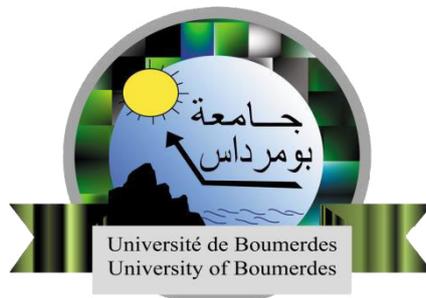


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA DE BOUMERDES



Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Ingénierie des Systèmes Électriques

Mémoire de projet de fin d'études

Présenté par :

Mr. GUETTACHE Houssam
et Mr. LAMRAOUI Moussa

En vue de l'obtention du diplôme de **Master** en Électrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Thème :

**Conception assistée par ordinateur d'un
moteur asynchrone à cage d'écureuil de
1.5 kW**

| | | | | |
|---------------------|---------------|---------|-----------|--------------------|
| Président : | Mme. MZIOU | Nassima | MCA | UMBB |
| Encadreur : | Mr. HAMEL | Meziane | MAA | UMBB |
| Co-encadreur | Mme. HACHICHE | Nadjat | Ingénieur | Electro-Industries |
| Examineurs : | Mr. BOUZIDA | Ahcène | MCB | UMBB |
| | Mlle. LARABI | Zina | MAB | UMBB |

- Promotion Juin 2018 -

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Département d'Ingénierie des Systèmes Electriques (ISE) de l'université M'Hamed BOUGARA de Boumerdès (UMBB).

Nous remercions tout d'abord Madame Nassima MZIOU, MCA à l'UMBB, de nous avoir fait l'honneur de présider notre jury de soutenance.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et notre reconnaissance envers notre encadreur, Monsieur Meziane HAMEL, MAA à l'UMBB, aussi bien pour son aide précieuse que pour ses qualités humaines. Malgré les nombreuses sollicitations, il nous a toujours consacré le temps nécessaire pour être guidés efficacement. Avec sa grande rigueur scientifique et ses remarques toujours utiles, nous avons beaucoup appris en travaillant avec lui.

Nous souhaitons exprimer notre reconnaissance envers notre Co-encadreur Madame Nadjat HACHICHE, Ingénieur à l'entreprise nationale Electro-Industries d'Azazga. Qu'elle sache que c'est avec une grande sincérité que nous rendons hommage aux qualités humaines et professionnelles dont elle a toujours fait preuve.

Nos remerciements s'adressent aussi à Madame Sadia HADJAZ, Ingénieur à Electro-Industries, pour la confiance et l'intérêt qu'elle a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail. Qu'elle trouve ici l'expression de notre profonde reconnaissance.

Nous adressons nos vifs remerciements à Monsieur Ahcène BOUZIDA, MCB à l'UMBB, pour avoir accepté de participer à ce jury.

Nous remercions vivement Mademoiselle Zina LARABI, MAB à l'UMBB, pour avoir accepté de participer à ce jury et pour ses suggestions et aide en matière de programmation.

Nous exprimons également nos sincères remerciements au personnel de l'entreprise nationale Electro-Industries pour sa serviabilité.

Enfin, Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les enseignants qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

DÉDICACES

JE DÉDIE CE TRAVAIL :

À MA MÈRE AVEC TOUTE MON AFFECTION.

À MON PÈRE AVEC TOUTE MA RECONNAISSANCE.

À MES FRÈRES.

À MA FAMILLE.

À TOUS MES AMIS.

HOUSSAM

DÉDICACES

JE DÉDIE CE TRAVAIL :

À MES PARENTS

À MES FRÈRES ET MA SŒUR

À MA FAMILLE.

À TOUS MES AMIS.

MOUSSA

Sommaire

| | |
|--|----|
| Introduction générale..... | 1 |
| Chapitre I : Présentation de l'entreprise Electro-Industries | |
| I. 1. Introduction..... | 3 |
| I. 2. Historique de l'entreprise..... | 3 |
| I. 3. Organigramme de l'organisation de l'entreprise | 3 |
| I. 4. Les étapes de fabrication des moteurs électriques | 4 |
| I. 4. 1. Atelier de découpage..... | 4 |
| I. 4. 2. Atelier d'usinage | 6 |
| I. 4. 3. Atelier de bobinage | 9 |
| I. 5. Atelier de montage..... | 12 |
| I. 6. Contrôles finales | 13 |
| I. 6. 1. Contrôle série | 14 |
| I. 6. 2. Le contrôle spécial | 14 |
| I. 7. Conclusion | 17 |
| Chapitre II : Généralités sur le moteur asynchrone | |
| II. 1. Introduction | 18 |
| II. 2. Généralités sur la construction des moteurs asynchrones triphasés | 18 |
| II. 2. 1. Le Stator..... | 19 |
| II. 2. 2. Le Rotor | 20 |
| II. 3. Principe de fonctionnement | 21 |
| II. 4. Classification des moteurs à cage d'écureuil | 23 |
| II. 5. Bobinage..... | 25 |
| II. 5. 1. Constitution d'un enroulement triphasé..... | 26 |
| II. 5. 2. Groupements des bobines | 26 |
| II. 6. Raccordement au réseau | 30 |
| II. 7. Définitions et étapes de CAO | 31 |
| II. 7. 1. Nécessite et applications de CAO..... | 31 |
| II. 7. 2. CAO des machines électriques | 32 |
| II. 7. 3. Problématiques..... | 33 |
| II. 8. Conclusion | 34 |

Chapitre III : Modélisation des systèmes électromagnétiques

| | |
|---|----|
| III. 1. Introduction | 35 |
| III. 2. Mise en équation | 35 |
| III. 2. 1. Equations de base | 35 |
| III. 3. Formulation magnétodynamique..... | 38 |
| III. 3. 1 Introduction des potentiels..... | 38 |
| III. 3. 2. Formulation en champ électrique E..... | 39 |
| III. 3. 3. Formulation en champ magnétique H..... | 39 |
| III. 3. 4. Formulation électrique $A - V$ | 39 |
| III. 4. Méthodes numériques | 41 |
| III. 4. 1. La method des differences finies | 41 |
| III. 4. 2. La méthode des éléments finis..... | 41 |
| III. 4. 2. 1. Approximation par la MEF..... | 41 |
| III. 4. 2. 2. Etapes de résolution par la MEF..... | 42 |
| III. 4. 2. 3. Méthode des résidus pondérés | 42 |
| III. 5. Équation magnétodynamique | 46 |
| III. 6. Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis..... | 47 |
| III. 6. 1 Avantages | 47 |
| III. 6. 2 Inconvénients..... | 47 |
| III. 7. Méthodes de calcul de la force magnétique | 48 |
| III. 8. La méthode de la variation de la Co-énergie ou de l'énergie magnétique..... | 48 |
| III. 9. Conclusion..... | 48 |

Chapitre IV : Matériaux et tôles magnétiques

| | |
|---|----|
| IV. 1. Introduction | 49 |
| IV. 2. Origine microscopique du magnétisme..... | 49 |
| IV. 2. 1. Moment magnétique orbital | 49 |
| IV. 2. 2. Moment magnétique de spin | 50 |
| IV. 2. 3. Moment magnétique total..... | 51 |
| IV. 3. Aimantation et polarisation magnétique | 51 |
| IV. 3. 1. Aimantation | 51 |
| IV. 3. 2. Polarisation..... | 51 |
| IV. 4. Susceptibilité magnétique | 51 |
| IV. 5. Induction magnétique dans un matériau | 52 |

| | |
|---|----|
| IV. 6. Phénoménologie du magnétisme des matériaux à l'échelle microscopique | 52 |
| IV. 6. 1. Le diamagnétisme..... | 52 |
| IV. 6. 2. Le paramagnétisme..... | 53 |
| IV. 6. 3. Le ferromagnétisme..... | 53 |
| IV. 7. Hystérésis | 54 |
| IV. 8. Les alliages dans les aciers..... | 56 |
| IV. 8. 1. Les alliages fer-silicium, aluminium..... | 56 |
| IV. 8. 2. Les alliages fer-nickel | 57 |
| IV. 8. 3. Les alliages fer-cobalt | 57 |
| IV. 9. Pertes dans les matériaux magnétiques | 58 |
| IV. 9. 1. Pertes par hystérésis | 58 |
| IV. 9. 2. Pertes par courants de Foucault..... | 58 |
| IV. 10. Les tôles magnétiques | 58 |
| IV. 10. 1. Les tôles en fer et fer silicium à grains non orientés | 58 |
| IV. 10. 2. Les tôles fer-silicium à grain orientés | 61 |
| IV. 11. Conclusion | 63 |
| Chapitre V : Simulations et résultats | |
| V. 1. Introduction | 64 |
| V. 2. Présentation de la machine | 64 |
| V. 3. Calcul des paramètres électromagnétiques..... | 65 |
| V. 4. Caractéristiques électrique et mécanique : | 69 |
| V. 4. 1. Fonctionnement à vide..... | 71 |
| V. 4. 2. Variation de la vitesse de rotation | 74 |
| V. 4. 3. Moteur en charge | 75 |
| V. 4. 4. Court-circuit entre spires | 79 |
| V. 4. 5. Ruptures de barres rotoriques | 84 |
| V. 4. 5. 1. Quatre barres adjacentes | 84 |
| V. 4. 5. 2. Quatre barres non adjacentes | 86 |
| V. 5. Cartographie de la densité de courant | 87 |
| V. 5. 1. Cas sain..... | 87 |
| V. 5. 2. Cas défiant | 88 |
| V. 6. Conclusion | 89 |
| Conclusion générale | 90 |

Liste des symboles

Liste des symboles

H: Champ magnétique [A /m]

E : Champ électrique [V/m]

B : Induction magnétique [T]

ρ : Densité volumique de charge électrique [C/m³]

D : Induction électrique [C/m²]

\vec{j}_c : Densité de courant de conduction [A/m²]

\vec{j}_D : Densité de courant de déplacement [A/m²]

Φ : flux magnétique traversant la section [Wb]

dl : Élément de longueur [m]

I_l : Courant contenu à l'intérieur de contour fermé

ϵ_r : Permittivité électrique relative du milieu considéré

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu considéré

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide : $4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]

ϵ_0 : Permittivité électrique du vide : $\frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$ [F/m]

δ : Conductivité électrique [$\Omega \cdot m$]⁻¹

\vec{V}_d : Vitesse de déplacement du conducteur dans le champ magnétique d'induction : \vec{B} , en [m/s]

ρ_s : Charges surfaciques

D_1 : La composante normale du déplacement électrique dans le milieu 1

D_2 : La composante normale du déplacement électrique dans le milieu 2

B_1 : La composante normale de l'induction magnétique dans le milieu 1

B_2 : La composante normale de l'induction magnétique dans le milieu 2

H_1 : La composante tangentielle de l'induction magnétique dans le milieu 1

H_2 : La composante tangentielle de l'induction magnétique dans le milieu 2

\vec{k} : Densité de courant à la surface de séparation

j_1 : La composante tangentielle de la densité de courant dans le milieu 1

j_2 : La composante tangentielle de la densité de courant dans le milieu 2

$v = \frac{1}{\mu}$: Reluctivité magnétique

J_{SZ} : Module de la composante \vec{J}_{SZ}

A_z : Module de la composante \vec{A}_z

\vec{H}_s : Champ magnétique source

\vec{H}_r : Champ magnétique réduit

r : Vecteur reliant le point où le champ est calculé et le point source

Ω : Domaine d'étude

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

$A_z(x)$: Est une fonction ne dépend que de la variable x

$A_z(y)$: Est une fonction ne dépend que de la variable y

L : Laplacien

Φ^* : La solution exacte

Φ : La solution approximative

X_r : Est une grandeur sans dimension (susceptibilité)

M : Aimentation

τ : Pas polaire

Z : Nombre d'encoches statoriques

m : Nombre de phases de l'enroulement statorique

Θ_e : Angle électrique

Θ_{geom} : Angle géométrique

X' : Le nombre d'encoches entrées U_1, U_2

X : Le nombre d'encoche entre deux entrées

CAO : Conception assistée par ordinateur

P_{em} : Puissance électromagnétique

K_E : Coefficient de majoration de la fem (0.9 :0.98)

P_N : Puissance nominale de la machine

η : Rendement de la machine

$\cos \varnothing$: Facteur de puissance de la machine

E_1 : Force électromotrice

U_1 : Tension simple statorique

k_{d1} : Facteur de distribution pour le fondamental

k_{r1} : Facteur de raccourcissement pour le fondamental

k_{ob} : Facteur d'obliquité des encoches rotorique

q_1 : Nombre d'encoche par pôles et par phases

τ : Pas polaire

y_1 : Pas d'enroulement

P : Nombre de paires de pôles

\varnothing : Flux magnétique sous un pole

K_f : Facteur de forme de l'induction dans l'entrefer

f : Fréquence du réseau d'alimentation

W_1 : Nombre de spires en série d'une phase d'enroulement statorique

L_i : Longueur virtuelle de la machine

m_1 : Nombre de phase de la machine

α_i : Coefficient de recouvrement polaire ($\alpha_i = \frac{2}{\pi}$)

R_1 : Résistance d'une phase statorique

a_1 : Nombre de voie parallèles

N_{el} : Nombre de conducteurs élémentaires

q_{eff} : Section effective d'un conducteur

ρ_{cu} : Résistivité du cuivre

L_{w1} : Longueur moyenne d'une spire de l'enroulement statorique

L_{f1} : Longueur moyenne de la partie frontale d'une demi-spire

b_{1moy} : Largeur moyenne d'une section

y_{1moy} : Pas moyen d'un groupe de section

h_{z1} : Hauteur de la dent statorique

L_1 : L'inductance statorique

X_1 : La réactance statorique

λ_{if1} : Coefficient de perméance frontale au stator

λ_{enc} : Coefficient perméance d'encoche

λ_{id} : Coefficient de perméance différentielle

θ_r : Angle de raccourcissement

t_1 : Pas dentaire statorique

δ : L'épaisseur de l'entrefer de la machine

K_{rr1} : Coefficient donné en fonction de q_1

K_{dd1} : Coefficient de fuit différentielle, il est donné en fonction de $\frac{Z_2}{P}$ et q_1

K_δ : Coefficient de KARTER

$K_{\delta 1}$: Coefficient qui prend en considération l'existence des encoches dans le stator

$K_{\delta 2}$: Coefficient qui prend en considération l'existence des encoches dans le rotor

h_{K1} : Hauteur de la clavette

h_{f1} : Hauteur de la fente de l'encoche statorique

b_{enc1} : Largeur de l'encoche statorique

b_{f1} : Largeur de la fente de l'encoche statorique

J : Moment d'inertie, [kg·m²]

C_{em} : Couple électromagnétique [N·m]

C_r : Couple résistance [N·m]

w : Vitesse angulaire [rad/s]

β : Accélération [rad/s²]

λ : Facteur d'amortissement, in [N.m.s]

\bar{h} : Constant de blanc

K_{en1} : facteur de bobinage

$k_{\beta 1}$ et $k_{\beta 2}$: coefficients qui tiennent compte de la diminution de la dispersion

Introduction générale

Introduction générale

Dans le vaste champ de l'électrotechnique, une des plus anciennes disciplines est la construction des machines électriques. En fait les premières tentatives de construction de machines électriques commencèrent avec la découverte des phénomènes d'induction et la mise en évidence des forces issues de l'interaction entre les champs électromagnétiques et les courants de conduction (Lois : Lenz, Laplace, Faraday, Maxwell, etc....).

Ainsi et désormais le domaine de conception des machines électriques est l'une des plus prestigieuses découvertes du siècle dernier et reste aujourd'hui un thème de recherche très prisé par les laboratoires de recherche. L'objectif visé par cette recherche est toujours l'optimisation et la conception de nouvelles machines adaptées à la demande du marché [1].

La caractérisation de ces machines entraîne à formuler des méthodes de dimensionnement qui s'appuie sur les équations tenant compte des divers phénomènes électromagnétiques et qui aboutit à une définition globale, le résultat obtenu est par la suite simulé grâce à l'outil de CAO.

Dans ce contexte, la modélisation électromagnétique à travers les équations de Maxwell permet de simuler différentes machines électriques et définir une structure de machine adaptée à un fonctionnement donné. Ainsi il est possible de prévoir les conséquences de différents choix (configuration géométrique, choix de matériaux...) tout en limitant le nombre de prototype à réaliser. La modélisation électromagnétique est ainsi devenue, grâce à la performance du matériel informatique, un acteur important dans la CAO des machines électriques[2].

La modélisation d'une configuration réelle de machine électrique ne peut généralement pas être obtenue analytiquement et fait appel à des méthodes numériques. Parmi celles-ci, la méthode des éléments finis (MEF) qui permet de prendre en compte des géométries complexes des machines ainsi que les matériaux, est l'une des plus utilisée. Elle s'est en effet imposée comme un outil efficace pour résoudre numériquement les problèmes électromagnétiques [3].

Dans ce mémoire on s'intéresse à la performance du moteur dit à induction et sa simulation à l'aide d'un outil informatique en vue de prévoir son comportement sous différentes condition de fonctionnement afin de satisfaire un cahier de charge.

Le manuscrit est structuré en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, nous introduisons l'entreprise Electro-Industries d'Azazga le lieu où nous avons effectués notre stage pratique. Nous présenterons les différents ateliers et les diverses procédures et démarches entreprises lors de la fabrication des moteurs asynchrones.

Dans le deuxième chapitre, on présente des généralités sur le fonctionnement et la constitution des moteurs asynchrones ainsi que des notions sur la CAO des machines électriques.

Etant familiarisé avec le moteur asynchrone et ayant cerné les éléments essentiels intervenant dans son fonctionnement, le troisième chapitre traitera brièvement les équations de base qui décrivent les phénomènes intervenant dans les systèmes électromagnétiques. Il est consacré, d'une part, à un rappel des différents modèles électromagnétiques et d'autre part, à la présentation de la méthode des éléments finis.

Le quatrième chapitre est dédié, aux matériaux magnétiques et aux variétés de tôles magnétiques utilisées dans la construction des machines électriques.

Le cinquième et dernier chapitre, est consacré à l'application et aux résultats, il comporte deux parties : La première concerne le calcul analytique moyennant la méthode classique de LIWSCHITZ pour l'obtention des différents paramètres électromagnétiques d'un moteur asynchrone de 1.5 kW. Ensuite vient la partie relative à la simulation numérique utilisant le logiciel « Ansys-Maxwell » pour la simulation du comportement du moteur sous différentes conditions de marche.

Enfin on présentera une conclusion générale qui résume les résultats de nos travaux et les perspectives à aborder dans le futur.

Chapitre I

Présentation de l'entreprise

Electro-Industries

I. 1. Introduction

Electro-Industries Azazga est une entreprise publique de production de matériels électriques industriels. Elle est spécialisée dans la fabrication et la commercialisation des transformateurs de distribution et moteurs électriques monophasés et triphasés.

I. 2. Historique de l'entreprise

Electro-Industries est issue de la réorganisation du secteur industriel opérée en Algérie entre 1980 et 2000 qui a conduit en 1999 à la restructuration de l'ancienne ENEL (entreprise Nationale des Industries Électrotechniques) en un certain nombre d'EPE/SPA, parmi lesquelles figure Electro-Industries.

L'usine a été réalisée dans le cadre d'un contrat produit en main avec des partenaires allemands, en l'occurrence, SIEMENS pour le produit et FRITZ WERNER pour l'engineering et la construction, l'infrastructure est réalisée par les entreprises algériennes ECOTEC, COSIDER et BATIMETAL.

Son siège se situe à Azazga route nationale N°12 à 35Km du chef-lieu de la wilaya de Tizi-Ouzou et à 150Km de la capitale Alger.



Figure I. 1: Logo de l'entreprise Electro-Industries

I. 3. Organigramme de l'organisation de l'entreprise

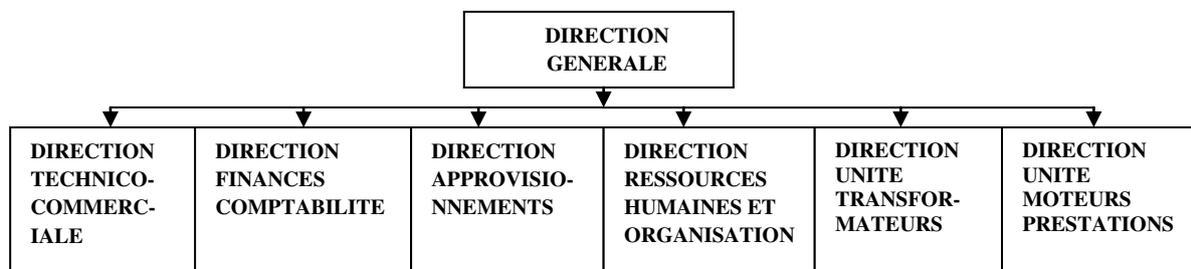


Figure I. 2: L'organisation de l'entreprise Electro-Industries

I. 4. Les étapes de fabrication des moteurs électriques

La fabrication des moteurs se fait dans quatre ateliers :

Atelier de découpage, Atelier d'usinage, Atelier de bobinage et Atelier de montage.

I. 4. 1. Atelier de découpage

I. 4. 1. 1. L'entrée de la matière première (la tôle magnétique)

La tôle magnétique à grains non orientés se présente sous forme de rouleaux isolés au vernis. Il existe plusieurs types de tôles utilisées au niveau de l'usine dont la M530-50A, M800-50A, M800-50HP,...etc.



Figure I. 3: Bobine de tôle magnétique

I. 4. 1. 2. Découpage des feuilles de tôles statoriques et rotoriques

Il existe trois procédés de découpages :

➤ **Découpage automatique successif**

Cette procédure se fait à l'aide d'une presse rapide qui découpe les feuilles de tôle rotoriques et statoriques avec l'encochement de ces dernières.

➤ **Découpage semi-automatique**

Cette procédure se fait à l'aide d'une machine qui ne fait que découper, ensuite séparer les tôles statoriques des tôles rotoriques.

➤ **Découpage semi-automatique par outils à encocher**

Pour les moteurs de 70 à 220 mm de hauteur d'axe, on utilise le découpage automatique successif à l'aide d'une presse rapide où sa vitesse peut aller jusqu'à 300 coups/min. Ce procédé permet de découper les tôles statoriques et rotoriques finis à la fois.

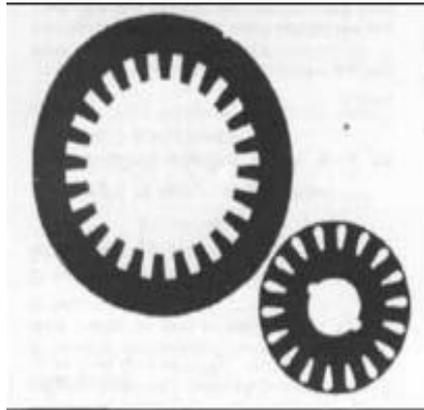


Figure I. 4: Couronnes statorique et rotorique encochées

I. 4. 1. 3. L'empaquetage

➤ L'empaquetage des paquets statoriques

Il s'effectue par l'empilage des tôles selon une longueur du paquet bien déterminé. L'opérateur les place dans un outil monté sur presse à empaqueter pour l'obtention de la longueur demandé suivant les plans, ensuite on les maintient avec des agrafes placées dans les rainures.



Figure I. 5: Paquet statorique

➤ L'empaquetage des paquets rotoriques

L'empilage des tôles se fait grâce à un opérateur sur un calibre de triage pour obtenir la hauteur du paquet rotorique demandée. Une fois que la hauteur est obtenue l'arbre est placé sur la partie supérieure de la machine via un piston pour qu'il soit emmanché avec pression dans le paquet rotorique (petits moteurs)

L'empilage des tôles rotoriques des grands moteurs se fait de la même manière sauf qu'elles sont maintenues avec des rivets.



Figure I. 6: Arbre emmanché dans le paquet rotorique.

➤ **La fonderie**

La fonderie est composée de fours de fusion +780 °C, et des fours de maintien (garde le métal fondu sous forme liquide 760 °C), chaque machine de moulage est équipée de ce four.



(a)



(b)

Figure I. 7: (a) Lingot d'alliage d'aluminium, (b) Aluminium fondu

Une fois le paquet rotorique du petit moteur achevé, il est dirigé vers le secteur de fonderie pour injecter de l'aluminium liquide à 99,5% (760 °C) sous pression qui peut aller jusqu'à 700 bar dans les encoches et au même temps former les anneaux de court-circuitage, la solidification sera instantanée.

I. 4. 2. Atelier d'usinage

Cet atelier comporte des machines qui réalisent les opérations d'usinage comme le tournage, fraisage..., suivant des plans.

I. 4. 2. 1. L'usinage des carcasses

Alésage et dressage jusqu'à atteindre les côtes près des carcasses sur un tour verticale pour les grands moteurs.

Pour les petits moteurs cette étape est faite sur un tour parallèle.



Figure I. 8: Carcasse (métal coulé) d'un moteur électrique

I. 4. 2. 2. L'usinage des flasques

Les flasques subissent l'opération de tournage des bords de centrage et du logement de roulement et de sa profondeur.



Figure I. 9: Flasque en alliage d'aluminium

I. 4. 2. 3. L'usinage des boîtes à bornes

Il se fait par le perçage et taraudage des trous de fixation recevant le couvercle à l'aide d'une perceuse à broches.

I. 4. 2. 4. Fabrication des arbres des rotors (tournage et fraisage)

Les arbres sont en acier, ils sont ramenés sous forme de ronde, ensuite l'opérateur les découpe à l'aide d'une scie mécanique à la longueur donnée suivant la gamme d'usinage.

Centrage et de dressage : les barres découpées sont dirigées vers la machine à tour parallèle qui fait la mise en longueur, le perçage des trous de centrage et de taraudage.

Le tournage : vient ensuite le tournage, il se fait grâce à un tour à copier qui fonctionne grâce à un Palper qui se déplace sur un gabarit.

Le fraisage : le tournage fini, vient le tour du fraisage des logements de clavettes qui se fait à l'aide des fraises verticales.



Figure I. 10: Arbre d'un moteur électrique après usinage

I. 4. 2. 5. L'usinage du rotor

Le tournage du paquet à l'aide d'un tour parallèle, afin que l'entrefer soit parfait.



Figure I. 11: Arbre emmanché dans le paquet rotorique

I. 4. 3. Atelier de bobinage

L'atelier bobinage est divisé en 03sections : Section de préparation des bobines, Section de préparation des éléments d'isolation des bobines et section de bobinage.

I. 4. 3. 1. Préparation des bobines



Figure I. 12: Préparation des bobines.

L'opérateur chargé de la préparation de la bobine des stators est muni d'une feuille de calcul qui lui indique les caractéristiques suivantes :

- Type de moteur
- Nombre des bobines
- Diamètre de fil

Les bobines sont réalisées à l'aide d'une bobineuse équipée d'un gabarit, réglable pour un nombre de spires définit. Une fois le fil est bobiné, le paquet est attaché pour garder sa forme.



Figure I. 13: Bobineuse de fil électrique

I. 4. 3. 2. Les éléments d'isolation du bobinage

- Séparateurs de phases
- Lames intermédiaire
- Câbles de raccordement
- Caniveaux d'encoches

- Cales de fermeture
- Gaines isolantes



Figure I. 14: Stator avec caniveaux d'encoches isolés

I. 4. 3. 3. Montage de la bobine sur le stator

Le bobineur suit une feuille de calcul qui lui est fournie avec chaque série de stators à bobiner, cette feuille comporte :

- Type de moteur
- Diamètre de file
- Nombre de pôles
- Nombre de spires par encoche de stator
- Schéma de bobinage
- Type de connexions
- Nombre de bobines en série par phase
- Nombre de bobines en parallèle par phases
- Type d'enroulement
- Nombre de conducteurs par encoche
- Câbles de raccordement
- Caractéristique mécanique de stator (nombre d'encoches, longueur du paquet)
- Angle d'inclinaison de paquet rotorique.



Figure I. 15: Stator bobiné d'un petit moteur

➤ **les différentes étapes nécessaires pour le bobinage du stator**

Enfonçage de caniveau d'encoche dans le stator à l'aide d'une machine automatique pour les petits moteurs et manuellement pour les grands moteurs.

- Introduction de bobine de premier étage.
- Enfonçage de lame intermédiaire.
- Introduction de bobine de deuxième étage.
- Emplacement des séparateurs de phases.
- Formation des têtes des bobines manuellement.
- Connexion entre bobines de même phase, pour obtenir 3 bobines de phases différentes, et isolation de point de soudure avec une gaine.
- Connexion des bobines avec câbles de raccordement des phases U, V, W (orange, noir, rouge).

➤ **connexion**

Une fois les bobines placées dans les encoches, on marque avec un feutre les entrées des bobines, et un autre feutre de couleur différente les sorties.

Après avoir détecté les sorties et les entrées des bobines, on va marquer les entrées et les sorties des phases, qui veut dire les U1U2- V1V2- W1W2 en suivant la formule liée au nombre d'encoches, le nombre de phases, l'angle géométrique et l'angle électrique.

Après avoir fini ce travail on peut enfin faire des connexions internes et faire les raccordements qui assurent la liaison électrique avec la boîte à bornes.

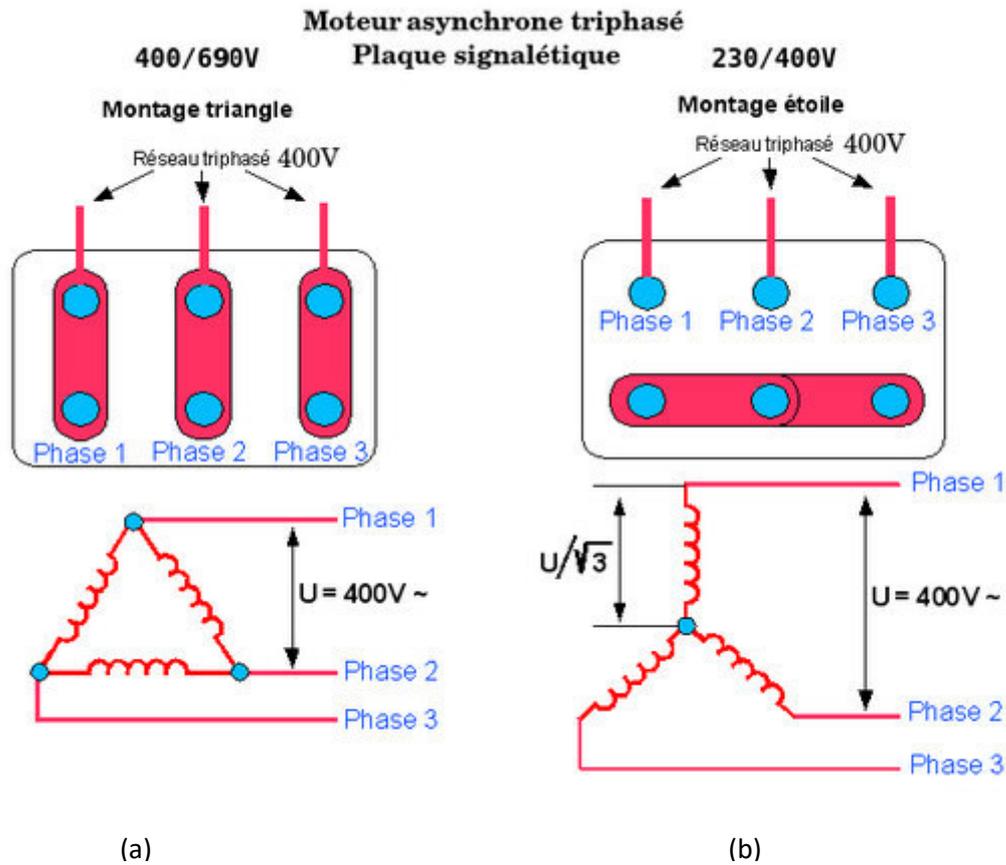


Figure I. 16: (a) Montage triangle d'un moteur asynchrone, (b) Montage étoile

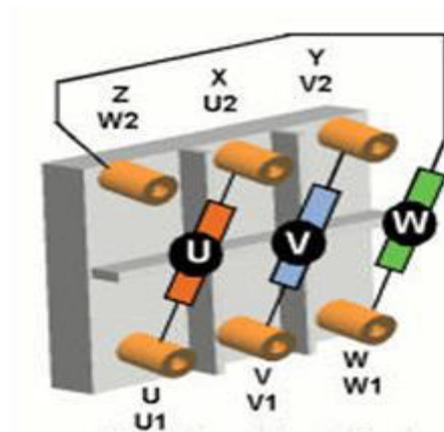


Figure I. 17: Représentation schématisée du raccordement de la plaque à bornes.

