

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

*Présenté par*

Aghiles BEN SLIMANE

Nadir MEHALLA

Thème

# Contribution à l'étude de l'influence de type de bobinage sur le comportement électromagnétique d'une machine synchrone à pôles lisses 150VA

*Mémoire soutenu publiquement le 30/09/ 2015 devant le jury*

**M Mohand Tahar BELASSEL**

Maitre de conférences A, UMMTO, Président

**M Youcef BOUTORA**

Maitre de conférences A, UMMTO, Encadreur

**M Djaffar BOUGUEDAD**

Maitre de conférences B, UMMTO, Examineur

**M Rabah KHALDI**

Maitre assistant A, UMMTO, Examineur

# Remerciement

*Nous remercions en premier lieu le bon dieu qui nous a donné le courage afin de compléter la réalisation de notre travail.*

*Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à M<sup>r</sup>. Boutora Youcef, enseignant au département d'Électrotechnique, nous a proposé ce sujet, nous a orienté le long de la réalisation de ce mémoire, nous a prodigué les précieux conseils qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation, nos sincères remerciements s'adressent à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.*

*En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos ami(e)s pour leur soutien de près ou de loin.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*A mes très chers parents*

*A mes frères et sœurs*

*A toute ma famille et tous ce qui me sont cher(es)*

*A tous mes ami(e)s sans exception*

*A toute la promotion d'électrotechnique 2015*

*A tous ceux qui ont contribué du prêt ou de loin à la réalisation de ce mémoire.*

*Nadir*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*A mes très chers parents*

*A mes frères et ma sœur*

*A toute ma famille et tous ce qui me sont cher(es)*

*A tous mes ami(e)s sans exception*

*A toute la promotion d'électrotechnique 2015*

*A tous ceux qui ont contribué du prêt ou de loin à la réalisation de ce mémoire.*

*Aghiles*

# Sommaire

Introduction générale

## Chapitre I

### Modélisation par élément finis des machines électriques tournantes

I.1 Introduction .....	3
I.2 Méthodes appliquées aux calculs du champ.....	3
I.2.1 Méthode des éléments finis.....	3
I.2.1.a Méthode d'approximation.....	4
I.2.1.b Méthodes des résidus pondérés .....	4
I.2.2 Méthodes des différences finis (MDF).....	4
I.2.3 Méthodes des volumes finis .....	4
I.3 Différents couplages dans le calcul des machines.....	5
I.3.1 Couplage faible .....	5
I.3.2 Couplage fort.....	6
I.4 Modélisation électromagnétique .....	6
I.4.1 Equations de Maxwell.....	6
I.4.2 Hypothèses simplificatrices .....	7
I.4.3 Formulation en potentiel vecteur magnétique A .....	8
I.4.3.a En modèle magnétostatique.....	8
I.4.3.b En modèle magnétodynamique .....	9
I.5 Méthode des éléments finis .....	10
I.5.1 Formulation intégral .....	10
I.5.2 Formulation variationnelle .....	11
I.5.3 Formulation projective .....	11
I.5.4 Méthode Galerkin .....	11
I.5.5 Discrétisation et approximation.....	11
I.5.6 Conditions aux limites .....	13
I.5.6.1 Condition du Dirichlet .....	13
I.5.6.2 Condition de Neumann.....	14
I.5.6.3 Condition mixte Dirichlet -Neumann.....	14
I.5.6.4 Condition de périodicité et d'anti périodicité.....	14
I.6 Aperçus sur les techniques complémentaires .....	15
I.6.1 Prise en compte de la saturation.....	15
I.6.1.1 Méthode de newton Raphson .....	15

I.6.2	Prise en compte du mouvement.....	15
I.6.2.1	Remaillage.....	16
I.6.2.2	Déformation du maillage.....	16
I.6.2.3	Ligne de glissement.....	16
I.6.2.4	La bande de mouvement.....	17
I.7	Conclusion.....	19

## Chapitre II

### Aperçu sur le bobinage des machines électriques tournantes

II.1	Introduction.....	20
II. 2	Bobinages des machines à courant alternatif.....	20
II.3	Enroulement d'induit dans les machines à courant alternatif.....	21
II.3.1	Bobinage par bobines.....	22
II.3.2	Bobinage par barres.....	23
II. 4	Différents types d'enroulements triphasés.....	23
II.5	Détermination du pas des sections ou des bobines.....	23
II.6	Les conducteurs soumis à l'influence de pair de pôles.....	23
II .7	Disposition des entrées de phases.....	24
II.8	Enroulement imbriqués triphasés à deux couches ou q est un nombre entier.....	24
II.9	Enroulements ondulés triphasés à deux couches ou q est un nombre entier.....	25
II.10	Enroulements concentriques triphasés à une seule couche à q est un nombre entier.....	25
II.11	Enroulement triphasé à nombre fractionnaire d'encoches par phase par pôle...	26
II.12	Enroulement d'induit dans les machines à courant continu.....	27
II.12.1	Cas du bobinage imbriqué.....	27
II.12.2	Cas du bobinage ondulé.....	27
II.13	Etude comparative de divers types de bobinages réguliers.....	28
II.13.1	Bobinages à pas diamétral.....	29
II.13.2	Bobinages à pas raccourci.....	30
II.13.3	Bobinage distribué.....	30
II.13. 3.1	Bobinage distribué à pas diamétral.....	31
II.13.3.2	Bobinage distribué à pas raccourci.....	32
II.14	Force magnétomotrice produite par les bobinages.....	32
II.15	Isolation des enroulements.....	32
II.16	Conclusion.....	34

## Chapitre III

### Etude d'une machine synchrone pour deux types de bobinages

III Introduction.....	35
III.1 Présentation des logiciels utilisés.....	35
III.1.1 FEMM (Finit Element Method Magnetic).....	35
III.1.2 Lua script.....	36
III. 2 Présentation de la structure de machine étudiée.....	37
III.2.1 Constitution.....	37
III.2.2 Tracé de la structure sous LUA.....	37
III.2. 3 Dimensions géométriques et grandeurs nominales.....	39
III.3 Etude pour bobinage simple couche à pas diamétral.....	40
III.3.1 Maillage de la machine.....	40
III.3.2 Cartographie des lignes du potentiel.....	41
III.3.3 Différentes courbes.....	42
III.3.3.1 Induction magnétique le long de l'entrefer.....	42
III.3.3.2 Variation du potentiel magnétique le long de l'entrefer.....	43
III.3.3.3 Force électromotrice de la machine.....	43
III.3.3.4 Allure de la fem à vide.....	44
III.3.4 Effet de saturation négligé.....	45
III.3.4.1 Densité de flux magnétique.....	45
III.3.4.2 Allure de couple de denture.....	46
III.3.4.3 Allure de couple statique.....	46
III.3.5 Prise en compte de la saturation.....	47
III.3.5.1 Densité de flux magnétique.....	47
III.3.5.2 Allure de Couple de denture.....	47
III.3.5.3 Allure de couple statique.....	48
III.4 Etude pour bobinage imbriqué à deux couches.....	48
III.4.1 Allure de la fem à vide.....	49
III.4.2 Allure de l'induction magnétique le long de l'entrefer.....	49
III.4.3 Allure du potentiel le long de l'entrefer.....	50
III.4.4 Effet de la saturation négligé.....	50
III.4.4.1 Densité de flux magnétique.....	50

III.4.4.2 Allure de Couple denture.....	51
III.4.4.3 Allure de Couple statique .....	51
III .4.5 Prise en compte de la saturation.....	52
III.4.5.1 Densité des flux magnétiques.....	52
III.4.5.2 Allure de couple de denture .....	52
III.4.5.3 Allure de couple statique.....	53
III.5 Tableau des différentes valeurs.....	53
III.6 Taux d'harmonique de la machine étudié .....	54
III. 7 Conclusion.....	55
Conclusion générale	



<b>Figure III.18</b> : Induction magnétique normale le long de l'entrefer .....	49
<b>Figure III.19</b> : Variation du potentiel vecteur magnétique le long de l'entrefer .....	50
<b>Figure III.20</b> : Cartographie de l'induction magnétique.....	50
<b>Figure III.21</b> : Variation de couple de denture .....	51
<b>Figure III.22</b> : Variation de couple statique.....	51
<b>Figure III.23</b> : Cartographie de l'induction magnétique.....	52
<b>Figure III.24</b> : Variation de couple de denture .....	52
<b>Figure III.25</b> : Variation de couple statique.....	53
<b>Figure III.26</b> : Spectre d'harmonique de la machine étudiée .....	54

# Introduction générale

Le terme machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotor est généré soit par des aimants permanents, soit par une des bobines. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant du stator.

La machine synchrone est le générateur d'énergie électrique par excellence, celui qui alimente les réseaux transportant l'énergie sous forme de tensions alternatives sinusoïdales, on l'appelle alors alternateur. Les centrales de production d'énergie électrique sont équipées d'alternateurs triphasés. De l'alternateur de bicyclette délivrant seulement quelques watts à l'alternateur de centrale nucléaire fournissant 1,6 GW le principe de fonctionnement et les modélisations classiques sont relativement semblables [16].

La modélisation numérique des systèmes électromagnétique, le développement, la conception et l'optimisation des nouveaux dispositifs a connu une avancée considérable. Cela est dû principalement à la croissance continue des besoins industriels à travers la recherche des nouveaux modèles d'une part, et de la croissance des moyens informatique d'autre part [2].

En employant la méthode des éléments finis, il est devenu possible d'avoir une description électromagnétique très précise de la machine, mais les deux problèmes principaux sont : le temps de calcul pour la simulation par EF et le grand paramètres de la machine électrique. Pour cette raison, la méthode des éléments finis est très utilisée pendant l'étape de la conception de la machine.

La façon dont on réalise le bobinage d'une machine électrique a un impact évident sur le rendement du dispositif électrique ; en effet, le bobinage influe sur la répartition du champ magnétique et donc de l'induction magnétique au niveau de l'entrefer [3].

L'objectif principal de ce présent travail est l'étude d'une machine synchrone à pôles lisses 150VA par la méthode des éléments finis à l'aide d'un logiciel de calcul du champ (FEMM), dans le but de déterminer le comportement électromagnétique de la machine étudiée.

L'étude de notre travail est subdivisé en trois chapitres principales qui sont présentés comme suite :

- Chapitre I : Modélisation par la méthode des éléments finis des machines électriques tournantes.
- Chapitre II : Aperçu sur le bobinage des machines électriques tournantes.
- Chapitre III : Etude d'une machine synchrone pour deux types de bobinages.

# **CHAPITRE I**

**Modélisation par élément finis des  
machines électriques tournantes**

## **I.1 Introduction**

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes la plus utilisées dans la résolution des équations aux dérivées partielles.

La modélisation des phénomènes électromagnétiques sont à l'origine qui exprime le comportement des machines électriques, il y a plusieurs méthode numérique utilisé pour la modélisation des machines électriques où l'utilisation de la méthode de calcul par éléments finis a fait ses preuves comme outil efficace afin de trouver des résultats approches à l'expérimental, elle permet aussi de tenir compte des géométries complexes et des non linéarités des systèmes [1].

## **I.2 Méthodes appliquées aux calculs du champ**

### **I.2.1 Méthode des éléments finis**

D'une manière générale, la méthode des éléments finis se définit comme une technique numérique d'approximation des solutions des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physiques et leurs conditions aux limites.

L'objectif de cette méthode est de remplacer le modèle décrit dans un espace par un modèle discret équivalent, en utilisant une approximation simple des variables inconnues sur des sous domaines, pour transformer les équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques, dont la résolution fournit une solution approchée du problème [12]

Cette approche est considéré l'une des plus utilisé et très attractive dans la conception et l'analyse des dispositifs électromagnétiques. Ainsi, elle est conçue inappropriée pour la résolution des divers problèmes rencontrés en pratique (stationnaires ou non, linéaire ou non) définis dans un domaine géométrique quelconque à une ou à deux dimension [3].

Fondée sur la résolution des équations de Maxwell, dans l'étude des systèmes électromagnétiques complexes. Elle permet l'obtention des résultats de calcul précis et l'étude exacte de la répartition interne du flux magnétique, en tenant en compte des phénomènes de saturation et de création de courants de Foucault à l'intérieur des matériaux.

### I.2.1.a Méthode d'approximation

Toutes les méthodes d'approximations ont un même objectif, remplacer un problème mathématique continu par des équations discrètes (équations matricielles) de dimensions finies que l'on peut résoudre numériquement. Un problème physique peut être formulé de façon équivalente en un système d'équations différentielles ou sous une formulation intégrale. On distingue deux types de formulations :

- La méthode variationnelle (méthode de Rayleigh-Ritz) qui dépend des hypothèses de modélisation, n'est pas très utilisée, car définir l'expression de l'énergie totale d'un système est souvent difficile.
- La méthode des résidus pondérés (ou annulation d'erreur d'approximation) : elle utilise comme point de départ les équations locales les conditions aux limites du problème [4].

### I.2.2 Méthode des différences finies (MDF)

La méthode des différences finies est basée sur la discrétisations des opérations différentielles en des opérateurs aux différences. Ainsi, les dérivées sont approchées par les équations aux différences établissant la relation entre les inconnues en certains nœuds de discrétisation (maillage) du domaine de résolution. Le maillage 2D est exclusivement de type rectangulaire ou carré [4].

### I.2.3 Méthodes des volumes finis

Le principe de la méthode des volumes finis (MVF) est basé sur le calcul de la forme intégrale de l'équation aux dérivées partielles (EDP) électromagnétique, comme dans le cas de la loi de Gauss pour le champ électrostatique et la loi d'Ampère pour la magnétostatique. Donc on ne note une signification physique de la méthode plus explicite que dans le cas des autres méthodes numériques. La grande simplicité de sa mise en œuvre a fait que la MVF a connu un essor fulgurant depuis les années quatre-vingt.

Considérant un domaine  $\Omega$  dans lequel un champ  $\mathbf{U}$ , scalaire ou vectoriel, est la solution de l'équation EDP suivante :

$$\mathcal{L}(\mathbf{U})=\mathbf{F} \quad (\text{I.1})$$

Où  $\mathcal{L}$  est un opérateur différentiel et  $\mathbf{F}$  est une fonction connue, appelée terme source.

La solution de l'équation (I.1) par la méthode des volumes finis, consiste d'abord à découper le domaine  $\Omega$  en volumes élémentaires  $D_i$  ( $i = 1, 2, \dots$ ). Dans la branche de la physique, différents éléments ont été développés; tétraèdres, hexaèdres et prismes. Concernant les problèmes d'électrotechnique, on trouve souvent l'élément hexaédrique utilisé pour la discrétisation. En effet, pour un problème donné, l'élément hexaédrique est supérieur par rapport aux autres éléments en termes de temps de calcul et de précision. La résolution numérique basée sur la MVF consiste à intégrer l'équation (I.1) dans chaque volume élémentaire dans lequel le champ  $\mathbf{U}$  est approximé par une fonction linéaire :

$$\int_{D_i} \mathfrak{Z}(\mathbf{U}) = \int_{D_i} \mathbf{F} \quad (\text{I.2})$$

Il est à noter par ailleurs que la méthode des volumes finis peut être vue comme une méthode de résidus pondérés dans laquelle les fonctions de poids sont égales à l'unité [3].

### I.3 Différents couplages dans le calcul des machines

#### I.3.1 Couplage faible

Le mode faible (indirect) est un mode de couplage séquentiel. A chaque pas de temps, le champ électromagnétique et le courant dans les inducteurs sont déterminés par la résolution simultanée de l'équation magnétodynamique transitoire par éléments finis et de l'équation donnant le courant total dans l'inducteur. Une fois les grandeurs magnétiques déterminées, nous procédons au calcul de la force magnétique globale, source d'excitation de l'équation mécanique, dont la résolution par la méthode d'Euler ou Runge-kutta d'ordre 4 [5], nous permettra d'obtenir les paramètres mécaniques tels que le déplacement et la vitesse. Ce modèle nécessite un pas de temps, relativement petit, sinon un algorithme de prédiction doit être utilisé afin d'obtenir une bonne précision de simulation [5].

De même certains machines ou actionneurs, alimentés par exemple par un courant constant ou à déplacement limité, ne modifient pas significativement les grandeurs magnétiques.

