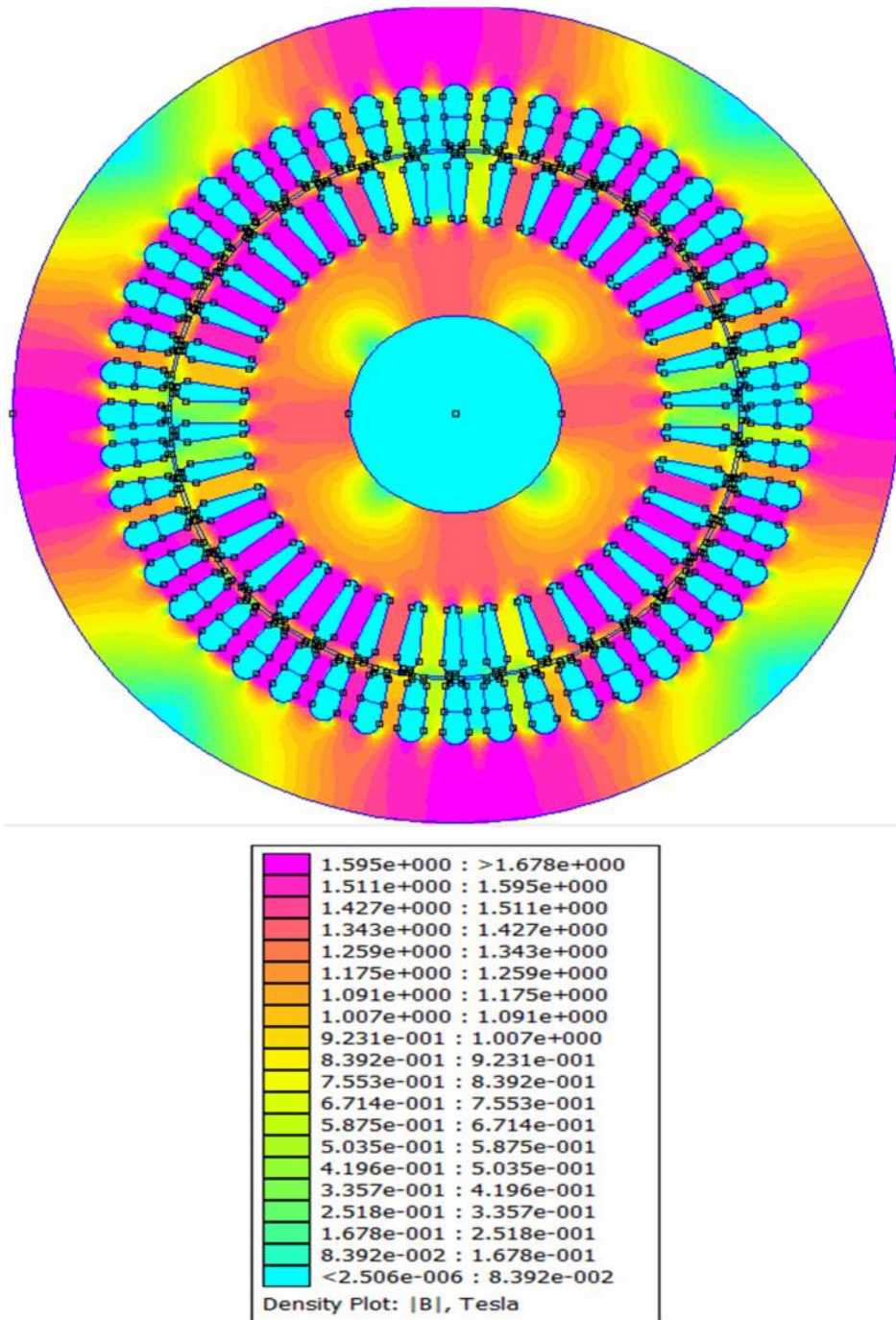


Figure 8-d. les régions de la saturation dans le moteur asynchrone triphasée avec 48 encoches au stator à deux couches.

La figure 8-d montre une induction variable d'une valeur minimale de moins 2.506×10^{-6} T à l'intérieur des encoches, entre les dents des phases qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X) et au niveau l'arbre de moteur jusqu'à une valeur maximale de 1.678 T entre les dents ou il y'a le changement de phases et au niveau de dos de stator là où il y'a une concentration des lignes de champ et approximait des phases qui ont un courant plus élevé (phase A et phase X).