I. 5. Atelier de montage

I. 5. 1. Secteur équilibrage des rotors et ventilateurs

Il a pour but d'assurer une rotation parfaite du rotor et de compenser les balourds pouvant provenir de :

- Manque d'homogénéité de la matière

- Défaut d'usinage
- Malformation des barres de cuivre



Figure I. 18: Rotor équilibré avec rondelles

I. 5. 2. Secteur pré-montage

Les opérations réalisées dans ce secteur sont :

- Huiler l'intérieur de la carcasse pour faciliter l'insertion du paquet statorique.
- Mise en longueur et tournage des bords de centrage de la carcasse, côté AS et BS.
- Fraisage des pattes pour atteindre la hauteur d'axe voulut.
- Emmanchement forcé du stator bobiné à l'intérieur de la carcasse.

I. 5. 3. Secteur montage finale

C'est là où le moteur arrive à sa forme finale cela après :

- montage des roulements sur l'arbre à l'aide d'une presse
- L'emmanchement des flasques paliers coté AS et BS aussi clavette ventilateur.
- Montage du ventilateur et les circlips.
- Fixation du capot de ventilateur.
- Fixation de la boîte à borne et ses câbles de raccordement.

De cette manière on peut dire que notre moteur est complètement monté et il est près à être acheminé vers la plate forme d'essai pour le contrôler.

I. 6. Contrôles finales

Une fois le montage finit, le moteur sera remis aux plates-formes d'essais pour subir les différentes opérations de contrôle. On a deux types de contrôles

- Contrôle électrique (contrôle de bobinage).

- Contrôle mécanique (c'est le contrôle au niveau des différents ateliers, usinage mécanique et montage).

Les moteurs se dirigent directement à la plate-forme pour les contrôler et détecter les différents défauts électriques ou mécaniques.

I. 6. 1. Contrôle série

Le contrôle série se fait selon un plan de contrôle et un tableau d'essai série.

Les étapes à suivre pour faire un contrôle électrique sont :

I. 6. 1. 1. Le contrôle visuel

C'est le contrôle de la carcasse du moteur, il doit vérifier le bon serrage des boulons, ainsi les connexions sur la boîte à borne.

I. 6. 1. 2. Essai en court-circuit

Le court-circuit sert à contrôler le rotor s'il fonctionne normalement (blocage du rotor), on lui injectant le courant nominal (I_n) qui est sur la plaque signalétique du moteur. Ensuite on relève la tension du court-circuit (V_{cc}) ainsi que la puissance du court-circuit (P_{cc}).

I. 6. 1. 3. Essai à vide

L'injection de la tension nominale (U_n) qui est sur la plaque signalétique ensuite relever le courant à vide (I_0) et la puissance à vide (P_0).

I. 6. 1. 4. Le sens de rotation

La bonne rotation du moteur est à droit quand on le met sous tension et c'est au contrôleur de vérifier cela.

I. 6. 1. 5. Appréciation du bruit

Cette procédure est faite par un contrôleur qui doit bien écouter le bruit de ce moteur, ou bien avec un stéthoscope et cela pour assurer qu'il ne donne pas un bruit hors norme, dans le cas contraire, le contrôleur signale ce problème pour revoir ce moteur.

I. 6. 2. Le contrôle spécial

Ce contrôle est appliqué pour un moteur de chaque série qui subit des vérifications suivantes :

I. 6. 2. 1. Mesure des résistances des enroulements entre phase

Pour mesurer les résistances des enroulements il suffit de brancher un ohmmètre aux bornes de (U1 U2), (V1 V2), (W1 W2). Et pour mesurer les résistances entre phase il suffit de le brancher aux bornes de (U V), (V W), (U W).

I. 6. 2. 2. Essai à vide

La même procédure que l'essai à vide en contrôle série, mais cette fois ci le but est de calculer le facteur de puissance à vide ($\cos\phi_0$) en appliquant la formule suivante :

I. 6. 2. 3. Essai d'échauffement

L'essai d'échauffement autrement dit l'essai en charge, dans ce cas on va utiliser une corde et des poids ainsi qu'une poulie pour les petits moteurs ayant des puissances de 0.25kW à 5kW. Pour les grands moteurs de 5.5kW à 37kW de puissances on utilise un dynamo-frein.

Dans cet essai on va charger le moteur à sa puissance nominal puis on relève :

- La température du moteur
- Le courant absorbé
- La vitesse de rotation du moteur
- La masse ou le couple

Au premier temps on relève ces valeurs (caractéristiques) toutes les 15 minutes, pour qu'elles soient plus précises, après toutes les 30 minutes.

Ensuite on va calculer à chaque fois le facteur de puissance et le rendement de ce moteur.

Le but de cet essai est de maintenir la température du moteur à forte puissance nominale et de vérifier les paramètres du moteur s'ils sont les mêmes valeurs assignées.

A la fin de l'essai, on relève :

- La résistance à chaud
- La température ambiante

I. 6. 2. 4. Essai de freinage

Dans cet essai on utilise la même procédure de l'essai d'échauffement pour relever le courant, la puissance, la vitesse et le couple.

Le but de cet essai c'est de voir si le moteur supporte les surcharges pendant un certain moment.

I. 6. 2. 5. Essai de haute tension

Dans cet essai on utilise un appareil de haute tension entre phases ou entre phases et masse, si l'appareil affiche 2.3 kV cela vérifie qu'il n'y a pas de défaut électrique (vérification d'isolation), si l'appareil se disjoncte directement cela vérifie qu'y a un défaut électrique (un court-circuit).

I. 6. 2. 6. Essai de survitesse

Dans cet essai on utilise la pupitre de mesure dans le but de vérifier l'isolement entre les spires (absence de court-circuit) et toutes ces mesures sont consignés sur une feuille de calcul donné par le bureau d'étude.

Pour agir sur la vitesse (Ω) de rotation il faut agir sur la fréquence (f) où la vitesse est proportionnelle avec la fréquence sous la formule suivante :

$$\Omega = \frac{f}{p} \cdot 60$$



Figure I. 19: Moteur asynchrone fini

I. 7. Conclusion

Le stage effectué au sein de l'entreprise « Electro-Industries » nous a permis de mettre en évidence l'aspect pratique de l'ensemble des connaissances théoriques sur le moteur asynchrone.

Nous avons fait le tour de l'ensemble des ateliers de l'entreprise, et assisté à toutes les étapes nécessaires pour fabriquer ce moteur, de sa matière première jusqu'au montage final. Ce stage a été une occasion pour nous d'enrichir nos connaissances et notre savoir-faire dans le domaine de fabrication d'un moteur asynchrone.

Chapitre II

Généralités sur le moteur asynchrone

II. 1. Introduction

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent. Comme toutes les machines électriques tournantes. Le moteur asynchrone est composé d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer [4].

L'interaction entre les champs produits par le stator et le rotor engendre le couple mécanique dans le moteur. La machine asynchrone est utilisée aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils)...

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement, de son excellente fiabilité et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur.

II. 2. Généralités sur la construction des moteurs asynchrones triphasés

Deux composantes principales constituent le moteur asynchrone, souvent appelé moteur à induction. Elles sont faites de tôles d'acier au silicium et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements. L'une des composantes, appelée le stator, est fixe ; On y trouve les enroulements reliés à la source. L'autre composante, nommée le rotor, est montée sur un axe et libre de tourner. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on reconnaît deux types de rotor : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

Les encoches du rotor de moteur asynchrone à cage d'écureuil comportent des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles de part et d'autre du rotor par des anneaux. Dans le cas de moteurs de faible puissance et même de puissance moyenne, les cages sont en aluminium coulé sous vide partiel et pression. Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation [5-6].

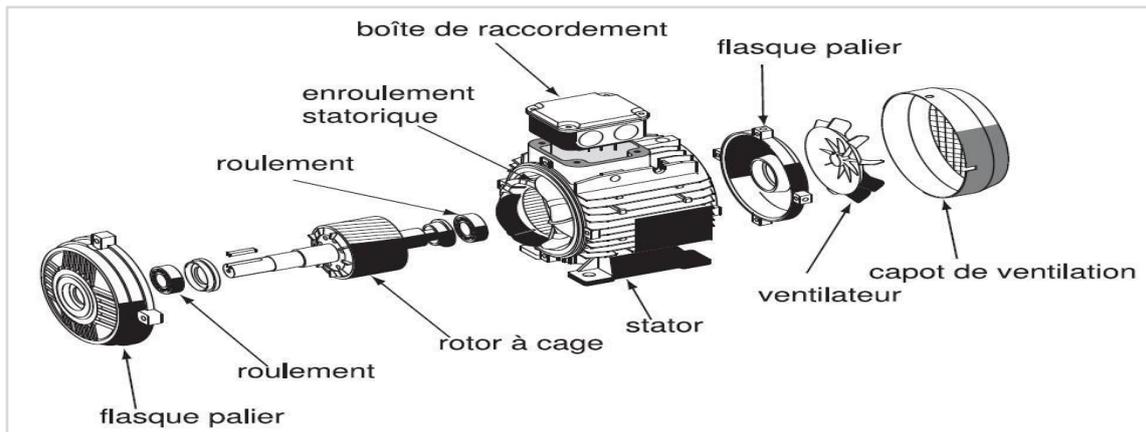


Figure II. 1: Vue éclatée du moteur asynchrone

II. 2. 1. Le Stator

Le stator est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit est constitué d'un empilage de tôles d'acier au silicium dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm. On utilise les tôles minces dans les moteurs pour lesquels on doit minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Dans le cas où le diamètre du moteur ne dépasse pas quelques centaines de millimètres, les tôles sont découpées en une seule pièce. Pour les moteurs de grand diamètre, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections.

Afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Dans ces conditions, le rapport entre l'épaisseur véritable d'acier et l'épaisseur physique de l'empilement de tôles, nommé coefficient de foisonnement, se situe entre 0,92 et 0,94.

Même lorsqu'on y procède avec des outils en très bon état, les opérations de découpage et d'usinage des tôles produisent des bavures sur le contour.

Ces bavures ont pour effet de court-circuiter ou de relier entre elles les tôles et d'augmenter les courants de Foucault. Dans les machines soignées, on atténue ces effets en passant les tôles découpées entre des rouleaux pour redresser les bavures.

Les diverses formes d'encoches sont de deux types génériques: ouvert et semi-ouvert. Les encoches de type ouvert sont habituellement de même largeur surtout leur profondeur; par conséquent, les dents sont de forme trapézoïdale avec un étranglement près de l'entrefer pour insérer une clavette. Les encoches de type semi ouvert sont généralement de forme trapézoïdale, ce qui permet d'usiner des dents à parois parallèles.

L'ouverture laissée par ce deuxième type d'encoche est réduite à une largeur minimale mais permet toutefois qu'on y insère des conducteurs de faible diamètre.

Pour des longueurs de stator (et de rotor) inférieures à 200 mm, on ne subdivise pas le paquet de tôles. Au-delà de 200 ou 250 mm, le paquet de tôles est en général divisé en paquets élémentaires séparés par des espaces d'air ou canaux de ventilation dont la largeur varie entre 8 et 12 mm.

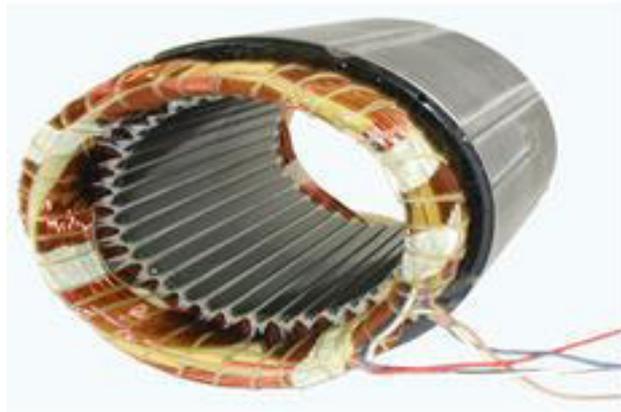


Figure II. 2: Stator

II. 2. 2. Le Rotor

C'est la partie tournante (mobile) de la machine asynchrone, couplé mécaniquement à une charge, le rotor est fait, comme le stator, de tôles empilées et habituellement du même matériau.

Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées en une seule pièce et assemblées sur un arbre.

Dans de plus gros moteurs, chaque laminage est constitué de plusieurs sections et montée sur un moyeu...

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches sont habituellement du type semi-ouvert, mais on utilise parfois des encoches fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les barres des gros moteurs sont généralement en cuivre ou, à l'occasion, en laiton. Par contre, les barres des petits moteurs sont en aluminium. L'aluminium coulé permet de fabriquer les anneaux

terminaux en même temps que les barres qui épousent la forme de l'encoche, qui peut être tout à fait quelconque. Puisque la tension induite dans les barres du rotor est faible, aucune isolation n'est requise entre les barres et les dents.

Pour former le rotor, on empile généralement les laminages de façon que les conducteurs soient obliques par rapport à l'axe du moteur. Cette disposition a pour effet de réduire considérablement le bruit et les sous harmoniques durant l'accélération et de donner un démarrage et une accélération plus uniforme, en plus d'éviter l'accrochage et les oscillations à faible charge [7].

Le rotor n'est lié à aucune source d'énergie, il tourne à une vitesse inférieure à celle du champ tournant. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.4 à 2 mm.



Figure II. 3: Rotor à cage d'écureuil

II. 3. Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives

La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique B . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant I . C'est une grandeur vectorielle.

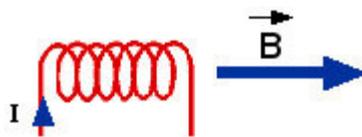


Fig. II. 4. La création du champ magnétique

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres.

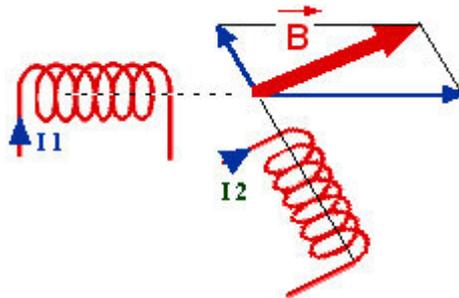


Figure II. 5: Resultant de champs B entre deux bobines

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un maximum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant.

Les trois enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse de synchronisme [4].

Le rotor est constitué de barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leur extrémité par deux anneaux conducteurs et constituent une "cage d'écureuil". Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.

Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance.

Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone.

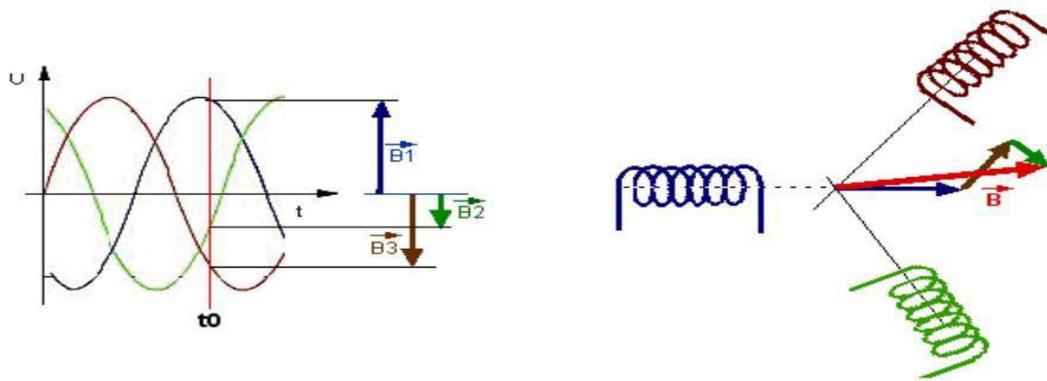


Figure II. 6: Le réseau triphasé et les bobines statorique

II. 4. Classification des moteurs à cage d'écureuil

Selon le critère de la NEMA (www.nema.org), on peut classifier les moteurs à cage d'écureuil selon la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant plus grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur du rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage est petit [2].

Selon NEMA, on peut classifier le moteur asynchrone comme suit :

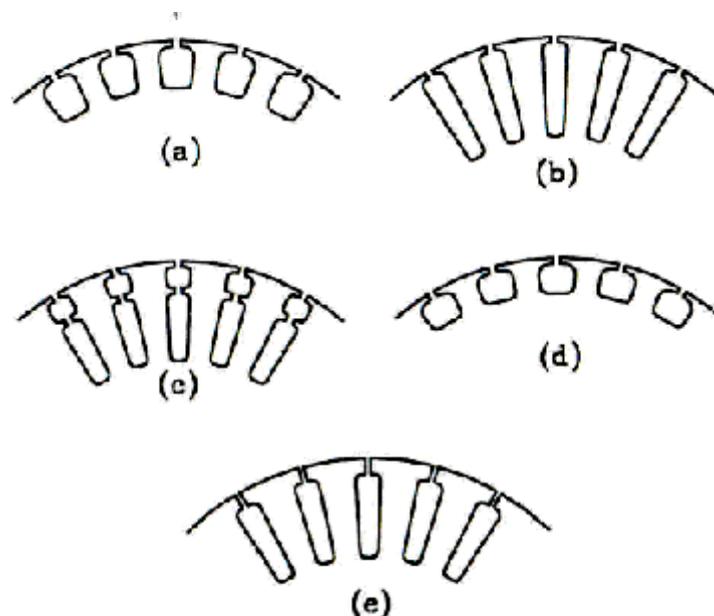


Figure II. 7: Les différents types d'encoches rotorique. Classement de la NEMA

- **Classe A:** Moteurs à couple normal et à courant de démarrage normal
- **Classe B:** Moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage
- **Classe C:** Moteurs à fort couple et à faible courant de démarrage
- **Classe D:** Moteurs à fort glissement
- **Classe F:** Moteurs à faible couple et à faible courant de démarrage

Cette classification se base sur la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant plus grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur du rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage est petit et meilleur est le couple de démarrage, jusqu'à une certaine limite, bien entendu. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes.

L'encoche du rotor d'un moteur de classe A n'est pas tellement creuse et l'enroulement a une faible résistance. De même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de démarrage est suffisamment élevé pour nécessiter, Ce type de moteur ne se fabrique presque plus.

Le moteur de classe B est le plus utilisé de nos jours. Ses caractéristiques découlent de l'emploi d'encoches profondes et étroites (fig.II.7.b). Lors du démarrage, la réactance est plus forte dans le bas du conducteur; cela force le courant à passer surtout dans le haut du conducteur, ce qui en réduit la surface active et augmente sa résistance. Le courant se trouve ainsi limité et on peut, dans bien des cas, démarrer ce moteur à pleine tension; c'est un avantage par rapport au moteur de classe A (fig.II.7.a). Le couple au démarrage demeure toutefois normal.

Un moteur de classe C possède un rotor à double cage d'écureuil (fig.II.7.c). On peut construire cet enroulement de différentes façons. Le principe consiste à placer un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface.

Durant le démarrage, le conducteur éloigné de l'entrefer a une grande réactance, ce qui force le courant à passer dans le conducteur extérieur. Le courant est donc faible mais le couple est fort.

Lorsque le rotor a atteint sa pleine vitesse, la réactance du conducteur situé le plus loin de l'entrefer devient faible; la répartition du courant est alors à peu près uniforme dans tout le conducteur.

Un moteur de classe D, a un enroulement d'une grande résistance en raison de sa faible section. (fig.II.7.d), ce qui lui confère au démarrage un fort couple ainsi qu'un faible courant. Par contre, il a un glissement à pleine charge qui peut atteindre 15 % et même 20 %.

Les conducteurs du rotor d'un moteur de classe F sont placés loin de l'entrefer (fig.II.7.f). Au démarrage, la réactance est grande et le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est faible.

II. 5. Bobinage

On peut effectuer le bobinage d'une machine tournante de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements: l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications.

L'enroulement imbriqué s'emploie généralement pour le bobinage des stators de moteurs de quelques dizaines de kilowatts et plus. Dans le cas de petits moteurs asynchrones, particulièrement lorsque le bobinage est mécanisé, on utilise généralement l'enroulement concentrique.

L'enroulement ondulé est idéal pour les rotors des moteurs asynchrones à bagues.

L'enroulement concentrique est un bobinage obligatoirement à couche unique, de telle sorte que chaque encoche contient un seul côté de bobine. L'enroulement imbriqué et l'enroulement ondulé peuvent être des bobinages à simple couche, mais sont plus souvent à double couche. Si tel est le cas, chaque encoche contient deux côtés de bobine et le nombre de conducteurs par encoche doit nécessairement être un nombre pair [8].

Il est possible de relier en série toutes les bobines de l'enroulement pour une même phase; on obtient alors un moteur qui ne peut opérer que sous une seule tension. Par contre, on peut répartir les bobines en un certain nombre de groupes à l'intérieur desquels elles sont connectées en série. Les groupes ainsi formés peuvent se relier en série ou en parallèle et permettre d'utiliser le moteur sous plusieurs tensions.

II. 5. 1. Constitution d'un enroulement triphasé

En triphasé, le stator comporte trois enroulements indépendants, chaque enroulement est composé de sections logées dans les encoche de circuit magnétique.

La figure (II. 8) et le tableau (II. 1), nous informent sur la constitution d'un enroulement

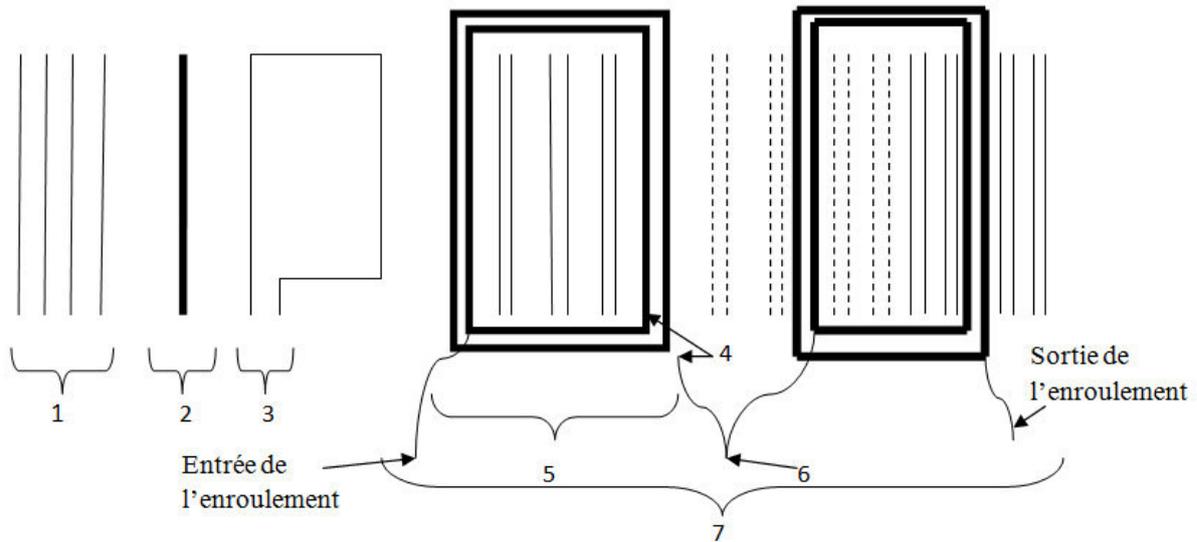


Figure II. 8: Schéma d'un enroulement

| | | |
|---|------------------------|---|
| 1 | Brins actifs | Conducteurs insérés dans une encoche. |
| 2 | Faisceaux | Ensemble des brins actifs dans une encoche. |
| 3 | Spire | Deux brins actifs reliés d'une encoche à l'autre. |
| 4 | Section | Ensemble de spires. |
| 5 | Bobine | Ensemble de faisceaux réalisées les un à la suite des autres sur un gabarit concentrique et reliées de fait en série. |
| 6 | Connections | Liaison des groupes de bobines entre elles, en série ou parallèle. |
| 7 | Enroulement (ou phase) | Ensemble de groupes de bobines. |

Tableau II. 1: Tableau explicatif de la figure (II. 5)

II. 5. 2. Groupements des bobines

L'enroulement d'une machine asynchrone triphasé est composé d'un groupe de bobines, ces dernières peuvent être groupées en série ou en parallèle, en respectant la polarité dans chaque bobine comme représenter dans les schémas suivants.

II. 5. 2. 1 Enroulement à deux pôles

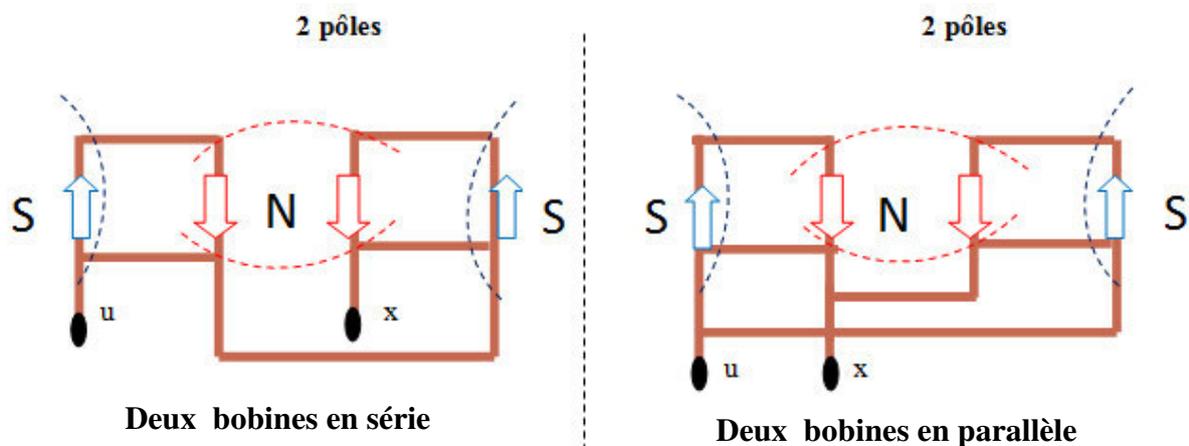


Figure II. 9: Groupement de bobines pour créer deux pôles

II. 5. 2. 2. Enroulement à quatre pôles

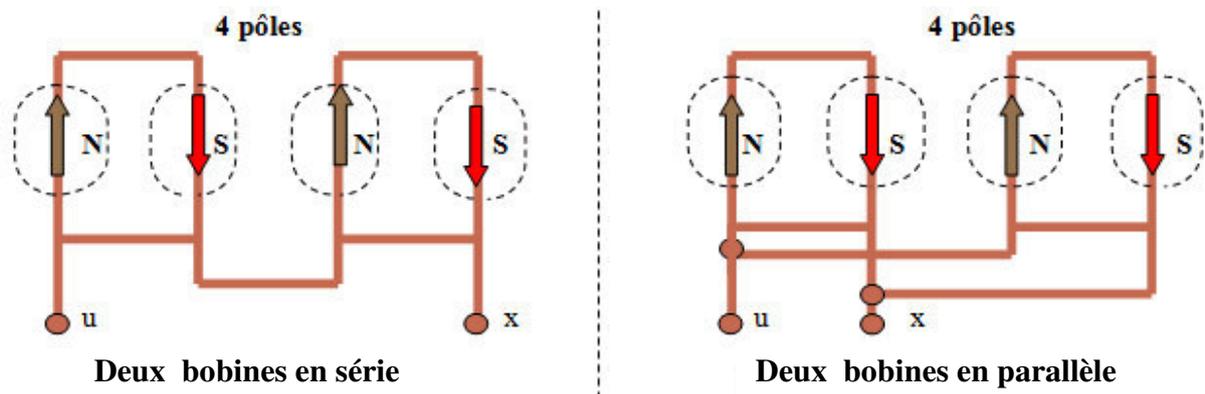


Figure II. 10: Groupement de bobines pour créer quatre pôles

II. 5. 2. 3. Les différents types de bobinages

a. Enroulement ondulé

L'enroulement ondulé est habituellement un bobinage à double couche, les conducteurs qui occupent des places analogiques sous deux pôles consécutifs sont connectés en série. Il faut toujours garder à l'esprit que chaque phase doit être séparée de deux autres phases de 120° .

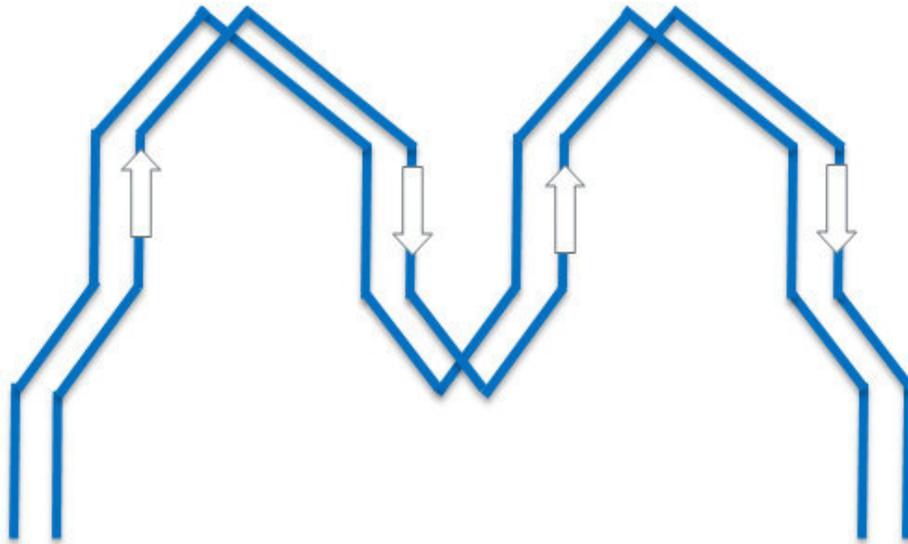


Figure II. 11: Schéma explicatif de l'enroulement ondulé

b. L'enroulement imbriqué

L'enroulement imbriqué est composé de groupe de bobine distribué uniformément au périphérique de stator et s'emploie généralement pour le bobinage des stators de moteurs de quelques dizaines de Kilowatts et plus.

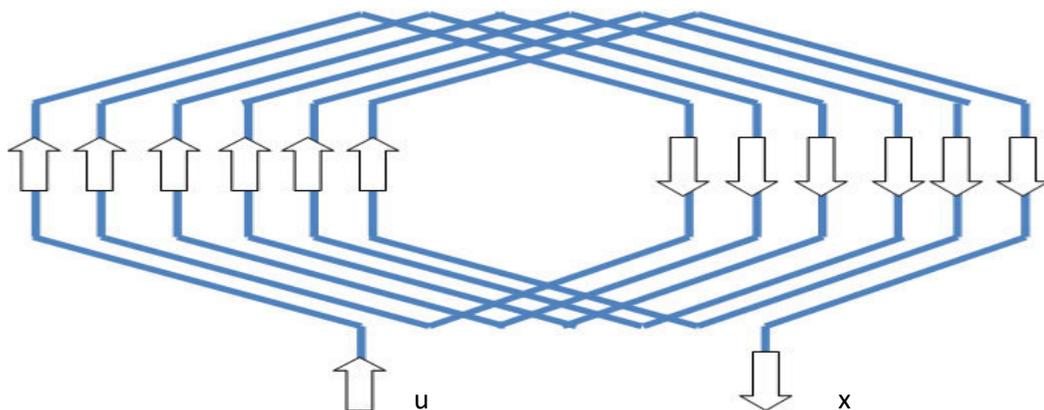


Figure II. 12: Schéma explicatif de l'enroulement imbriqué

- **Enroulement concentrique**

Il constitue le type d'enroulement le plus généralement utilisé dans la fabrication d'un bobinage à simple couche, et double couche.