De même le couplage se limite souvent à une simple interaction, via les forces électromagnétiques et l'équation dynamique du mouvement, dans ce cas, les grandeurs magnétiques ne sont pas modifiées; elles ne font qu'engendrer les forces mécaniques qui produisent un simple déplacement. Il s'agit donc d'un couplage physique faible [6].

### I.3.2 Couplage fort

Dans ce cas, les équations électromagnétiques et mécaniques sont résolues simultanément pour des interactions importantes entre les phénomènes magnétiques et mécaniques. La difficulté d'un tel couplage est que le système d'équations matricielles est non linéaire et non symétrique. Ce modèle de couplage relativement lourd pour la mise en équations, conduit à un système matriciel dont la résolution nécessite le recours à la méthode de Newton-Raphson. Cependant, il évite l'influence du pas de calcul sur la précision de la simulation [7]

## I.4 Modélisation électromagnétique

### I.4.1 Equations de Maxwell

L'ensemble des phénomènes électromagnétiques peut être décrit par six grandeurs dépendant, dans le cas général, du temps et de l'espace.

Deux grandeurs vectorielles magnétiques :

**H** : Champ magnétique (A/m)

**B** : Induction magnétique (T)

Trois grandeurs vectorielles électriques :

**E** : Champ électrique (V/m)

**D** : Induction électrique (C/m<sup>2</sup>)

**J** : Densité de courant électrique de conduction (A/m<sup>2</sup>)

Et la sixième, la densité de charges électriques libres  $\rho$  (C/m<sup>3</sup>).

J. C. Maxwell (1831-1879) a réuni ces grandeurs sous la forme de quatre équations dites lois fondamentales de l'électromagnétisme.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{I.3})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{I.4})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{I.5})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (\text{I.6})$$

Dans (I.4), le terme  $\frac{\partial D}{\partial t}$  exprime la densité du courant de déplacement.

Combinant (I.4) et (I.6), nous obtenons l'équation de conservation de charges électriques :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{I.7})$$

Afin de calculer l'évolution des champs électriques et magnétiques, les lois constitutives des milieux considérés doivent être ajoutées. En l'absence de vitesse mécanique de déplacement, ces relations sont données par :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (\text{I.8})$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (\text{I.9})$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (\text{I.10})$$

Les coefficients  $\mu$ ,  $\sigma$  et  $\varepsilon$  sont respectivement, la perméabilité magnétique, la conductivité électrique et la permittivité électrique. Dans un problème de modélisation, ces coefficients doivent être définis dans les différentes zones du domaine considéré. Dans l'air, par exemple, ces coefficients valent respectivement  $\mu_0$ , 0 et  $\varepsilon_0$ . Souvent, dans les matériaux linéaires, ces coefficients sont des scalaires constants. Ils dépendent dans des cas particuliers de l'intensité des champs appliqués [3].

#### I.4.2 Hypothèses simplificatrices

On se placera dans l'hypothèse de l'électrotechnique et on considère des fréquences faibles:

- On peut négliger le terme des courants de déplacement dans (I.4)
- Dans la plupart des travaux de modélisation les sources d'alimentation sont supposées produites par un générateur de courant parfait ( $\mathbf{J}_s$ ), de telle sorte à décomposer le courant total  $\mathbf{J}$  comme suit :

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_s + \sigma \mathbf{E} \quad (\text{I.11})$$

Dans cette équation la conductivité  $\sigma$  doit être définie dans toutes les régions conductrices à l'exception des régions sources [3].

### I.4.3 Formulation en potentiel vecteur magnétique $\mathbf{A}$

#### I.4.3.a En modèle magnétostatique

Compte tenu de l'équation (I.3), l'induction magnétique  $\mathbf{B}$  peut être exprimée comme suit :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (\text{I.12})$$

On appelle  $\mathbf{A}$  le potentiel vecteur magnétique. La combinaison des équations (I.4), (I.8) et (I.12), conduit à la formulation magnétostatique en potentiel  $\mathbf{A}$  :

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_s \quad (\text{I.13})$$

Où  $\nu$  est la reluctivité magnétique (inverse de  $\mu$ ). La résolution de (I.13) nécessite la connaissance des conditions aux limites relatives au domaine d'étude. Une condition aux limites usuelle est d'imposer un champ magnétique nul sur la surface extérieure  $\Gamma$  [3]. Dans le calcul, on impose alors :

$$\mathbf{A} = 0 \text{ sur } \Gamma \quad (\text{I.14})$$

Cette condition est dite condition de type Dirichlet. En présence d'un plan de symétrie, une autre condition dite de Newman peut être utilisée :

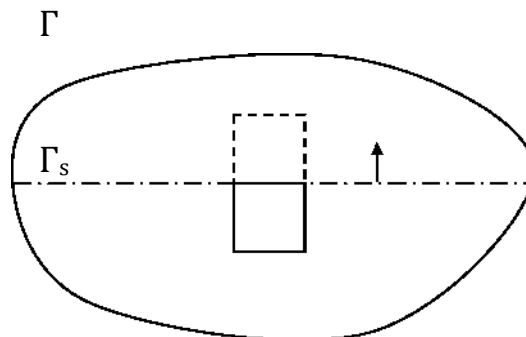
$$\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \mathbf{n}} = 0 \text{ sur } \Gamma_s \quad (\text{I.15})$$

Où  $\Gamma_s$  est le plan de symétrie de vecteur unitaire normal  $\mathbf{n}$  (Figure 1).

En effet la connaissance des conditions aux limites n'est pas suffisante pour avoir la solution du problème [3]. Si  $\mathbf{A}$  est solution de (I.13), alors il existe une infinité de solutions données par la forme :

$$\mathbf{A} + \nabla \varphi \quad (\text{I.16})$$

Où  $\varphi$  est une grandeur scalaire quelconque.



**Figure I.1** : Schématisation d'un plan de symétrie

L'unicité du potentiel vecteur magnétique doit être assurée par l'utilisation d'une jauge. Dans la littérature, on trouve que la jauge de Coulomb est la plus couramment adoptée:

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (\text{I.17})$$

L'introduction de la jauge de Coulomb dans la formulation (I.16) assure l'unicité de la solution du potentiel vecteur magnétique. Il est recommandé d'introduire la jauge de Coulomb à travers le terme  $\nabla (v_p \nabla \cdot \mathbf{A})$ . Dans ce cas, la formulation jaugée est donnée par l'équation :

$$\nabla \times (v \nabla \times \mathbf{A}) - \nabla (v_p \nabla \cdot \mathbf{A}) = \mathbf{J}_s \quad (\text{I.18})$$

Cela est démontré aussi par Biro. Pour avoir une meilleure approximation du potentiel, le terme ajouté  $v_p$  est remplacé par la reluctivité  $v$  du domaine, alors on obtient :

$$\nabla \times (v \nabla \times \mathbf{A}) - \nabla (v \nabla \cdot \mathbf{A}) = \mathbf{J}_s \quad (\text{I.19})$$

On appelle cette équation : la formulation en potentiel vecteur magnétique jaugée.

#### I.4.3.b En modèle magnétodynamique

La formulation en termes de champ magnétique ou électrique présente l'inconvénient de la discontinuité possible de ces grandeurs en passant d'un milieu à un autre, par contre le potentiel vecteur magnétique est continu [8]. L'équation (I.5) permet de déduire qu'il existe un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  tel que :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{I.20})$$

La combinaison des équations (I.3) et (I.20) conduit à :

$$\vec{\nabla} \wedge \left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \mathbf{0} \quad (\text{I.21})$$

La relation (I.21) permet de déduire qu'il existe un potentiel électrique scalaire  $V$  tel que :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{\nabla} V \quad (\text{I.22})$$

d'où 
$$\vec{E} = -\vec{\nabla} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{I.23})$$

et 
$$\vec{J} = \sigma \left( -\vec{\nabla} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) \quad (\text{I.24})$$

D'où finalement l'expression de la densité de courant de conduction qui est la suivante :

$$\mathbf{J} = \sigma_{\text{inducteur}} \nabla \vec{V} - \sigma_{\text{induit}} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \mathbf{J}_s + \sigma_{\text{induit}} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{I.25})$$

Nous avons :

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \rightarrow \vec{H} = 1/\mu_0 \vec{B} - \vec{M} \quad (\text{I.26})$$

Et sachant que  $\vec{B} = \nabla \Lambda \vec{A}$

L'équation devient donc :

$$\nabla \Lambda (\nabla \Lambda \vec{A}) + \sigma_{\text{induit}} \mu_0 \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \mu_0 (\vec{J}_s + \nabla \Lambda \vec{M}) \quad (\text{I.27})$$

Avec

$\mu_0$  : perméabilité magnétique du vide.

C'est l'équation électromagnétique qui caractérise les régimes dynamiques. De cette équation nous pouvons déduire le modèle en régime statique et harmonique. Dans le cas où le potentiel vecteur magnétique n'a qu'une seule composante :

Perpendiculaire au plan d'étude, prise comme étant la direction  $\vec{OZ}$  en coordonnées cartésiennes [8].

Dans le cas 2D cartésien

$$-\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{\partial A_s}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \sigma \mu_0 \frac{\partial A_z}{\partial t} = \mu_0 \mathbf{J}_{sz} + \mu_0 \left( \frac{\partial M_y}{\partial x} + \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (\text{I.28})$$

## I.5 Méthode des éléments finis

La MEF est basée sur l'idée suivante : subdiviser (discrétiser) une forme complexe en un grand nombre de sous-domaines élémentaires de forme géométrique simple (éléments finis) interconnectés en des points appelés nœuds.

### I.5.1 Formulation intégrale

La méthode des éléments finis est basée sur la substitution à la forme différentielle que représentent les équations aux dérivées partielles et les conditions aux limites par une formulation intégrale du phénomène à étudier. La formulation intégrale est de type variationnelle ou projective en une association avec une base de donnée de fonctions [8].

### I.5.2 Formulation variationnelle

La formulation variationnelle est donnée par :

$$I_a = \int L(A).d\Omega$$

$$L(A) = w_c - w_p$$

$w_c$  : l'énergie cinétique

$w_p$  : l'énergie potentielle

### I.5.3 Formulation projective

Le principe de la méthode projective est basé sur un théorème applicable dans un espace d'Hilbert qui stipule qu'un seul vecteur nul est orthogonal à tous les vecteurs d'espace [8].

$$\int_{\Omega} f.g d\Omega = 0$$

$$R = L(A) - f$$

$L(A)$  : l'opérateur différentiel

$f$ : terme source

### I.5.3 Méthode Galerkin

La méthode de Galerkin est une méthode très générale et très robuste. L'idée de la méthode est la suivante. Partant d'un problème posé dans un espace de dimension infinie, on procède d'abord à une approximation dans une suite croissante de sous-espaces de dimension finie. On résout ensuite le problème approché, ce qui est en général plus facile que de résoudre directement en dimension infinie.

Enfin, on passe d'une façon ou d'une autre à la limite quand on fait tendre la dimension des espaces d'approximation vers l'infini pour construire une solution du problème de départ. Il convient de noter que, outre son intérêt théorique, la méthode de Galerkin fournit également un procédé constructif d'approximation.

### I.5.4 Discrétisation et approximation

La discrétisation est une étape importante dans l'analyse des éléments finis car la précision des résultats dépend de la méthode de discrétisation et la finesse de cette subdivision en sous domaines [9].

La forme des éléments est directement liée à la dimension du problème (2D ou 3D). Pour une géométrie en 2D, on utilise généralement des triangles ou des quadrilatères ; pour une géométrie 3D, on utilise les tétraèdres ou les hexaèdres.

La fonction inconnue est approchée dans chaque élément par la fonction d'interpolation nodale, faisant intervenir les valeurs de l'inconnue aux nœuds de ces éléments ainsi que les coordonnées géométriques de ces nœuds.

L'inconnue  $A$  est décrite dans chaque élément  $e$  par une combinaison linéaire des valeurs  $A_i^e$  aux nœuds.

$$A_i^e = \sum_{i=1}^3 \alpha_i A_i^e$$

Les  $\alpha_i$  sont les fonctions de pondération qui doivent vérifier :

$$\alpha_i(x_f, y_f) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

Dans le cas du calcul du champ dans la structure électromagnétique, les éléments de la forme triangulaire sont les plus utilisés.

Cette subdivision exclusivement triangulaire du premier ordre a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet de traiter des expressions simples [9].

Dans le cas de l'élément triangulaire présenté dans la figure I.2, les fonctions de pondérations sont :

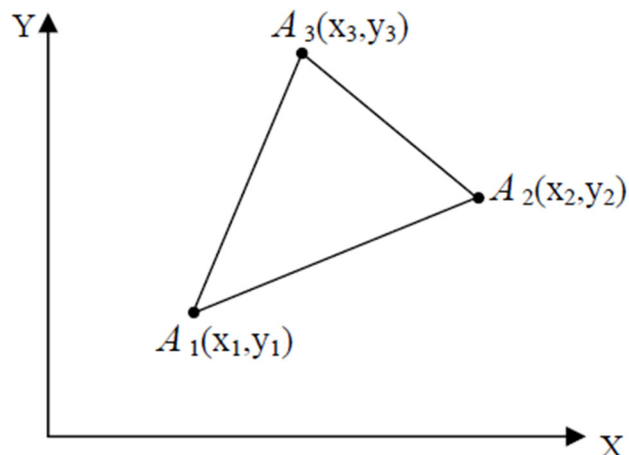


Figure I.2 : Élément triangulaire

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 = \left(\frac{1}{2\Delta}\right) [(x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2) + (y_2 - y_3) \cdot x + (x_3 - x_2) \cdot y] \\ \alpha_2 = \left(\frac{1}{2\Delta}\right) [(x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (y_3 - y_1) \cdot x + (x_1 - x_3) \cdot y] \\ \alpha_3 = \left(\frac{1}{2\Delta}\right) [(x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (y_1 - y_2) \cdot x + (x_2 - x_1) \cdot y] \end{array} \right.$$

Où :  $\Delta$  est l'aire de l'élément.

$$2\Delta = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = (x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2) \quad (\text{I.29})$$

D'où :

$$\begin{aligned} \Delta &= [(x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2)]/2 \\ &= \frac{1}{2} [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)] \end{aligned} \quad (\text{I.30})$$

### I.5.5 Conditions aux limites

Pour la résolution des équations aux dérivées partielles, il est inévitable d'associer des conditions aux limites du domaine d'étude de celles-ci.

Elles assurent l'unicité de la solution du problème étudié et adaptent la solution à la nature des phénomènes qui interviennent dans le problème [1]

#### I.5.5.1 Condition du Dirichlet

Elle impose les valeurs du vecteur potentiel magnétique  $A$  au bord du domaine d'étude ses valeur sont prises nulles par la considération de l'infini, le champ "grandeur" est constante sur une frontière [1].

$\vec{A}$  : Champ

$\Gamma_d$  : Frontière de Dirichlet.

$\vec{A}|_{\Gamma_d} = \text{constante}$

Lorsque  $\vec{A}|_{\Gamma_d} = 0$  ; condition de Dirichlet homogène.

### I.5.5.2 Condition de Neumann

Elle est utilisée dans le cas où le système à étudier présente des plans de symétrie. Le problème impose les valeurs de  $A$  aux bords du domaine et celle de  $\partial A/\partial n$  aux niveaux des plans de symétrie (plan de coupe) ou  $n$  représente la normale au plan de coupe [4].

$$\left. \frac{\partial A}{\partial n} \right|_{\Gamma_d} = \text{constante}$$

### I.5.5.3 Condition mixte Dirichlet -Neumann

C'est la combinaison des deux types de conditions aux limites. elle s'exprime par :

$$a A + b \partial A/\partial n = g$$

$a$  et  $b$  constantes définies sur le domaine d'étude et  $g$  est la valeur de l'inconnue sur la frontière [10].

### I.5.5.4 Condition de périodicité et d'anti périodicité

Elles sont dites aussi cycliques et anti-cycliques.

$$| A |_{\Gamma} = k \quad , \quad | A |_{\Gamma+d\Gamma}$$

Avec  $A$  : fonction connue.

$d\Gamma$  : Période spatiale (suivant le contour  $\Gamma$ ).

$K=1$  : Cyclique

$K=-1$  : Anti-cyclique.