V.6. Interprétation

D'après les résultats obtenus on constate qu'on peut obtenir une bonne induction en utilisant les deux types d'enroulements et cela grâce aux caractéristiques que présentent chaque moteur et la manière dans laquelle se manifeste l'induction et se prolongent les lignes de champ dans le moteur, puisque les matériaux utilisés sont les mêmes dans toutes les machines donc il y aura pas changement de réaction du matériau sur les lignes du champ, à l'exception de nombre de dent saturer, donc il y'aura aussi une même division en régions spontanément aimantées à saturation des substances de ferromagnétique.

Le premier moteur à 36 encoches à une seule couche, on a des larges encoches et larges dents qui permettent la circulation facile d'un grand nombre des lignes du champ, mais dans une surface suffisante pour avoir une bonne distribution du champ le long du parcours.

Le même moteur avec le même nombre d'encoches, mais cette fois-ci l'enroulement est à deux couches, la distribution des lignes de champs est presque la même à l'exception d'une petite déférence due aux harmoniques éliminées par ce type d'encoche.

Le moteur à 48 encoches a une seule couche a des encoches et des dents, moins étroites que celles de la machine à trente six encoches, présente elle aussi une bonne induction malgré le grand nombre d'encoches car cela à crée d'autre chemins pour la circulation des lignes de champs et cela permis la non saturation au niveau des dents

Le moteur à 48 encoches à deux couches cette fois-ci, elle aussi a des encoches et des dents, moins étroites que celles de la machine à trente six encoches, comme présente une bonne induction, l'avantage cette machine est son type d'encochement qui permis l'élimination de certain harmoniques.

Conclusion

En construction des moteurs électriques on à intérêt à prendre en considération de l'induction dans la machine. Les essais faits sur des moteurs à trente six encoches à une seule et deux couches, et quarante huit encoches à deux couches et une seule couche, montrent qu'on peut obtenir une induction admissible pour le fonctionnement de la machine.

Les matériaux magnétiques doux peuvent être aimantés à l'aide de champ magnétique faible. Ils sont utilisés dans les machines électriques pour concentrer le flux magnétique.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Conclusion Générale :

La construction d'une machine électrique passe par plusieurs étapes que ce soit calcul, essai ou bien construction.

Dans notre mémoire l'objectif opté est l'étude de champ magnétique dans une machine asynchrone à cage pour différent type d'enroulement de puissance 5,5 KW.

Pour cela on a fait dans le premier chapitre une étude générale sur la machine asynchrone.

Après, dans le deuxième chapitre on a fait un dimensionnement des deux machines à partir d'un cahier de charge.

Ensuit, dans le troisième chapitre on a donné les formules de l'électromagnétique, dont on' a basé sur les lois de Maxwell.

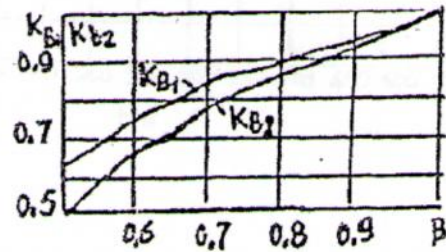
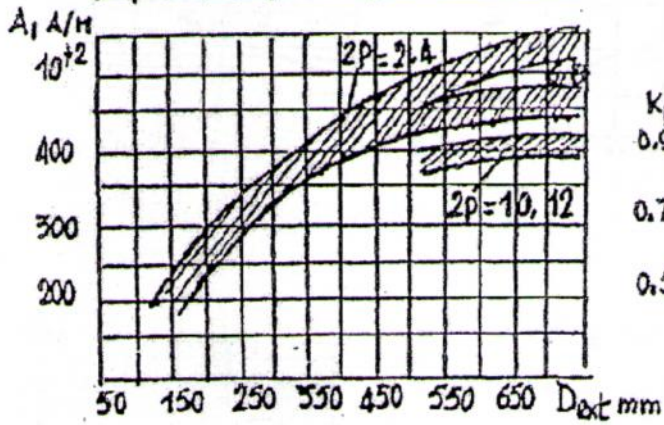
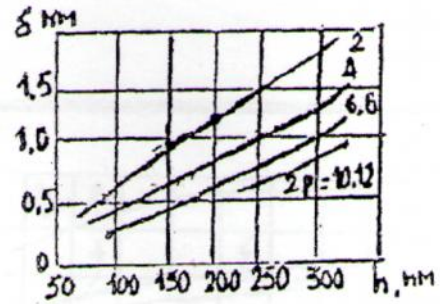
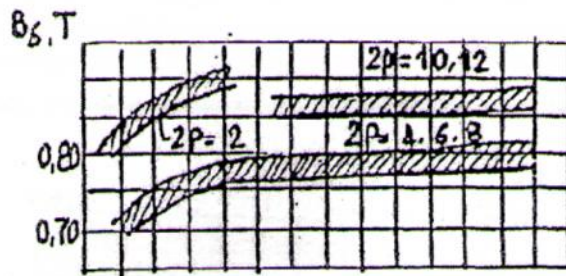
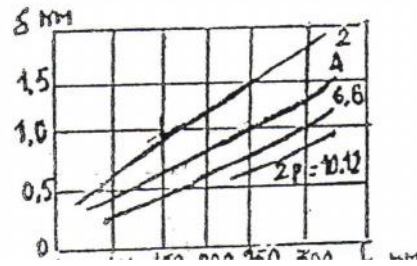
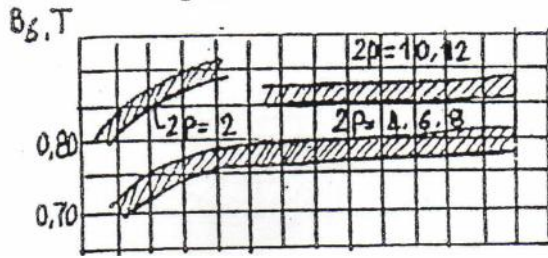
Par suite, Le quatrième chapitre c'était une étude de la méthode des éléments fini, et le logiciel FEMM.