Ce bobinage consiste à placer les bobines sur un pôle en spirale, il est souvent en une couche, toutes les sections des bobines sont identiques et pour cela il présente les meilleures caractéristiques électriques.

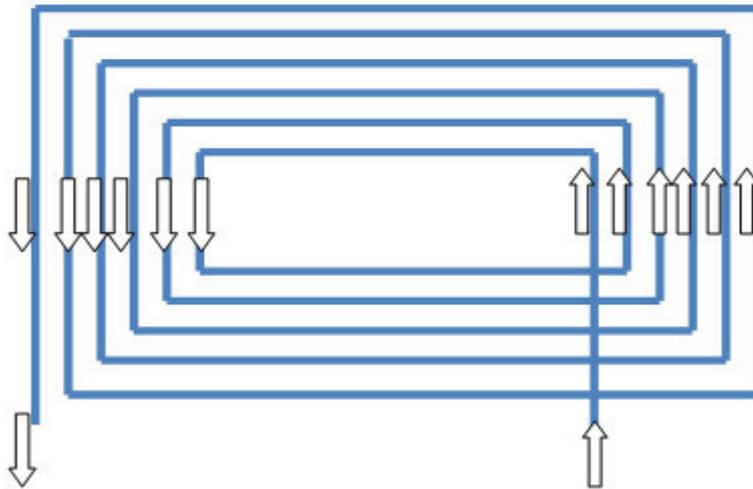


Figure II. 13: Schéma explicatif de l'enroulement concentrique

II. 5. 2. 4. Les paramètres de base pour la conception des schémas de bobinage des moteurs asynchrones :

La construction des schémas de bobinage dans le domaine industriel dépend des calculs des paramètres de base suivant :

- **Le pas polaire**

Pour calcul ce paramètre, on divise le nombre total d'encoche par le nombre de pôles.

$$\tau = \frac{Z}{2p} \quad (\text{II. 1})$$

- **Le nombre d'encoches par pôle et par phase**

Pour calculer ce paramètre, on divise le nombre d'encoche total par le produit de nombre de phases et le nombre de pôle.

$$q = \frac{Z}{2.P.m} \quad (\text{II. 2})$$

- **Le nombre des encoches occupées par une phase**

$$Z_p = \frac{Z}{m} \quad (\text{II. 3})$$

- L'angle géométrique

$$\Theta_{\text{géom}} = 360^\circ$$

- L'angle électrique en fonction du nombre de pôles

$$\Theta_e = p \cdot \Theta_{\text{géom}} \tag{II. 4}$$

- Calcul du nombre d'encoches entre chaque entrée de phase

On sait que chaque phase est déphasée de l'autre par 120° électrique

Le nombre d'encoche totale de stator \longrightarrow L'angle électrique total
 $X \longrightarrow$ L'angle électrique entre chaque phase

Calcul du nombre d'encoches entre chaque entrée et sortie de phase

Le nombre d'encoche totale du stator \longrightarrow L'angle géométrique totale du stator
 $X' \longrightarrow$ L'angle géométrique

II. 6. Raccordement au réseau

Il y a deux possibilités de branchement du moteur au réseau électrique triphasé. Le montage en étoile et triangle. Avec un branchement en étoile, la tension et bornes de chacune bobine est d'environ 230V. Dans le montage en triangle, chacune des bobines est alimentée avec la tension nominale du réseau (400V). on utilise le montage étoile si un moteur de 230V doit être relié sur un réseau 400V ou pour démarrer un moteur à puissance réduite dans le d'une charge avec une forte inertie mécanique.

➤ **COUPLAGE TRIANGLE**

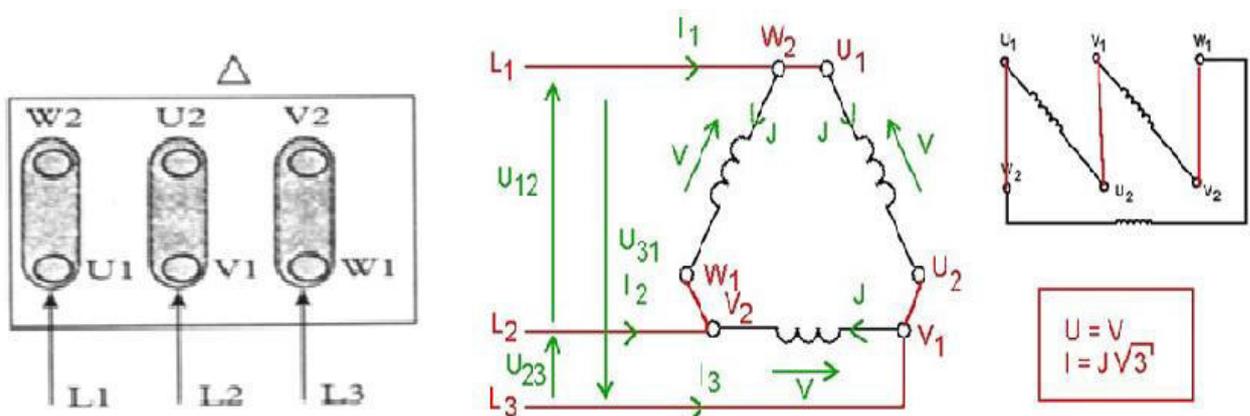


Figure II. 14: Couplage triangle

➤ COUPLAGE ÉTOILE :

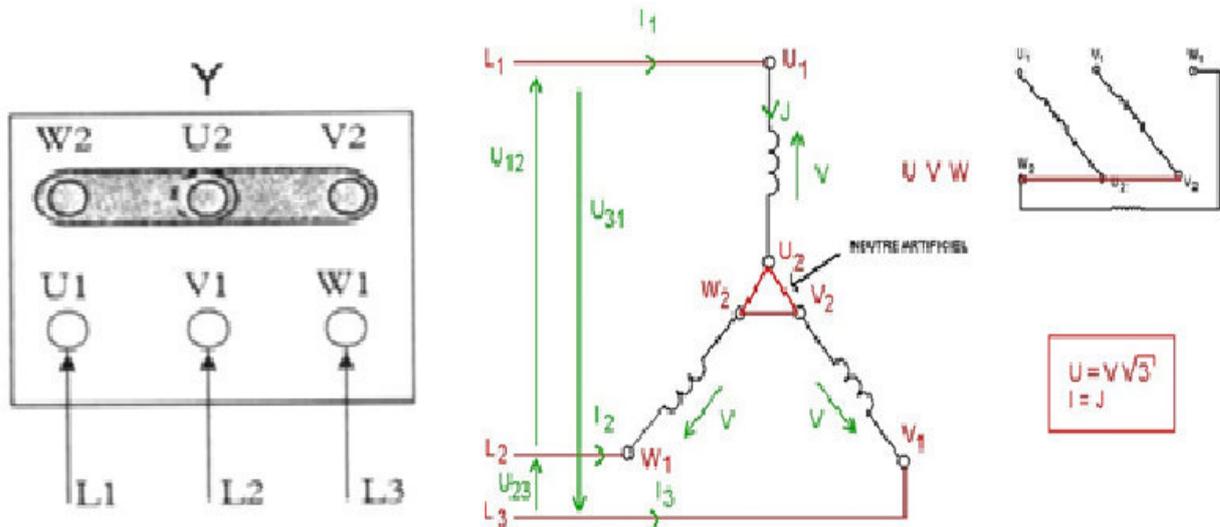


Figure II. 15: Couplage étoile

II. 7. Définitions et étapes de CAO

Le terme de «Conception assistée par ordinateur» ou bien la CAO est aujourd'hui utilisée à tort et à travers, ce qui lui vaut de perdre de sa signification. Pour des personnes, cette appellation couvre l'ensemble des tâches qu'un ordinateur est capable d'assumer lors du développement de produits techniques, les spécialistes utilisent plutôt le vocabulaire de «X» assistée par ordinateur (XAO), où «X» peut être remplacé par «dessin», «fabrication», «conception». D'autre part, il est naïf de croire que l'emploi des moyens de CAO n'est justifié que lors du calcul des circuits électroniques intégrés, avant de disserter sur les différentes possibilités de CAO dans le domaine des machines électriques [9].

Un outil de CAO est un moyen de simulation permettant la définition de la structure du dispositif à concevoir, son dimensionnement et la détermination de ces performances à partir de ces spécifications géométriques de construction et des conditions d'utilisations. En partant d'un cahier des charges donné, il permet d'explorer automatiquement l'ensemble des solutions possibles.

II. 7. 1. Nécessite et applications de CAO

De nombreux domaines d'ingénierie font appel à la CAO, nous avons essayé de faire ici un résumé des plus importants domaines d'applications de la CAO pour voir l'ampleur que prend cette dernière, avec ses outils associés (DAO, FAO.....).

- **Acoustique:** Études sur la propagation et réflexion du bruit,... etc.
- **Automatique:** Essentiellement description et simulation des systèmes continus et discrets et de processus.
- **Chimie:** Conception et représentation 3D de grosses molécules comme les protéines, par exemple.
- **Électronique:** Conception et simulation de circuits intégrés, circuits imprimés, assemblage de cartes électroniques,...etc.
- **Hydraulique:** Modélisation et calcul des écoulements, pressions (champ scalaire), vitesses (champ vectoriel),.....etc.
- **Mécanique:** La CAO revêt beaucoup de formes dans ce domaine, la conception et le dessin de pièces mécaniques, la modélisation par la méthode des éléments finis, entre autres, pour le calcul de pressions, déplacement, forces....etc.
- **Mécanique des fluides:** Étude des phénomènes de pollution thermique,...etc.
- **Génie Civil:** Dessin et conception de bâtiments et de constructions diverses, calcul de résistance des matériaux, calcul de structures,etc.
- **Génie électrique:** Conception des machines électriques (moteurs, transformateurs, contacteurs,...), modélisation de phénomènes électromagnétiques (calcul du champ magnétique ou électrique) par des méthodes numériques tels que la méthode des éléments finis, étude des vibrations mécaniques (phénomène couplé en mécanique et en magnétique), simulation et conception des circuits en électronique de puissance, simulation des réseaux électriques,...etc.

II. 7. 2. CAO des machines électriques

L'industrie électrique est pour la plupart de ses activités, le carrefour de plusieurs disciplines complémentaires. Ainsi, une machine électrique est principalement destinée à la conversion énergétique entre l'électricité et la mécanique et, de ce fait, est le siège de phénomènes électromagnétiques et mécaniques (couples, vibrations, efforts électrodynamiques,...etc.), mais aussi thermiques (échauffements dus aux pertes, ...etc) qui doivent être abordés simultanément lors de la conception de la machine. De même, un convertisseur statique à base de composants semi-conducteurs (thyristors, transistors....etc.) allie, dans ses principes de fonctionnement, des notions approfondies d'électrotechnique et d'électronique de puissance et de commande [10].

On est donc confronté, au cours de la conception d'une machine électrique, à une synthèse pluridisciplinaire des fonctions principales de la machine et des contraintes liées aux aspects constructifs ou dimensionnels relatifs aux effets induit par la partie électromagnétique.

La mise en place d'outils de conception assistée par ordinateur dans un milieu industriel doit tenir compte de cet aspect tout à fait particulier à la technologie du matériel et de l'appareillage électrique. On fait, on a appel à des notions de mécanique, de schématique et d'outils spécifiques aux machines électriques et à l'électronique de puissance.

L'avant-projet d'une nouvelle machine ou d'une évolution marquante ou encore le projet d'un sous-ensemble représente la matérialisation physique du cahier des charges de l'étude et des différentes dispositions prises.

II. 7. 3. Problématiques

Dans le cadre d'un travail effectué pour faire l'Etude des machines électriques par CAO, il apparaît un certain nombre de besoins, il faut:

- disposer avec le système de CAO de moyens permettant de manipuler la modélisation de façon performante et interactive: rotations autour d'un axe quelconque, visualiser l'étude en cours sous n'importe quel angle, translation quelconque, isolement d'une encoche,...etc.
- avoir, dans le logiciel, un outil d'analyse rapide permettant de connaître les distances entre objets (surfaces lignes, courbes, points,...etc.
- pouvoir visualiser correctement l'étude en cours de façon à avoir une vision d'ensemble suffisamment nette et précise.
- pouvoir calculer en temps réel certaines caractéristiques importantes telles que: masses, volumes, position, couple, force, caractéristique électromagnétique,...etc.
- posséder un système de CAO ayant des fonctions bien adaptées pour faire l'étude des dispositifs et plus particulièrement les machines électriques.
- avoir, la possibilité de faire un couplage des méthodes numériques ou même faire un couplage électrique/mécanique, mécanique/thermique ou encore électrique/thermique par les méthodes de conception assistée par ordinateur.
- pouvoir, faire la liaison entre les techniques de l'intelligence artificielle et les systèmes de la CAO, comme dans le cas de l'optimisation des machines électriques par les réseaux de neurones.

- pouvoir, améliorer les performances dynamiques de la machine par l'utilisation des techniques développées de CAO optimisée.

II. 8. Conclusion

Le moteur asynchrone fait actuellement l'objet d'un intérêt accru dans plusieurs applications, ceci étant dû essentiellement à sa fiabilité, son coût relativement faible, sa robustesse et sa simplicité de construction

Ce deuxième chapitre a été consacré à la présentation du moteur asynchrone : sa constitution et son principe de fonctionnement...etc. Le prochain sera consacré à la modélisation électromagnétique et à la méthode des éléments finis.

Chapitre III

Modélisation des systèmes électromagnétiques

III. 1. Introduction

La simulation consiste à reproduire par le calcul le fonctionnement d'un système. Elle s'appuie sur une modélisation et fait appel à des méthodes mathématiques et informatiques spécifiques. En chaque point du système considéré, plusieurs grandeurs physiques (vitesse, température, champ électromagnétique...) décrivent son état. Ces grandeurs physiques ne sont pas indépendantes, mais liées par des équations, généralement aux dérivées partielles. Ces équations constituent la traduction mathématique des lois de la physique qui régissent le comportement du système. Modéliser, c'est pouvoir déterminer l'état du système pour une source donnée [11].

En ce qui concerne les phénomènes électromagnétiques, James Clark Maxwell les a regroupés, dans quatre équations, en les associant aux équations dites du milieu et de passage, cela permet de modéliser la majorité des systèmes électromagnétiques. Tous les modèles obtenus sont exprimés en termes d'équations différentielles aux dérivées partielles dont la résolution analytique n'est pas souvent évidente, aussi pour s'affranchir de cette difficulté des méthodes numériques ont été développées.

Depuis l'avènement des ordinateurs et, compte tenu en particulier de l'augmentation de leur puissance de calcul, la simulation numérique commence à remplacer l'expérimentation directe trop coûteuse et longue à mettre en œuvre ; celle-ci n'est plus, de nos jours, qu'un moyen de vérification et de validation des calculs effectués sur machine.

Dans ce chapitre, nous rappelons les principales formulations magnétodynamiques. Nous évoquons de façon plus détaillée la formulation basée sur le potentiel vecteur magnétique car c'est cette dernière qui est implémentée dans le logiciel Ansys-Maxwell pour la simulation transitoire en hypothèse 2D.

III. 2. Mise en équation

III. 2. 1. Équations de base

Nous considérons dans ce chapitre un système composé d'air, de matériaux ferromagnétiques et conducteurs. L'ensemble du système forme le domaine d'étude Ω de frontière Γ et les milieux conducteurs forment le domaine Ω_c avec $\Omega_c \subset \Omega$ (Figure III.1).

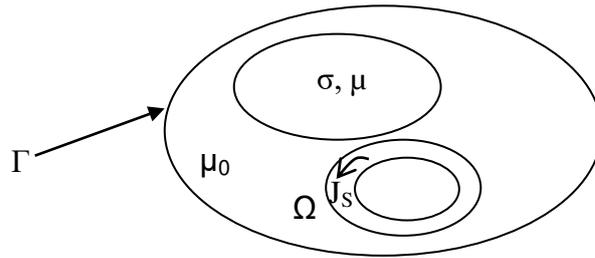


Figure III. 1: Domaine d'étude

L'ensemble des phénomènes électromagnétiques est régi par les équations de Maxwell. Celles-ci constituent un système d'équations aux dérivées partielles qui lient les phénomènes magnétiques aux phénomènes électriques [12-13].

- **Maxwell-Gauss:**

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{III.1})$$

- **Maxwell-Faraday:**

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.2})$$

- **Conservation du flux**

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

- **Maxwell-Ampère:**

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{III.4})$$

L'équation (III.4) est une généralisation de la loi d'Ampère, i.e. $\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}$. Elle constitue avec (III.2) les équations dites de couplage électromagnétique, alors que les équations (III.1) et (III.3) constituent des équations dites de conservation.

Les deux types de champs de vecteurs sont liés par les relations constitutives, dites lois de comportement, décrivant les caractéristiques des matériaux. Sans elles, le système (III.2-2.4) serait indéterminé. Elles sont données généralement sous les formes suivantes :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (\text{III.5})$$

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

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{III.7})$$

Dans la plupart des problèmes d'électrotechnique, aux fréquences mises en œuvre, les courants de déplacement introduits par le terme $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ sont négligés, le système est alors quasi-stationnaire. Dans ces conditions, on obtient la forme locale du théorème d'Ampère

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{III.8})$$

Ce qui induit la conservation de la densité de courant :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} = 0 \quad (\text{III.9})$$

La décomposition d'un vecteur \vec{e} selon ses composantes tangentielle et normale en un point d'une surface (Figure III.2) est donnée par :

$$\vec{e} = (\vec{n} \cdot \vec{e})\vec{n} + (\vec{n} \wedge \vec{e}) \wedge \vec{n} = (\vec{e})_n + (\vec{e})_t$$

Sa composante tangentielle est donc $(\vec{n} \wedge \vec{e}) \wedge \vec{n}$, mais on y fait en général référence par le vecteur $(\vec{n} \wedge \vec{e})$ qui présente le même module.

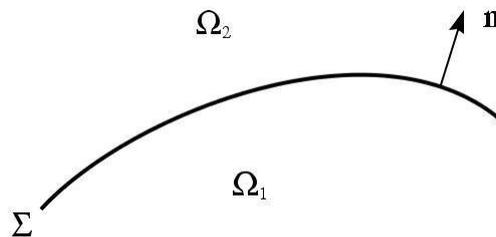


Figure III. 1 : Surface Σ séparant deux milieux Ω_1 et Ω_2

Lors du passage d'un milieu à un autre, les champs électromagnétiques subissent des discontinuités. Cependant, il est possible de définir des conditions de passage des champs entre deux milieux.

Considérons deux milieux Ω_1 et Ω_2 ayant des propriétés physiques différentes séparées par une interface Σ (Figure III.2), Les conditions traduisant la continuité des champs à l'interface Σ sont alors définies par les relations suivantes :

$$\vec{n} \wedge (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{J}_s \quad (\text{III.10})$$

$$\vec{n} \cdot (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad (\text{III.11})$$

$$\vec{n} \wedge (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = \vec{0} \quad (\text{III.12})$$

$$\vec{n} \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho_s \quad (\text{III.13})$$

Avec \vec{n} la normale à l'interface Σ séparant les deux milieux. Ces conditions de passage indiquent que la composante tangentielle du champ électrique \vec{E} et la composante normale de l'induction magnétique \vec{B} sont continués (III.11) et (III.12). Par contre, si des densités surfaciques de charges ρ_s ou de courant \vec{J}_s sont présentes à l'interface Σ , la composante normale de l'induction électrique \vec{D} et la composante tangentielle du champ magnétique \vec{H} sont discontinues (III.10) et (III.13).

III. 3. Formulation magnétodynamique

III. 3. 1 Introduction des potentiels

La résolution des équations de Maxwell peut être obtenue en considérant les champs comme inconnues. Cependant, on préfère souvent exprimer les champs électrique et magnétique en fonction de potentiels. En effet, M. Feliachi [3] a montré que le système obtenu en prenant comme inconnues les champs (\vec{E}, \vec{H}) converge moins bien que si on travaille avec des potentiels.

Les potentiels électromagnétiques peuvent être introduits lorsque le rotationnel ou la divergence d'un champ électromagnétique est nul. Ainsi en électrostatique, le rotationnel nul du champ électrique ($\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = 0$) introduit un champ de gradient : $\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}V}$ où V est le potentiel scalaire électrique défini à une constante près. En magnétodynamique, la divergence du champ magnétique ($\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$), introduit elle un champ rotationnel : $\vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A}$ où \vec{A} est le potentiel vecteur magnétique.

Différentes formulations électromagnétiques ont été élaborées dans la littérature, en exprimant les champs de vecteurs \vec{E} , \vec{B} , \vec{H} et \vec{J} en fonction de nouvelles variables, telles que les potentiels vecteurs magnétique \vec{A} et électrique \vec{T} ou des potentiels scalaires électrique V et magnétiques et réduits Φ_r , d'autres formulations sont obtenues exprimant sous d'autres formes les équations de Maxwell, et dont la résolution conduit aux diverses grandeurs locales ou globales du problème.

III. 3. 2. Formulation en champ électrique \vec{E}

Cette formulation est obtenue en dérivant par rapport au temps l'équation d'Ampère Maxwell et en faisant l'hypothèse que la perméabilité est invariante par rapport au temps (cas des matériaux linéaires), la formulation s'écrit :

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\mu} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{E} \right) + \sigma \left(\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{III.14})$$

Elle nécessite l'utilisation des éléments d'arêtes pour prendre en compte les conditions aux limites (de façon naturelle) et les discontinuités sur les composantes normales aux interfaces des champs de vecteur.

III. 3. 3. Formulation en champ magnétique \vec{H}

En combinant les relations (III.2) et (III.7), nous obtenons l'équation à résoudre :

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\sigma} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{H} \right) + \sigma \left(\frac{\partial \mu \vec{H}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{III.15})$$

Cette équation associée à des conditions aux limites adéquates admet une solution unique. Cependant il faut assurer la continuité de la composante normale de l'induction magnétique, soit en terme de :

$$(\mu_1 \vec{H}_1 - \mu_2 \vec{H}_2) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{III.16})$$

Cette relation implique la discontinuité de la composante normale de \vec{H} dans le cas de discontinuité de μ . Ceci rend la formulation beaucoup moins intéressante dans le cas des éléments finis nodaux. En revanche, elle est bien adaptée aux éléments d'arêtes puisque la continuité de la composante tangentielle de H est vérifiée [14].

III. 3. 4. Formulation électrique $\vec{A} - V$

Ce modèle de formulation utilise le potentiel vecteur magnétique \vec{A} dans tout le domaine incluant les régions conductrices et non conductrices et le potentiel scalaire électrique uniquement dans les régions conductrices [3-11].

En reprenant l'équation (III. 3), on peut montrer que l'induction magnétique \vec{B} peut être considérée comme le rotationnel d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{III.17})$$

De même en remplaçant (III.17) dans (III.2) on obtient :

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{III.18})$$

A partir de la relation précédente, nous pouvons définir un potentiel scalaire électrique v donné par la relation :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{\nabla}V \quad \rightarrow \quad \vec{E} = -\vec{\nabla}V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{III.19})$$

La combinaison des équations (III.19) et (III.7) nous donne :

$$\vec{J} = \sigma \left(-\vec{\nabla}V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) \quad (\text{III.20})$$

L'équation magnétodynamique en termes de potentiel vecteur magnétique et en potentiel scalaire électrique s'écrit :

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\mu} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \right) + \sigma \left(\vec{\nabla}V + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \vec{J}_s \quad (\text{III.21})$$

A cette équation s'ajoute la conservation de la densité de courant :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} = \vec{\nabla} \cdot \left(-\sigma \left(\vec{\nabla}V + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) \right) = 0 \quad (\text{III.22})$$

Le potentiel vecteur n'étant défini qu'à un gradient près ($\vec{A} = \vec{A}_0 + \vec{\nabla}V$), l'unicité du potentiel doit être assurée par l'utilisation d'une jauge. En $\vec{A} - V$ la jauge de Coulomb semble être la plus efficace :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0 \quad (\text{III.23})$$

Cette jauge est introduite par pénalité en ajoutant le terme :

$$-\overrightarrow{\nabla \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \cdot \vec{A} \right)} \quad (\text{III.24})$$

Nous obtenons le système d'équations électromagnétiques symétrique à résoudre, dit formulation $\vec{A} - V$:

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\mu} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \right) - \overrightarrow{\nabla \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \cdot \vec{A} \right)} + \sigma \frac{\partial}{\partial t} \left(\vec{\nabla}V + \vec{A} \right) = \vec{J}_s \quad (\text{III.25})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \left(\sigma \frac{\partial}{\partial t} \left(\vec{\nabla}V + \vec{A} \right) \right) = 0 \quad (\text{III.26})$$

III. 4. Méthodes numériques

Les formulations magnétodynamiques précédemment exposées sont des équations aux dérivées partielles sous forme continue. Elles peuvent être résolues par l'une des méthodes numériques suivantes :

La méthode des différences finies (FDM), la méthode des éléments de frontière (BEM), la méthode des intégrales de volume, la méthode des volumes finis (FVM) et la méthode des éléments finis (FEM) [12].

III. 4. 1. La méthode des différences finies

Historiquement la première, elle consiste à discrétiser le domaine étudié par un réseau de points à mailles rectangulaires et à remplacer les opérateurs différentiels par des opérateurs de différences entre les valeurs de l'inconnue en différents points voisins. Si cette méthode est simple à programmer, elle nécessite un maillage régulier qui s'adapte mal aux géométries complexes.

III. 4. 2. La méthode des éléments finis

Elle est basée sur la transformation des équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques. Elle est bien utilisée lorsque l'excitation s'effectue à basse ou moyenne fréquence.

Nous ne nous intéressons qu'à la méthode des éléments finis malgré son coût en occupation mémoire et en temps d'exécution, cette méthode présente des avantages tels que la robustesse ou la précision [3].

III. 4. 2. 1. Approximation par la MEF

La méthode des éléments fins a largement été présentée dans la littérature scientifique [15]. Elle consiste en une double discrétisation : une discrétisation spatiale (maillage du domaine) et une discrétisation des champs. La discrétisation spatiale permet de définir les fonctions de base (scalaires ou vectorielles) donnant naissance aux sous-espaces d'approximation des espaces continus (espaces dans lesquels se trouvent les champs). La discrétisation des champs consiste en la discrétisation de l'équation différentielle et des conditions aux limites pour obtenir un système algébrique où le vecteur solution de ce système contient les valeurs approximatives des champs sur les points du maillage.

De façon générale, les problèmes de magnétodynamique formulés sur un domaine de frontière peuvent s'exprimer sous la forme suivante :

$$L(u) = f \quad \text{dans } \Omega \quad (\text{III.27})$$

$$M(u) = g \quad \text{sur } \Gamma \quad (\text{III.28})$$

Où L et M sont des opérateurs différentiels, f et g des fonctions connues et u la variable (inconnue) recherchée.

III. 4. 2. 2. Étapes de résolution par la MEF

D'une façon générale, la résolution par la MEF inclut les étapes suivantes :

- Obtention de la formulation variationnelle du problème et définition des espaces fonctionnels de solutions admissibles.
- Réalisation d'un maillage, correspondant à la discrétisation du domaine d'étude en éléments (triangles, tétraèdres, hexaèdres...) sur lesquels les champs sont écrits en termes d'un nombre fini de degrés de liberté et de fonctions de base à support local
- Calcul des matrices élémentaires qui, après assemblage, génèrent un système matriciel creux.
- Résolution du système algébrique pour l'obtention d'une solution approchée du problème.

III. 4. 2. 3. Méthode des résidus pondérés

II. 4. 2. 3. 1. Principe de la méthode

La méthode des résidus pondérés est basée sur la détermination du

$$R = L(A) - f_V \quad (\text{III.29})$$

A l'aide de fonctions de pondération bien choisies, on impose à l'intégrale du résidu de s'annuler en n points du domaine Ω :

$$\int_{\Omega} R_i \cdot \phi_i \cdot d\Omega = 0 \quad (\text{III.30})$$

Les valeurs de A qui permettent d'annuler l'intégrale, sont solution du système algébrique obtenu.

III. 4. 2. 3. 2. Différentes méthodes déduites des résidus pondérés

Le choix des fonctions de pondération appelées aussi fonctions de projection, conduit à plusieurs méthodes. Parmi celles-ci nous citerons :

- La méthode de collocation par point.

- La méthode des moindres carrés.
- La méthode de Galerkin.

La méthode de collocation par point utilise les fonctions de Dirac comme fonction de pondération, la méthode des moindres carrés est basée sur la minimisation de la norme quadratique de l'erreur sur l'équation et les conditions aux limites. La méthode de Galerkin consiste à choisir des fonctions de projection identiques aux fonctions d'approximation.

Contrairement à la méthode variationnelle. La méthode des résidus pondérés ne nécessite pas la connaissance au préalable, de la fonctionnelle d'énergie du système.

Dans le cas de l'utilisation de la méthode de Galerkin, on obtient un système algébrique symétrique facile à résoudre

On se limitera dans ce qui suit, à la méthode projective de Galerkin qui est utilisée dans le cadre de ce travail.

III. 4. 2. 3. 3. La discrétisation

L'approche de base de la méthode des éléments finis est de subdiviser le domaine d'étude en un nombre finis de sous domaines appelés éléments. L'approximation de l'inconnue se fait en chaque élément à l'aide des fonctions d'interpolation. La fonction d'interpolation est aussi définie en fonction de la géométrie de l'élément qu'on choisit préalablement et coïncide avec les nœuds de cet élément relatifs aux valeurs de l'inconnue. On parle alors d'interpolation nodale.

➤ **Éléments finis réels**

Pour des domaines d'étude à une, deux ou trois dimensions, des éléments classiques peuvent être définis selon le degré de la courbe d'interpolation qui lui est associés. On rencontre généralement, des éléments linéaires, quadratiques ou cubiques.