Ces deux conditions sont utilisées pour exploiter la symétrie inhérente dans quelques problèmes, afin de réduire les dimensions du domaine d'études, ainsi que dans ceux à frontières ouvertes [10].

## I.6 Aperçus sur les techniques complémentaires

La modélisation des machines électriques, du fait qu'elles sont tournantes, nécessite de recourir à des techniques de prise en compte de mouvement et de la saturation étant donnée qu'elles possèdent aussi des matériaux ferromagnétiques non linéaires.

### I.6.1 Prise en compte de la saturation

Idéalement, la prise en compte du comportement non-linéaire des matériaux ferromagnétiques dans un code E.F. passe par l'utilisation d'un modèle d'hystérésis. Toutefois, dans la plupart des problèmes, une loi non linéaire, univoque, reste suffisante pour représenter de façon fiable le comportement du dispositif d'étude. Par ailleurs, l'utilisation d'un modèle d'hystérésis induit une augmentation des temps de calcul, et ce, notamment à cause du nombre d'itérations non-linéaires plus important, phénomène qui est encore plus prononcé dans le cas tridimensionnel [7].

La saturation magnétique est toujours négligée par les modèles analytiques, compte tenu des hypothèses simplificatrices adoptées. Néanmoins, la saturation magnétique peut être considérée, en adaptant, de manière itérative, l'épaisseur de l'entrefer [8,11].

Ainsi, la modification de l'épaisseur de l'entrefer influence tous les harmoniques du champ magnétique de l'entrefer de la même façon, alors que la saturation magnétique locale peut avoir un effet différencié sur le contenu harmonique du champ magnétique d'entrefer.

### I.6.2 Prise en compte du mouvement

Dans les machines électriques, il y a un mouvement relatif entre le stator et le rotor. La prise en compte de ce mouvement simultanément avec la variation temporelle de courants sources est nécessaire pour la simulation du problème électromagnétique.

Dans les structures qui présentent une partie mobile simple et invariante, l'introduction du mouvement peut être effectuée en prenant un seul référentiel et en utilisant la relation  $u \wedge B$  où  $u$  représente la vitesse. Lorsque la géométrie du rotor est complexe, et la disposition des parties conductrices n'est pas invariante, deux référentiels sont utilisés : l'un est lié à la partie fixe, l'autre à la partie mobile [1].

### I.6.2.1 Remaillage

La méthode de remaillage apparaît comme l'approche la plus naturelle. Elle consiste à redessiner le rotor dans chacune des positions considérées par rapport au stator et de mailler l'ensemble autant de fois que nécessaire. Cette opération est coûteuse en temps de calcul dès que la géométrie se complique, comme par exemple avec un entrefer petit. Cependant, elle autorise toutes les positions du rotor [1].

### I.6.2.2 Déformation du maillage

Cette solution améliore la technique précédente en définissant une bande dans l'entrefer, sur laquelle s'appuie le maillage du rotor d'un côté, et le maillage du stator de l'autre côté. Elle est appelée bande de roulement. Lorsque le rotor se déplace d'un faible angle, les triangles de cette bande sont déformés, et lorsque le déplacement du rotor est plus important, les indices des nœuds de cette bande sont décalés [6, 5].

### I.6.2.3 Ligne de glissement

Cette solution consiste à insérer dans l'entrefer un contour fermé s'appuyant sur un cercle, sur lequel le rotor se déplace : c'est la ligne de glissement [5].

Le maillage du stator et du rotor sont alors reliés par cette ligne. Il s'agit de faire coïncider les deux maillages lors du mouvement du rotor.

Cette technique suppose un maillage régulier de l'entrefer qui doit être réalisé avec des segments de longueur identique.

La figure I.3 illustre le principe de cette technique.

Cette technique requiert un seul maillage de la structure étudiée, et le rotor se déplace par un pas angulaire correspondant à la longueur des segments de l'entrefer. Dans ce procédé, le temps de simulation est considérablement allégé par rapport à la technique du remaillage.

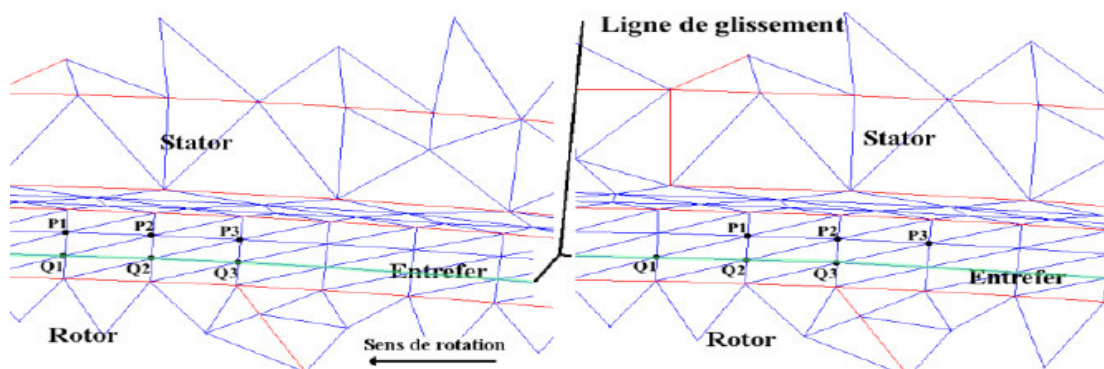


Figure I.3 : Description du mouvement sur la ligne de glissement

#### I.6.2.4 La bande de mouvement

La technique de la bande de mouvement est très utilisée pour prendre en compte le mouvement dans les machines tournantes. Cette méthode a été développée en 2D, dans les années 80 [11], puis reprise et améliorée. Elle s'appuie sur un remaillage local, situé dans la zone de recouvrement au niveau de l'entrefer d'une machine par exemple. Le maillage des domaines fixe et mobile est inchangé. Le mouvement est simulé par la modification relative de la partie mobile par rapport à la partie fixe [9].

La bande de mouvement a été développée en 2D avec des triangles et des quadrangles. Un travail complet de modélisation d'une machine tournante a été développé en 3D avec des éléments prismatiques et hexaédriques.

Le principe de cette méthode est illustré sur la figure (I.4) où on trouve le maillage fixe, le maillage mobile et le zone de recouvrement appelée (bande de mouvement) ; le premier maillage, en haut de la figure, correspond à la position initiale. En déplaçant le maillage mobile d'un pas  $\Delta t$  on déforme le maillage au niveau de la bande de mouvement [9].

L'application de cette méthode est simple et assure une continuité naturelle des champs entre les deux parties. Cependant, elle présente un certain nombre de problèmes d'ordre numérique. A chaque remaillage de la bande, le système doit être complètement restructuré. En plus de l'augmentation de la largeur de la bande et du profil après chaque remaillage de la bande, des erreurs ou bruits numériques dus à la déformation relative des éléments de la bande sont induits pour le calcul de la force électromotrice et du couple magnétique. Un problème surgit lors de l'application de la méthode dans le cas d'une modélisation sur un découpage du domaine sur un ou deux pôles. Le mouvement fait apparaître des nœuds supplémentaires sur un ou des contours latéraux du domaine. La taille de la matrice augmente et les conditions aux limites deviennent plus difficiles à appliquer (condition de périodicité ou d'anti périodicité) [12].

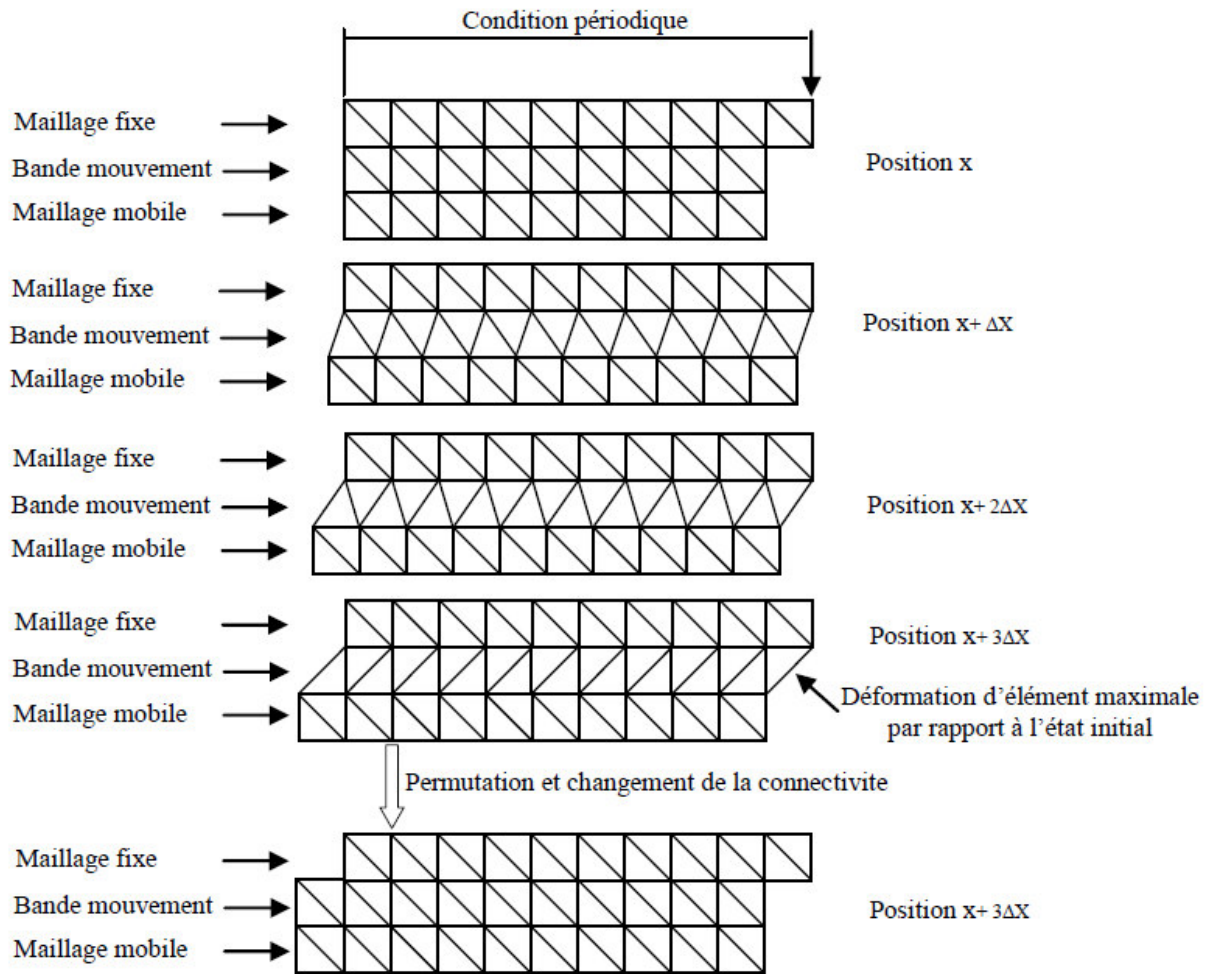


Figure I.4 : Evolution des éléments de la bande de mouvement

**Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation par la méthode des éléments finis des machines tournantes, appliquée beaucoup plus dans l'étude des machines à structure complexe vue sa précision, qui donnent aujourd'hui, une prédétermination fiable des caractéristiques électromagnétiques de ces machines électriques.

En plus, les différentes méthodes analytiques ainsi que les méthodes numériques auxquelles s'ajoutent les méthodes expérimentales. Ces dernières sont intéressantes et précises notamment la MEF la plus utilisée à temps actuel.

Le mouvement des parties mobiles est un paramètre essentiel et important à prendre en considération dans ce type de problème. C'est la raison pour laquelle il est nécessaire de sélectionner une technique de simulation de mouvement la plus adaptée à ce type de problème, car elle a un impact direct sur l'évaluation de la force magnétique.

## II.1 Introduction

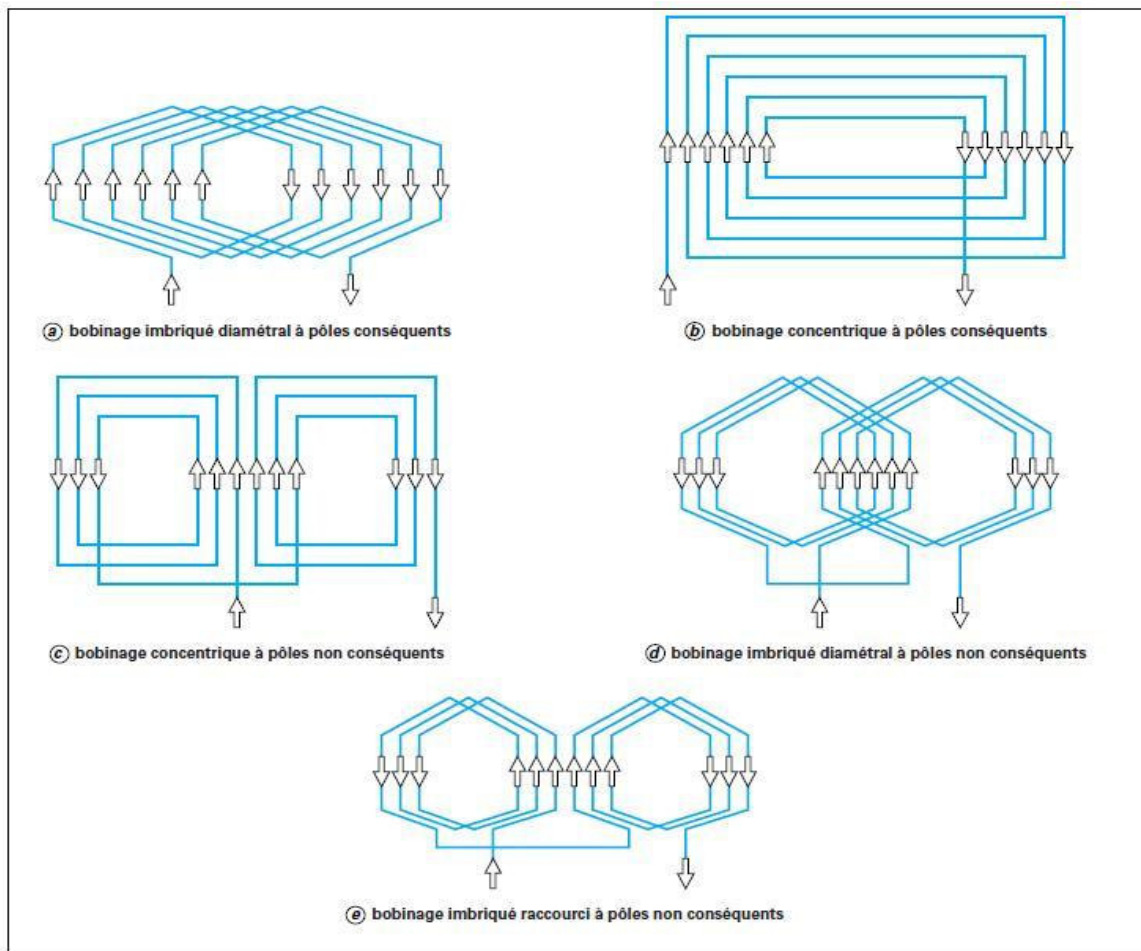
Les enroulements des machines électriques tournantes sont différents par leurs sources d'alimentation à courant alternatif ou à courant continu.

Le bobinage d'une machine tournante s'effectue de différentes manières, mais l'on recourt habituellement à trois types d'enroulements qui sont : 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 le plus adéquat pour les rotors des moteurs asynchrones à bagues [13].

## II.2 Bobinages des machines à courant alternatif

Les machines à courant alternatif sont toutes constituées par une partie fixe appelée stator qui renferme le bobinage relié au réseau et une partie mobile appelée rotor.