Enfin le dernier chapitre est consacré pour la simulation des machines calculées en utilisant le logiciel FEMM.

D'après les résultats obtenus dans notre étude, on peut constater qu'on peut avoir un bon champ magnétique en utilisant les deux machines avec les deux types d'enroulement à une seule couche et a deux couches, en respectant les paramètres spécifiques et les conditions de fonctionnement de la machine.

Annexe

Fig 1.1



D_{ext} mm

β

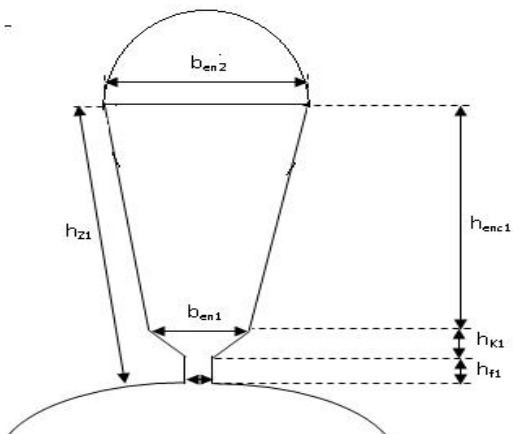
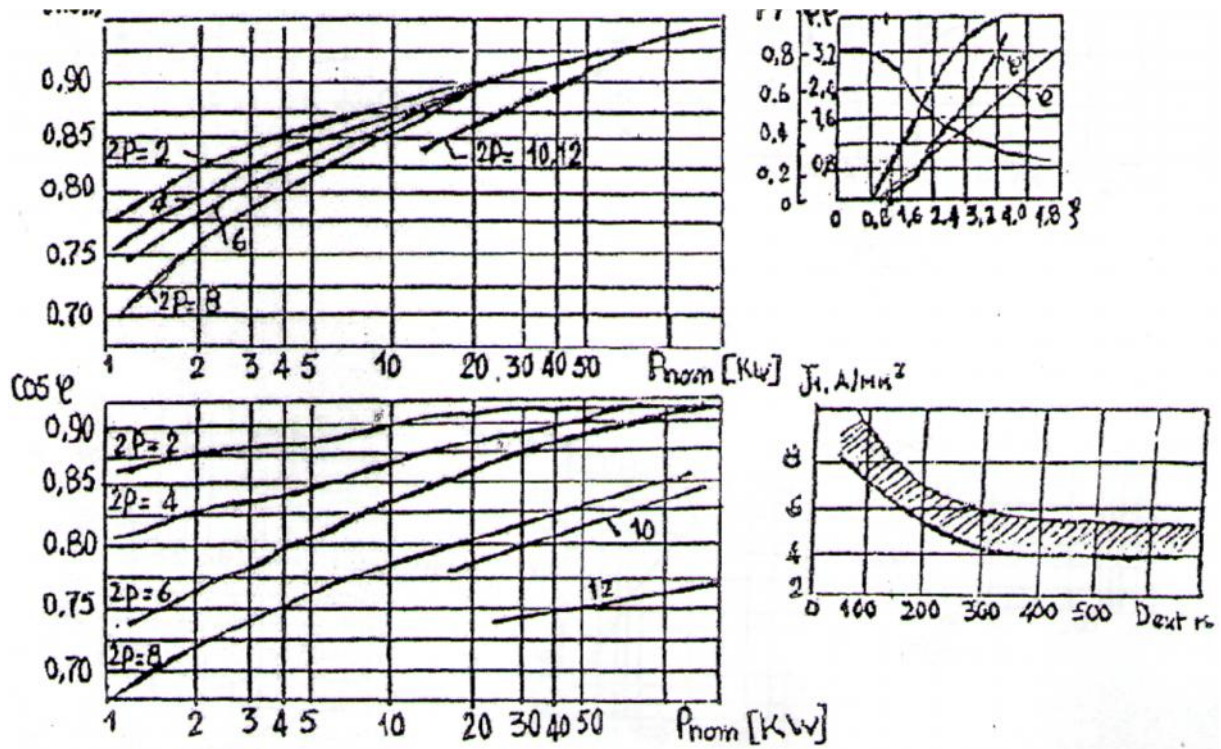