Nous présentons dans ce qui suit quelques éléments :

- **Éléments à une dimension**

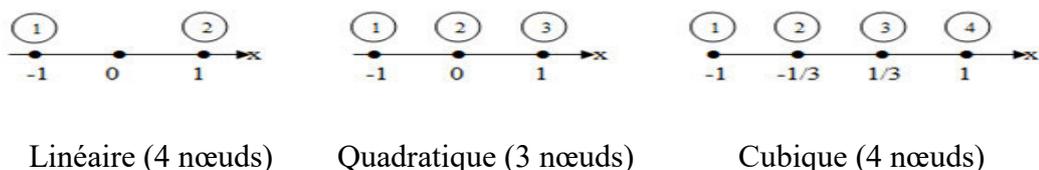
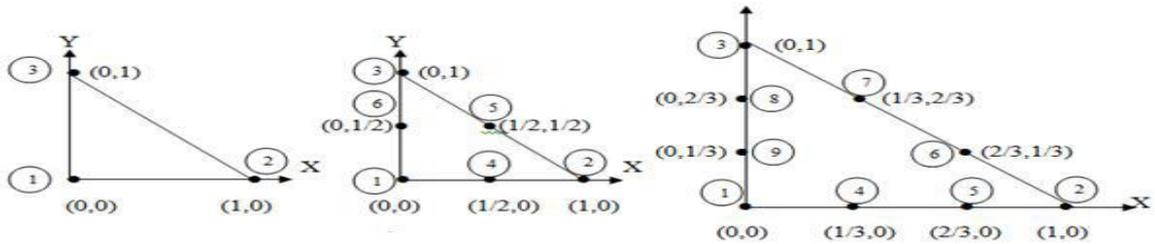


Figure III. 3: Éléments à une dimension

- Éléments à deux dimensions
- Éléments triangulaires



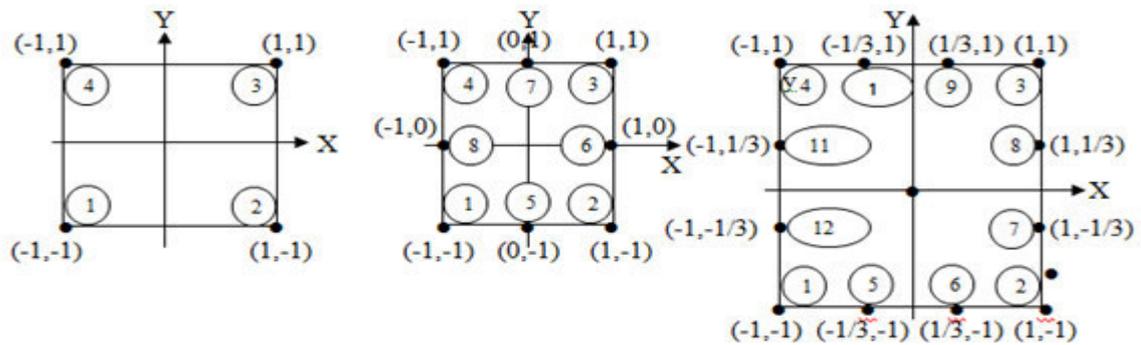
Linéaire (3 nœuds)

Quadratique (6 nœuds)

Cubique (9 nœuds)

Figure III. 4: Éléments à deux dimensions

- Éléments carrés



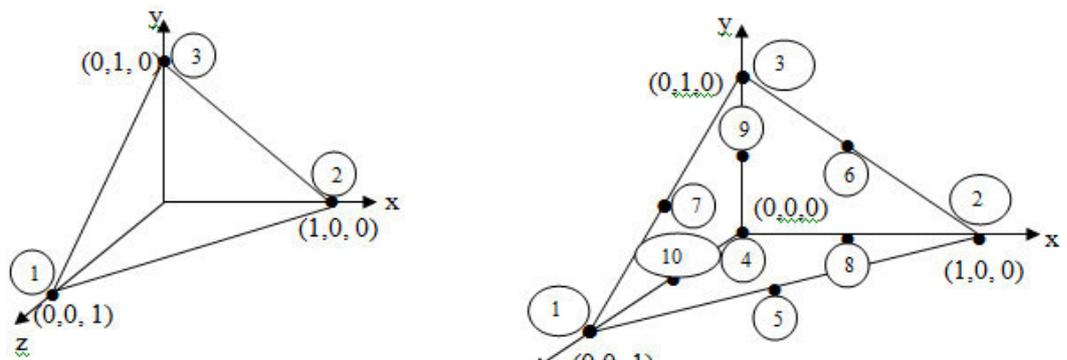
Linéaire (4 nœuds)

Quadratique (8 nœuds)

Cubique (12 nœuds)

Figure III. 5: Éléments carrés

- Éléments à trois dimensions



Linéaire (4 nœuds)

Quadratique (10 nœuds)

Figure. III. 6: Éléments à trois dimensions

Étant donné que le logiciel de simulation utilisé (MATLAB) fait appel à l'élément triangulaire linéaire, on ne s'intéressera dans la suite qu'à celui-ci.

➤ **Fonction d'interpolation**

Les fonctions d'interpolation sont obtenues à partir du triangle de Pascal, donné ci-dessous :

$$\begin{array}{rcl}
 1 & \text{-----} & \text{ordre 0} \\
 U & V & \text{-----} & \text{ordre 1} \\
 U^2 & UV & V^2 & \text{-----} & \text{ordre 2} \\
 U^3 & U^2V & UV^2 & V^3 & \text{-----} & \text{ordre 3}
 \end{array}$$

Figure III. 7: Triangle de Pascal

Ces fonctions sont construites de telle sorte à obéir à deux principes.

➤ **Principe de l'état complet**

- Le nombre de termes de la fonction doit être égal au nombre de nœuds de l'élément.
- La fonction doit contenir un terme constant

➤ **Principe de comptabilité**

Celui-ci est explicité par la continuité de la fonction.

Dans le cas d'un élément triangulaire linéaire, la fonction d'interpolation est donnée par :

$$\alpha(x, y) = a \cdot x + b \cdot y + c \quad (\text{III.31})$$

➤ **Fonction d'approximation sur le domaine**

Dans le domaine global contenant N nœuds, l'inconnu s'exprime alors :

$$A = \sum_{j=1}^N \alpha_j A_j \quad (\text{III.32})$$

III. 5. Équation magnétodynamique

L'équation magnétodynamique dans le cas comportant une source est donnée par :

$$\vec{\nabla} \wedge v \vec{\nabla} \wedge \vec{A} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_z \quad (\text{III.33})$$

En considérant le régime harmonique, l'équation (II.42) s'écrit :

$$\vec{\nabla} \wedge v \vec{\nabla} \wedge \vec{A} + j\sigma\omega\vec{A} = \vec{J}_z \quad (\text{III.34})$$

Après transformation (III.31) l'équation devient :

$$-\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial y}\right)\right) + j\omega\sigma A_z = J_z \quad (\text{III.35})$$

La formulation intégrale de l'équation (III.35) est donnée par :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \left(-\left(\frac{\partial}{\partial x}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial y}\right)\right) + j\omega\sigma A_z - J_z\right) \cdot dx dy = 0 \quad (\text{III.36})$$

L'équation (III.33) peut être réécrite comme suit :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \left(-\frac{\partial}{\partial x}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial x}\right) - \frac{\partial}{\partial y}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial y}\right)\right) \cdot dx dy + j\omega \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \sigma \cdot A_z \cdot dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_z \cdot dx dy \quad (\text{III.37})$$

L'application du théorème de Green, nous permet d'écrire :

$$\left\{ \begin{aligned} & \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \left(\frac{\partial}{\partial x}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v\frac{\partial A_z}{\partial y}\right)\right) \cdot dx dy \\ & = - \iint_{\Omega} v \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y}\right) \cdot dx dy + \int_{\Gamma} v \cdot \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \cdot \alpha_i \cdot \cos(n, x) + \frac{\partial A_z}{\partial y} \cdot \alpha_i \cdot \cos(n, y)\right) d\Gamma \\ & = \iint_{\Omega} v \cdot \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_z dx dy + \int_{\Gamma} v \cdot \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial n} \cdot d\Gamma \end{aligned} \right. \quad (\text{III.38})$$

En remplaçant (III.37) dans (III.38) on obtient :

$$\iint_{\Omega} v \cdot \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_z dx dy - \int_{\Gamma} v \cdot \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial n} \cdot d\Gamma + j\omega \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \sigma \cdot A_z \cdot dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_z \cdot dx dy \quad (\text{III.39})$$

Dans le cas de conditions aux limites type Dirichlet ou Neumann homogène le terme sur la frontière s'annule, ce qui revient à écrire :

$$\int_{\Gamma} v \cdot \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial n} \cdot d\Gamma = 0$$

L'expression (III.37) devient alors :

$$\iint_{\Omega} v \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_1} \cdot \overrightarrow{\nabla A_z} \, dx \, dy + j\omega \iint_{\Omega} v \cdot \alpha_i \cdot A_z \cdot dx \, dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_z \cdot dx \, dy \quad (\text{III.40})$$

Sachant que :

$$A = \sum_{j=1}^N \alpha_j A_j$$

Et en remplaçant dans (III.40) on obtient alors :

$$\sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} v \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_1} \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_j} \, dx \, dy \right] \cdot A_j + j\omega \cdot \sum_{j=1}^N \left[\iint_{\Omega} \sigma \cdot \alpha_i \cdot \alpha_j \cdot dx \, dy \right] \cdot A_j = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_z \cdot dx \, dy \quad (\text{III.41})$$

L'écriture de (III.41) pour tous les nœuds du domaine nous permet d'aboutir au système matriciel suivant :

$$[M] \cdot [A] + j\omega \cdot [L] \cdot [A] = [K] \quad (\text{III.42})$$

Avec

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} v \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_1} \cdot \overrightarrow{\nabla \alpha_j} \, dx \, dy$$

$$L_{ij} = \iint_{\Omega} \sigma \cdot \alpha_i \cdot \alpha_j \cdot dx \, dy$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_z \cdot dx \, dy$$

III. 6. Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis

III. 6. 1 Avantages

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

III. 6. 2 Inconvénients

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

III. 7. Méthodes de calcul de la force magnétique

En génie électrique, le calcul des forces magnétiques globales qui agissent les parties mobiles est d'un grand intérêt, car elles jouent un rôle déterminant dans tout système électromagnétique-mécanique en termes de déformation ou de déplacement.

Pour calculer la force magnétique on peut utiliser les quatre méthodes suivantes :

- La méthode de la force de Lorenz
- La méthode du tenseur de Maxwell
- La méthode des travaux virtuels
- La méthode de la variation de la Co-énergie ou de l'énergie magnétique

III. 8. La méthode de la variation de la Co-énergie

Dans ce cas la force magnétique est obtenue en calculant la dérivée de l'énergie magnétique par rapport au déplacement en maintenant le courant constant ou c'est la dérivée de la Co-énergie magnétique par rapport au déplacement, tout en maintenant le flux constant.

Si F_s représente la composante de la force magnétique totale suivant une direction donnée S on aura :

$$C_{em} = \frac{\partial \bar{W}}{\partial \theta} \text{ à courant constant} \quad (\text{III.43})$$

$$\bar{W} = \int_S (\int_0^H B dH) dS \quad (\text{III.44})$$

Le principe de cette méthode consiste à l'utilisation de la méthode des éléments finis.

L'équation mécanique considérée est donnée par :

$$J\beta + \lambda\omega = C_{em} - C_r \quad (\text{III.45})$$

III. 9. Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressé à développer les équations de Maxwell et les différent modèle physique (magnétodynamiques) qui vont nous permettre la modélisation numérique du dispositif électromagnétique à étudier.

Chapitre IV
Matériaux et tôles
magnétiques

IV. 1. Introduction

De nos jours l'intérêt des physiciens pour le magnétisme n'a pas faibli. Comprendre les propriétés magnétiques des matériaux, l'origine des moments magnétiques et leur arrangement naturel, mobilise toujours les efforts de nombreux spécialistes de la matière condensée. Le fer n'occupe plus le rôle de vedette, mais on découvre tous les jours de nouveaux matériaux, avec une prodigieuse variété d'arrangements d'atomes et de moments atomiques. [15]

L'intérêt pour le magnétisme et les matériaux magnétiques est allé croissant, de même pour leurs applications. Depuis un siècle les utilisations de l'énergie électrique ont connu un développement spectaculaire qui se poursuit encore aujourd'hui à un rythme soutenu. Or, pour produire l'énergie électrique, et très souvent pour l'utiliser on ne peut pas se passer des matériaux magnétiques. Ils sont donc au cœur de nombreux dispositifs industriels qui relèvent du génie électrique. Enfin, un très vaste champ d'applications a vu le jour grâce à leur utilisation comme support de l'information en informatique, en enregistrement sonore et vidéo, en télécommunication, etc. [16]

IV. 2. Origine microscopique du magnétisme

Chaque atome ou ion est constitué d'un noyau quasi ponctuel, entouré d'électrons répartis en couches et en sous-couches. Cet édifice obéit à des règles de construction solidement établies par la mécanique quantique. A priori le moment magnétique de l'ensemble de l'édifice est la résultante des moments partiels dus à chacune de ces composantes.

VI. 2. 1. Moment magnétique orbital

L'existence du moment magnétique orbital est déterminée par le mouvement des électrons autour de l'atome. Dans une représentation où on assimile le mouvement de l'électron autour du noyau atomique à une spire de courant, on associe à ce mouvement un moment cinétique et un moment magnétique orbital proportionnels entre eux. [15]

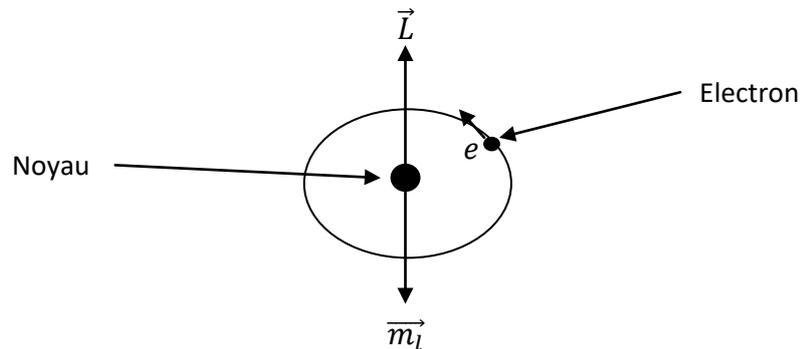


Figure IV. 1: Moment magnétique orbital

$$\vec{m}_l = -\frac{e}{2m_e} \vec{L} \quad (\text{IV. 1})$$

$$\vec{m}_l = \frac{e}{2m_e} n \hbar \quad (\text{IV. 2})$$

$$e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$$

$$m_e = 9,11 \cdot 10^{-31} \text{Kg}$$

$$\hbar = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{J} \cdot \text{s}$$

Les propriétés quantiques de l'atome font que le moment magnétique orbital est obligatoirement multiple d'une quantité élémentaire qui est le magnéton de Bohr [3], donné par :

$$m_B = \frac{e \hbar}{2 m_e} \quad (\text{IV. 3})$$

$$m_B = 9.27 \cdot 10^{-24} \text{ A} \cdot \text{m}^2$$

IV. 2. 2. Moment magnétique de spin

Le moment magnétique de spin \vec{m}_s est dû à la rotation de l'électron autour de lui-même. [5]



Figure IV. 2: Moment magnétique de spin

IV. 2. 3. Moment magnétique total

Le moment magnétique total est la somme des moments magnétiques orbitaux et les moments de spin des électrons périphériques. [5] Pour les atomes présentant des orbitales électroniques pleines, les moments se compensent globalement. Dans certains cas liés à l'existence de sous-couches incomplètes, la compensation des moments n'est pas totale et l'atome est dit magnétique.

IV. 3. Aimantation et polarisation magnétique

IV. 3. 1. Aimantation

On appelle aimantation la densité volumique de moment magnétique orbital.

$$\vec{M} = \frac{d\vec{m}}{dv} \quad [\text{A/m}] \quad (\text{IV.4})$$

IV. 3. 2. Polarisation

La polarisation \vec{J} mesure l'induction de la densité volumique de moment magnétique atomique.

$$\vec{J} = \mu_0 \vec{M} \quad [\text{Tesla}] \quad (\text{IV.5})$$

IV. 4. Susceptibilité magnétique

Quand une substance magnétique est plongée dans un champ magnétique \vec{H} , celle-ci acquiert une certaine aimantation \vec{M} tel que :

$$\vec{M} = \chi \vec{H} \quad (\text{IV.6})$$

| Type de matériau | Susceptibilité magnétique | Exemples |
|------------------|---------------------------|------------|
| Diamagnétique | $\sim -1 \times 10^{-5}$ | Cu, Au |
| Paramagnétique | 10^{-5} à 10^{-3} | Al, Pt |
| Ferromagnétique | 50 à 10000 | Fe, Ni, Co |

Tableau. IV. 1: Classement des matériaux selon la susceptibilité magnétique

IV. 5. Induction magnétique dans un matériau

L'induction magnétique \vec{B} à l'intérieur du matériau s'exprime de la façon suivante :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} \quad (\text{IV. 7})$$

On sait que

$$\vec{J} = \mu_0 \vec{M}$$

Donc

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (\text{IV.8})$$

On a

$$\vec{M} = \chi \vec{H}$$

Donc

$$\vec{B} = \mu_0 (1 + \chi) \vec{H} \quad (\text{IV.9})$$

D'où

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{IV.10})$$

Avec

$$\mu_r = 1 + \chi$$

IV. 6. Phénoménologie du magnétisme des matériaux à l'échelle microscopique

On décrit dans cette section les classes de comportement magnétique les plus répandues et nous en proposons une interprétation phénoménologique à l'échelle microscopique. On distinguera les comportements diamagnétiques, paramagnétiques et ferromagnétiques. [17]

IV. 6. 1. Le diamagnétisme

Le comportement diamagnétique est une réponse magnétique universelle puisque elle est partagée par tous les matériaux magnétiques.

Ce comportement s'explique par le fait que les électrons en mouvement au tour des noyaux atomiques se comportent comme des spires de courant qui, plongées dans un champ

magnétique, vont sous l'action de la loi de Lenz générer un flux opposé à la variation de flux occasionnée par l'application du champ appliqué.

La susceptibilité diamagnétique est un effet de très faible amplitude que l'on peut discerner dans les substances ne présentant aucun moment magnétique intrinsèque. Dans cette logique, on ne qualifie de diamagnétiques que les substances pour lesquelles ce caractère est discernable.

IV. 6. 2. Le paramagnétisme

Avec le paramagnétisme, on aborde les comportements concernant les substances dont certains atomes, caractérisés par des couches électroniques incomplètes, sont porteurs d'un moment magnétique permanent dont l'ordre de grandeur est égal à 10^{-23} A.m². Celui-ci s'exprime généralement en magnéton de Bohr.

Le paramagnétisme concerne la situation où les atomes magnétiques sont dilués au sein de la substance étudiée sont concernés par ce comportement les gaz d'atomes ou molécules magnétiques, certains sels d'éléments de transition et de terres rares et certains oxydes de terres rares. [16]

A la différence de ce qui se passe avec les diamagnétiques, la susceptibilité paramagnétique est positive, généralement inversement proportionnelle à la température. La susceptibilité paramagnétique est généralement comprise entre 10^{-3} et 10^{-5} . Dans ces matériaux. Les moments magnétiques permanents s'alignent sous l'effet d'un champ magnétique extérieur, mais cette orientation ne compense pas l'agitation thermique qui reste prépondérante. En conséquence l'aimantation globale reste faible.

L'effet encore très faible, offre peu de possibilités d'applications pratiques en électrotechnique.

IV. 6. 3. Le ferromagnétisme

Avec le ferromagnétisme débute l'étude des comportements associés aux matériaux magnétiquement ordonnés, caractéristique que l'on rencontre dans les matériaux où les distances entre atomes magnétiques sont suffisamment petites (de l'ordre de l'Å) pour qu'ils interagissent. [18]

Les ferromagnétiques présentent une polarisation magnétique même en champ nul, polarisation qualifiée pour cela de spontanée. Celle-ci est due au fait que les moments magnétiques ont tendance à s'aligner spontanément parallèlement les uns aux autres, réalisant

une mise en ordre que l'on peut comparer à la mise en ordre géométrique (cristallisation) caractéristique elle aussi de l'état solide.

Une augmentation de température conduit à la destruction progressive de l'ordre directionnel. A la température de Curie T_c la polarisation spontanée disparaît totalement. Au-delà de T_c on observe un comportement de type paramagnétique, avec une susceptibilité inversement proportionnelle à $T - T_c$. On parle alors de paramagnétisme de Curie-Weiss. [4]

IV. 6. 3. 1. Organisation de la matière ferromagnétique

IV. 6. 3. 1. 1. Origine des domaines de Weiss

Un morceau de matériau ferromagnétique n'est pas toujours spontanément aimanté, il peut présenter un moment magnétique nul. En effet, le matériau est divisé en domaines magnétiques appelés domaines de Weiss chacun regroupant 10^{17} - 10^{21} atomes, qui sont aimantés à la saturation. Historiquement, cette idée d'une structure en domaine a été introduite pour la première fois par P.Weiss en 1907. Les interfaces entre les domaines sont appelées « parois de Bloch » (1932) à travers lesquelles l'orientation des moments magnétiques passe progressivement d'un domaine à l'autre. [15]

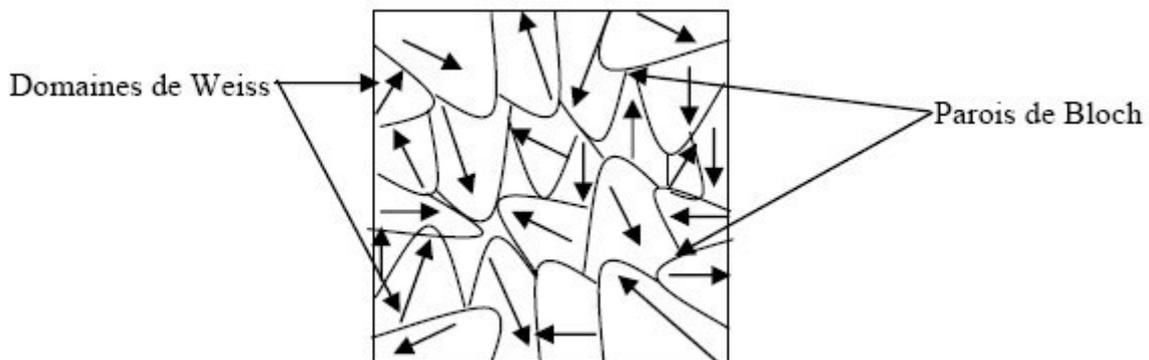


Figure IV. 3: Aspect de la répartition des domaines dans un cristal ferromagnétique

IV. 7. Hystérésis

Le cycle d'hystérésis est la courbe de réponse des matériaux magnétiques, à travers laquelle, ils gardent la mémoire de tous leurs états d'aimantation antérieurs par l'intermédiaire des domaines élémentaires. C'est J.A.Ewing qui a montré ce comportement spécifique dans le cas du Fer, et qu'il l'a appelé hystérésis. Le cycle d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique

dépend de la mobilité des parois de Bloch, elle-même est fonction des énergies magnétiques et du champ appliqué. Donc il peut être considéré comme une caractéristique du matériau.

La courbe de première aimantation et le cycle d'hystérésis sont deux propriétés importantes des substances ferromagnétiques. En effet, la plupart des applications technologiques sont basées sur l'existence de ce cycle. [18]

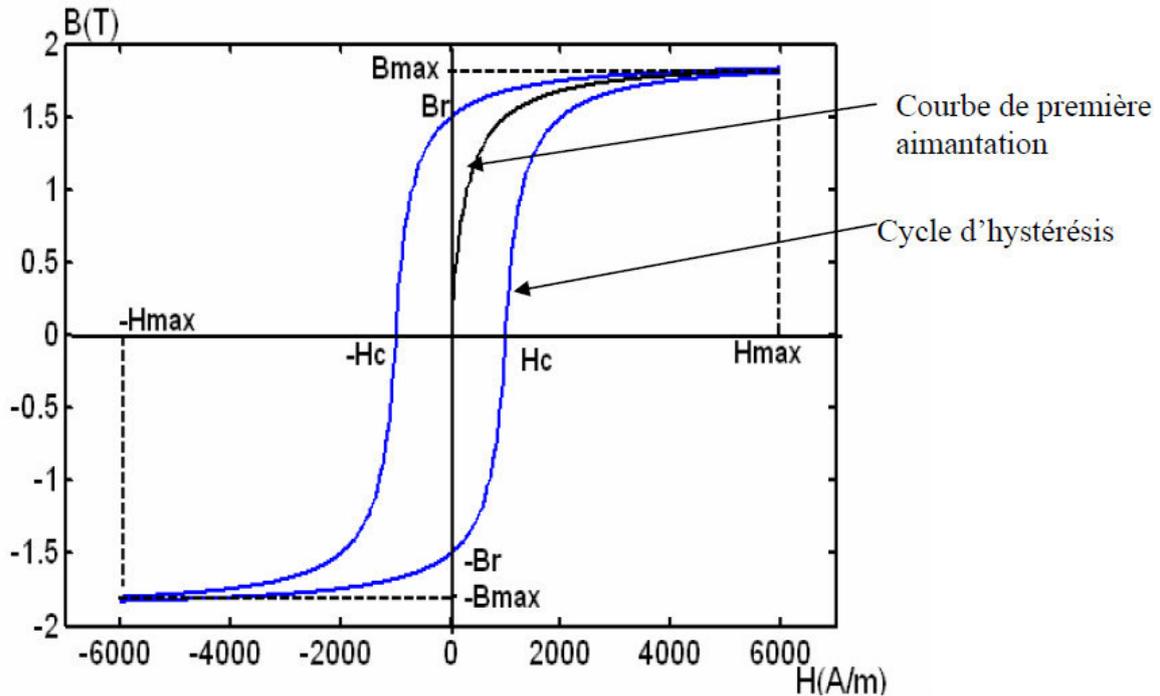


Figure IV. 4: Cycle d'hystérésis

IV. 7. 1. Le champ coercitif \vec{H}_c

Cette grandeur indique la facilité avec laquelle le matériau se aimante. Techniquement, le champ coercitif correspond sur le cycle d'hystérésis au champ d'excitation pour lequel l'induction est nulle.

IV. 7. 2. L'induction rémanente \vec{B}_r

L'induction rémanente est celle qui subsiste quand le champ \vec{H} est nul.

IV. 7. 3. Mécanisme d'hystérésis

Si on applique un champ à un matériau, on modifie la répartition des domaines par déplacement des parois et il en résulte une variation de l'aimantation. Celle-ci est représentée en pointillés sur la figure ci-dessous et est appelée courbe de première aimantation. Si le

éléments d'addition silicium et aluminium sont effectivement les plus efficaces pour obtenir une augmentation de la résistivité électrique du métal.

Le fer pur a un comportement cristallographique compliqué, puisqu'il change de structure cristalline entre 910 et 1400°C. Il passe de l'état cubique centré (ferrite ou Fe α) à l'état cubique à faces centrées (austénite ou Fe γ). L'addition de silicium et d'aluminium augmente la stabilité de la phase α . Le fait que le métal conserve sa structure (α) quelle que soit la température facilite les traitements thermiques de l'alliage.

L'addition de silicium et dans une moindre mesure celle de l'aluminium, entraîne un durcissement du métal. Ce durcissement rend possible la découpe dans les tôles minces, de formes compliquées comme celles qu'utilisent les constructeurs de machines.

L'addition de silicium entraîne une diminution sensible de l'anisotropie magnéto cristalline du fer. La rotation des moments s'en trouve donc facilitée.

IV. 8. 2. Les alliages fer-nickel

Les alliages FeNi (plus additions éventuelles) doivent leurs performances élevées à la structure cfc qui apparaît dès 25-30% Ni qui reste stable lors du traitement thermique. Cette structure est de plus facile à laminier jusqu'à de très faibles épaisseurs (25 μm).

Une anisotropie magnétocristalline bien modeste caractérise ces alliages, 40 à 50 fois plus faible que celle du fer, et surtout elle s'annule pour une composition voisine de 75% de nickel. Il s'agit là d'une propriété exceptionnelle, aux conséquences pratiques considérables pour la mise au point des alliages à très grande perméabilité.

Les applications sont alors très variées allant de l'électrotechnique miniature au transformateur de signaux en passant par les relais haute sensibilité et les tores de détection de défaut électrique.

IV. 8. 3. Les alliages fer-cobalt

Les alliages FeCo ont à la fois des qualités véritablement exceptionnelles et d'énormes défauts. Entre 30 à 50% de cobalt ces alliages possèdent une aimantation spontanée à température ambiante supérieure ou égale à 2.4 T le record absolu de tous les alliages ferromagnétiques [16].

On note aussi que l'anisotropie de l'alliage à 50% de cobalt est bien inférieure à celle du fer pur. Ces caractéristiques favorables laissent espérer des performances exceptionnelles

au sein des matériaux magnétiques destinés à la construction électrique. Ces alliages révèlent malheureusement d'une métallurgie si compliquée.

Enfin, il faut noter que le cobalt est un élément beaucoup plus coûteux que le nickel car il est peu abondant et moins bien réparti sur la terre.

IV. 9. Pertes dans les matériaux magnétiques

IV. 9. 1. Pertes par hystérésis

Les pertes par hystérésis sont la conséquence des mouvements des parois de Bloch. En fait, à chaque cycle complet d'hystérésis, il se produit une perte d'énergie due au travail des forces de freinage agissant sur les parois de Bloch en mouvement. La quantité d'énergie dissipée par mètre cube est égale à la surface du cycle d'hystérésis.

IV. 9. 2. Pertes par courants de Foucault

On appelle pertes par courant de Foucault, les pertes par effet joules résultant des courants créés dans toute la matière conductrice, par un flux variable.

IV. 10. Les tôles magnétiques

IV. 10. 1. Les tôles en fer et fer silicium à grains non orientés

IV. 10. 1. 1. Utilisation

Ces tôles sont utilisées pour la construction de tous les circuits magnétiques feuilletés, fonctionnant en régime d'induction variable (à l'exclusion des noyaux des transformateurs, pour lesquels on utilise des tôles à grains orientés) [15].

IV. 10. 1. 2. Les différentes catégories de tôles en fer et fer silicium à grains non orientés

Il existe deux grandes familles de tôles non orientées qui se partagent le marché de la construction électrique, à parts sensiblement égales :

- Les tôles recuites, ayant reçu un revêtement final isolant, dites "fully process" dans le jargon technique international,
- Les tôles non terminées, livrées au constructeur électrique à un état intermédiaire semi-fini, dites "semi-process"

Les qualités riches en silicium et aluminium, qui mènent à des pertes réduites et qu'on utilise dans la construction des grosses machines tournantes n'existent sur le marché qu'en tôle "fully process". Les tôles "semi-process" sont apparues il y a plusieurs décennies chez les constructeurs de petites machines en très grandes séries. Dans ces petites machines, le

constructeur privilégiait une grande induction de travail de préférence à de faibles pertes et par conséquent des aciers peu alliés, donc moins coûteux. En contrepartie l'électricien utilisateur de tôles "semi-process" doit réaliser impérativement un recuit après découpage et l'isolation des tôles. Les deux formules coexistent aujourd'hui en concurrence sur le marché, sans que les avantages d'une technologie s'imposent au plan mondial. [3]

Les compositions utilisées dans les deux familles de produits mènent à un large éventail de qualités. Interviennent en effet :

- En premier lieu la teneur en silicium,
- Éventuellement la teneur en aluminium et en manganèse,
- La teneur en impuretés (leur nature, leur montant, leur forme physique) qui sont fonction des possibilités de l'aciérie. Pour les qualités les plus performantes, l'épuration de l'acier fait appel aux techniques les plus modernes (épuration à l'oxygène sous vide). Les impuretés jouent un rôle déterminant pour les propriétés magnétiques

IV. 10. 1. 3. Fabrication des tôles à grains non orientés

Il faut distinguer deux étapes dans cette fabrication. La première comprend :

L'élaboration de l'acier.

- la coulée en brame.
- le laminage à chaud jusqu'à une épaisseur voisine de 2 mm.

La composition de l'acier et les niveaux admissibles en impuretés résiduelles sont définis dès le départ et les opérations ultérieures sont menées en veillant à éviter toute pollution accidentelle. Des usines spécifiques, et dans ces usines des lignes de production spécialisées, sont affectées à la finition des deux familles de tôles à partir de la bande laminée à chaud. Le tableau suivant indique les opérations successives menant au produit utilisé.

Les épaisseurs utilisées varient de 0.7 mm pour les qualités les moins nobles contenant peu de silicium à 0.35 mm pour les qualités les plus performantes. Enfin les revêtements isolants les plus courants sont des revêtements organiques minces (épaisseurs ≈ 2 micromètres), ou des vernis phosphatants qui n'entravent pas la soudure des tôles quand elle est nécessaire et qui possèdent un pouvoir lubrifiant du poinçon utilisé pour la découpe [16].

| Étapes | Tôles « fully-process » | Tôles « semi-process » |
|--------|---|---|
| 1 | Élaboration de l'acier à l'analyse souhaitée | |
| 2 | Coulée continue-Obtention de brames | |
| 3 | Réchauffage des brames-laminage à chaud (e= 2 mm à 2.5 mm) | |
| 4 | Décapage | Décapage |
| 5 | Laminage à froid (e final) | Laminage à froid |
| 6 | Traitement thermique en continu (quelques minutes) -décarburation -recristallisation | Traitement thermique en continu (quelques minutes pour recristallisation) |
| 7 | Mise en place d'un revêtement isolant | Ecrouissage (allongement contrôlé) |
| 8 | Découpage | Découpage |
| 9 | Construction du circuit | Recuit pour : -décarburation dénituration -grossissement du grain -isolation par oxydation contrôlée |
| 10 | | Construction du circuit |

Tableau IV. 02: Les opérations successives menant au produit utilisent.