Le choix du schéma à utiliser dans une machine peut ainsi être lourd de conséquences et il convient de le déterminer en toute connaissance de cause. Certains d'entre eux sont présentés par la figure II.1 ci-dessous; c'est en particulier le cas de l'imbriqué à pas diamétral, qu'il soit à pôles consécutifs (figure II.1, a) ou non (figure II.1, d), parce qu'il est difficile à mettre en œuvre et considéré comme consommateur de cuivre. Les autres sont couramment utilisés. Le concentrique à pôles consécutifs (figure II.1, b), fort consommateur de cuivre lui aussi, doit être dans la mesure du possible évité, bien qu'il se prête très facilement à l'insertion mécanisée, au profit du concentrique à pôles non consécutifs (figure II.1, c). Quant à l'imbriqué à pas raccourci (figure II.1, e), son domaine d'utilisation se situe dans les machines à moyenne tension du fait qu'il permet de réaliser des bobines toutes identiques avec une répartition parfaitement régulière des têtes de bobines. De plus, il autorise n'importe quel pas de bobinage [2].



**Figure II.1 :** Schéma de bobinage des machines à courant alternatif

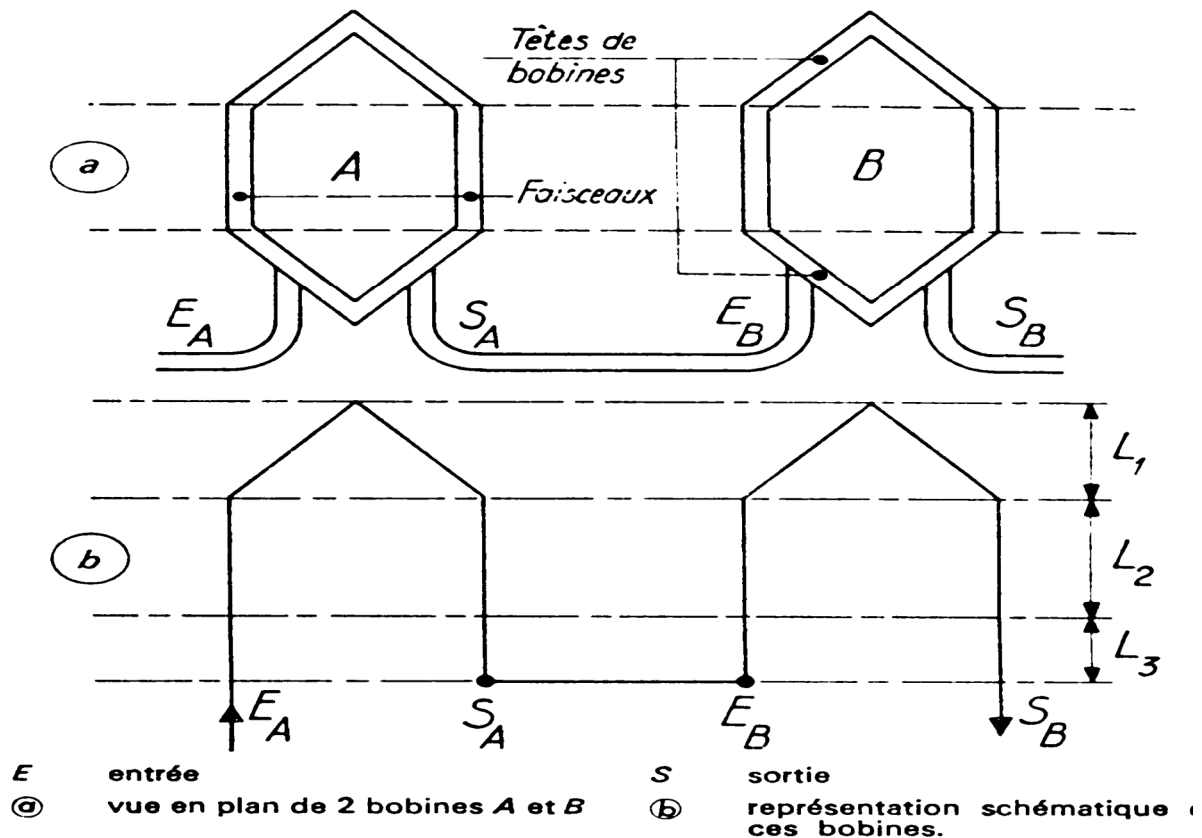
### II.3 Enroulement d'induit dans les machines à courant alternatif

Les bobinages de ces machines sont logés dans les encoches en général régulièrement réparties sur la périphérie interne d'un stator.

Ces bobinages peuvent être réalisés de deux manières :

Bobinage par bobines ;

Bobinage par barres.



**Figure II.2 :** Principe de la représentation des bobines sur le schéma panoramique

- La zone  $L_1$  détermine la position des bobines et leur forme générale.
- La zone  $L_2$  montre les faisceaux.
- La zone  $L_3$  définit les connexions entre bobines.

### II.3.1 Bobinage par bobines

Le bobinage est constitué de bobines, formées chacune de  $nb$  spires concentriques en série ( $nb$  étant supérieur ou égale à 2), chacune des spires pouvant contenir plusieurs fils (brins), menés en parallèle. Chaque bobine possède une entrée  $E$  et une sortie  $S$ .

On appelle un conducteur l'ensemble des fils menés en parallèle à l'intérieur d'une bobine. Une bobine aura donc  $nb$  conducteurs et la force électromotrice (f.e.m) produite aux bornes de la bobine sera  $nb$  fois celle d'une spire.

Chaque bobine occupe en totalité 2 encoches distinctes, on appelle faisceaux les deux parties situées dans les encoches et têtes de bobines les deux parties situées en hors fer, donc chaque bobine comprend deux faisceaux et deux têtes de bobines [9].

### II.3.2 Bobinage par barres

Lorsque  $n_b=1$ , on parle de bobinage par barres. Le conducteur est généralement à une barre de section rectangulaire. Cette barre pouvant elle-même être formée de plusieurs éléments méplats, menés en parallèle.

Nous appelons encore ici, faisceaux, les parties situées dans les encoches. Mais on ne peut plus faire de distinction entre les têtes de bobines et les connexions entre barres [9].

### II. 4 Différents types d'enroulements triphasés

Ceux -ci peuvent se classer en trois enroulements :

Les enroulements réguliers à pas diamétrale avec un nombre entier d'encoches par phases.

Enroulement semi régulier qui peut-être bobinés :

-Avec un pas raccourci et  $q$  entier.

-Avec un pas raccourci et  $q$  fractionnaire.

Les enroulements triphasés irréguliers.

### II.5 Détermination du pas des sections ou des bobines

-pas diamétral :  $y_1 = \tau$

-pas raccourci :  $y_1 < \tau$

-pas allongé :  $y_1 > \tau$

$$Y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \epsilon \text{ entier}$$

$\tau$  : est le pas polaire

### II.6 Les conducteurs soumis à l'influence de pair de pôles

La distance angulaire électrique d'un pas polaire est de  $180^\circ$ . Dans un bobinage triphasé par exemple, chaque phase occupe  $q$  encoches successives, sous un angle électrique de  $60^\circ$  [11].

$$q = \frac{Z}{2pm_1}$$

$m_1$  : nombre de phase du stator.

D'une part, l'angle  $\alpha$  compris entre deux encoches voisines a pour valeur.

$$\alpha = \frac{60}{q}$$

## II.7 Disposition des entrées de phases

Si  $q$  est un nombre entier, l'entrée d'une phase peut être effectuée sur une quelconque des sections, à condition de ne pas intervertir l'entrée et la sortie.

Dans une machine à courant alternatif, cette latitude permet de placer les entrées des trois phases à des distances différentes de  $120^\circ$ .

Quand  $q$  est un nombre fractionnaire, il est nécessaire de placer les entrées des phases à  $120^\circ$  électrique l'une de l'autre [11].

## II.8 Enroulement imbriqués triphasés à deux couches ( $q$ est un nombre entier)

L'enroulement imbriqué est le plus utilisé pour les stators des moteurs à moyenne-grande puissance. Le plus souvent, un enroulement à deux couches est employé, de manière que chaque bobine est composée de la moitié des conducteurs qui passent par une encoche. Les conducteurs sont placés dans l'encoche de manière qu'une bobine occupe la partie supérieure et l'autre la partie inférieure [12].

En construit l'enroulement imbriqué à deux couches pour un enroulement à pas total avec les données suivantes :

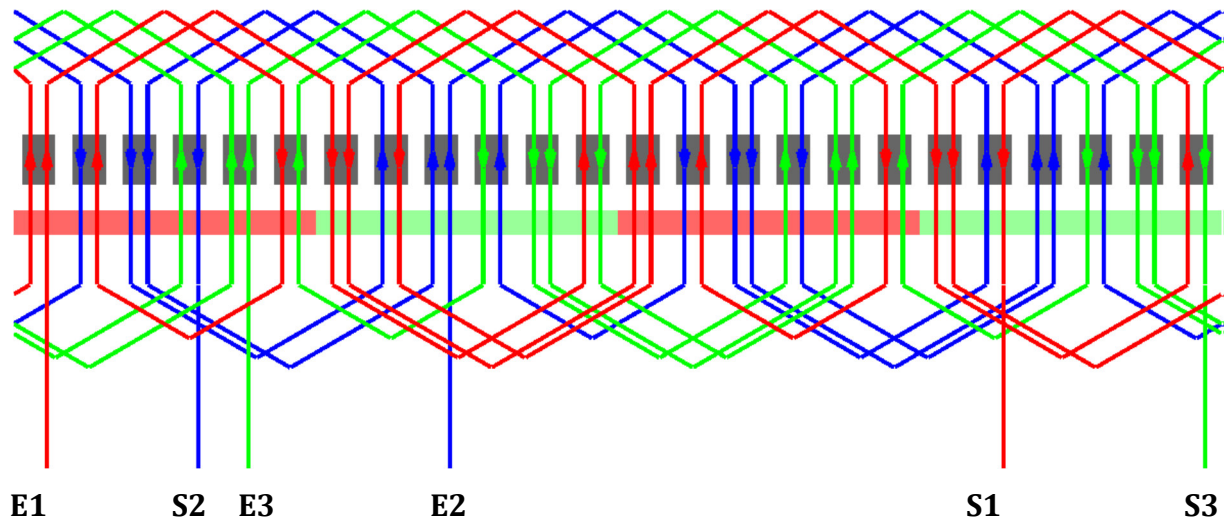
$$y = \tau, \quad m = 3, \quad 2p = 4, \quad z = 24 \quad \tau = \frac{z}{2p}$$

$$\text{Avec } q = \frac{z}{2pm} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2 \text{ encoches par pôle par phase.}$$

Les parties frontales des enroulements imbriqués statoriques à deux couches, comme celles des enroulements ondulés, sont disposées sur la surface d'un cône et, en cas de nécessité, sont protégées contre les efforts radiaux par les bagues de frettage [6].

Les enroulements imbriqués à deux couches actuellement sont les plus utilisés.

- ✓ Les avantages :
  - Raccourcissement des connexions sont frontales grâce au raccourcissement du pas et l'économie de cuivre.
  - Possibilités de former un grand nombre de branches parallèles équivalentes.
- ✓ Les inconvénients :
  - Impossibilité d'exécuter un stator démontable, sans soulever les bobines de leurs encoches.
  - Certaines difficultés lors de la mise en place des dernières bobines de l'enroulement le long du pas de l'enroulement.



**Figure II.3 :** Enroulement imbriqué à 2 couches - Les 3 phases - Moteur à 24 encoches et 4 pôles - Pas du bobinage : 5 - Nombre de bobines par pôles= 2

### II.9 Enroulements ondulés triphasés à deux couches où $q$ est un nombre entier

Dans les enroulements imbriqués que nous avons examinés en plus haut, la connexion en série de toutes les parties de l'enroulement ne peut être exécutée que par des connexions spéciales entre les bobines.

Les enroulements ondulés à nombre entier d'encoches par pôle et par phase sont surtout utilisés dans les rotors bobinés des moteurs asynchrones, car dans ce cas, vu qu'on ne doit pas obtenir une tension standard déterminée aux bagues, on peut largement utiliser un enroulement à barres. Ce qui simplifie sa construction et permet de mieux utiliser l'encoche en diminuant la quantité de matériaux isolants les enroulements ondulés rotoriques sont généralement réalisés à pas diamétral [6].

### II.10 Enroulements concentriques triphasés à une couche ( $q$ est un nombre entier)

C'est le type de bobinage à simple couche le plus commun. Comme dans le bobinage à simple couche, chaque bobine occupe et remplit deux encoches. La différence réside dans le fait que, pour une phase, les bobines sont de dimensions différentes et placées les unes autour des autres [12].

Ces enroulements étaient utilisés très largement dans les machines asynchrones et synchrones, mais actuellement ils ne sont rarement utilisés que dans les machines de faibles puissances [6].

Les enroulements concentriques avec la technologie à flux axial fournissent un avantage de fabrication. Lorsque ces derniers sont utilisés, les bobines préfabriquées peuvent être simplement insérées dans les dents du stator. Par ailleurs, l'espace requis par les enroulements est réduit [3].

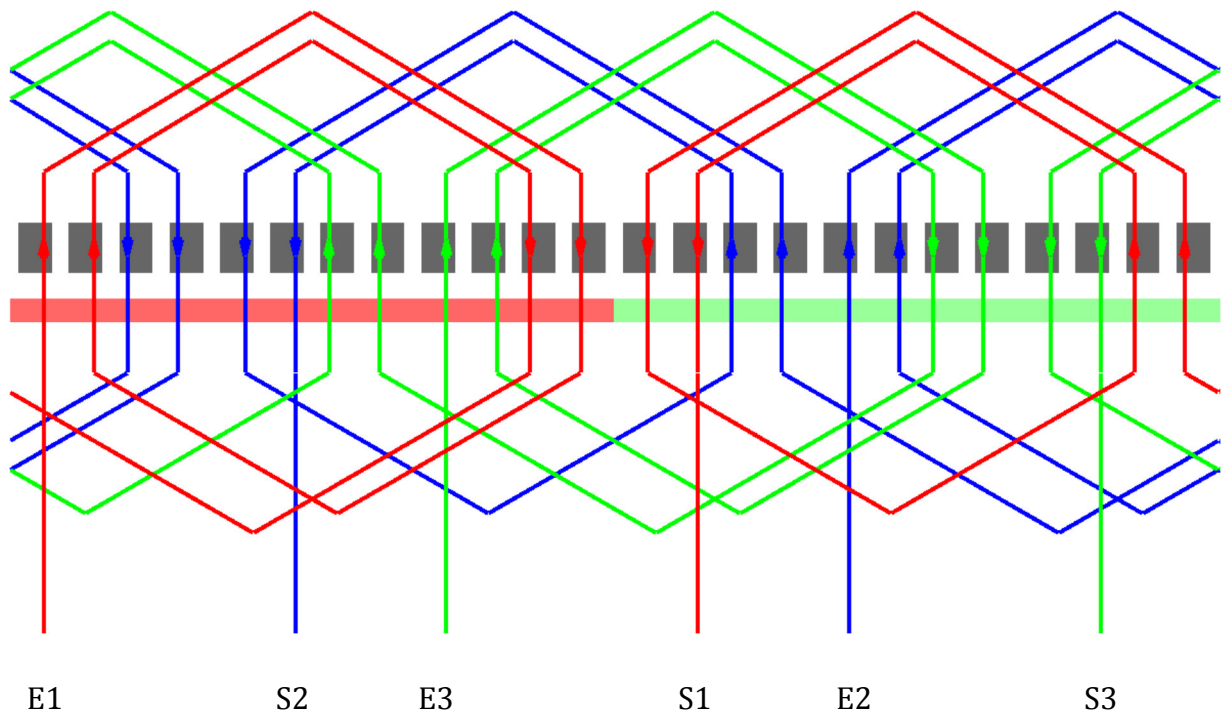
L'inconvénient des enroulements à une seule couche c'est qu'il n'y a pas de raccourcissement du pas :

Il peut être construit en 2 ou 3 phases

$$y_2 = y - y_1$$

$y_1$  constitue le pas moyen de l'enroulement concentrique

$$\alpha = \frac{60}{q}$$



**Figure II.4 :** Enroulement concentrique à seule couche - Les 3 phases - Moteur à 24 encoches et 2 paires de pôles - Pas du bobinage : 11 - Nombre de bobines par pôles=2

### II.11 Enroulement triphasé à nombre fractionnaire d'encoches par pôle par phase

Il s'agit d'un enroulement triphasé à nombre fractionnaire d'encoches par pôle par phase. Ils peuvent être exécutés en une ou deux couches.