Schéma de l'encoche statorique

Annexe

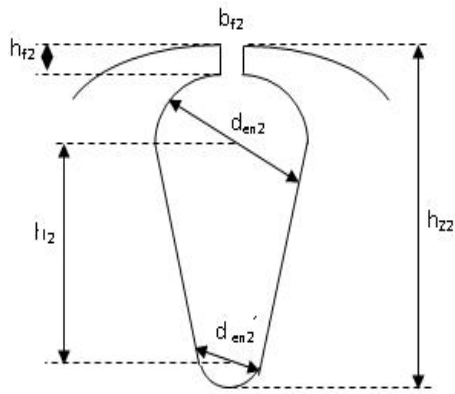


Schéma de l'encoche rotorique

Diamètre de conducteur nu (d_{nu}) en mm	Diamètre de conducteur avec isolation (d_{iso}) en mm	Section transversale de conducteur (S_{nom}) en mm ²
0.75	0.815	0.442
0.80	0.865	0.503
0.85	0.915	0.567
0.90	0.965	0.636
0.95	1.015	0.709
1.00	1.08	0.785
1.06	1.14	0.883
1.12	1.20	0.985
1.18	1.26	1.094
1.25	1.33	1.227
1.32	1.405	1.368
1.40	1.485	1.539

Tableau.1. Les sections normalisées.

h,mm	56	63	71	80	90
D_{ex1} , mm	81-96	110- 108	116- 122	131- 139	149- 157
h,mm	100	112	132	160	180
D_{ex1} , mm	168- 175	191- 197	225- 233	272- 285	313- 322
h,mm	200	225	250	280	315
D_{ex1} , mm	349- 359	392- 406	437- 452	520- 530	590

Tableau.2. Diamètre extérieur statorique D_{ex1} des machines asynchrones pour différents hauteur d'axe h.

2p	2	4	6	8	10-12
K_D	0.52-0.6	0.62-0.68	0.7-0.72	0.72-0.75	0.75-0.77

Tableau.3.coefficients K_D en fonction du nombre de pôles 2p.

Hauteur (h) en mm	Nombre de pôles 2p	Types d'encoches du stator	Type d'enroulement du stator	Valeurs maximales recommandées de B_{z1} en T pour les moteurs avec index de protection IP44	
				B_{z1max}	B_{c1}
50-132	2,4	trapézoïdales	Une seule couche	1.75-1.95	1.50-1.65
	6			1.75-1.95	1.45-1.60
	8			1.70-1.90	1.20-1.35
160	2	trapézoïdales	Une seule couche	1.75-2.0	1.45-1.70
	4			1.75-2.0	1.45-1.70
	6			1.70-1.85	1.35-1.50
	8			1.70-1.85	1.10-1.20
180-250	2	trapézoïdales	Deux couches	1.70-1.90	1.45-1.65
	4,6		Enroulement combiné une-deux couches	1.70-1.90	1.45-1.65
			8	Deux couches	1.70-1.85

Tableau.4.l'induction maximale dans la dent statorique et rotorique et de l'induction magnétique dans le dos du stator pour différentes nombre de pôles.