IV. 10. 1. 4. Caractéristiques magnétiques normalisées de quelques qualités de tôles à grains non orientés

Pour chaque épaisseur, la classification des tôles disponibles sur le marché est assurée à partir de leurs pertes spécifiques, mesurées pour une polarisation sinusoïdale d'amplitude 1.5 T à 50 Hz. Le tableau suivant indique les caractéristiques magnétiques de quelques tôles à grains non orientés. Les bandes en qualités « semi-process » reçoivent toujours un traitement thermique de référence avant mesure de leurs caractéristiques [15].

| | Épaisseur Nominale (mm) | Pertes Spécifiques Maximales (W.Kg ⁻¹ pour B=1.5T) | Induction minimale (en T) Pour un champ H (en A.m ⁻¹) | | | Utilisation principale |
|----------------------------|-------------------------|---|---|------|--------|--------------------------------|
| | | | 2500 | 5000 | 10 000 | |
| Qualités « fully-Process » | 0.35 | 2.50 | 1.49 | 1.60 | 1.71 | Grosses machines tournantes |
| | 0.50 | 2.70 | 1.49 | 1.60 | 1.71 | Grosses machines tournantes |
| | 0.50 | 4.70 | 1.52 | 1.62 | 1.73 | Moteurs de moyennes puissance |
| | 0.65 | 6.00 | 1.54 | 1.64 | 1.75 | Petits moteurs Relais |
| | 0.65 | 8.00 | 1.58 | 1.68 | 1.76 | appareillage domestique |
| Qualités « semi-Process » | 0.50 | 3.90 | 1.54 | 1.64 | 1.75 | Moteurs de moyennes puissances |
| | 0.50 | 6.60 | 1.60 | 1.70 | 1.80 | Petits moteurs |
| | 0.65 | 5.20 | 1.55 | 1.65 | 1.76 | relais appareillage |
| | 0.65 | 10.00 | 1.58 | 1.68 | 1.79 | domestique |

Tableau IV. 03: Caractéristiques magnétiques de quelques tôles à grains non orientés

IV. 10. 2. Les tôles fer-silicium à grain orientés

IV. 10. 2. 1. Utilisation

Il s'agit de tôles généralement obtenues par laminage à froid jusqu'à l'épaisseur souhaitée. Elles sont utilisées pour les circuits magnétiques des transformateurs, cette tôle acquiert très facilement une aimantation importante parallèlement à sa direction de laminage.

IV. 10. 2. 2. Principes de fabrication

Deux familles de tôles à grains orientés sont actuellement disponibles sur le marché : les tôles classiques et les tôles dites à haute perméabilité plus performantes. Les grandes. Les différentes étapes de fabrication des tôles classiques sont rapportées dans le tableau (IV.04).

| Étapes | Opérations |
|--------|---|
| 1 | Elaboration de l'acier à l'analyse souhaitée |
| 2 | Coulé continue-obtention de brames |
| 3 | Réchauffage de brames au four à longerons ($T \geq 1350^{\circ}\text{C}$) |
| 4 | Laminage à chaud au train à bandes ($e=2$ mm) |
| 5 | Décapage et premier laminage à froid ($e=0.7$ mm) |
| 6 | Recuit intermédiaire |
| 7 | Deuxième laminage à froid à l'épaisseur finale ($e=0.30$ mm) |
| 8 | Recuit de décarburation en atmosphère très légèrement oxydante |
| 9 | Enduction d'un lait de magnésie et séchage |
| 10 | Recuit statique de recristallisation secondaire (1175°C) |
| 11 | Lavage brossage et recuit de phosphatation |

Tableau IV. 04: Différentes étapes de fabrication des tôles classiques

IV. 10. 2. 3. L'isolation des tôles à grains orientés

Les tôles à grains orientés sont destinées en priorité à la construction des noyaux des transformateurs, qui fonctionnent très souvent dans un bain d'huile minérale pour l'isolation et le refroidissement du système. L'isolant propre des tôles doit indéfiniment rester parfaitement neutre et chimiquement stable vis-à-vis de ce milieu.

IV. 10. 2. 4. Caractéristiques des tôles commercialisées

On ne s'intéresse systématiquement qu'aux caractéristiques magnétiques mesurées parallèlement à la direction de laminage, pour une polarisation magnétique sinusoïdale, à la fréquence industrielle choisie (50 Hz ou 60 Hz) et pour une valeur crête de la polarisation égale à 1.7 T.

| | Epaisseur Nominale (en mm) | Pertes spécifiques B=1.7 T ,50 Hz (en W/Kg) | Puissance Apparente Spécifique B=1.7 T, 50 Hz (en VA/Kg) | Induction B (en T) |
|-----------------------------------|----------------------------------|--|--|-----------------------|
| Tôles « classiques » | 0.35 | 1.50 | 3 | 1.75 |
| | 0.30 | 1.25 | 2.7 | 1.84 |
| | 0.23 | 1.07 | 2.6-2.7 | 1.84 |
| Tôles à « haute perméabilité » | 0.30 | 1.05 | 1.40 | 1.92 |
| | 0.27 | 1.03 | 1.40 | 1.92 |
| | 0.23 | 0.85 | 1.40 | 1.90 |

Tableau IV. 05: Les caractéristiques de quelques tôles à grains orientés à un champ d'excitation alternatif d'amplitude 800 A/m

IV. 11. Conclusion

Les matériaux magnétiques sont incontournables dans la réalisation des dispositifs électromagnétiques, si l'on veut obtenir des performances appréciables. Les constructeurs œuvrent toujours dans le sens de mettre sur le marché, des tôles performantes dans le but réduire les pertes donc d'accroître le rendement.

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les notions de base sur les matériaux magnétiques et nous avons passé en revue les différents types de tôles utilisées dans la construction des machines électriques.

Chapitre V

Simulations et résultats

V. 1. Introduction

Cette partie du mémoire est consacrée aux simulations et aux résultats, elle réunit le calcul et la conception assistée par ordinateur d'une machine à induction. Dans un premier temps, on exploite le principe de conception de LIWSCHITZ pour calculer les paramètres électromagnétiques, en imposant les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante. Par la suite, les résultats numériques du comportement dynamique de la machine sont fournis pour plusieurs régimes de fonctionnement ainsi que pour quelques défauts occurrents dans ce type de machines.

V. 2. Présentation de la machine

La machine étudiée est une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil de puissance de 1.5 kW fabriqué par l'entreprise Electro-Industries de d'Azazga. Ses grandeurs nominales et ses dimensions géométriques sont données dans (annexe 4) La coupe transversale de la machine sous l'environnement Ansys-Maxwell est représentée sur la figure (V.1).

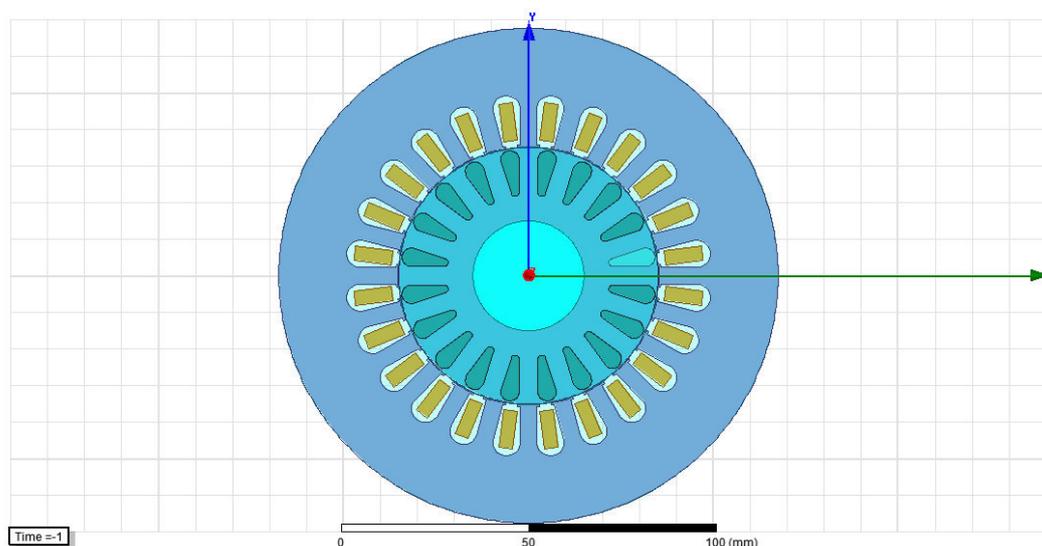


Figure V.1: Coupe transversale de la machine sous l'environnement Ansys-Maxwell

Concernant le circuit magnétique de la machine, nous avons introduit la courbe de première aimantation de la tôle magnétique utilisée à Electro-Industries. Cette tôle est une tôle de fer-silicium à grains non orientés, sa courbe de première aimantation est donnée par la figure (V. 2) :

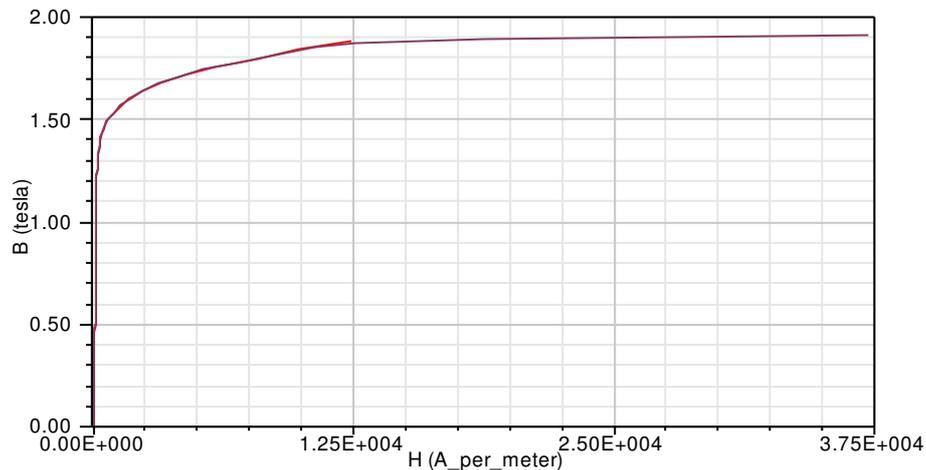


Figure V. 2: Courbe de première aimantation de la tôle magnétique utilisée à Electro-Industries

V. 3. Calcul des paramètres électromagnétiques

Nous avons utilisé les formules de la méthode classique de LIWSCHITZ [19] pour le dimensionnement et l'obtention des différents paramètres électriques ainsi que les caractéristiques estimées en se référant aux contraintes imposées par le cahier des charges voir les annexes 1 et 2.

- Puissance électromagnétique

$$P_{em} = K_E \frac{P_n}{\eta \cdot \cos \varphi} \quad (V. 1)$$

- Force électromotrice

$$E_1 = K_E U_1 \quad (V. 2)$$

- Facteur de bobinage

$$K_{en1} = K_{d1} K_{r1} K_{ob} \quad (V. 3)$$

- Facteur de distribution :

$$K_{d1} = \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{q_1 \sin \frac{\theta}{2q_1}} \quad (\text{V. 4})$$

Et

$$\theta = \frac{2\pi}{Z_1} p q_1 \quad (\text{V. 5})$$

$$q_1 = \frac{Z_1}{2 p m_1} \quad (\text{V. 6})$$

- Facteur de raccourcissement

$$K_{r1} = \sin(B \frac{\pi}{2}) \quad (\text{V. 7})$$

Pour

$$B = \frac{Y_1}{\tau}$$

$$\tau = \frac{\Pi D_1}{2P} \quad (\text{V. 8})$$

- Flux sous un pôle

$$\Phi = \frac{E_1}{K_f K_{en1} f W_1} \quad (\text{V. 9})$$

$K_f = 1.11$ (Forme sinusoïdale)

- L'induction dans l'entrefer

$$B_\delta = \frac{0.225 \cdot 2P U_1 10^6}{L_i D_1 W_1} \quad (\text{V. 10})$$

- Le courant nominal de la machine

$$I_n = \frac{P_n 10^3}{m_1 U_1 \eta \cos \varphi} \quad (\text{V. 11})$$

- La charge linéaire du courant

$$A_1 = \frac{I_1 2m_1 W_1}{D_1 \pi} \quad (\text{V. 12})$$

- La résistance d'une phase statorique

$$R_1 = \rho \frac{W_1 L_{w1} 10^3}{a_1 N_{el} q_{eff}} \quad (V. 13)$$

Où

$$L_{w1} = 2(L_i + L_{f1}) \quad (V. 14)$$

$$L_{f1} = (1.16 + 0.14 P) b_{1moy} + 15 \quad (V. 15)$$

$$b_{1moy} = \frac{\pi(D_1 + h_{z1})}{Z_1} Y_{1moy} \quad (V. 16)$$

$$Y_{1moy} = \frac{Z_1}{2P} \quad (\text{Il n'y a pas de raccourcissement}) \quad (V. 17)$$

$\theta_r = 0$: (Pas de raccourcissement)

- L'inductance statorique

$$L_1 = \frac{X_1}{2 \pi f} \quad (V. 18)$$

Où

$$X_1 = \frac{1.58 f l_i W_1^2}{P q_1 10^8} (\lambda_{if1} + \lambda_{enc1} + \lambda_{id1}) \quad (V. 19)$$

Et

$$\lambda_{if1} = \frac{0.34 q_1}{L_i} (L_{f1} - 0.64 \theta_r \tau) \quad (V. 20)$$

$$\lambda_{id1} = \frac{0.9 t_1 (q_1 K_{en1})^2}{\delta K_\delta} k_{rr1} K_{dd1} K_{f1} \quad (V. 21)$$

$$\lambda_{enc1} = \frac{h_1}{3b_{enc1}} K_{B1} + \left[\frac{h_{11}}{b_{enc1}} + \frac{3h_{k1}}{b_{enc1} + 2b_{f1}} + \frac{h_{f1}}{b_{f1}} \right] K_{B2} \quad (V. 22)$$

Où

$k_{\beta 1} = k_{\beta 2} = 1$; pour un enroulement concentrique

$$K_{f1} = 1 - \left(\frac{0.033}{\delta t_1} b_{f1}^2 \right) \quad (V. 23)$$

$$t_1 = \frac{\pi D_1}{Z_1} \quad (\text{V. 24})$$

$$K_\delta = K_{\delta 1} - K_{\delta 2} \quad (\text{V. 25})$$

$$K_{\delta 1} = 1 + \frac{b f_1}{t_1 - b_{f1} + 5 \frac{\delta t_1}{b_{f1}}} \quad (\text{V. 26})$$

$$K_{\delta 2} = 1 + \frac{b f_2}{t_2 - b_{f2} + 5 \frac{\delta t_2}{b_{f2}}} \quad (\text{V. 27})$$

$$h_1 = h_{\text{enc1}} - (h_{f1} + h_{k1}) \quad (\text{V. 28})$$

$$h_{11} = h_{\text{enc1}} - h_1 \quad (\text{V. 29})$$

➤ **Applications numérique**

$$P_{\text{em}} = 2.24 [\text{KW}]$$

$$E_1 = 225.5 [\text{V}]$$

$$K_{r1} = 1 \quad (\text{Pas de raccourcissement})$$

$$K_{\text{ob}} = 1 \quad (\text{Dans notre cas})$$

$$K_{d1} = 0.99$$

$$K_{\text{en1}} = 0.99$$

$$\phi = 0.0042 [\text{Wb}]$$

$$B_\delta = 0.86 [\text{T}] = 8583.2 [\text{Gauss}]$$

$$I_n = 3.32 \text{ A en } y$$

$$I_n = 5.75 \text{ A en } \Delta$$

$$A_1 = 21912.6 \text{ A/m}$$

$$R_1 = 5.12 \ \Omega$$

$$L_{W1} = 518.58 \text{ mm}$$

$$L_{f1} = 189.29 \text{ mm}$$

$$b_{1\text{moy}} = 134.07 \text{ mm}$$

$$Y_{1\text{moy}} = 12 \text{ encoches}$$

$$L_1 = 0.006 \text{ H}$$

$$h_1 = 13.75 \text{ mm}$$

$$h_{11} = 0.5 \text{ mm}$$

$$K_\delta = 1.203$$

$$K_{f1} = 0.94$$

$$t_1 = 9.24 \text{ mm}$$

Sachant que

$$K_{dd1} = 0.80$$

Pour

$$\frac{z_2}{p} = 24 ; q_1 = 4$$

$$K_{rr1} = 0.0089$$

Pour

$$q_1 = 4$$

V. 4. Caractéristiques électrique et mécanique

Les figures (V.3) et (V.4) représentent respectivement les caractéristiques électrique et mécanique, du moteur. Ces caractéristiques sont obtenues en utilisant l'application RMxprt, les allures obtenues confirment l'appartenance du moteur à la classe D, caractérisée par un fort couple ainsi qu'un faible courant au démarrage. Par contre, le glissement à pleine charge peut atteindre 15 % et même 20 %.

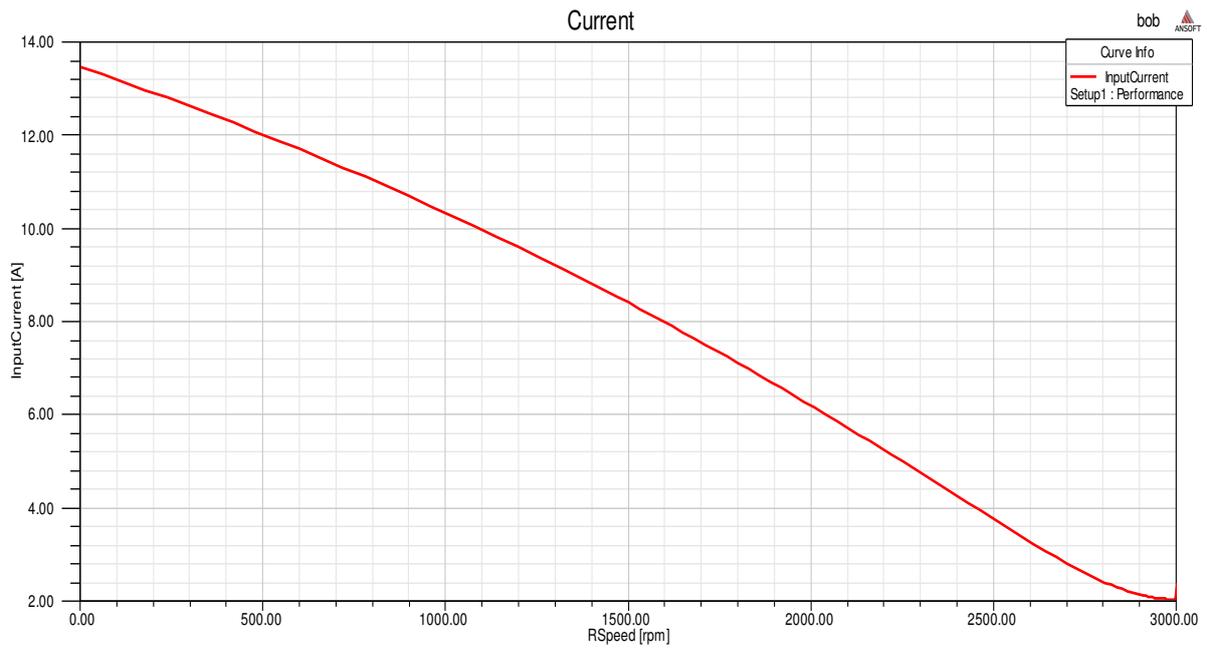


Figure V. 3: Courant de phase en fonction de la vitesse

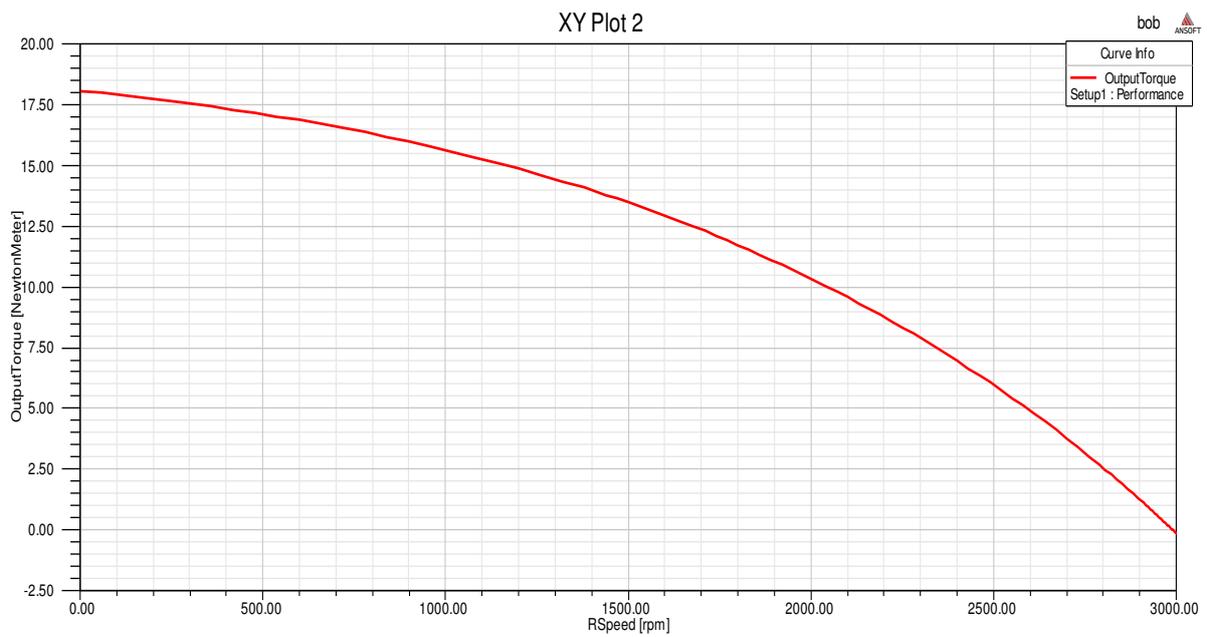


Figure V. 4: Couple du moteur en fonction de la vitesse

V. 4. 1. Fonctionnement à vide

Dans un premier temps, nous avons simulé le comportement du moteur à vide, ce dernier est alimenté en triangle avec une tension de 230 V entre phases, les différents graphes et cartographies obtenus sont représentés dans les figures ci-dessous :