➤ **Imbriqué ou ondulé à q fractionnaire.**

Il peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q = a + \frac{b}{c}; \quad b < c \text{ et } \frac{b}{c} \text{ fractionnaire / } a, b \text{ deux nombres entiers}$$

Dans ce cas, on a une partie des groupes de bobines se composent de a section et une autre partie de groupes de bobines se composent de (a+1).

Pour chaque c groupes de bobines (c-b) bobines se composent de a section, et b bobines se composent de (a+1) section [11].

## II.12 Enroulement d'induit dans les machines à courant continu

Dans le cas d'un enroulement à courant alternatif une fois déterminés le sens et la répartition des faisceaux entre les différentes phases, il reste encore plusieurs possibilités pour former les bobines et pour les réunir entre elles. Cette grande liberté est due au fait que les prises d'amenés du courant étant fixés, l'ordre dans lequel les faisceaux sont couplés en série à l'intérieur d'une phase n'as aucune importance du point de vue création de la f.é.m.

Dans le cas d'un enroulement à courant continu, les prises d'amenée du courant (balais), se déplacent le long du collecteur. Il s'ensuit que le bobinage doit se retrouver identique à lui-même chaque fois que les balais se déplacent d'une lame du collecteur à la suivante [9].

### II.12.1 Cas du bobinage imbriqué

$$Y = Y_1 - Y_2$$

Si  $Y_2$  est inférieur à  $Y_1$  nous avons la disposition progressive (non croisé).

Si  $Y_2$  est supérieur à  $Y_1$ , nous avons la disposition rétrograde (croisé).

### II.12.2 Cas du bobinage ondulé

Nous avons toujours le pas résultant Y

$$Y = Y_1 + Y_2$$

Comme on a encore, soit un bobinage non croisé ou croisé. Dans ce cas, c'est le bobinage non croisé qui est rétrograde, et le bobinage croisé c'est le progressif [11].

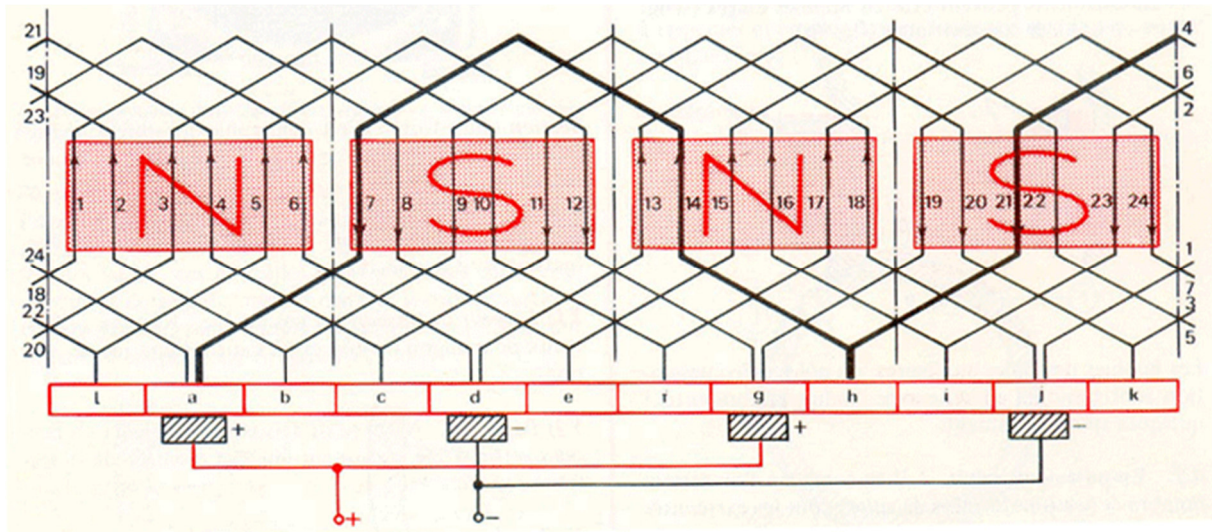
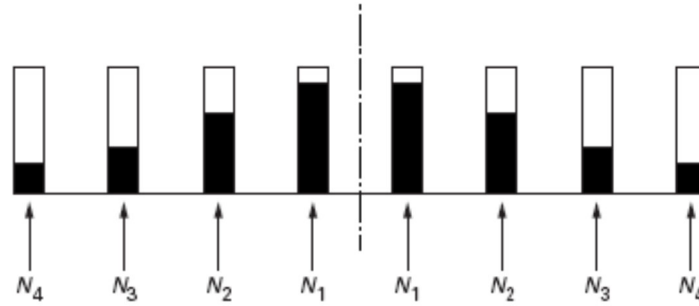


Figure II.5 : Schéma d'un enroulement ondulé à 24 encoches

### II.13 Etude comparative de divers types de bobinages réguliers

Bien que le bobinage à pas raccourci donne des résultats intéressants, l'élimination des harmoniques n'est généralement pas effectuée d'une manière efficace. Il est pratique de modifier la répartition des conducteurs dans les encoches comme le montre la Figure II.6.

On voit bien avec cette structure que le nombre de conducteurs dans une encoche est variable ; cela donne plus de degrés de liberté quant à l'élimination, du moins la réduction importante des harmoniques. Cette configuration se présente comme celle qui fournit le meilleur taux de distorsion pour les machines synchrones bobinées [14].

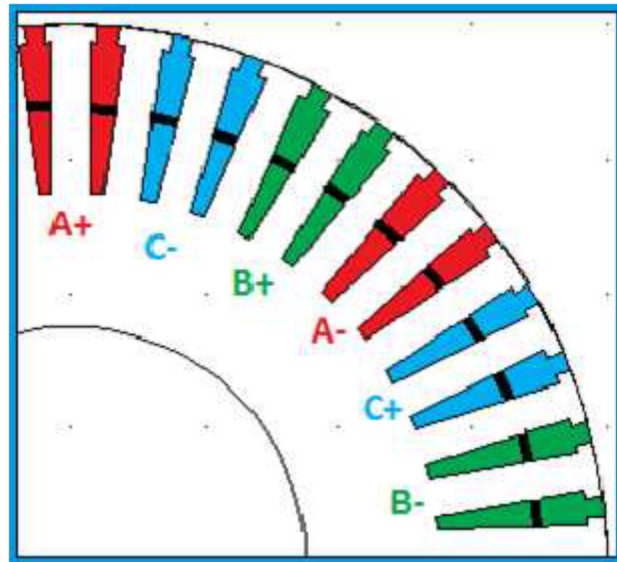


**Figure II.6 :** Bobinages repartis réguliers

### II.13.1 Bobinages à pas diamétral

C'est par exemple le cas des bobinages concentriques à une couche. Ils sont très utilisés dans l'industrie en raison de leur aptitude à l'insertion mécanisée. Ils se caractérisent par le fait que :

Chaque encoche contient des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase.  
Toutes les encoches utilisées pour une phase sont consécutives par pôle.  
Ces bobinages sont à éviter [15].



**Figure II.7 :** Bobinage concentrique à pas diamétral

### II.13.2 Bobinages à pas raccourci

Les bobinages à pas raccourci -grâce au degré de liberté supplémentaire qu'ils apportent- permettent d'améliorer sensiblement le taux d'harmoniques global, ou de supprimer tel ou tel harmonique [15].

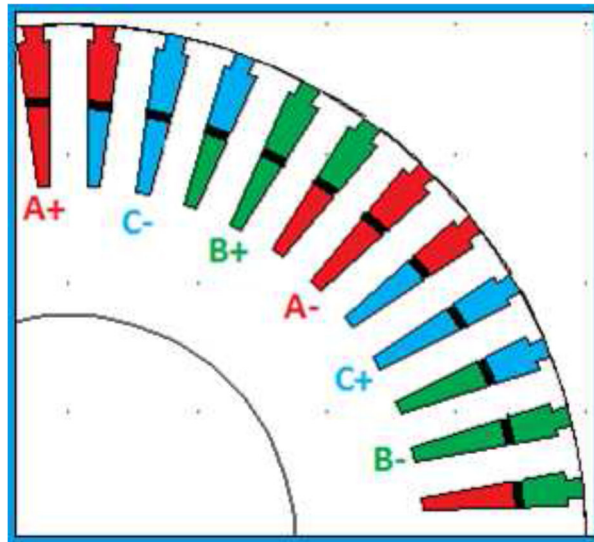


Figure II.8 : Bobinage concentrique à pas raccourci

### II.13.3 Bobinage distribué

Le bobinage distribué est utilisé pour les applications à grande vitesse, où un nombre réduit de paires de pôles est nécessaire.

Dans un bobinage distribué, on change de phase à chaque fois que l'on change d'encoche. Pour l'ordre d'apparition des phases, on choisit de se référer à l'étoile des tensions (figure II.9)

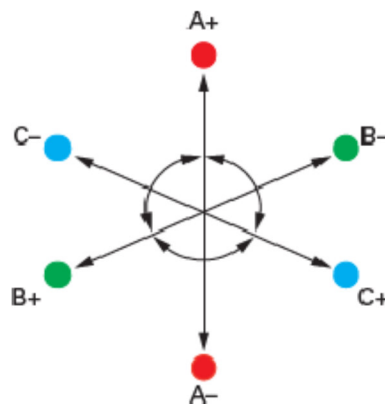
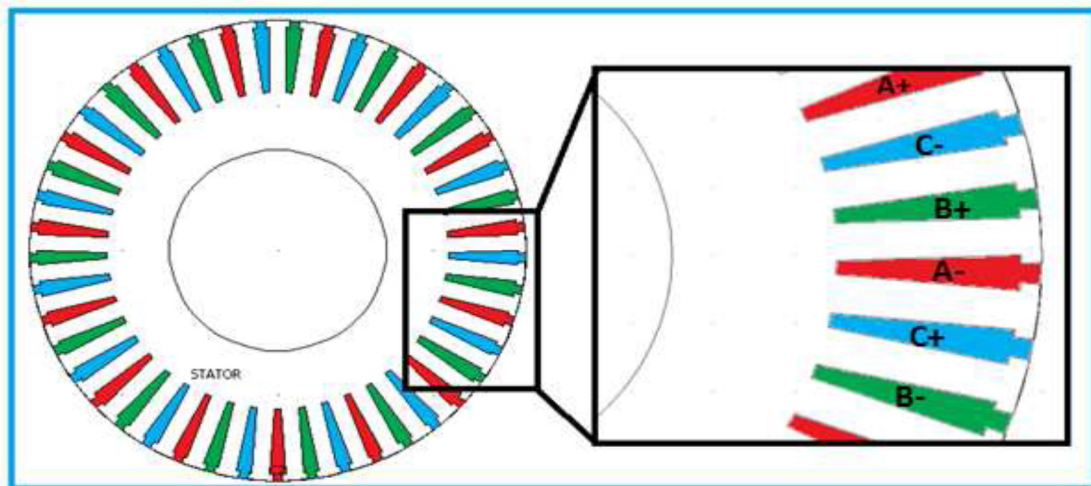


Figure II.9 : Etoile des tensions



**Figure II.10** : Bobinage distribué

On peut réaliser un bobinage à pas diamétral ou à pas raccourci. Dans un bobinage à pas diamétral, on dispose dans chaque encoche une seule et unique phase. Un bobinage à pas raccourci peut contenir plusieurs phases dans une seule encoche.

Ce procédé permet d'avoir une variation d'une induction sinusoïdale dans l'entrefer, ce qui réduit les pertes magnétiques au niveau du fer et les ondulations de couple mais ce qui impose certaines complexités de fabrication [15].

### II.13.3.1 Bobinage distribué à pas diamétral

C'est le mode le plus utilisé sur les machines électriques, vu sa facilité de réalisation. Par contre, l'induction magnétique dans l'entrefer est très variable ce qui engendre des grandes ondulations, la raison pour laquelle on est obligé de rajouter des raccourcissements pour pouvoir forcer l'induction vers une sinusoïde parfaite, ce qui améliore les performances de la machine [3].

### II.13.3.2 Bobinage distribué à pas raccourci

L'objectif essentiel est d'améliorer les performances des machines électriques bobinées d'une façon distribuée, et donc, de combler les défauts du bobinage précédent. Le bobinage à pas raccourci est plus complexe, mais il permet d'avoir une variation de l'induction sinusoïdale dans l'entrefer, de réduire les pertes fer et les ondulations du couple.

Le paramètre «  $q$  » représente le nombre d'encoches par pôle par phase. Plus ce paramètre est important, plus on diminue les ondulations du couple, mais plus le bobinage sera complexe à fabriquer [3].

### II.14 Force magnétomotrice produite par les bobinages

La force magnétomotrice (FMM) d'un bobinage est définie comme la somme cumulée des ampères-tours rencontrés lorsque l'on se déplace le long de l'entrefer.

À chaque passage au droit d'une encoche, la FMM est donc augmentée algébriquement de la valeur du courant total présent dans l'encoche. C'est évidemment une fonction périodique [15].

### II.15 Isolation des enroulements

Les machines à basse tension, sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé non rangé (bobinage en vrac, appelé dans les pays anglo-saxons random winding ou mush winding). Chaque conducteur, servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de plusieurs fils (brins) en parallèle. De manière à optimiser le remplissage des encoches, ces fils peuvent d'ailleurs être de diamètres différents [2].

La bobine d'enroulement est placée dans les encoches poinçonnées dans les tôles d'acier qui sont réunies pour former les paquets du stator en fonction de la puissance et de la tension de la machine [2].

L'isolation entre conducteurs, bobines et circuit magnétique peut être réalisée avec plusieurs types de matériaux. Dans le passé, on employait des matériaux tels que le papier ou le coton, imprégnés ou non avec l'huile. Le développement dans le domaine de la chimie, nous permet d'avoir de nouveaux produits parmi lesquels on peut citer par exemple : le nylon, l'époxy, le polyester ou le polyvinyle.

Les vernis utilisés pour couvrir les fils ronds doivent rester souples ; selon l'épaisseur du vernis on peut avoir des fils isolés simple, double ou triple couche, le double couche étant le plus utilisé [12].

## **II.16 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu sur les différents bobinages utilisés dans les machines électriques tournantes, qu'elles soient en courant continu ou en courant alternatif.

La construction d'un enroulement, qu'il soit imbriqué ou ondulé passe par un choix judicieux vue l'influence du pas d'enroulement sur les harmoniques, et l'intérêt d'utiliser les enroulements concentriques dans les machines synchrones et asynchrones réside dans leurs avantages de fabrication ; cependant, en général, les machines à bobinages concentriques ont un couple de sortie plus faible en raison d'un faible facteur d'enroulement.

## Introduction

L'une des méthodes les plus utilisées dans la simulation des dispositifs électromagnétiques, est la méthode des éléments finis. Cette méthode, est d'efficacité qui s'applique dans tous les problèmes rencontrés dans la pratique.

Nous nous proposons dans ce qui suit d'étudier une machine synchrone à pôles lisses de laboratoire (faible puissance) de 150V.

Ce chapitre traite un problème magnétostatique 2D de la machine à étudier en utilisant un logiciel FEMM très performant et simple à utiliser qui tient compte de la géométrie de la machine et la nature des matériaux utilisés, et d'étudier le comportement de la machine (couple statique et denture, FEM) propres à deux types d'enroulements (enroulement concentrique simple couche à pas diamétral et un enroulement imbriqué à deux couche à pas raccourci).

### III.1 Présentation des logiciels utilisés

#### III.1.1 FEMM (Finit Element Method Magnetics)

Le logiciel FEMM est une suite de programme modulaire utilisées pour résoudre des différents problèmes (électrostatique, magnétostatique...) en deux dimensions (2D)[8]

FEMM est divisé essentiellement en trois parties :

- **Préprocesseur** : c'est une interface de communication graphique pour la définition de la géométrie du problème à résoudre.
- **Solver** : le solveur prend en compte les fichiers des données décrivant le problème et la résolution des équations maxwell pour avoir les valeurs de l'induction magnétique.
- **Post processeur** : c'est l'interface graphique permet de traiter les résultats.