A	A	A	Z	Z	Z	B	B	B	X	X	X	C	C	C	Y	Y	Y	A	A	A	Z	Z	Z	B	B	B	X	X	X	C	C	C	Y	Y	Y
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Alimentation de la machine à 36 encoches a une seul couche

A	A	A	Z	Z	Z	B	B	B	X	X	X	C	C	C	Y	Y	Y	A	A	A	Z	Z	Z	B	B	B	X	X	X	C	C	C	Y	Y	Y
A	Z	Z	Z	B	B	B	X	X	X	C	C	C	Y	Y	Y	A	A	A	Z	Z	Z	B	B	B	X	X	X	C	C	C	Y	Y	Y	A	A

Alimentation de la machine à 36 encoches a deux couches

A	A	A	A	Z	Z	Z	Z	B	B	B	B	X	X	X	X	C	C	C	C	Y	Y	Y	Y	A	A	A	A	Z	Z	Z	Z	B	B	B	B	X	X	X	X	C	C	C	C	Y	Y	Y	Y
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Alimentation de la machine à 48 encoches a une seul couche

A	A	A	A	Z	Z	Z	Z	B	B	B	B	X	X	X	X	C	C	C	C	Y	Y	Y	Y	A	A	A	A	Z	Z	Z	Z	B	B	B	B	X	X	X	X	C	C	C	C	Y	Y	Y	Y
A	A	Z	Z	Z	Z	B	B	B	B	X	X	X	X	C	C	C	C	Y	Y	Y	Y	A	A	A	A	Z	Z	Z	Z	B	B	B	B	X	X	X	X	C	C	C	C	Y	Y	Y	Y	A	A

Alimentation de la machine à 48 encoches a deux couches

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **MEGHERBI Mohand Said et KEFSI Marzouk** : «conception optimale d'une série de moteurs asynchrones alimentés par un convertisseur de fréquence».Mémoire Mastère Professionnelle, U.M.M.T.O, 2013.
- [2] **BELAIDI Louisa et BOUCHERAK Amarane**: «identification des paramètre d'un moteur asynchrone triphasé a cage avec la méthode des éléments finis».Mémoire d'ingénieur, U.M.M.T.O, 2012.
- [3] **Amar HAMDOUS et Ouamer BELKADI**: «Etude Bidimensionnelle du Couplage des Phénomènes Electrique-Magnétique dans les Moteur Asynchrone a Cage en Utilisant la Méthode des Elément Finis : Application au Calcule des Densités de pertes». Mémoire d'ingénieur, U.M.M.T.O, 2005.
- [4] **Pierre Mayé** : « Aide-mémoire : Electrotechnique ». Dunod, paris, 2006.
- [5] **Jacques SAINT-MICHEL**: «Bobinage des machines tournantes à courant alternatif». Techniques de l'ingénieur.
- [6] **CAZADE Eric**: « Le moteur asynchrone triphasé ». Lycée La Fayette (CPGE ATS).
- [7] **Claude CHEVASSU**: «MACHINES ÉLECTRIQUES: Cours et Problèmes ».E.N.S.M, Version du 20 juillet 2012.
- [8] **Philippe LE BRUN**: «Machine asynchrone : Technologie, Choix et Alimentation des Machines Asynchrones». Lycée Louis ARMAND.
- [9] **Max Marty, Daniel Dixneuf et Delphine Garcia Gilabert** : «Principes D'électrotechnique ».Dunod, paris, 2005.
- [10] **OUNNADI Mohamed**: «Elaboration d'un Modèle d'Etude en Régime Dynamique D'une Machine à Aimant Permanents ».Mémoire de Magister U.M.M.T.O, 2011.
- [11] **MLLE AMIMER RATIBA** : «CALCUL NUMERIQUE DES PERFORMANCES EN REGIME SATURE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF LISSE ». Mémoire de Magister, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, 2004.
- [12] **BELATEL MIMI**: «ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES PAR CAO ». Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [13] **Jean-Claude SABONNADIÈRE et Jean-Louis COULOMB**: «Calcul des Champs Électromagnétiques» .Techniques de l'ingénieur.
- [14] **Lannis Aliferis** : «Électromagnétisme». École Polytechnique de l'Université Nice Sophia Antipolis Polytechnique Sophia, Parcours des Écoles d'Ingénieurs Polytech, 2e année, 2012–2013.
- [15] **Khaled BEN ALIA**: «ETUDE DES SYSTEMES DE GUIDAGE MAGNETIQUE A BASE DE SUPRACONDUCTEUR HTC». Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra, 2013.
- [16] **Jean-Paul CARON**: «Modélisation des Machines Electriques par le Calcul Analytique

Bibliographie

Des Champs ».I.N.P.L –E.N.S.E.M –G.R.E.E.N.

- [17] **REBBAH REDJEM** : « Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques : Application aux moteurs asynchrones». Mémoire de magister, Université Mentouri Constantine, 2006.
- [18] **David Meeker**: «Finite Element Method Magnetics Version 4.2 ». User's Manual, August 25, 2013.
- [19] **David Meeker**: « FEMM 4.2 Electrostatics Tutorial ». User's Manual, January 25, 2006.
- [20] **David Meeker**: « FEMM 4.2 Magnetostatic Tutorial ». User's Manual, January 25, 2006.