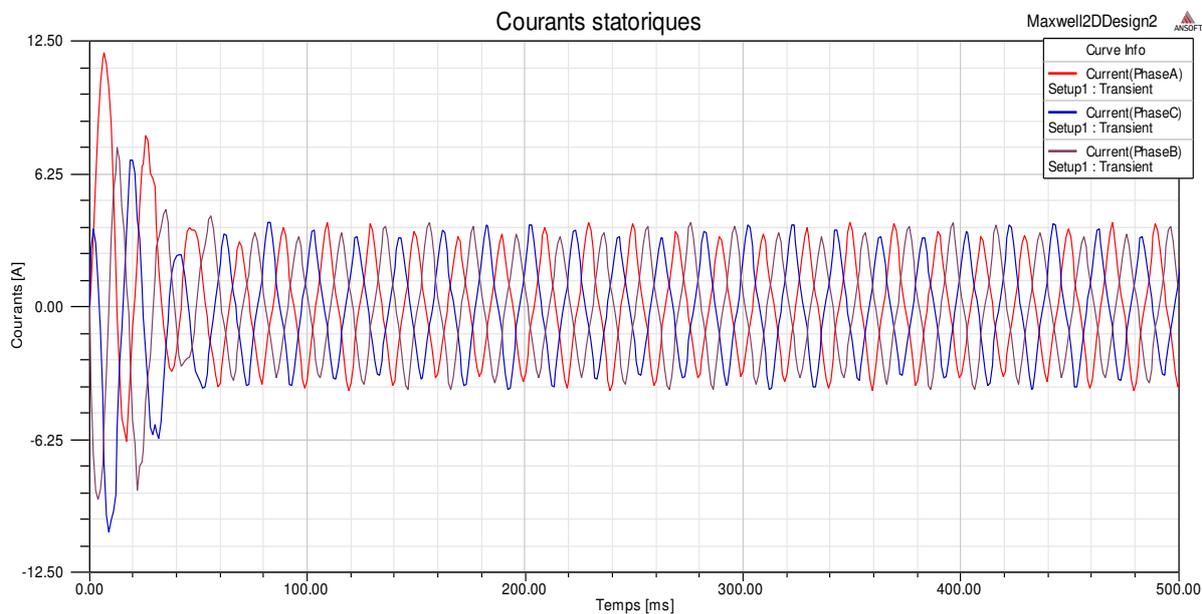


Figure V. 5: Courants statoriques à vide

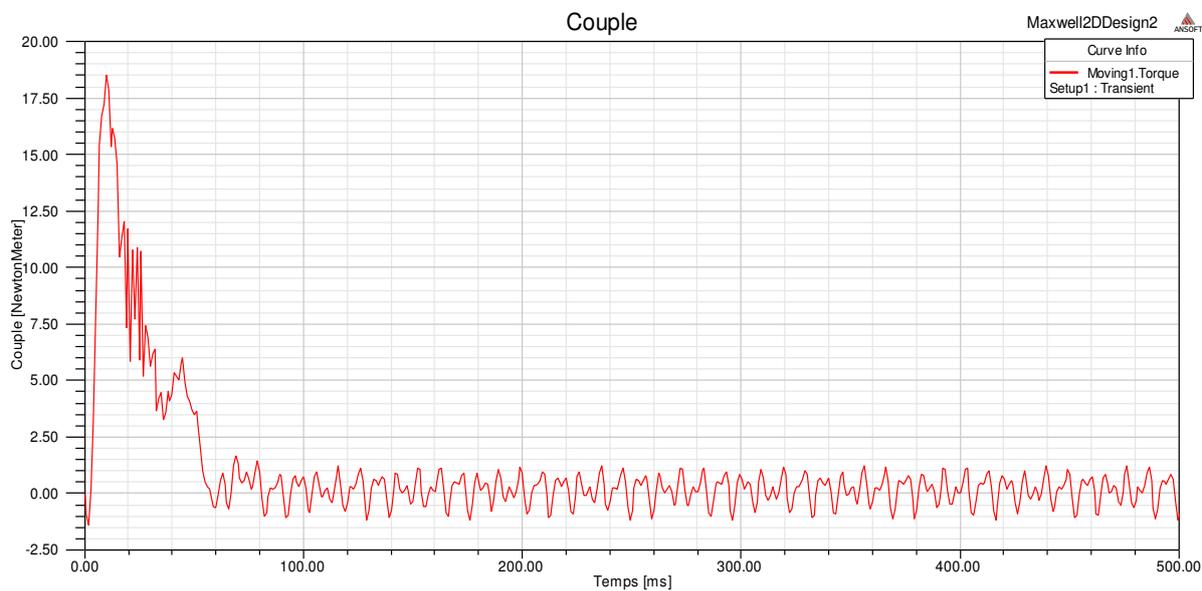


Figure V. 6: Couple du moteur à vide

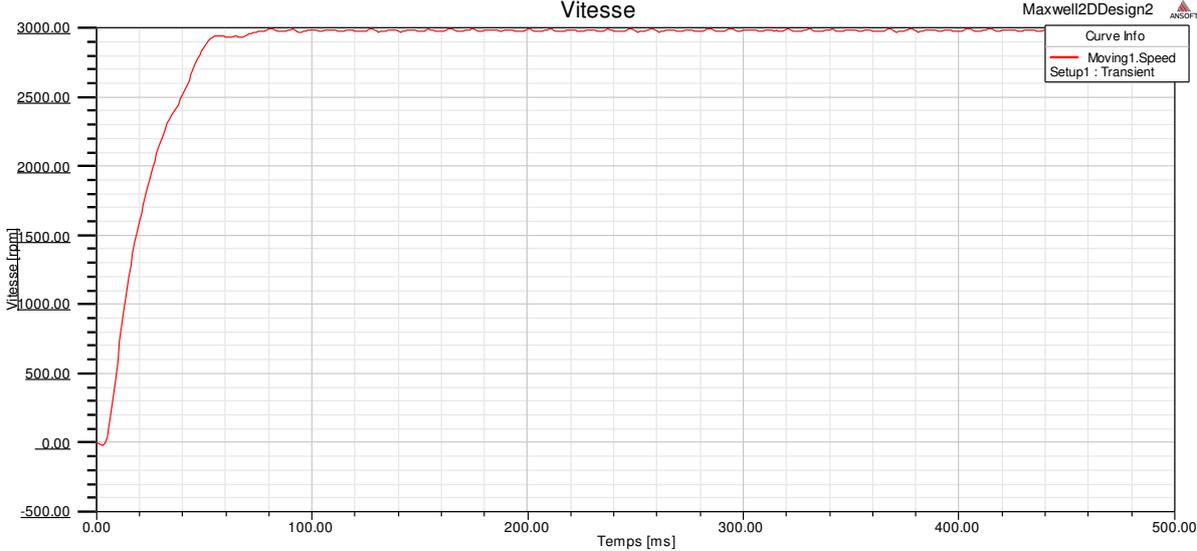


Figure V. 7: Vitesse du moteur à vide

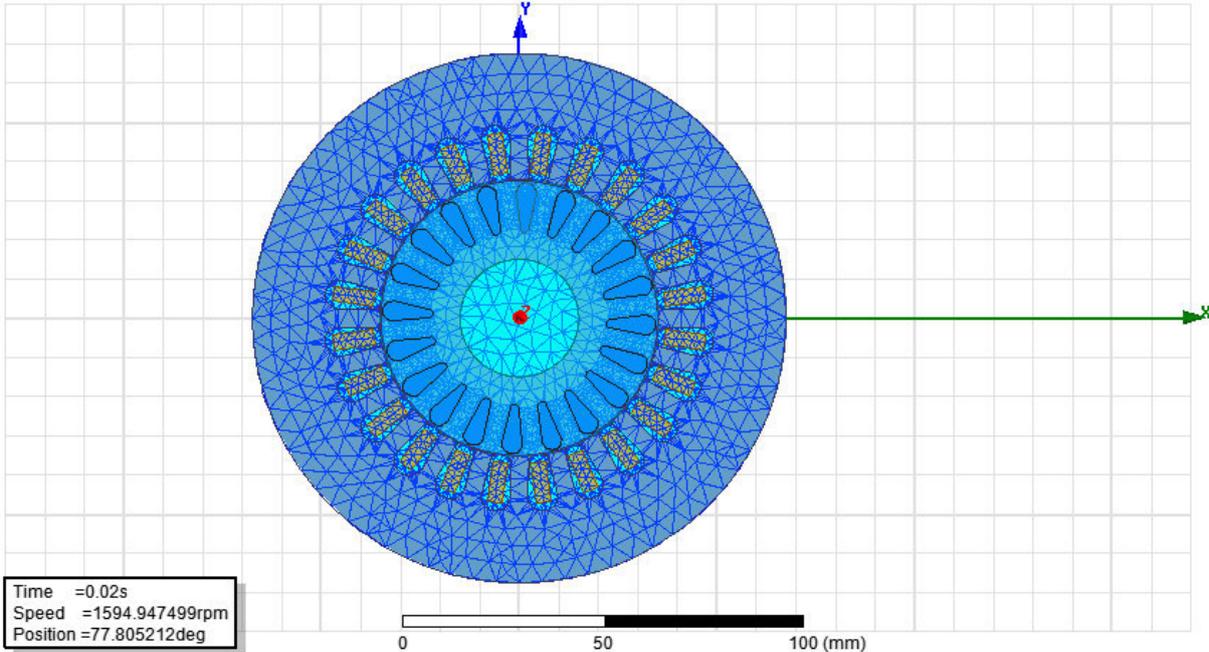


Figure V. 8: Maillage du moteur

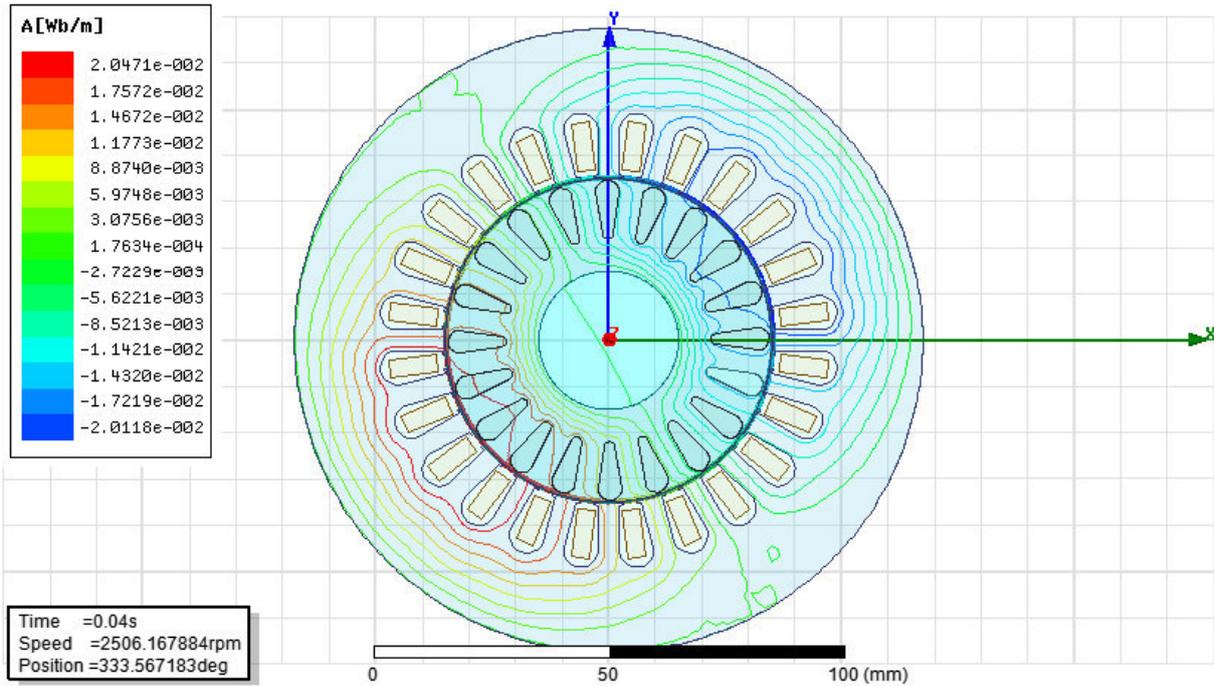


Figure V. 9: Lignes de champ

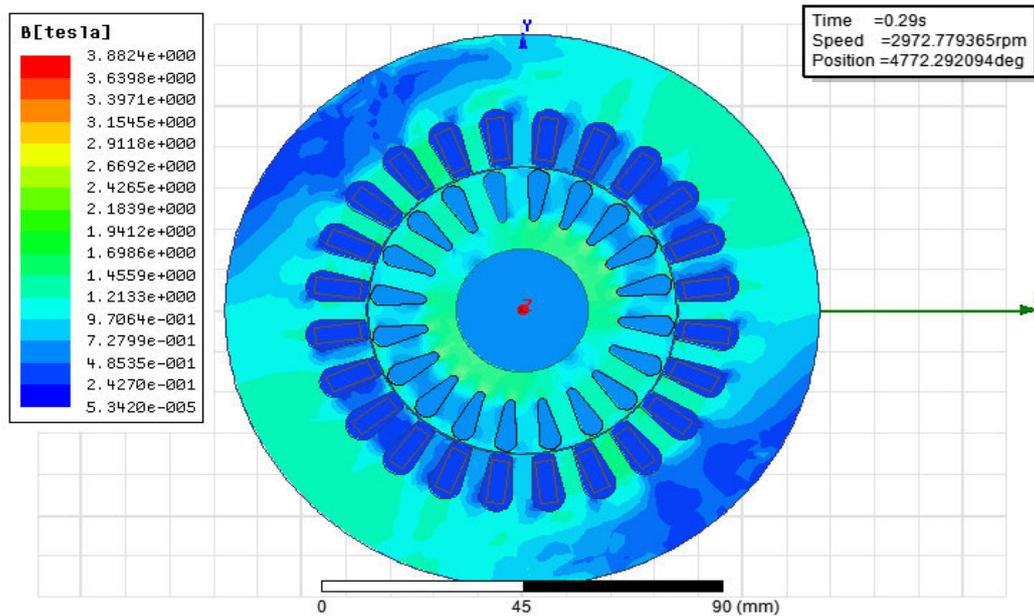


Figure V. 10: Distribution de l'induction magnétique

Au démarrage, le moteur fait appel à un grand courant pour développer le couple nécessaire afin de vaincre l'inertie du rotor. En régime permanent, le couple développé est nul car le moteur n'entraîne aucune charge.

Les figure (V. 9) et (V. 10) représentent les cartographies des lignes de champ ainsi que la distribution de l'induction magnétique, les images montrent bien que le moteur est bipolaire et que la distribution de l'induction magnétique concorde avec les résultats trouvés dans la littérature.

V. 4. 2. Variation de la vitesse de rotation

Afin de vérifier la validité du modèle numérique de la machine, nous avons fait varier la fréquence d'alimentation et récupérer les graphes de la variation de la vitesse, les résultats montrent que le modèle répond correctement à la modification de ce paramètre.

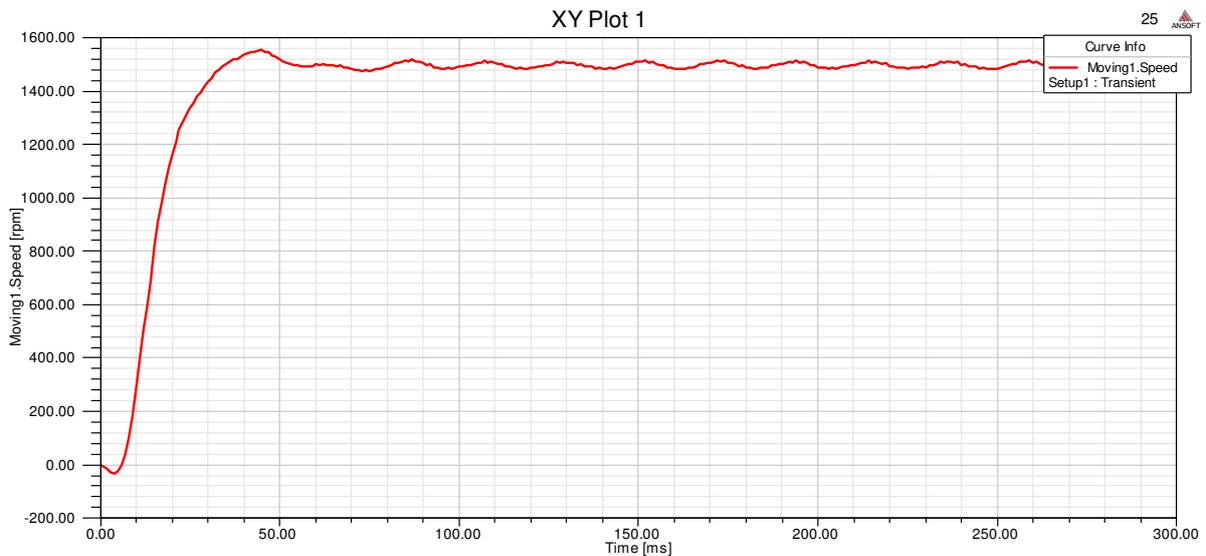


Figure V. 11: Vitesse du moteur à 25 Hz

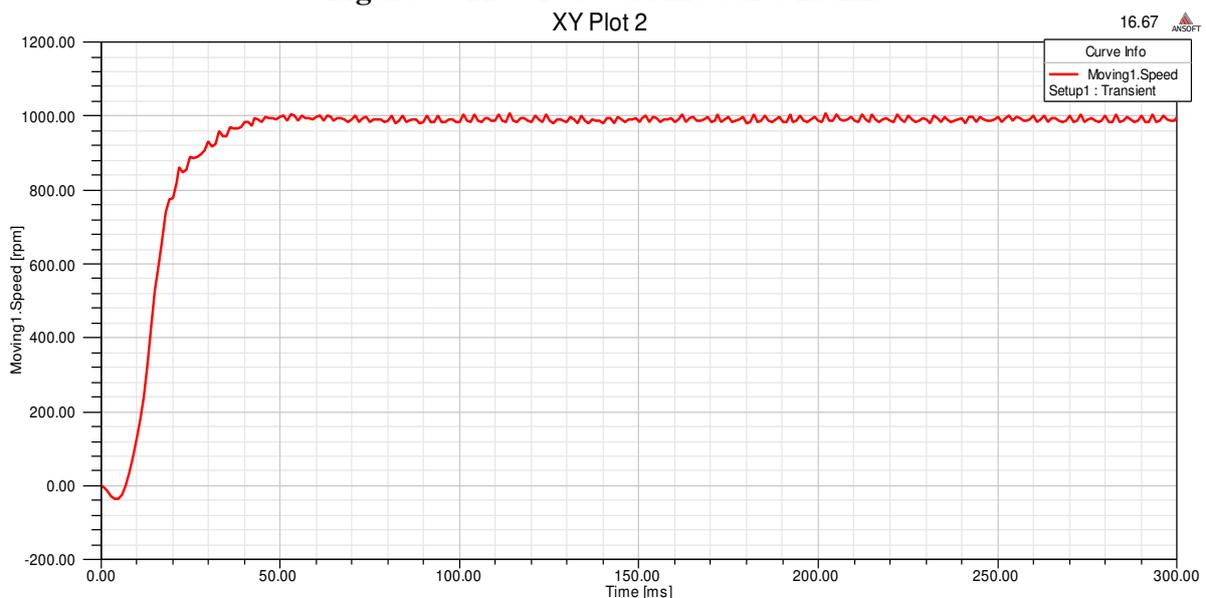


Figure V. 12: Vitesse du moteur à 16.67 Hz

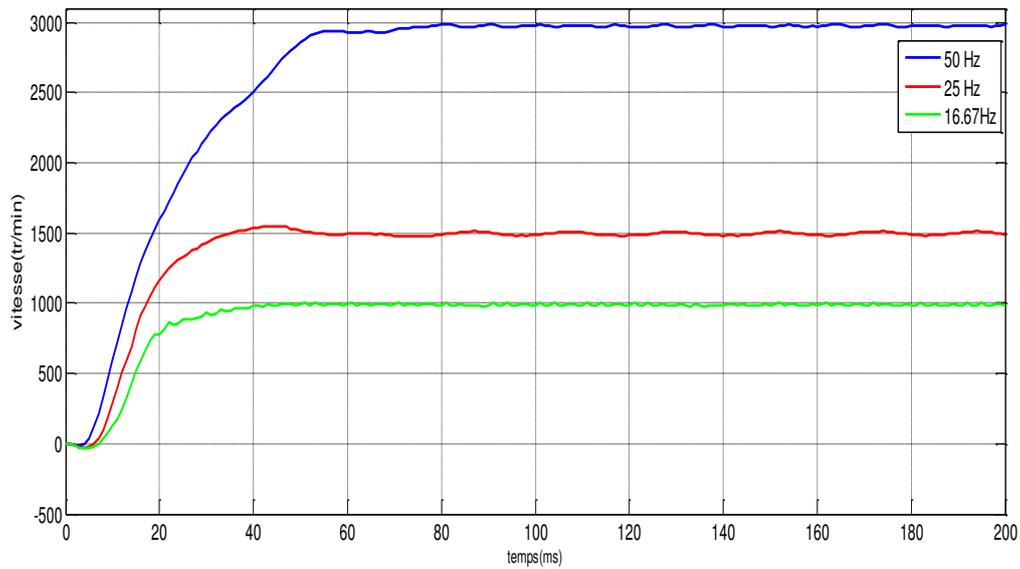


Figure V. 13: Vitesse du moteur en fonction de la fréquence d'alimentation

V. 4. 3. Moteur en charge

Charger le moteur, correspond à l'application d'un couple de charge à partir d'un instant donné et observer la réponse développée par le moteur. Aussi pour ce fonctionnement nous avons représenté les courbes courant, couple et vitesse et ce pour des valeurs du couple de charge de 7 N.m et 8 N.m.

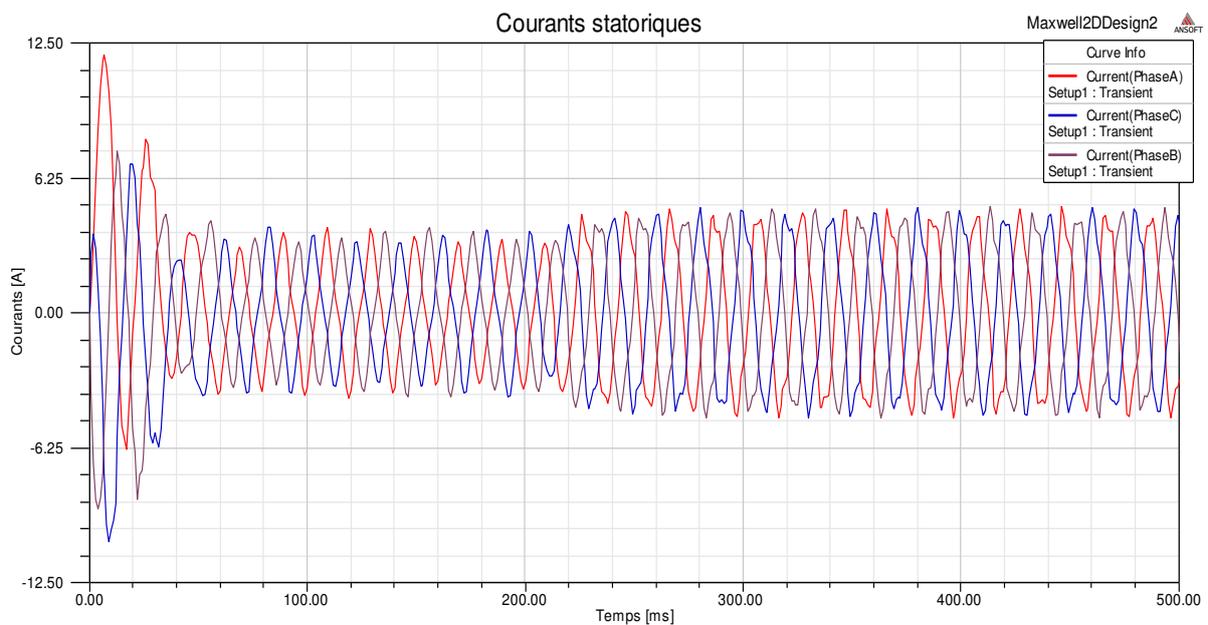


Figure V. 14: Courants statoriques pour une charge de 7 N.m

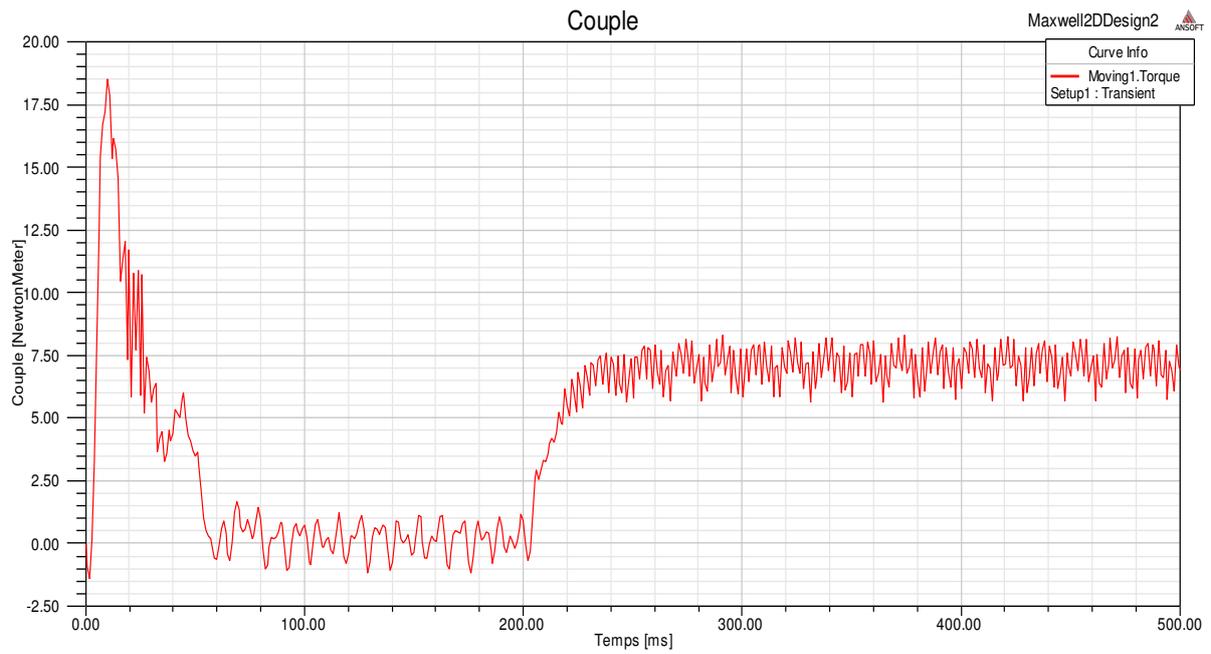


Figure V. 15: Couple du moteur pour une charge de 7 N.m

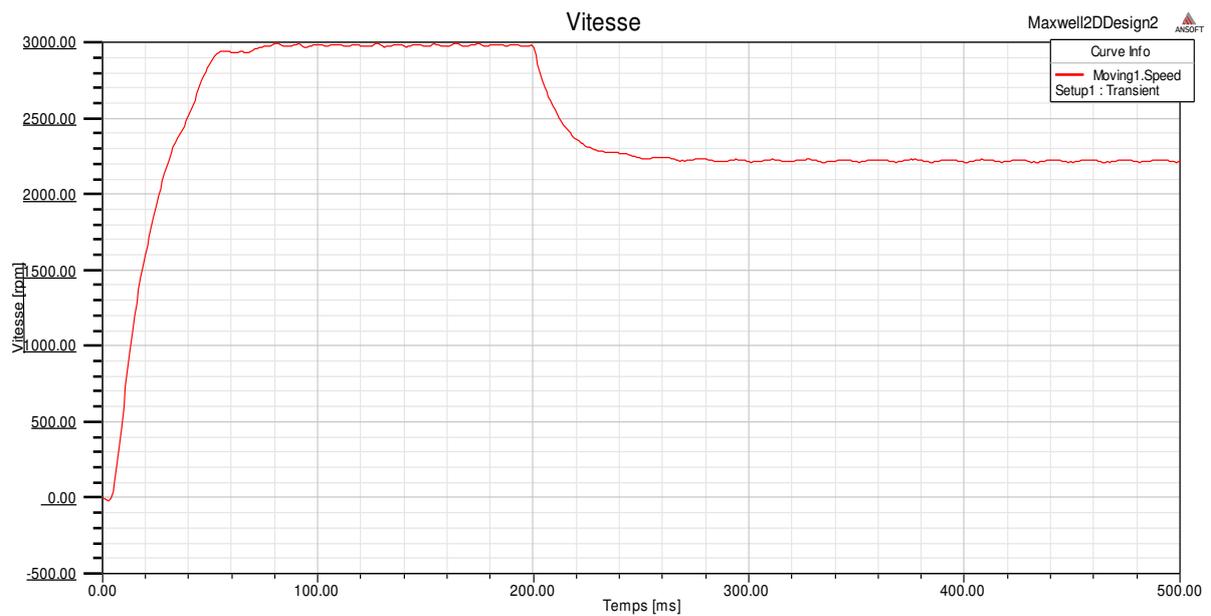


Figure V. 16: Vitesse du moteur pour une charge de 7 N.m

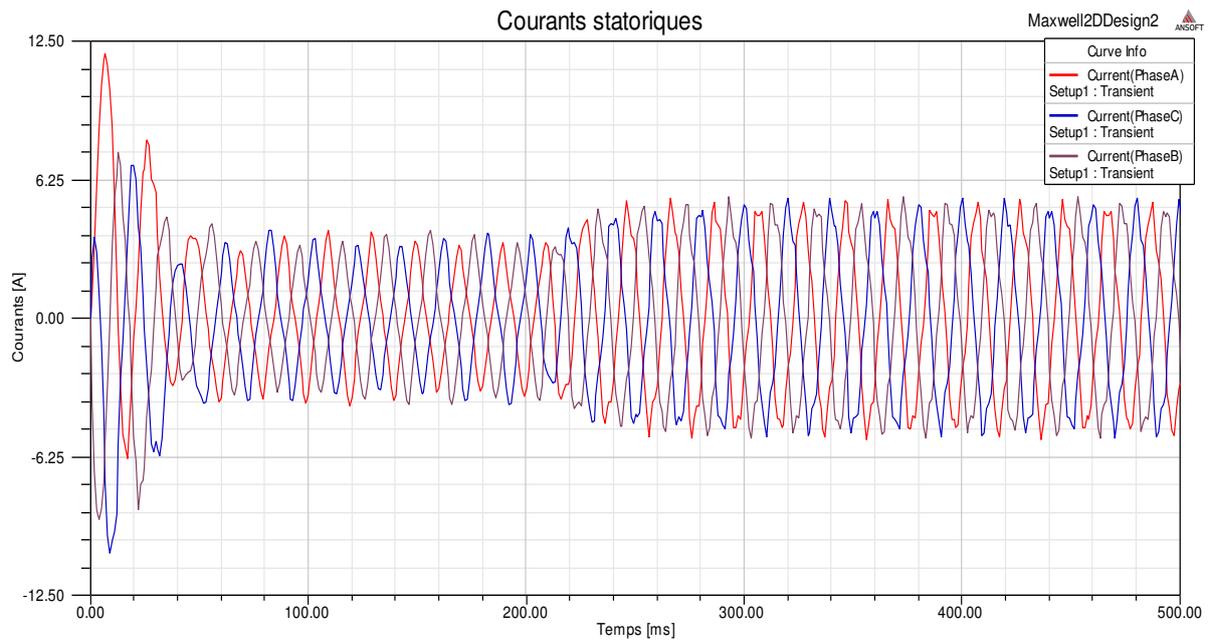


Figure V. 17: Courants statoriques pour une charge de 8 N.m

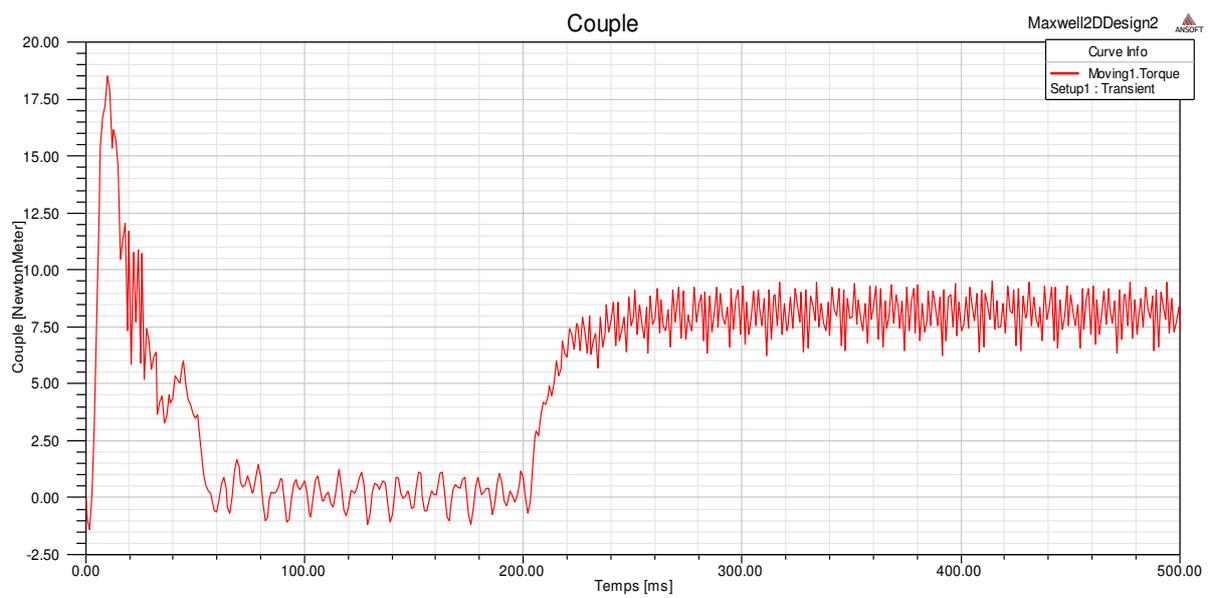


Figure V. 18: Couple du moteur pour une charge de 8 N.m

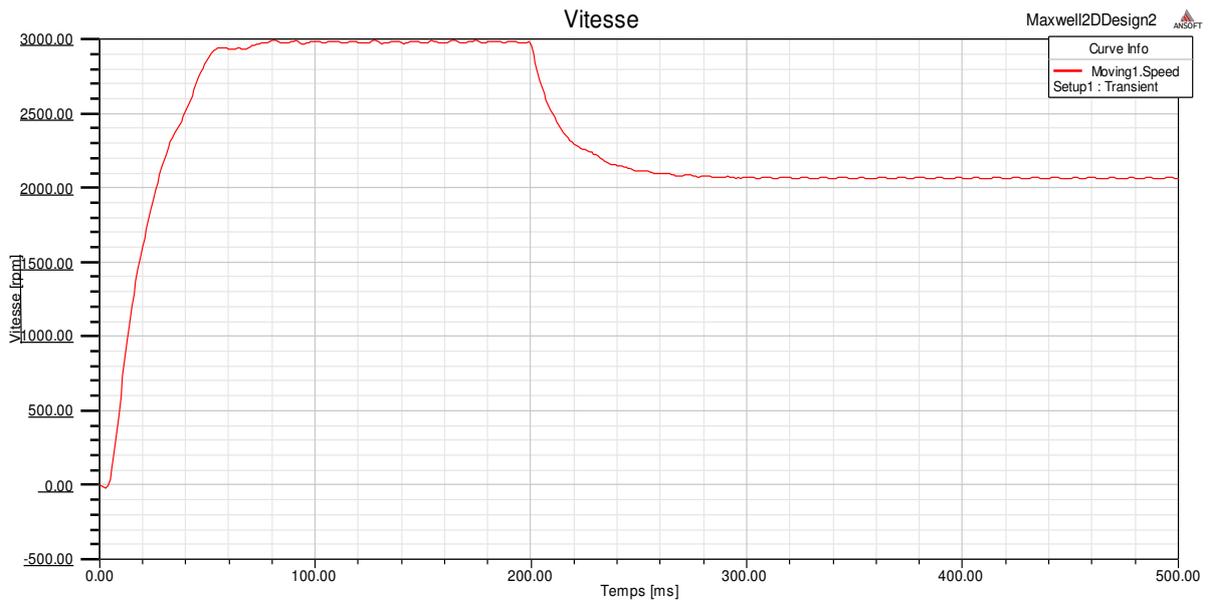


Figure V. 19: Vitesse du moteur pour une charge de 8 N.m

Les résultats de simulations montrent que le modèle éléments finis reproduit bien le fonctionnement du moteur que ça soit à vide ou bien en charge. Outre, à l'instant de l'application de la charge, on remarque que le moteur réagit à cette dernière en développant après un court régime transitoire un couple moteur égale au couple de charge. La vitesse, quant à elle, observe une chute qui s'accroît avec l'augmentation de la charge appliquée.

Concernant l'induction dans l'entrefer, cette dernière augmente en chargeant le moteur ce qui correspond à l'augmentation de la puissance électromagnétique transmise au rotor.

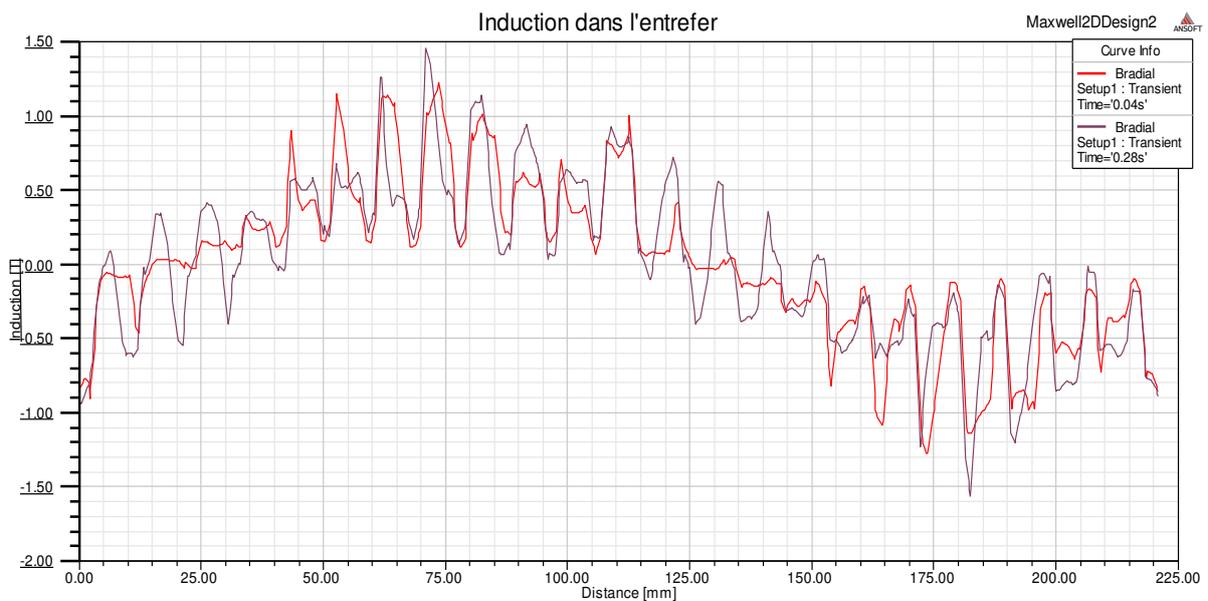


Figure V. 20: Induction magnétique dans l'entrefer

V. 4. 4. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage. De ce fait, une dégradation accélérée des isolants, peut provoquer, ainsi, un défaut en cascade (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple moyen délivré par la machine reste, sensiblement, identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut [20].