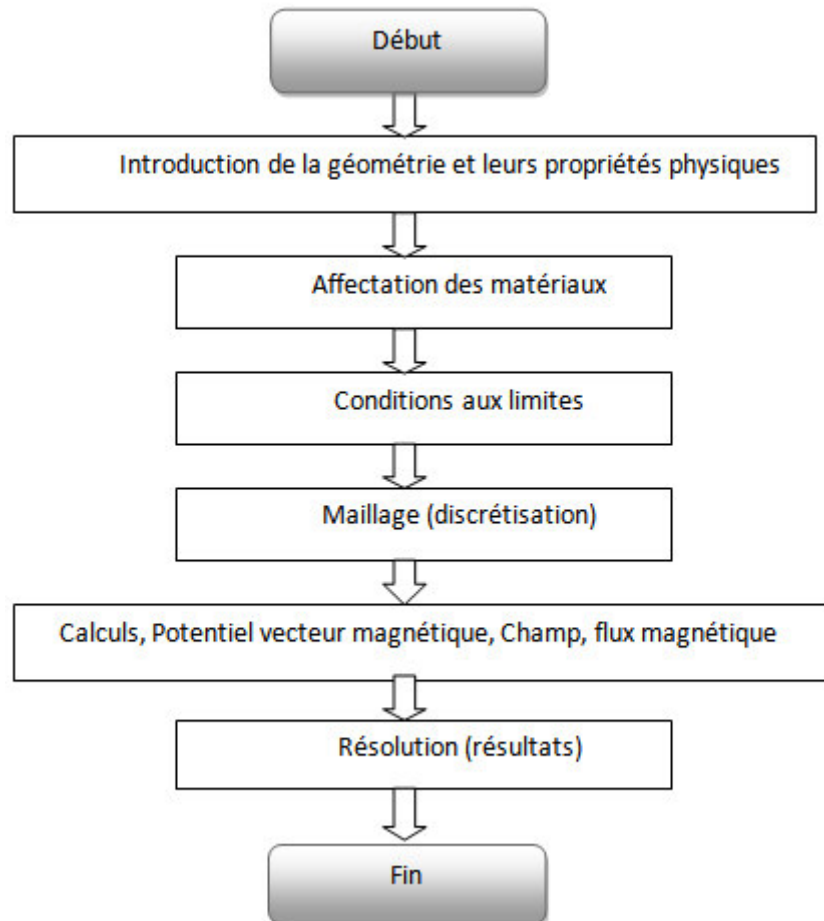
Il contient deux programmes supplémentaires qui exécutent des tâches spécialisées :

- **triangle.exe**: triangle qui découpe la région d'étude en grand nombre de triangles.
- **femplot.exe** : il affiche les différentes courbes (l'induction, le couple...) et variation en 2D.

La résolution par la méthode des éléments finis des équations qui régissent le fonctionnement des systèmes non linéaires se fera avec un programme de calcul sous environnement FEMM (programmation avec langage lua), ses différentes étapes sont résumées dans l'organigramme suivant :

### III.1.2 lua script

Lua script est un langage de programmation étendu, conçu pour des procédures générales de programmation avec des facilités de description des données. Lua script à une partie de programme directement interprété par FEMM [5].



**Figure III.1** Organigramme

## III.2 Présentation de la structure de machine étudiée

### III.2.1 Constitution

La machine étudiée, s'agit d'une machine synchrone à pôles lisses à un diamètre de 107mm et une longueur utile de 80mm.

- Un stator cylindrique en tôles magnétiques à 24 encoches, comportant un enroulement triphasé à une seule couche à bobine concentrique. Chaque phase comporte 2 bobines montées en série, le nombre de conducteurs par bobine est de 146.
- Un rotor à pôles lisses en tôle magnétique à 18 encoches, comportant un enroulement imbriqué dont 2 encoches non bobinées, le nombre de conducteur par bobine est de 130.

### III.2.2 Tracé de la structure avec LUA

La constitution de la géométrie de la machine est réalisée grâce à un programme en langage Lua en suivant les étapes ci-dessous :

Définir un nouveau document

Newdocument (doctype)

- (1) pour le magnétique
  - (2) pour l'électrostatique
  - (3) pour l'écoulement de chaleur
  - (4) pour l'écoulement des fluides
- mi pour le magnétique  
ei pour l'électrostatique  
hi pour l'écoulement de chaleur  
ci pour l'écoulement des fluides

-Définir le problème           mi\_probdef(frequency,units,type,precision,(depth),(minangle))

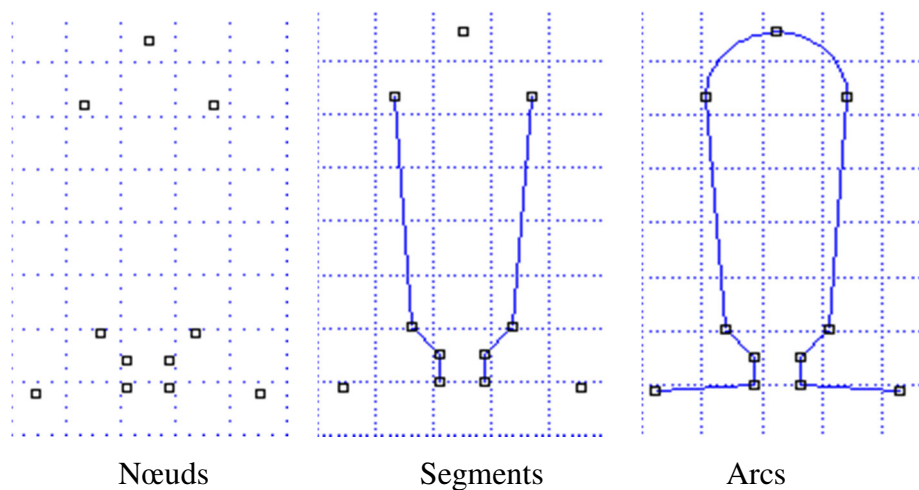
- Création des nœuds           mi\_addnode( x , y )

- Création des segments       mi\_addsegment( x1, y1 , x2 , y2)

- Création des arcs           mi\_addarc( x1, y1 , x2 , y2 , angle , maxseg)

- Sélection des arcs           mi\_selectarcsegment(x , y )

-sélection de groupe	<code>mi_selectgroup(n)</code>
-copier en rotation	<code>mi_copyrotate(bx, by, angle, copies, (edition))</code>
-Insertion des matériaux	<code>mi_addmaterial("materialname", mu x, mu y, H c, J, Cduct ,Lam d, Phi hmax,lamfill, LamType, Phi hx,Phi hy)</code>
-Insertion des block	<code>mi_addblocklabel( x , y )</code>
-Étiquetage du block	<code>mi_setblockprop("blockname", automesh, meshsize, "incircuit" , magdirection, group, turns)</code>
-Insertion du circuit	<code>mi_addcircprop("circuitname", i, circuittype)</code>
-Ajustement des Conditions aux limites	<code>mi_addboundprop("propname", A0, A1, A2, Phi, Mu, Sig, c0, c1, BdryFormat)</code>
	<code>mi_selectarcsegment( x , y )</code>
	<code>mi_setarcsegmentprop(maxsegdeg,"propname",hide,group)</code>
-Sauvegarde, maillage, Analyse et l'affichage	<code>mi_zoomnatural() mi_saveas("filename") mi_createmesh() mi_analyze() mi_loadsolution()</code>



**Figure III.2** : Tracé d'une encoche statorique

### III.2.3 Dimensions géométriques et grandeurs nominales

Les principaux paramètres géométriques sont donnés par le tableau suivant

Intitulé	Notation	Valeurs [mm]
Diamètre extérieur du stator	$D_{1ext}$	107
Diamètre intérieur du stator	$D_{1int}$	62.6
Hauteur de la dent statorique	$hz_1$	13
Ouverture de l'encoche statorique	$B_{fs}$	2
Hauteur de la clavette statorique	$H_{ks}$	1
Hauteur de la fente statorique	$H_{fs}$	1
Largeur max de l'encoche statorique	$b_{enc_1}$	4.71
Largeur min de l'encoche statorique	$b_{enc_2}$	3.5
Diamètre extérieur du rotor	$D_{2ext}$	61.56
Diamètre intérieur du rotor	$D_{2int}$	16
Ouverture de l'encoche rotorique	$B_{fr}$	2.5
Hauteur de la clavette rotorique	$H_{kr}$	2
Hauteur de la dent rotorique	$H_{z_2}$	13.5
Section totale de l'encoche rotorique	$S_{enc_2}$	$31.27\text{mm}^2$
Largeur max de l'encoche rotorique	$B'_{enc_1}$	4.5 mm
Largeur min de l'encoche rotorique	$B'_{enc_2}$	0.7 mm
Epaisseur de l'entrefer	$E$	0.52
Longueur de la machine	$L_i$	80
Angle entre deux encoches rotorique	$\theta_{gr}$	$20^\circ$
Angle entre deux encoches statorique	$\theta_{gs}$	$15^\circ$
Puissance apparente	$S_n$	150 VA
Courant nominal	$I_n$	0.23 A
Tension nominal	$U_n$	380 V
Courant d'excitation statorique	$I_e$	1.6 A
Tension d'excitation	$U_e$	40 V
Vitesse nominal	$N_n$	1500 Tr/min

Tableau des différentes dimensions du moteur étudié [17].

### III.3 Etude pour bobinage simple couche à pas diamétral

Ce premier enroulement réalisé, s'agit d'un enroulement concentrique à une seule couche à pas diamétral.

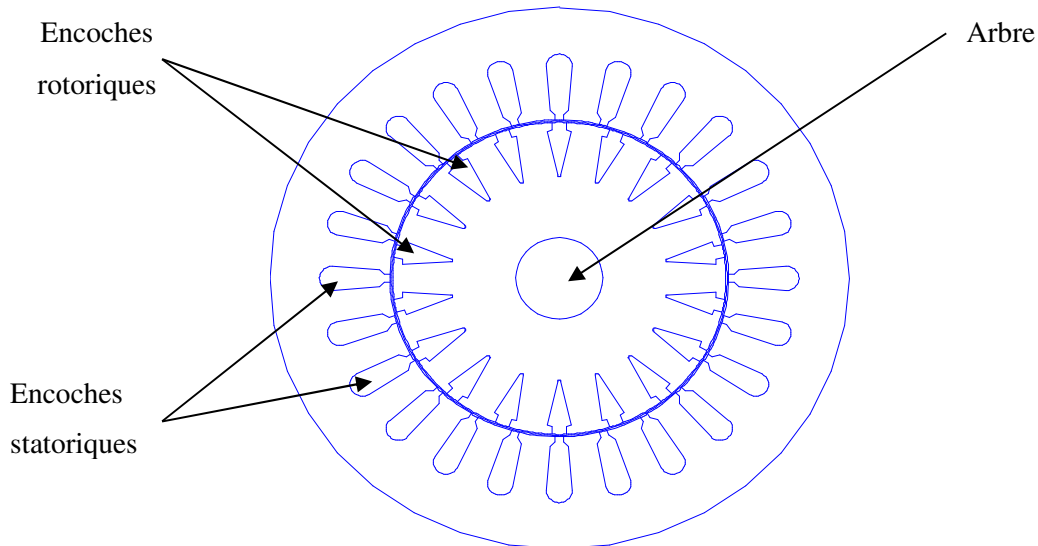
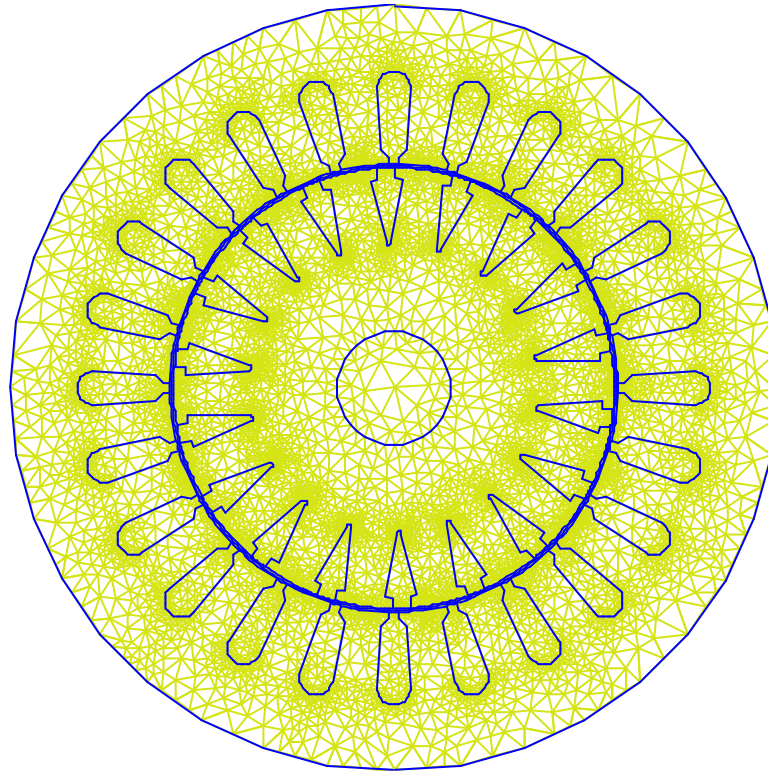


Figure III.3 : vue de coupe de la machine étudiée

#### III.3.1 Maillage de la machine

Le maillage est la discrétisation spatiale d'un milieu continu, ou aussi une modélisation géométrique d'un domaine par des éléments proportionnés finis et bien définis. La machine étudiée s'agit d'une machine synchrone à pôle lisse à un diamètre de 107mm et une longueur utile de 80mm.

Le maillage consiste à découper un domaine complexe en sous domaines simples (éléments). L'instruction « mesh » du logiciel FEMM permet de lancer automatiquement le maillage. L'élément triangulaire est le plus utilisé pour les problèmes en 2D en électromagnétisme, vu qu'il s'adapte aux géométries les plus complexes.



**Figure III.4 :** Maillage de la structure étudiée

Les propriétés du problème sont données comme suit :

Fréquence :0HZ.

Plan de travail en 2D :[x,y].

Unité de longueur : millimètres.

Précision de calcul :10-8.

Nombre de nœuds :16630.

Nombres d'élément :33136.

Longueur de la machine : 80mm

### III.3.2 Cartographie des lignes du potentiel

La visualisation des lignes du champ magnétique est d'un grand intérêt, vu qu'elles nous ont permis de déterminer l'état de saturation magnétique des matériaux ferromagnétiques.

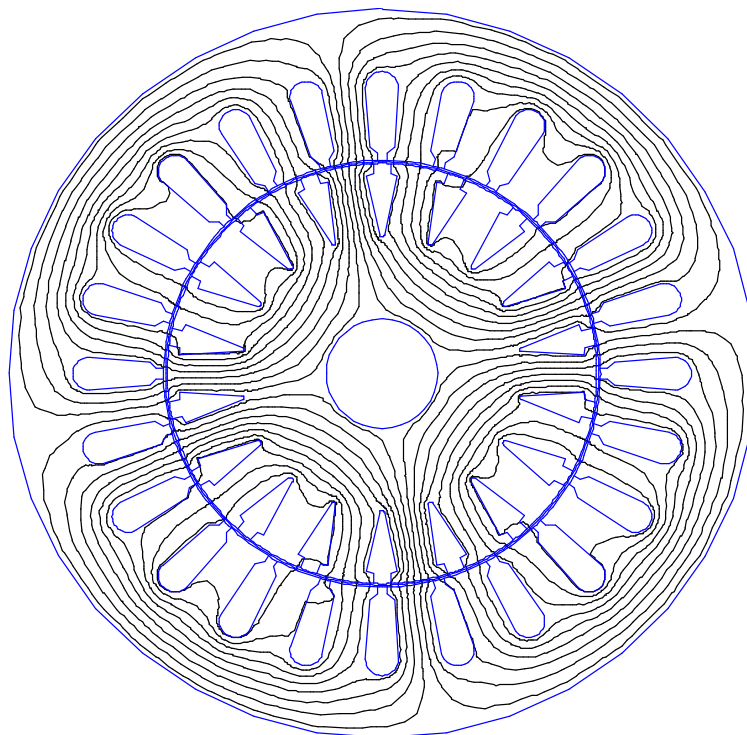


Figure III.5 : Répartition des lignes de champs magnétiques

### III.3.3 Différentes courbes

#### III.3.3.1 Induction magnétique le long de l'entrefer

Nous avons relevé la variation de l'induction normale pour un rayon de 31mm. On voit que la forme de l'induction magnétique normale le long de l'entrefer est une sinusoïde alternée.