Nous avons simulé ce type de défauts, en considérant un court-circuit de 10%, 20% et 30% du nombre total de spires de la phase A. Les résultats de simulations sont représentés dans les figures ci-dessous :

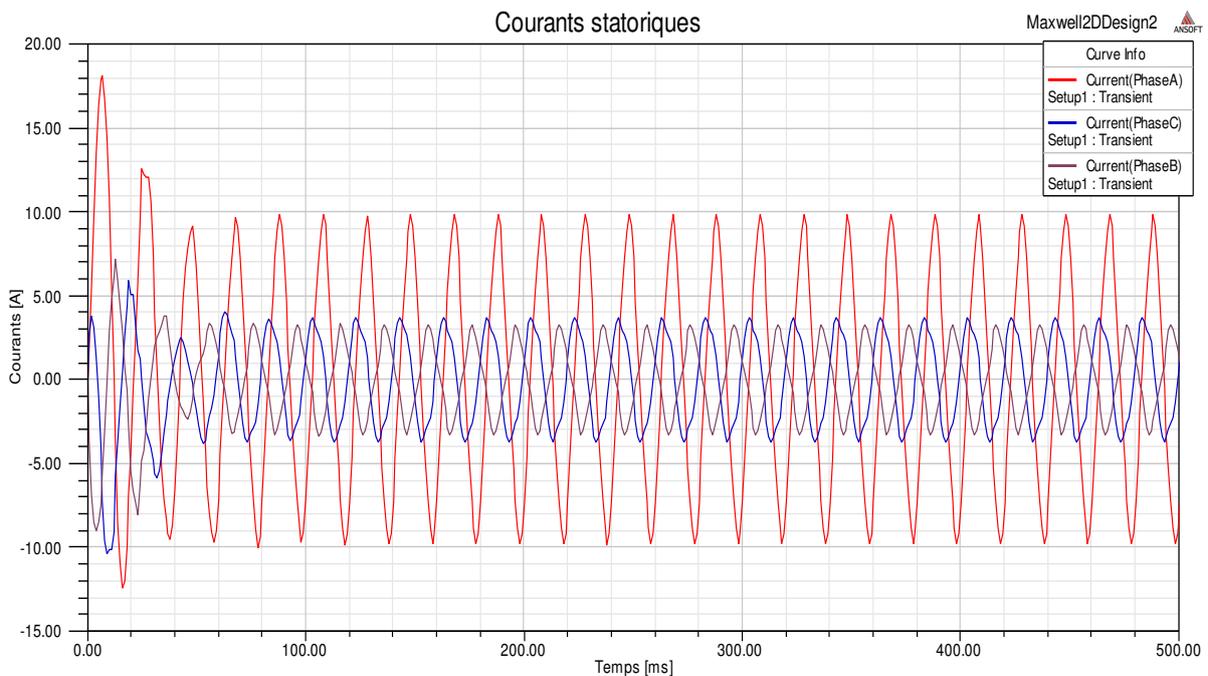


Figure V. 21: Courants statoriques pour un court-circuit de 30%

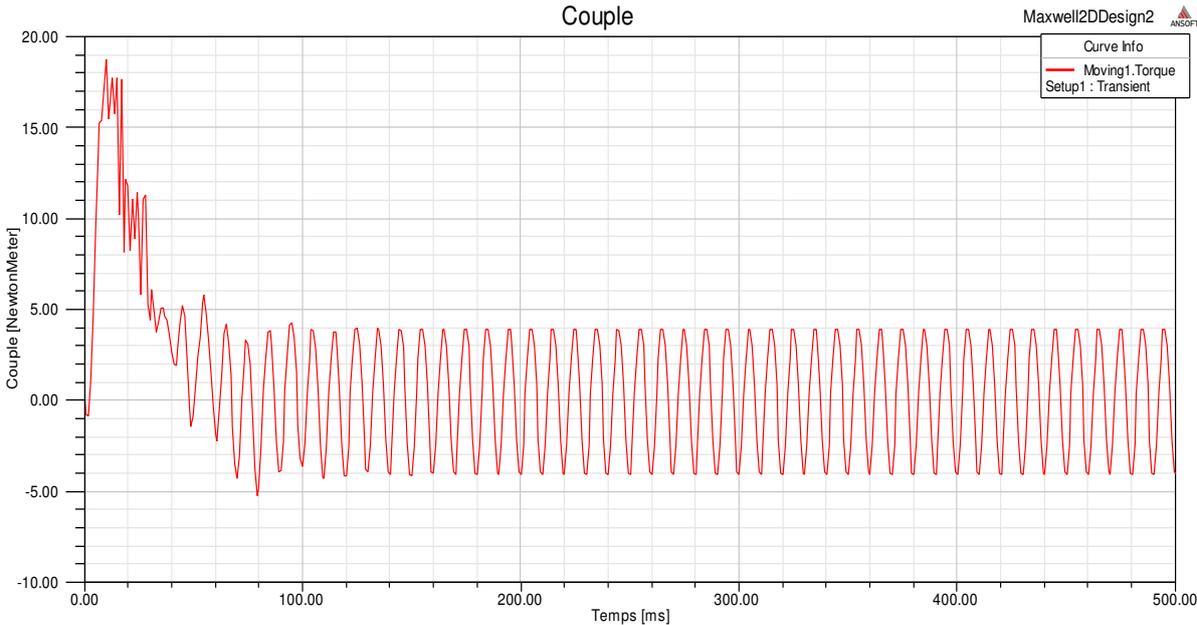


Figure V. 22: Couple du moteur pour un court-circuit de 30%

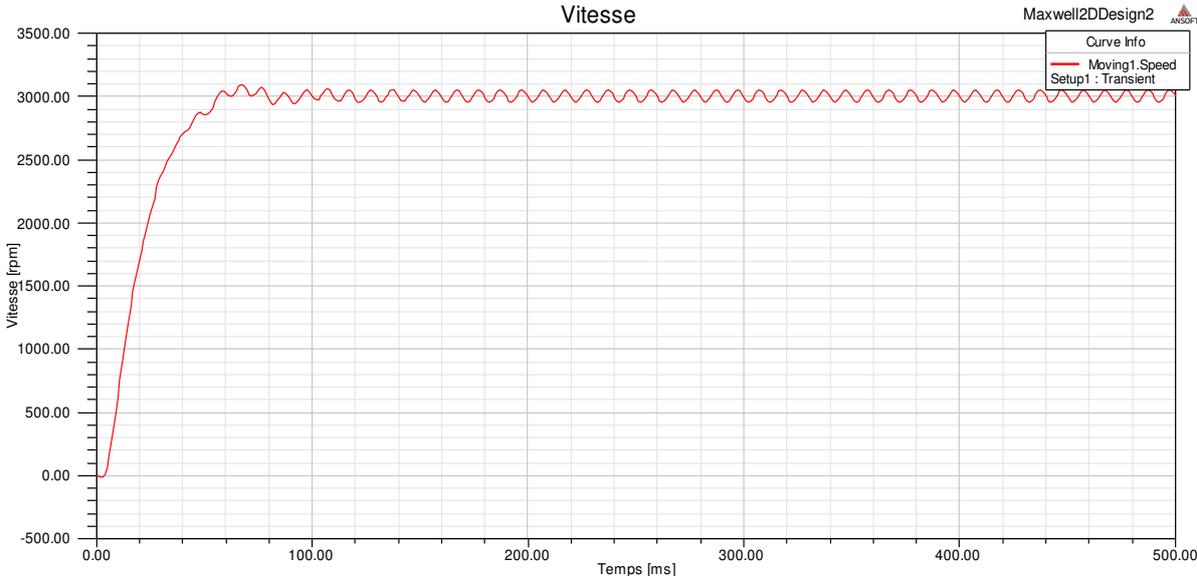


Figure V. 23: Vitesse du moteur pour un court-circuit de 30%

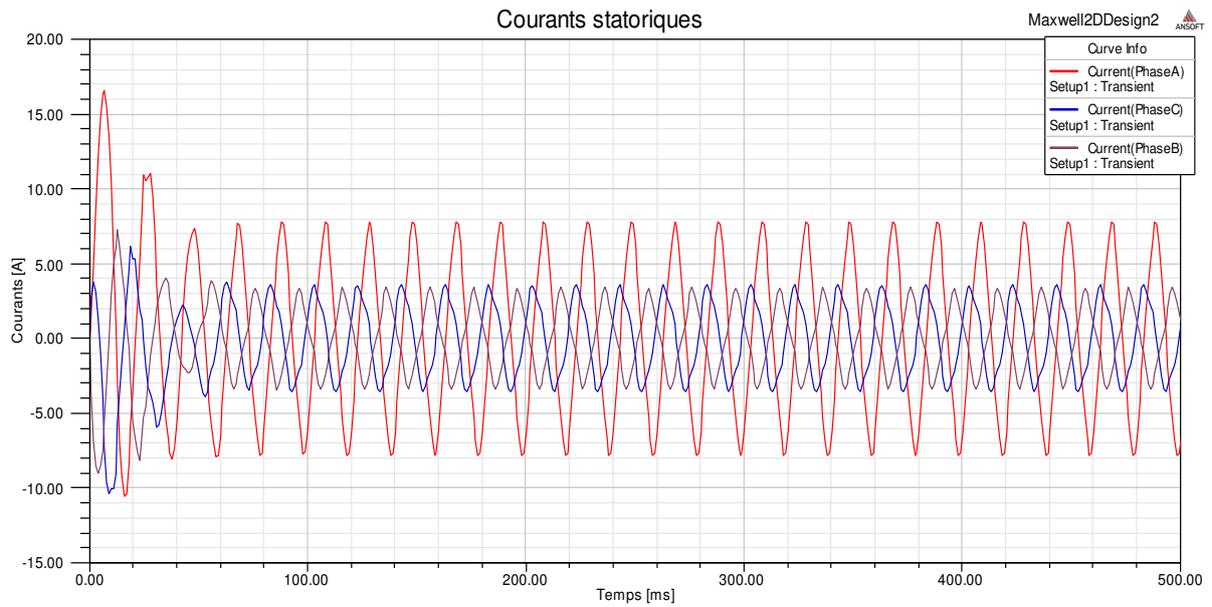


Figure V. 24: Courants statoriques pour un court-circuit de 20%

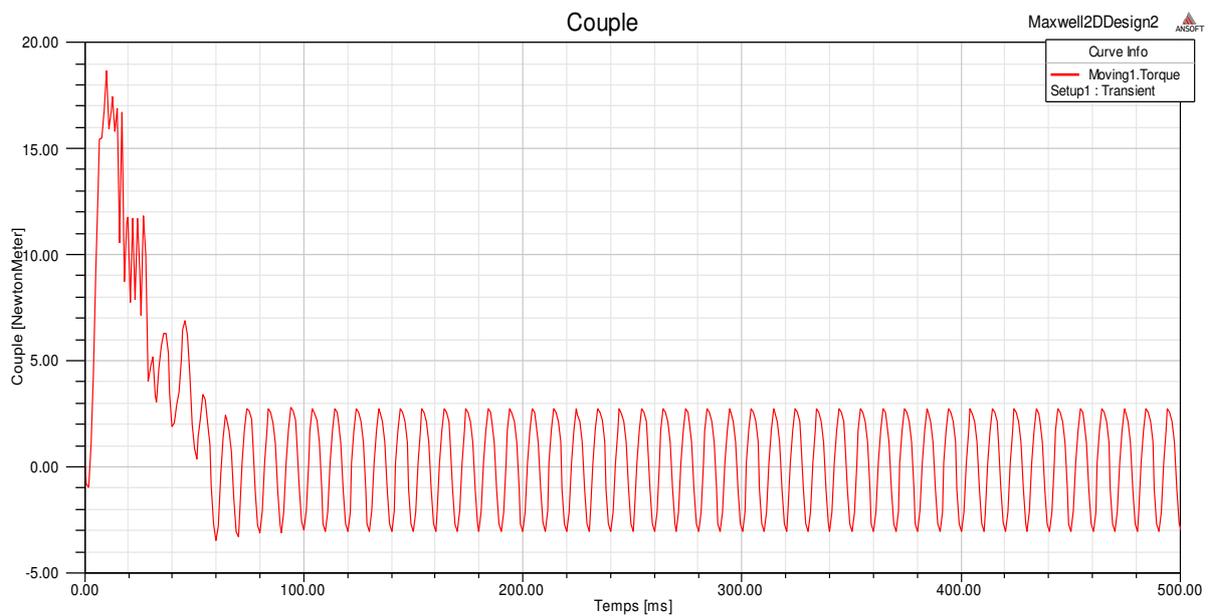


Figure V. 25 : Couple du moteur pour un court-circuit de 20%

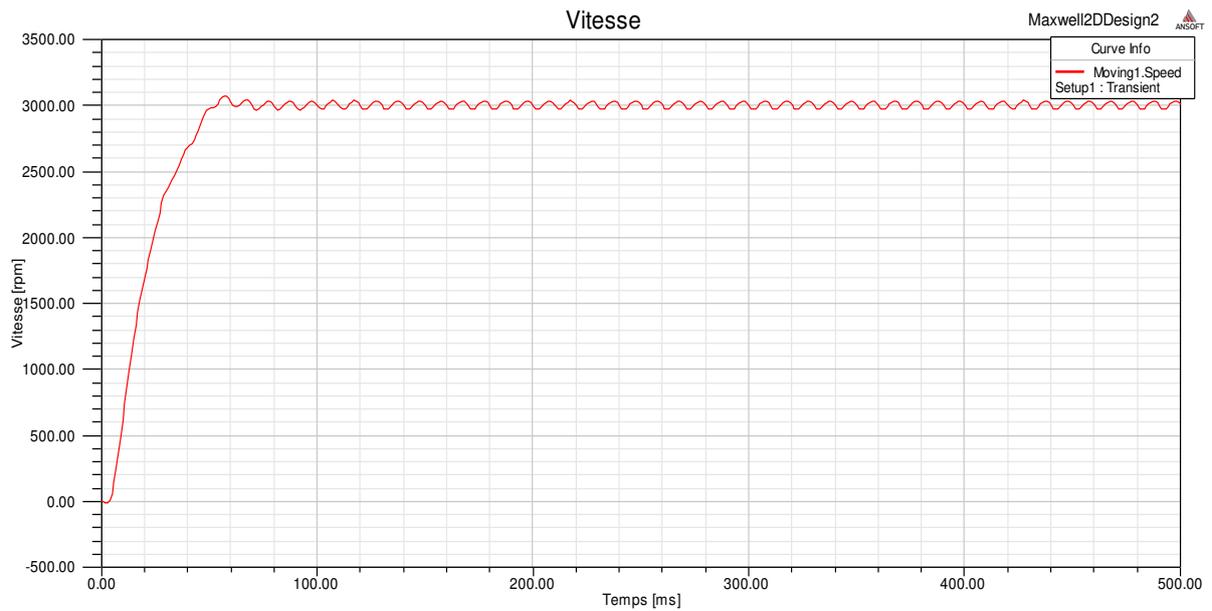


Figure V. 26: Vitesse du moteur pour un court-circuit de 20%

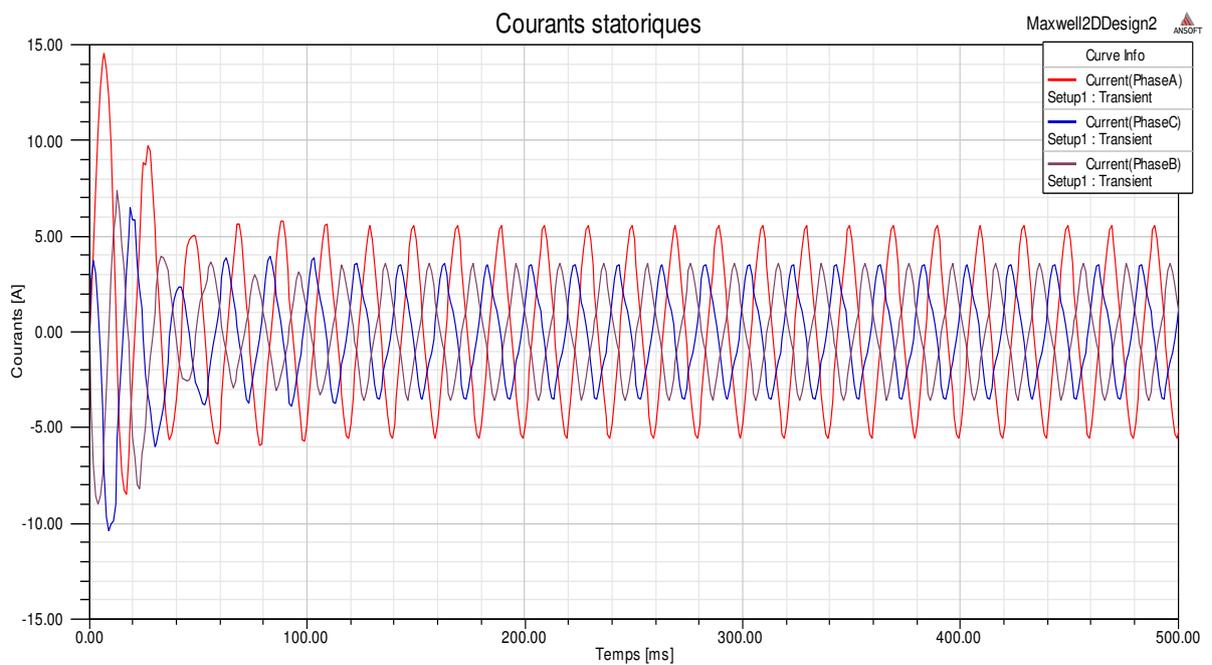


Figure V. 27: Courants statoriques pour un court-circuit de 10%

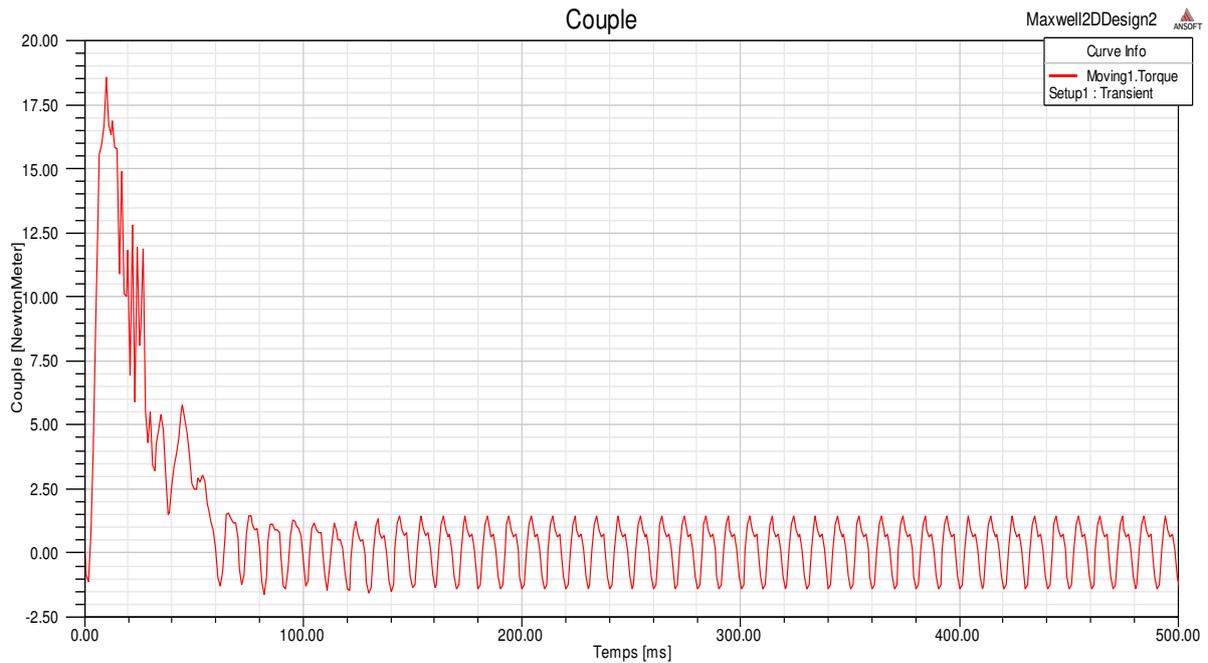


Figure V. 28: Couple du moteur pour un court-circuit de 10%

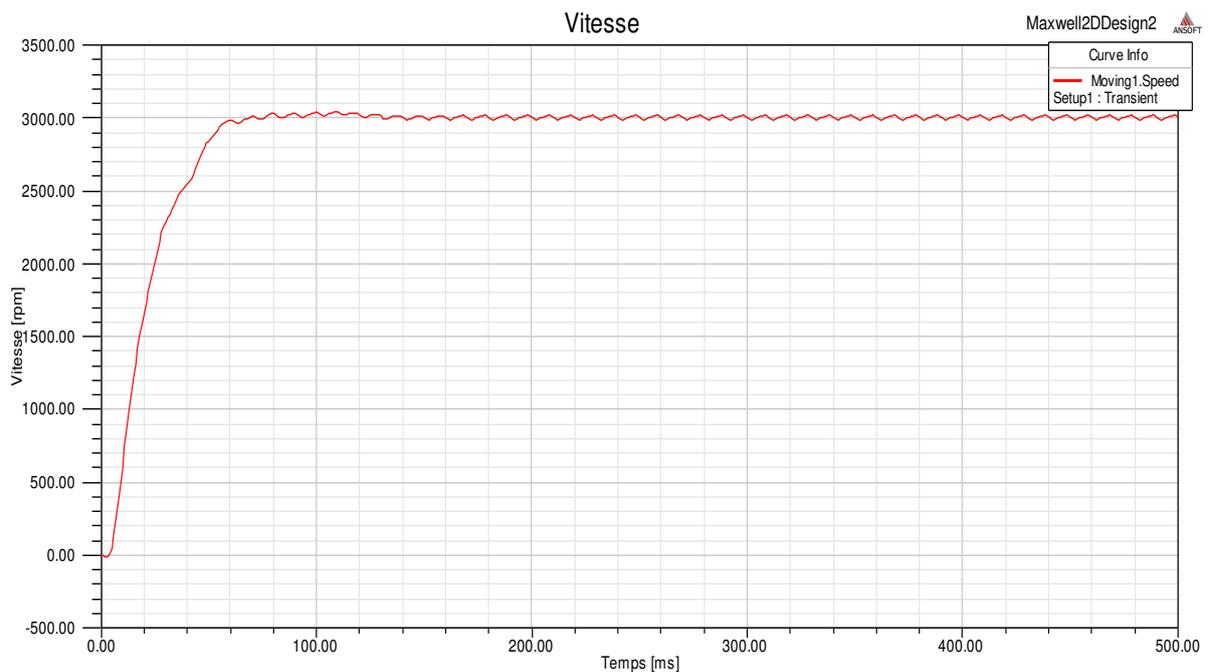


Figure V. 29: Vitesse du moteur pour un court-circuit de 10%

Les figures (V. 21), (V. 24) et (V. 27) représentent les trois courants statorique pour des défauts de court-circuit de 30%, 20% et 10% du nombre total de spires dans la phase A. Un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante au niveau du courant de la phase où s'est produit le défaut et d'une augmentation moins importante pour les deux autres phases. Le défaut de court-circuit des spires dans la phase affecte aussi le couple

électromagnétique figures (V. 22), (V. 25) et (V. 28) et la vitesse de rotation figures (V. 23), (V. 26) et (V. 29) où ils apparaissent des oscillations qui sont importantes au niveau du couple provoqué par le déséquilibre du courant statorique.

V. 4. 5. Ruptures de barres rotoriques

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple par l'augmentation de l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation. Ceci engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine [21].

Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît, rapidement, avec le nombre de barres cassées.

V. 4. 5. 1. Quatre barres adjacentes

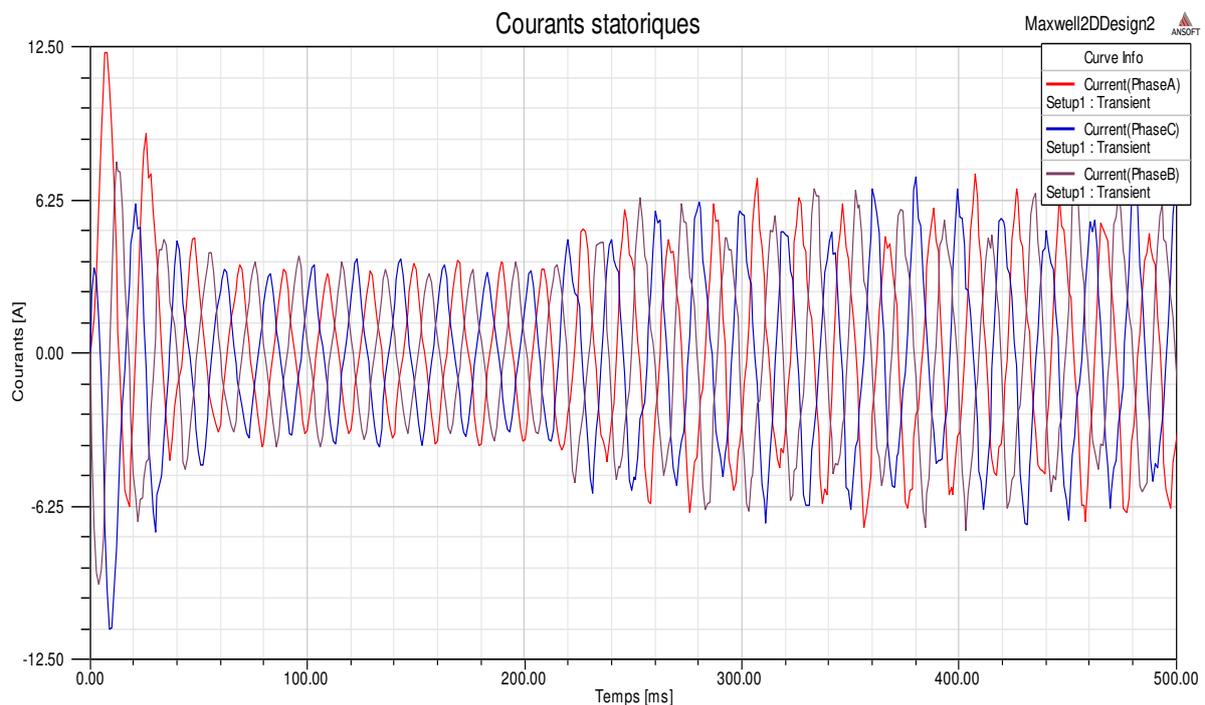


Figure V. 30: Courants statoriques pour une rupture de 4 barres adjacentes

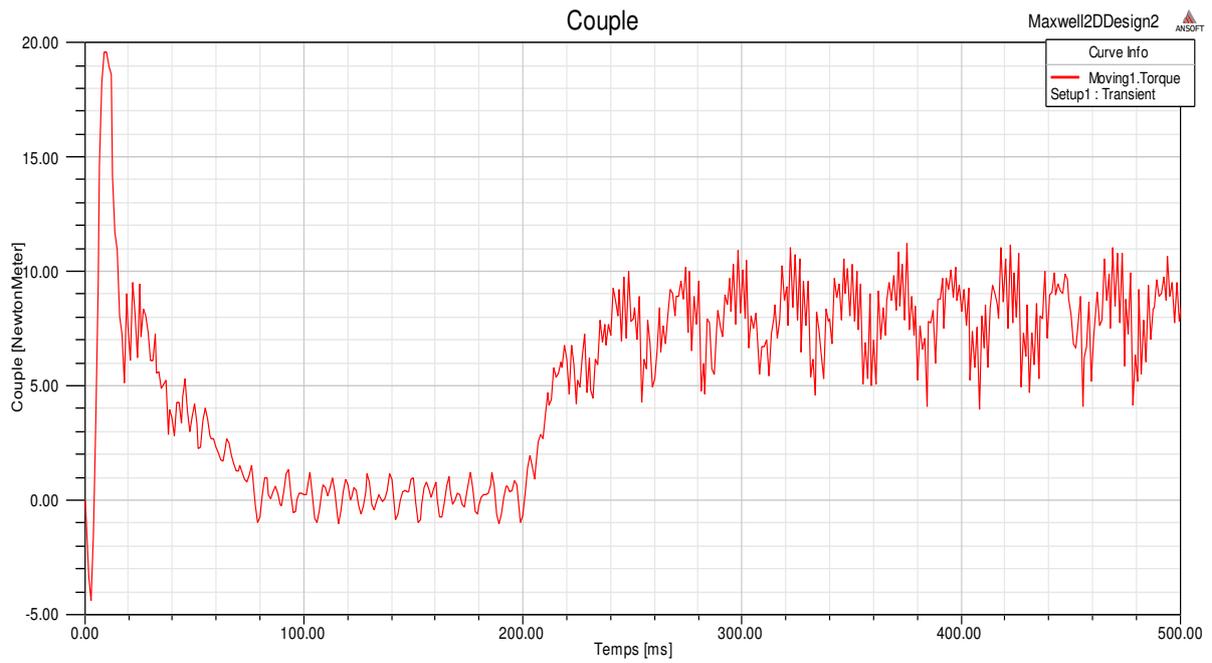


Figure V. 31: Couple du moteur pour une rupture de 4 barres adjacentes

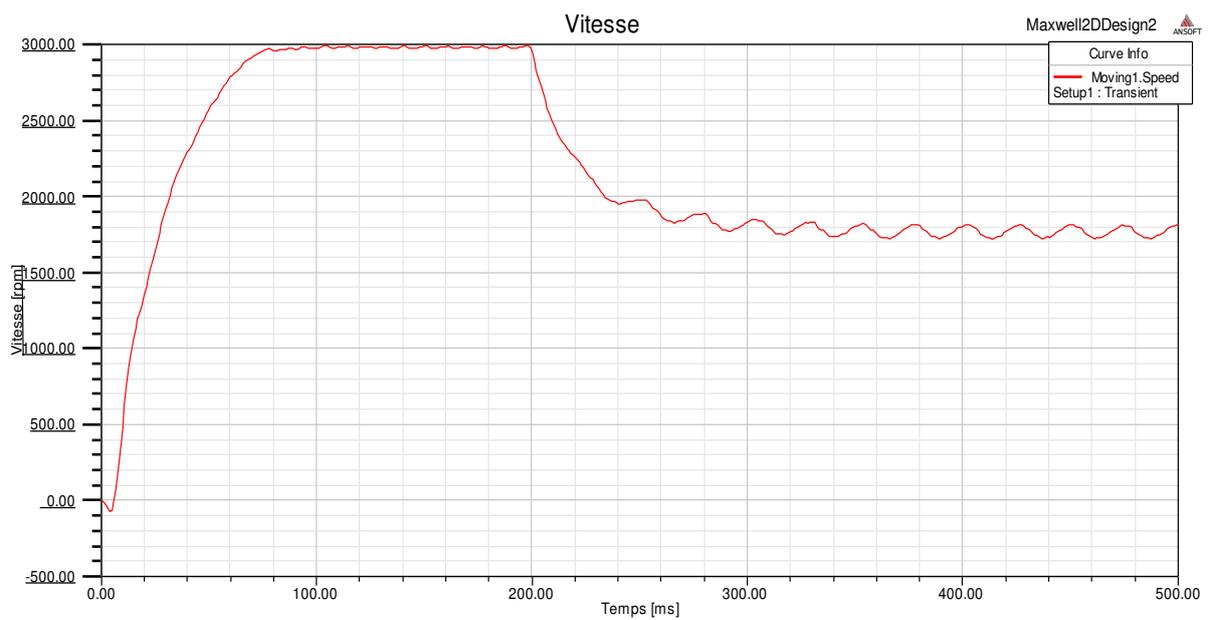


Figure V. 32: Vitesse du moteur pour une rupture de 4 barres adjacentes

V. 4. 5. 2. Quatre barres non adjacentes

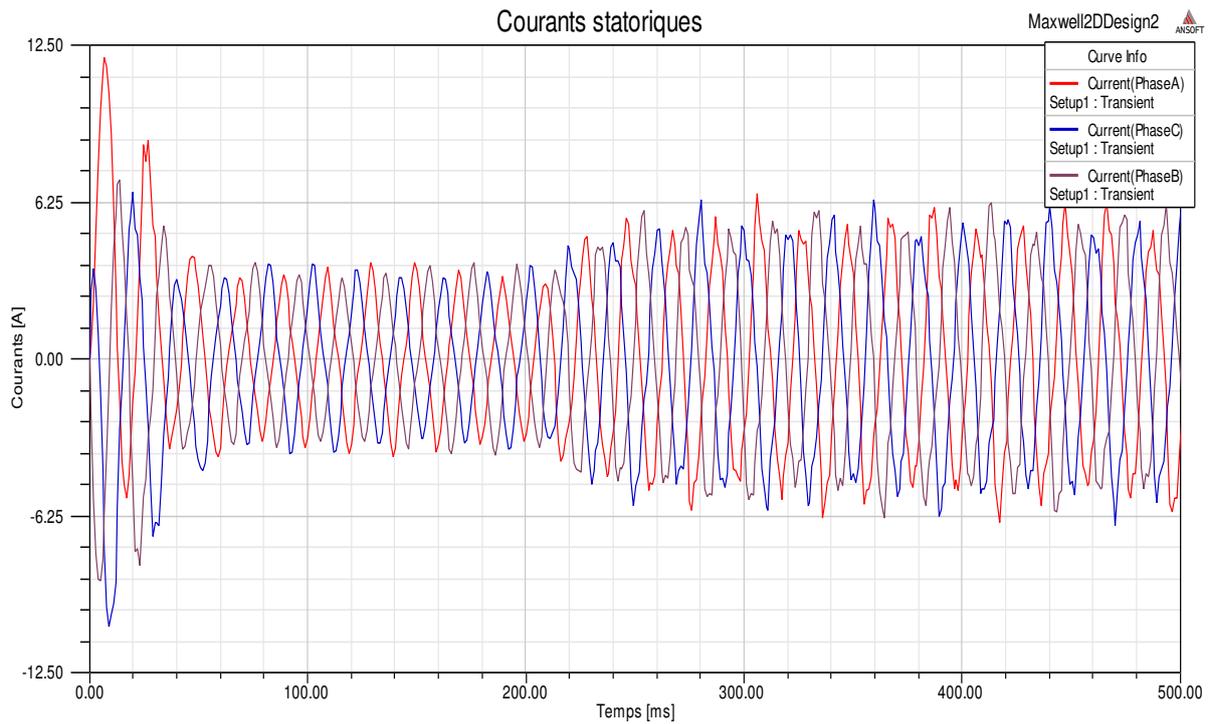


Figure V. 33: Courants statoriques pour une rupture de 4 barres non adjacentes

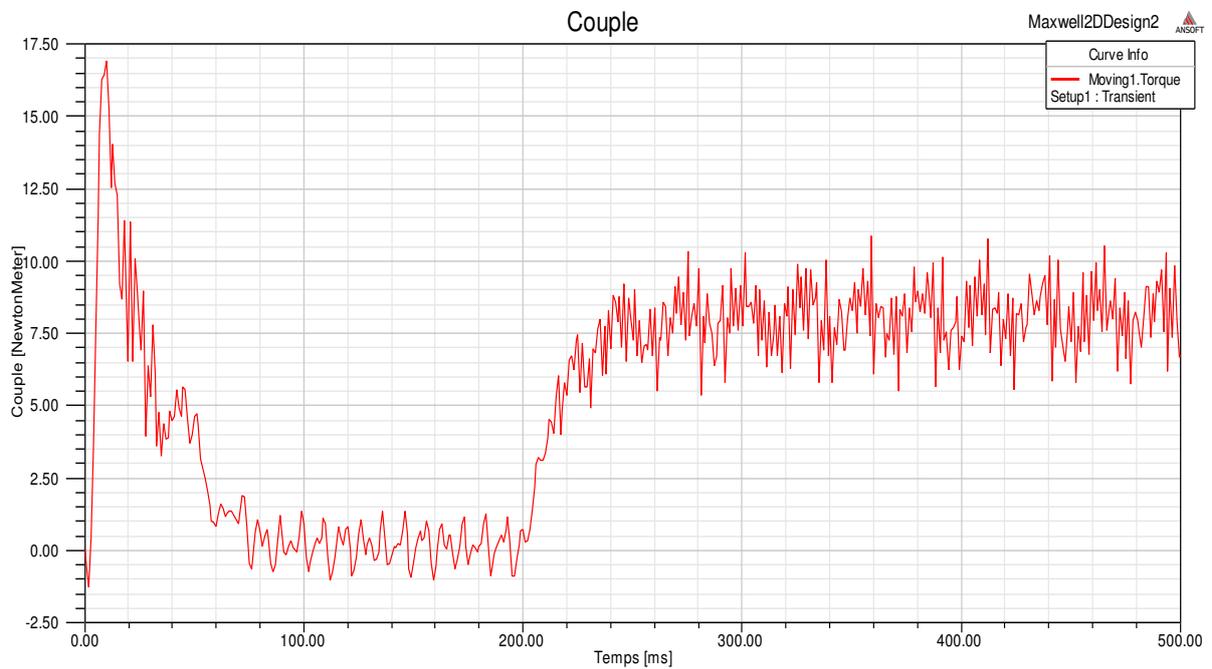


Figure V. 34: Couple du moteur pour une rupture de 4 barres non adjacentes

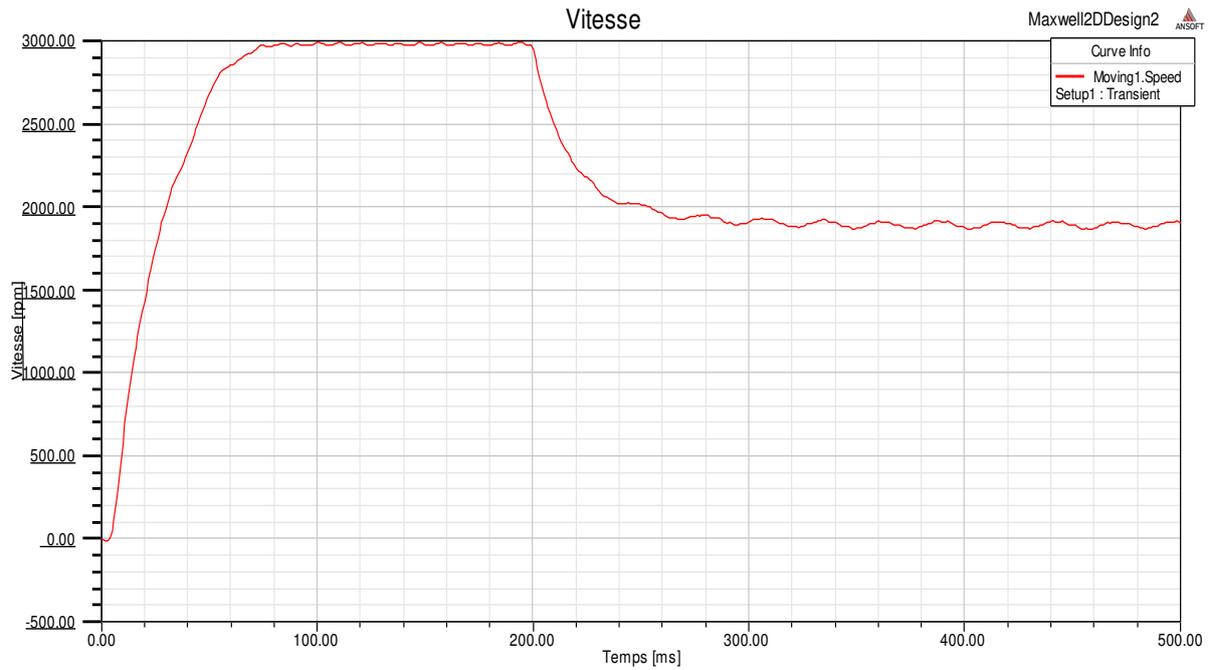


Figure V. 35: Vitesse du moteur pour une rupture de 4 barres non adjacentes

V. 5. Cartographie de la densité de courant

V. 5. 1. Cas sain

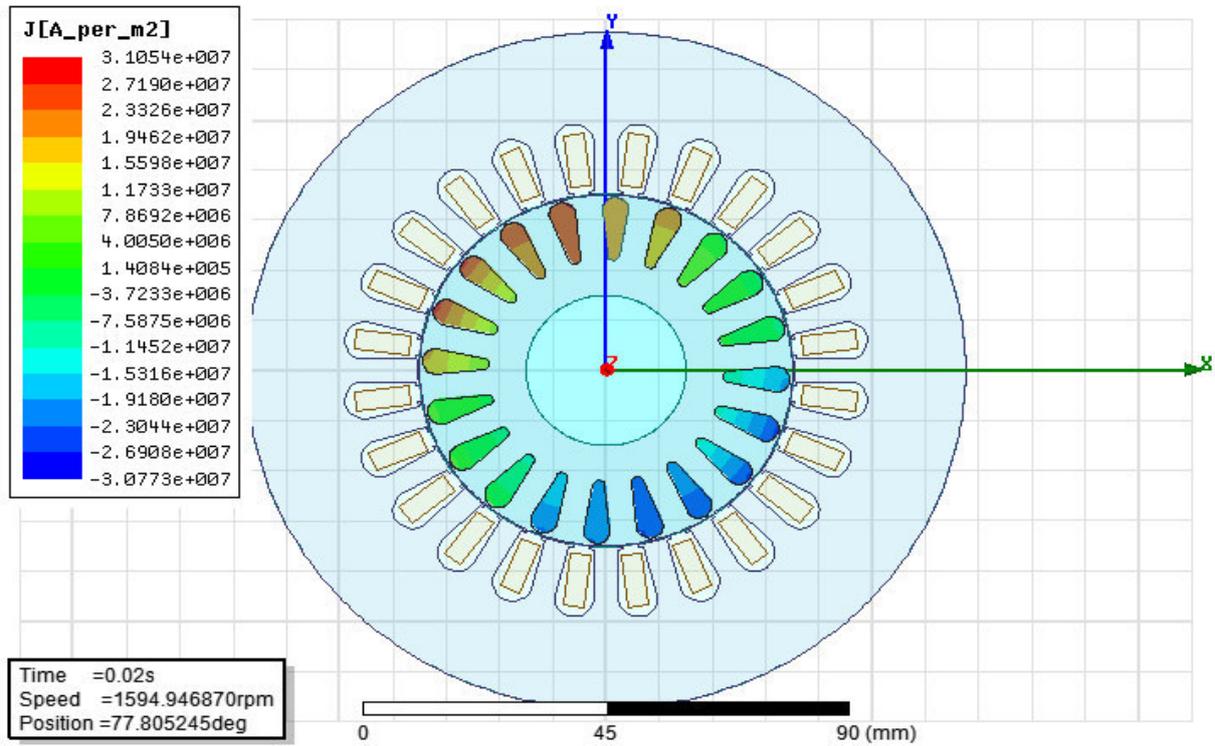


Figure V. 36: Densité de courant du moteur sain

V. 5. 2. Cas défiant

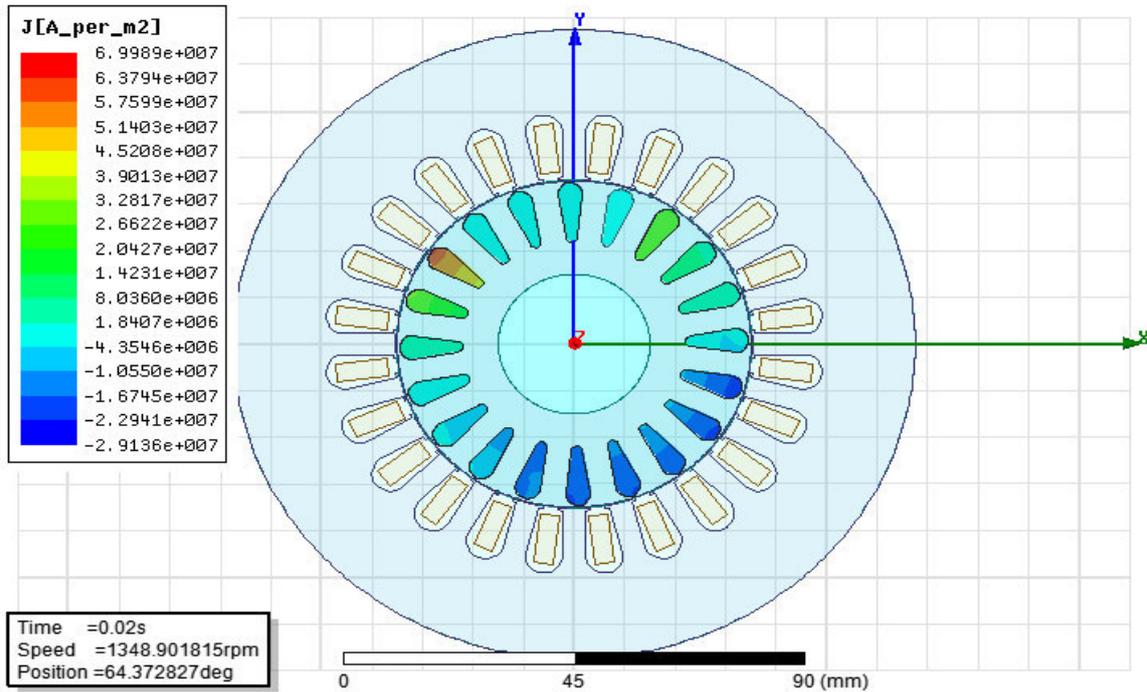


Figure V. 37: Densité de courant du moteur pour une rupture de 4 barres

D’après les figures (V. 30) et (V. 33), on constate que lors d’un défaut de rupture de barres au rotor, il y a apparition d’ondulations identiques sur les trois courants statorique. On remarque aussi que le défaut rotorique fait apparaître des ondulations au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse comme le montre respectivement les figures (V. 31), (V. 32) (V. 34) et (V. 35). Les ondulations du couple fait augmenter la vibration du moteur et accélèrent la détérioration de ce dernier.

On a visualisé aussi la densité des courants rotoriques, d’après les figures (V. 36) et (V. 37), on voit bien que la cassure des barres engendre l’annulation du courant dans ces dernières.

| | Valeurs mesurées | Valeurs calculées | Valeurs de simulation |
|----------------|------------------|-------------------|-----------------------|
| Courant(A) | 5.8 Δ 3.34 Y | 5.75 Δ 3.32 Y | 5.6 3.23 |
| Résistance(Ω) | 4.8 | 5.12 | 5.09 |
| Inductance (H) | -- | 0.006 | 0.005516 |
| Inertie | 0.0015 | -- | 0.00128 |

Tableau V.1: Comparaison entre les valeurs calculées, mesurées et simulées

V. 6. Conclusion

L'utilisation du logiciel Ansys-Maxwell nous permet d'obtenir de nombreux renseignements sur le fonctionnement du moteur : couple en régime permanent ou au démarrage, courant de démarrage, vitesse...etc.

On a aussi effectué des simulations pour avoir les signatures de la machines en réaction à des défauts au niveau du stator ou du rotor.

Les résultats numériques obtenus montrent une très bonne concordance avec les résultats de mesures effectués sur la machine réelle au niveau d'Electro-Industrie (Tableau V.1).

Conclusion générale

Conclusion générale

La conception des machines électriques modernes est une tâche difficile dans le sens où la géométrie de celles-ci est complexe et leurs modèles sont non-linéaires à cause des phénomènes électromagnétiques, mécaniques et thermiques qui interagissent et présentent un couplage fort. De plus, les caractéristiques et les performances requises doivent être optimisées, tout en respectant un ensemble de contraintes techniques et/ou économiques exigé par le cahier des charges.

Dans ce mémoire, on s'est intéressé à la CAO d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil, tout en étudiant ces performances en état sain et avec défauts. L'utilisation d'un logiciel CAO a permis l'obtention de nombreux renseignements sur le fonctionnement du moteur : couple en régime permanent ou au démarrage, courant de démarrage, vitesse de rotation...etc.

Les équations qui régissent le fonctionnement de notre machine ont été formulées à partir des équations de Maxwell pour aboutir à une équation différentielle aux dérivées partielles, qu'on a résolu numériquement par la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel de CAO « Ansys-Maxwell », pour avoir comme solution une répartition du potentiel vecteur magnétique et les différentes grandeurs qui peuvent être dérivés directement de celui-ci (C'est-à-dire l'induction magnétique et les performances électromagnétiques).

Notre application concernait la CAO d'un moteur asynchrone de 1.5 kW fabriqué par l'entreprise nationale Electro-Industries. Les résultats obtenus sont en très bon accord avec les résultats de mesures.

D'autres développements ouvrant de nouvelles perspectives peuvent être faits, par exemple :

- Etude de l'échauffement du moteur
- Le comportement de la machines en optimisant les dimensions géométriques de cette dernière
- Associé une simulation convertisseur-machine permettra de pré-dimensionner rapidement les machines en fonction des performances requises.
- D'autres applications pour d'autres machines électriques pourraient être envisagées...

Bibliographie

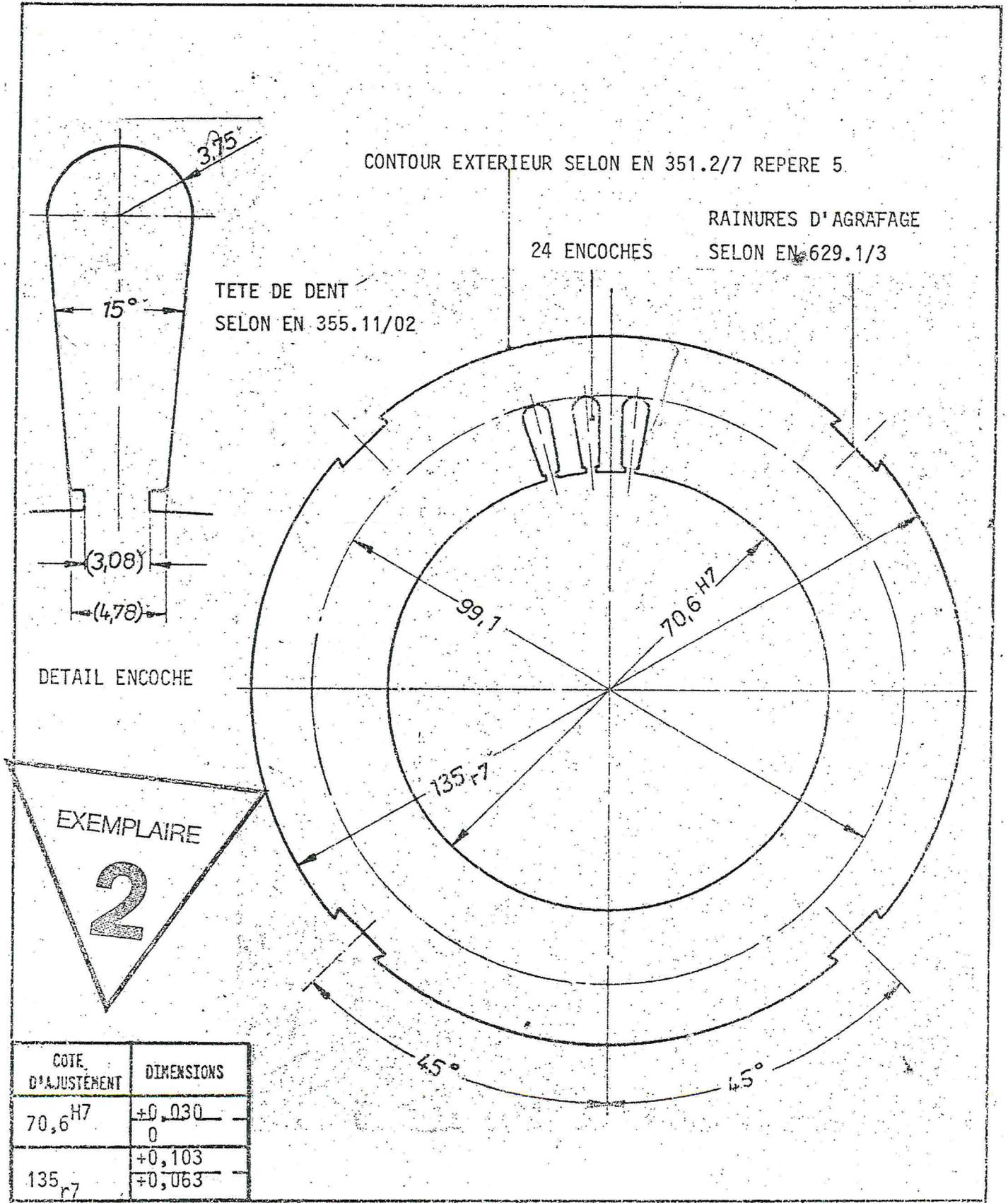
Bibliographie

- [1] B. Mimi, « étude des machines électriques par CAO », thèse doctorat, Constantine, 2009.
- [2] R. Redjem, « Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques, Application aux moteurs asynchrones », mémoire de magister, Constantine, 2006.
- [3] M. Feliachi, « Contribution au calcul du champ électromagnétique par la méthode des éléments finis en vue d'une modélisation dynamique des machines électriques », thèse de doctorat, Paris, 1981.
- [4] T. Wildi « Electrotechnique », livre, 2005.
- [5] B. Nogarede, « Machines tournantes : Principes et constitution », Techniques de l'Ingénieur, D 3 411
- [6] J. Chatelain, « Machines électriques », livre, Paris, 1986.
- [7] F. MILSANT « cours d'électrotechnique » livre, France, 1992.
- [8] Jacques SAINT-MICHEL, « Bobinage des machines tournantes à courant alternatif », Techniques de l'ingénieur D 3420.
de l'ingénieur D 3020.
- [9] M. Jufer, J-C. Sabonnadière, « Conception assistée par ordinateur (CAO) Moteur synchrone », Techniques de l'Ingénieur, D 3 590.
- [10] Bouchard, R.P, Olivier, G, « Conception de moteurs asynchrones triphasés », livre, Montréal, 1997.
- [11] Y. Choua, « Application de la méthode des éléments finis pour la modélisation de configurations de contrôle non destructif par courants de Foucault », thèse doctorat, Paris, 2009.
- [12] G. Datt et G. Touzot, « Une Présentation de la Méthode des Eléments Finis », Livre, Paris, 1984.
- [13] C. Sabonnadière et L. Coulomb, « Calcul des champs électromagnétiques », Techniques
- [14] G. Rakotonirina, « modélisation thermique des moteurs asynchrones à cage par la méthode des éléments finis », thèse de doctorat, Québec, 2001.
- [15] B. Pierre « magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique », livre, Paris, 1997.

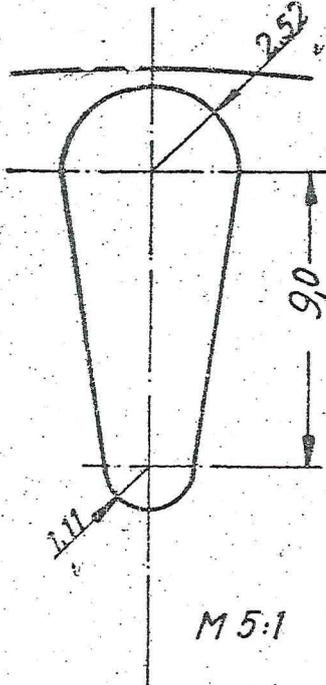
- [16] A. Lebouk « matériaux magnétiques en génie électrique TOME 1 », Livre, 2006.
- [17] A. Belkebir « modélisation-identification des paramétrique de l'hystérésis magnétique 'modèle de L.O.CHUA». mémoire de magister, Batna, 2006.
- [18] V. Maurel « Influence de l'état mécanique multiaxial induit par la découpe sur les Propriétés d'usage des tôles magnétiques », thèse doctorat, Cachan, 2002.
- [19] M. Liwschitz et L. Maret, « Calcul des Machines Electriques », Livre, Paris, 1967.
- [20] A. Abed, « Contribution à l'Étude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone », thèse de Doctorat, Nancy, 2002.
- [21] S. Belhamdi « Prise en Compte D'un Défaut Rotorique Dans la Commande d'un Moteur Asynchrone », mémoiree de Magister, Biskra, 2005.

Annexes

Annexes 1



Annexes 2



ENCOCHÉ D'IMPILAGE SELON EN 38

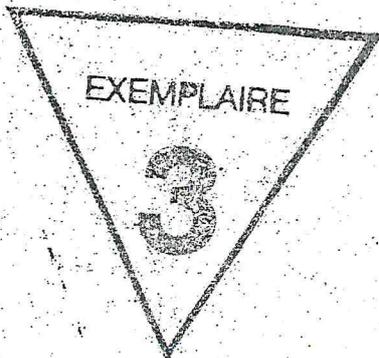
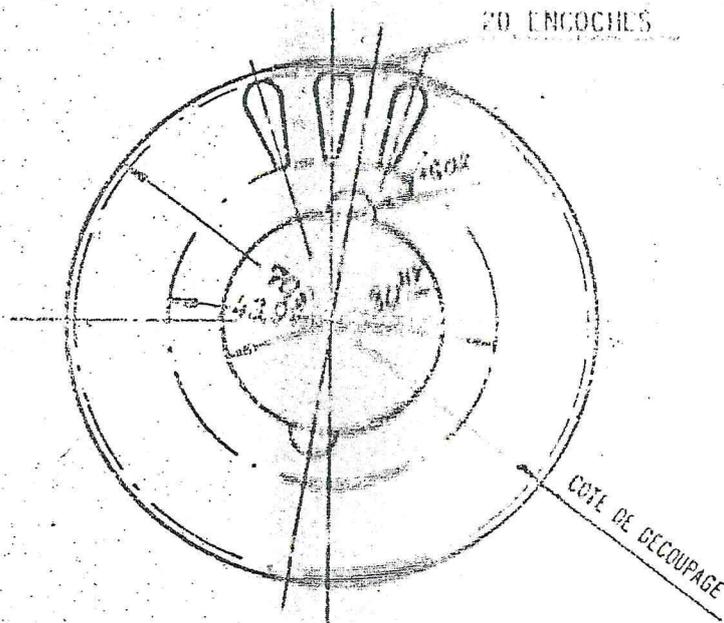
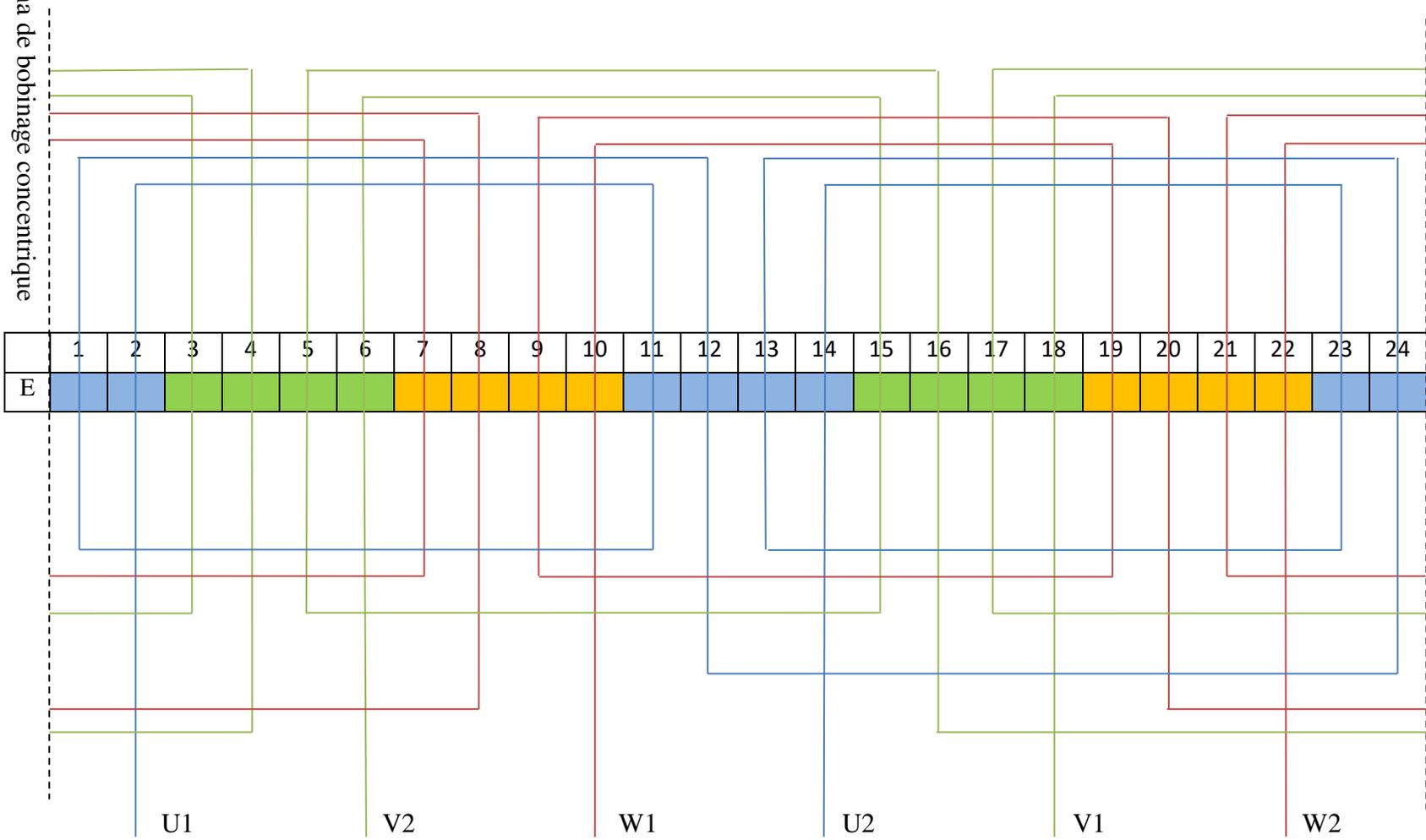


Schéma de bobinage concentrique



Annexes 3

Annexe 4

| Paramètre | Valeur |
|------------------------------|--|
| Tension d'alimentation | $U_n = 230 \text{ V}$ |
| courant nominal | $I_n = 3.3 \text{ A}$ |
| Puissance | $P=1.5 \text{ KW}$ |
| vitesse nominale | $V_n = 2865 \text{ tr/mn}$ |
| Moment d'inertie | $J = 0.0015 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$ |
| Nombre des pôles | $2P = 2$ |
| Résistance par phase | $R_S = 4.8 \ \Omega$ |
| Couplage | Y |
| Fréquence | 50 Hz |
| Diamètre extérieur du stator | 135 mm |
| Diamètre intérieur du stator | 70.6 mm |
| Diamètre extérieur du rotor | 70 mm |
| Diamètre intérieur du rotor | 30 mm |
| Longueur de la machine | 70 mm |
| Nombre d'encoche statorique | 24 encoches |
| Nombre d'encoche rotorique | 20 encoches |
| Inclinaison | 15° |
| Hauteur d'axe | 90 mm |

Tableau 1 : Grandeurs nominales et ses dimensions géométriques

Résumé

Dans ce mémoire, nous avons étudié un moteur asynchrone à cage d'écureuil à vide et en charge et ce dans le cas d'une machine saine (sans défaut) ou avec défaut (barre cassées ou court-circuit entre spires d'une phase). Cette étude a visé des aspects déterminants dans le domaine de conception des machines électriques (Performances électromagnétiques et électromécaniques). La modélisation de cette machine est réalisée selon une approche numérique par la méthode des éléments finis sous l'environnement « **Ansys-Maxwell** », un logiciel qui prend en compte la saturation des matériaux magnétiques dans la machine.

Abstract

In this work, we studied the squirrel cage induction motor in: no-load and on-load operating conditions, and this in the case of a healthy machine and damaged one (with broken rotor bars or short circuit between wire loops). This study provided important key aspects in the field of design of electrical machines (electromagnetic and electromechanical performances). The modeling of this machine is performed with a numerical approach by the finite element method using « **Ansys-Maxwell** » software that takes into account the saturation of magnetic materials in the machine.

المخلص

في هذه المذكرة، قمنا بدراسة المحرك اللااتزامني ذات قفص السنجاب بدون حمولة و بحمولة، في حالة مكينة مثالية (بدون عطل) و معطوبة (قطبان منكسرة أو قصر الدارة بين حلقات الطور). ركزت هذه الدراسة على جوانب رئيسية في مجال تصميم المكينات الكهربائية (الأداء الكهرومغناطيسي و الكهروميكانيكي)، يتم نمذجة هذه المكينة باستعمال طريقة رقمية التي تعتمد على طريقة العناصر المنتهية في بيئة برنامج (ماكسوال)، الذي يأخذ بعين الاعتبار التشبع المغناطيسي في المكينات.