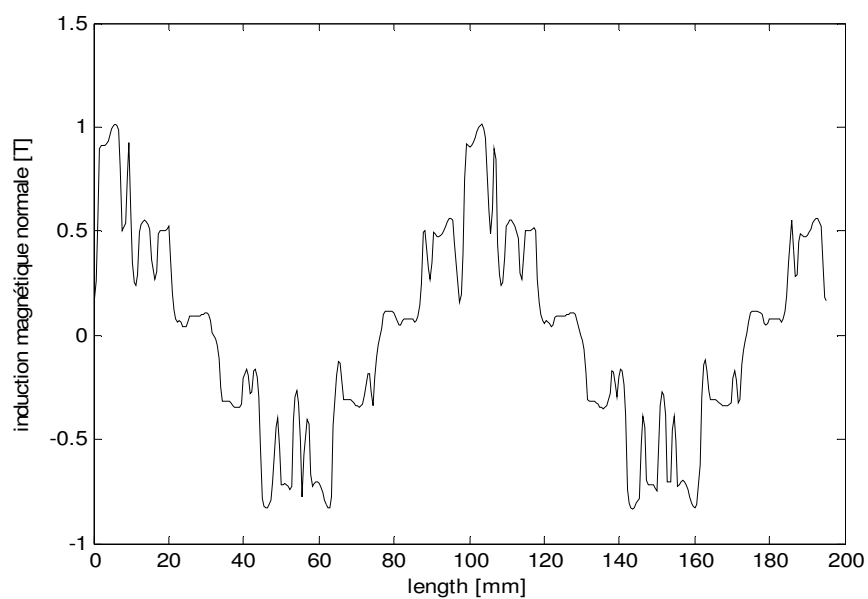


Figure III.6 : Composante normale de l'induction magnétique le long de l'entrefer

### III.3.3.2 Variation du potentiel magnétique le long de l'entrefer

L'allure du potentiel vecteur magnétique est une sinusoïde alternée et sa valeur max est de 0.009 Wb/m.

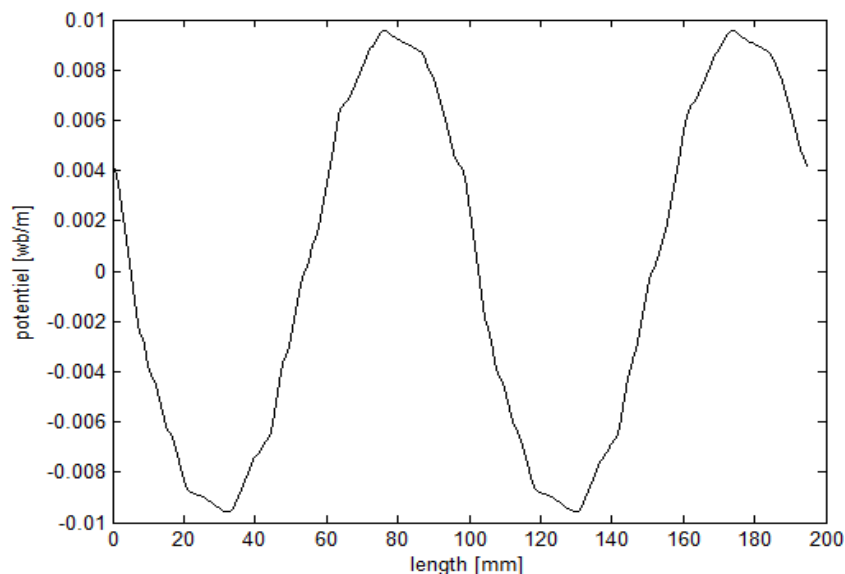


Figure III.7 : Potentiel vecteur magnétique

### III.3.3.3 Force électromotrice de la machine

Pour calculer la f.e.m de la machine on fait appel aux solutions de champs magnétique créés par le bobinage rotorique (les courants statoriques sont nuls) et on s'intéresse à l'effet de ce champ sur les bobinages statoriques ; ce dernier est déterminé pour chaque position du rotor  $\theta_i$  et  $\theta_i + \theta$  avec un angle de rotation égal à  $2^\circ$  mécanique.

Vue la symétrie de la machine, ce flux est cyclique, on se limitera à une rotation de  $180^\circ$ .

Les solutions du champ magnétique sont utilisées pour déterminer le flux par spire et par unité de longueur à travers une bobine statorique [14]. Ce flux de champ se calcule par la combinaison des équations de Maxwell et Stokes.

$$\Phi_s = \int_s \vec{B} \cdot d\vec{S} = \int_s \text{rot} \vec{A} \cdot d\vec{S} = c \int \vec{A} \cdot d\vec{L} \quad (\text{III.1})$$

D'après cette équation, l'intégrale du potentiel vecteur  $\vec{A}$  est égale au flux  $\Phi_s$  du champ à travers une surface délimitée par un contour C.

En 2D, le potentiel vecteur  $\vec{A}$  n'ayant qu'une seule composante (selon l'axe z,  $A_z$  scalaire) implique que le champ entre deux points est la différence entre leur potentiel magnétique ( $A_{z2}, A_{z1}$ ) multiplié par la longueur utile de la machine.

$$\Phi_s = (A_{z2} - A_{z1}) \cdot l_u \quad (\text{III.2})$$

$$\Phi_{ph} = \Phi_s \cdot N_b \cdot N_s \quad (\text{III.3})$$

Nb : nombre de bobine par phase.

Ns : nombre de conducteurs par encoche.

$\Phi_{ph}$  : est le flux par phase.

$$e_{ph} = \frac{d\Phi_{ph}}{dt} \quad (III.4)$$

L'expression (III.2) peut s'écrire comme suite :

$$e_{ph} = \frac{d\Phi_{ph}}{dt} = \frac{\Delta\Phi_{ph}}{\Delta\theta} \cdot \frac{\Delta\theta}{\Delta\Phi_{ph}} \quad (III.5)$$

On introduisant l'incrément de la position du rotor  $\Delta\theta_r$ , l'expression de la f.e.m peut s'écrire sous la forme suivante :

$$e_{ph} = \frac{\Delta\Phi_{ph}}{\Delta\theta} \cdot \frac{\Delta\theta}{\Delta\Phi_{ph}} = e_{rph} \cdot \omega_r \quad (III.6)$$

Avec  $\theta$ : angle de rotation mécanique

$\omega_r$  : vitesse de rotation mécanique en rd/s

$e_{ph}$  : variation du flux envoyé par l'enroulement rotorique à travers une phase statorique qui correspond à la f.e.m par unité de vitesse.

#### III.3.3.4 Allure de la fem à vide

La fem à vide de la machine est obtenu grâce à la variation du flux magnétique dans une spire d'une bobine en fonction de la position du rotor, connaissant le nombre de spires par bobine (146 spires) et le nombre de bobines par phase (2 bobines décalées 180° l'un de l'autre).

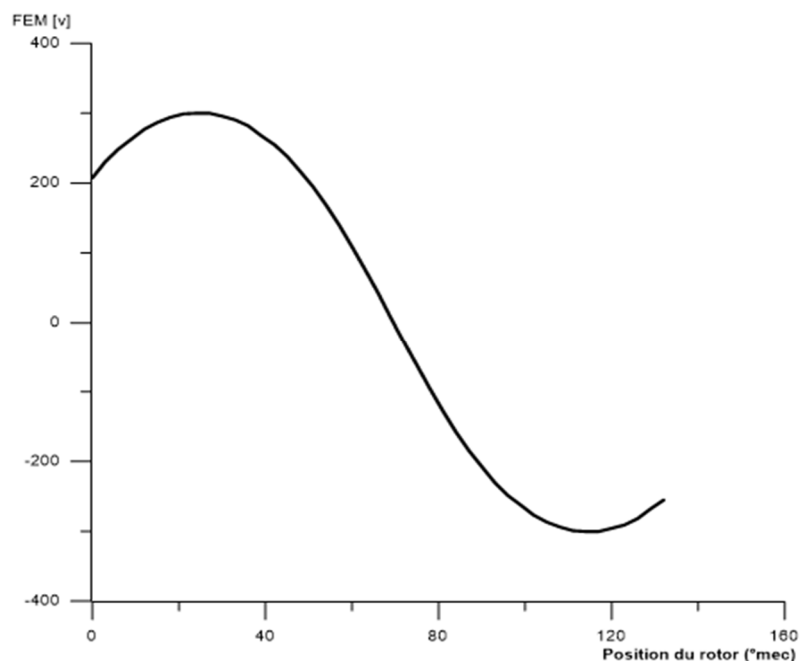


Figure III.8 : Courbe de la fem à vide

Nous constatons, que l’allure de la fem à une forme sinusoïdale d’amplitude 307V qui correspond à une valeur efficace 217V

### III.3.4 Effet de saturation négligé

#### III.3.4.1 Densités des flux magnétiques

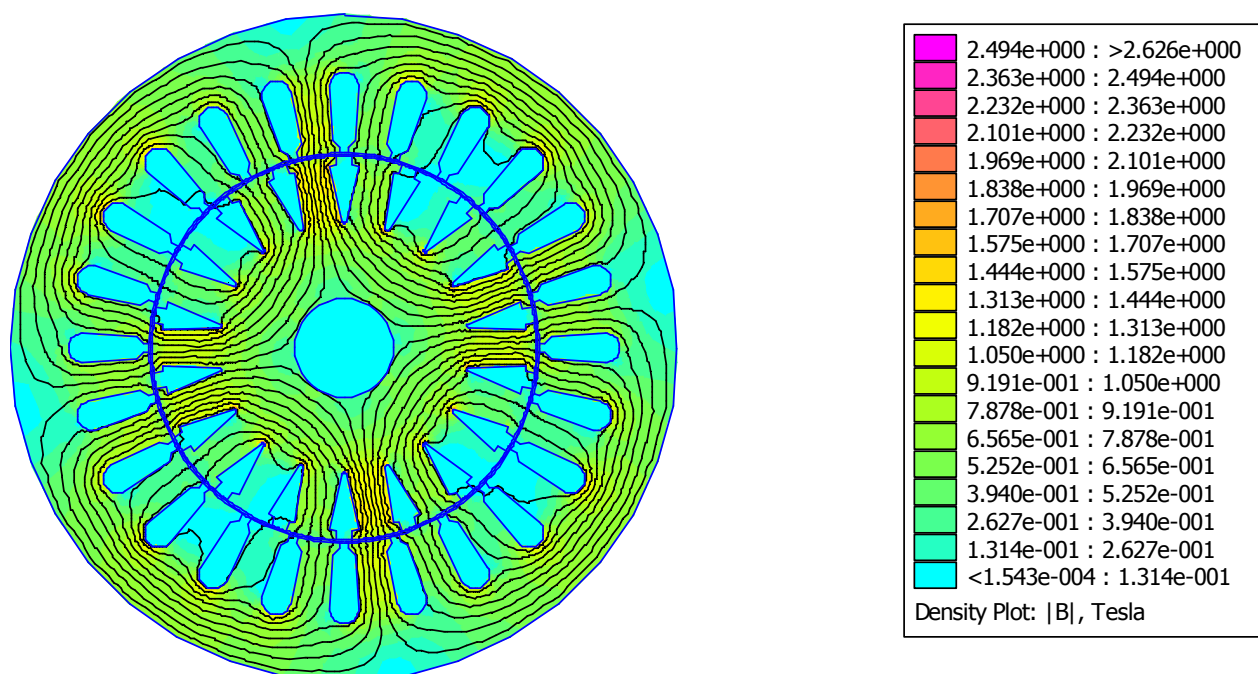
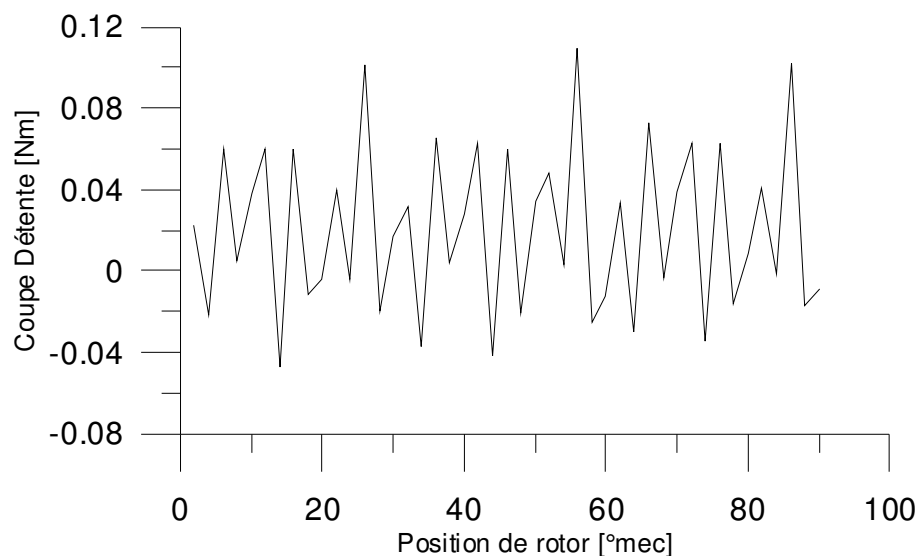


Figure III.9 : Cartographie de l’induction magnétique à vide

### III.3.4.2 Allure de couple de denture

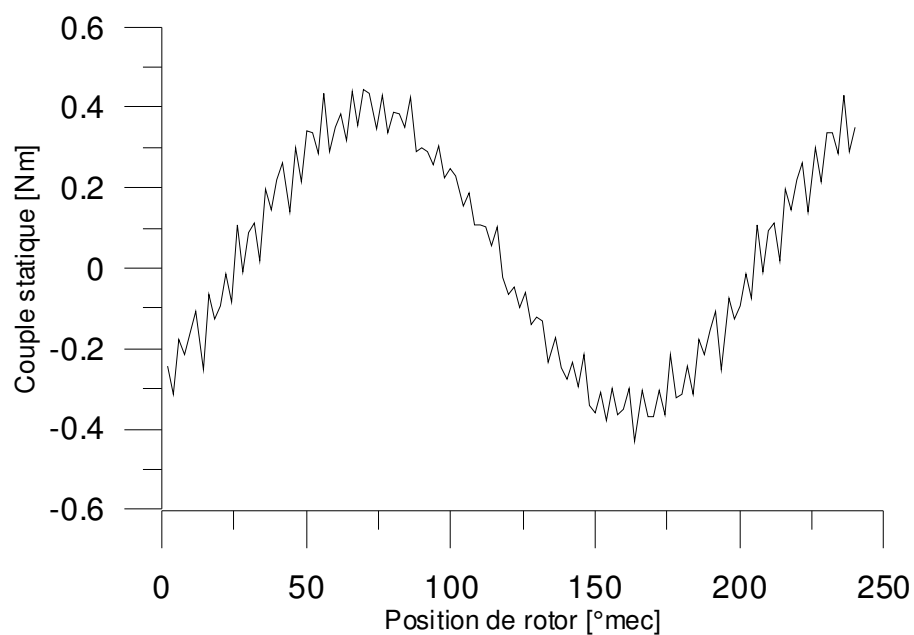


**Figure III.10 :** Variation de couple de denture

Le couple de denture représente l'interaction des dents statorique avec le champ rotorique. La variation de l'épaisseur de l'entrefer induite par les dents engendre ce couple.

L'allure du couple de denture en fonction de la position du rotor est alternative de période  $30^\circ$  mécanique qui correspond à un pas d'encoche et d'amplitude 0,1 Nm (environ 10 % de couple nominale de la machine).

### III.3.4.3 Allure de couple statique



**Figure III.11 :** Variation de couple statique

Le couple statique de la machine est obtenu en alimentant le rotor et le stator. L'interaction entre les champs créés par les enroulements statorique et rotorique est à l'origine de ce couple.

La valeur maximale du couple statique développé par la machine est de 0.44Nm pour une position du rotor de 75° mécanique. Cela correspond approximativement à la valeur de la puissance de la machine.

### III.3.5 Prise en compte de la saturation

#### III.3.5.1 Densité de flux magnétique

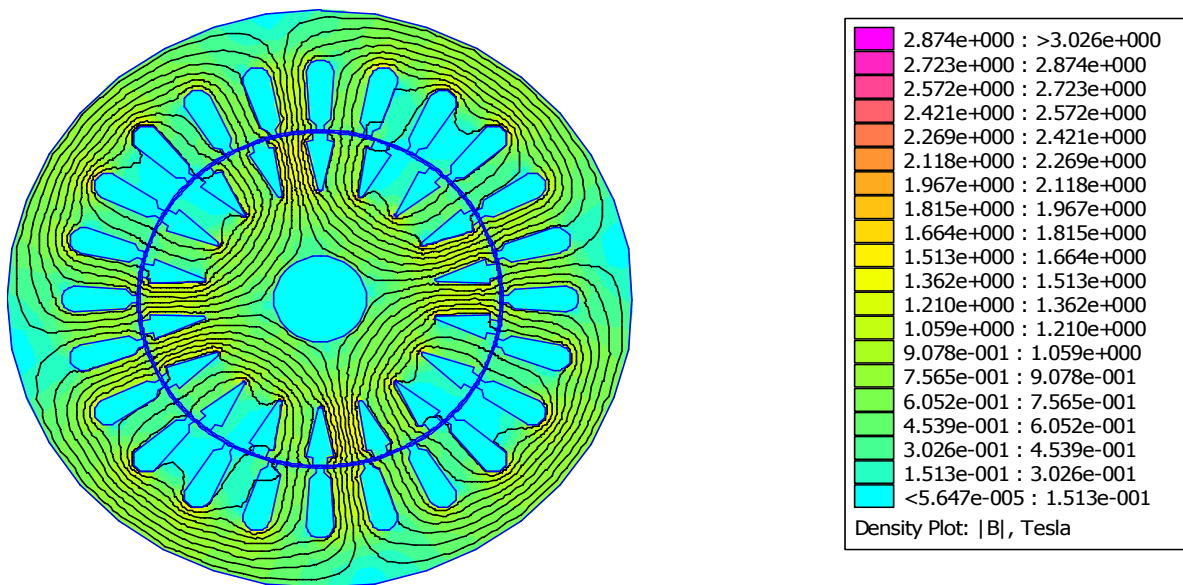


Figure III.12 : Cartographie du champ magnétique à vide

#### III.3.5.2 Allure de Couple de denture

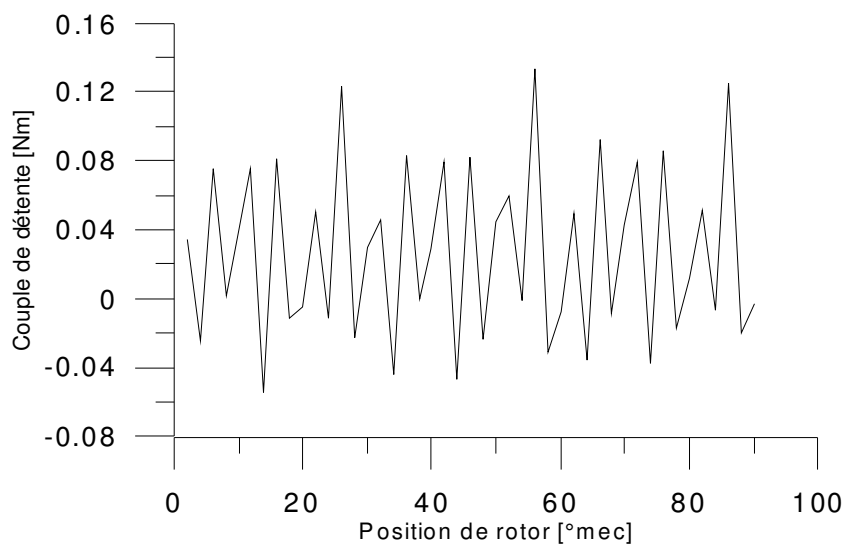


Figure III.13 : Variation de couple de denture

L'allure de couple de denture en fonction de la position du rotor est alternative de période  $30^\circ$  mécanique qui correspond à un pas d'encoche et d'amplitude de 0.13 Nm (environ 13% de couple nominal de la machine).

### III.3.5.3 Allure de couple statique

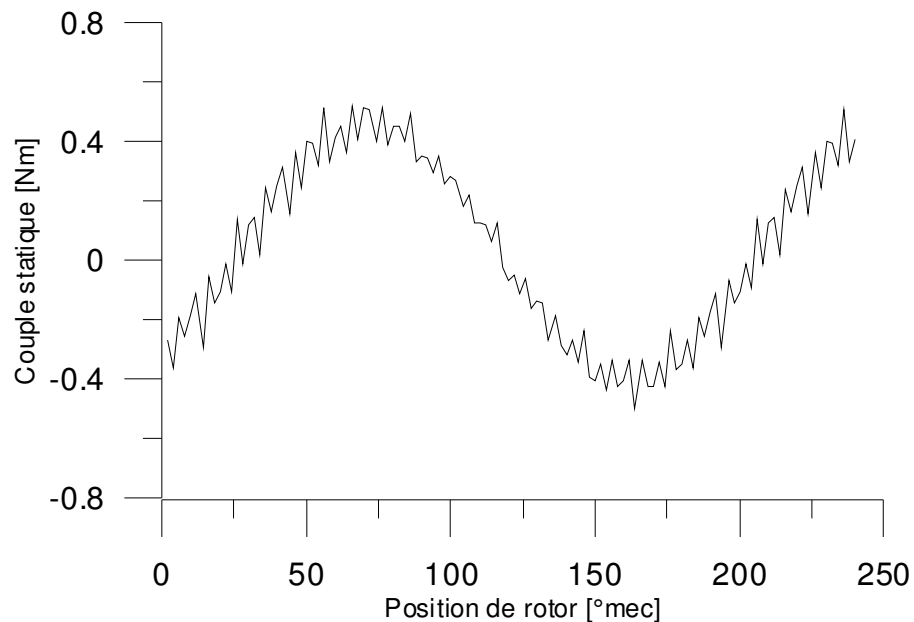


Figure III.14 : Variation de couple statique

La valeur maximale de couple statique développé par la machine est de 0.51Nm pour une position du rotor de  $75^\circ$  mécanique qui correspond à la puissance nominal de la machine.

### III.4 Etude pour bobinage imbriqué à deux couches.

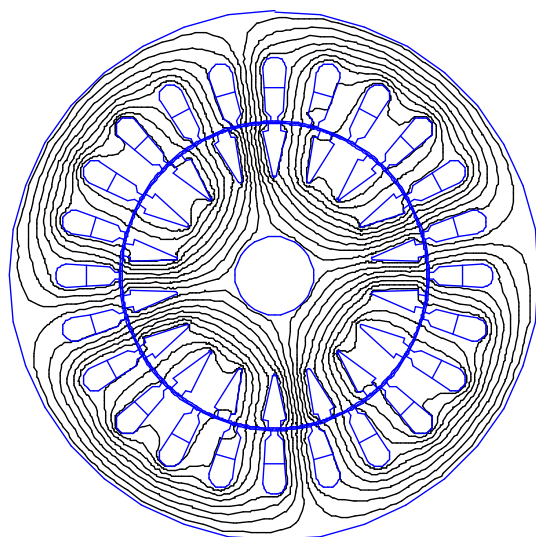


Figure III.15 : Maillage de la machine

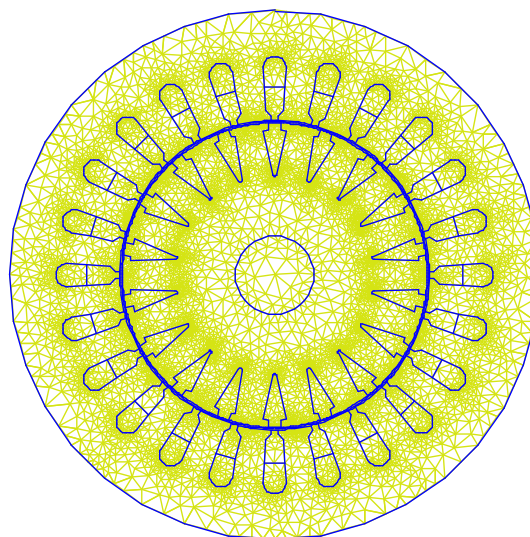
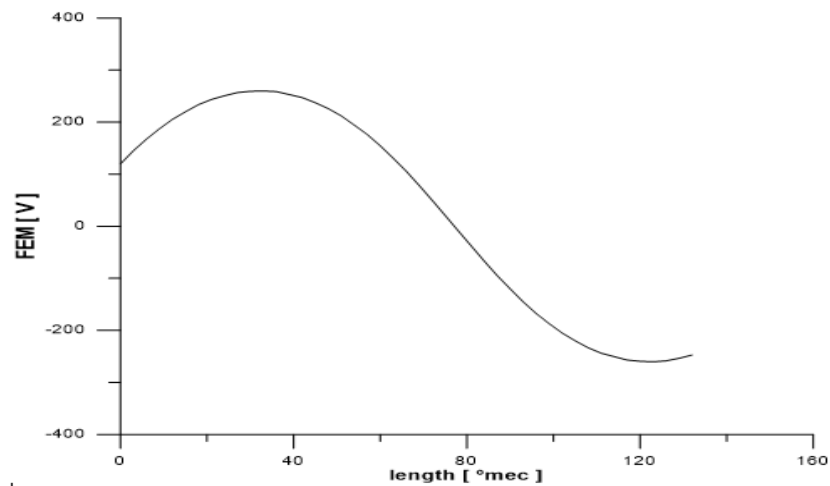


Figure III.16 : Lignes de champ magnétique

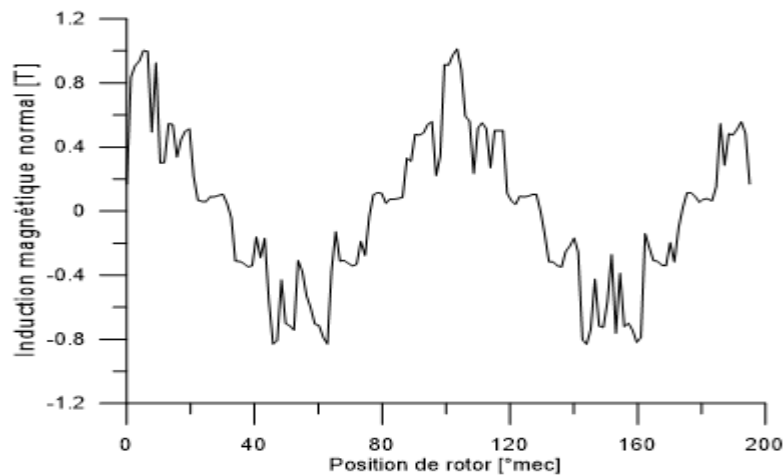
### III.4.1 Allure de la fem à vide



**Figure III.17 :** Variation de fem à vide le long de l'entrefer

On remarque que la courbe de la fem à une forme sinusoïdale d'amplitude 259 V qui correspond à une valeur efficace de 183 V.

### III.4.2 Allure de l'induction magnétique le long de l'entrefer



**Figure III.18 :** Induction magnétique normale le long de l'entrefer

III.4.3 Allure de potentiel le long de l'entrefer

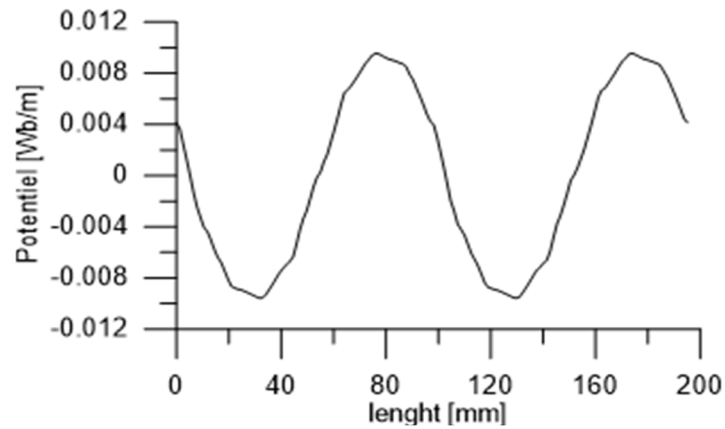


Figure III.19 : Variation du potentiel vecteur magnétique le long de l'entrefer

III.4.4 Effet de la saturation négligé

III.4.4.1 Densité de flux magnétique

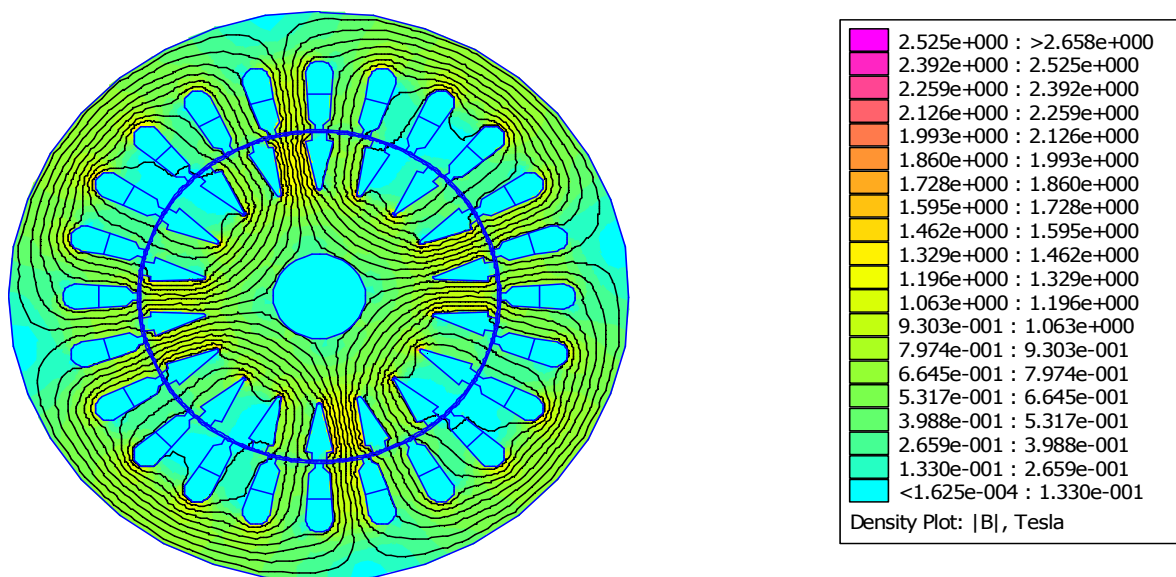
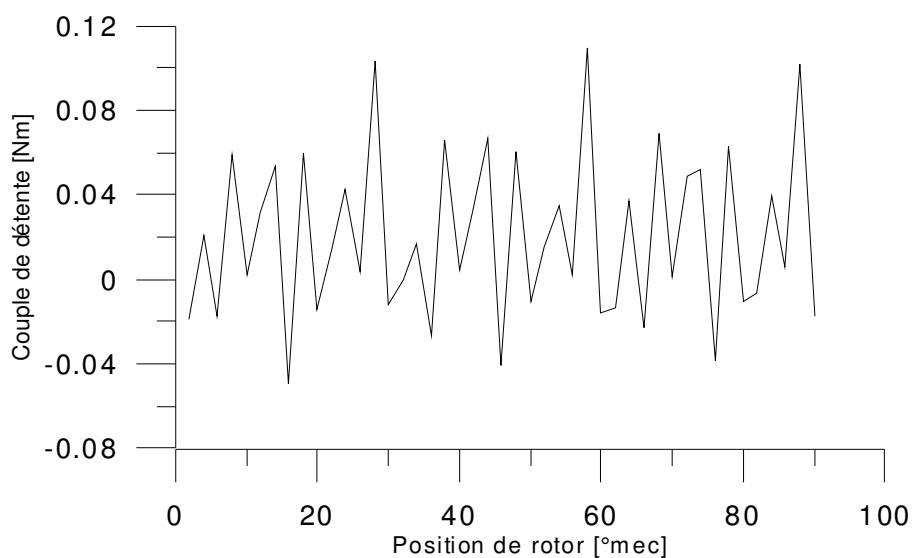


Figure III.20 : Cartographie de l'induction magnétique

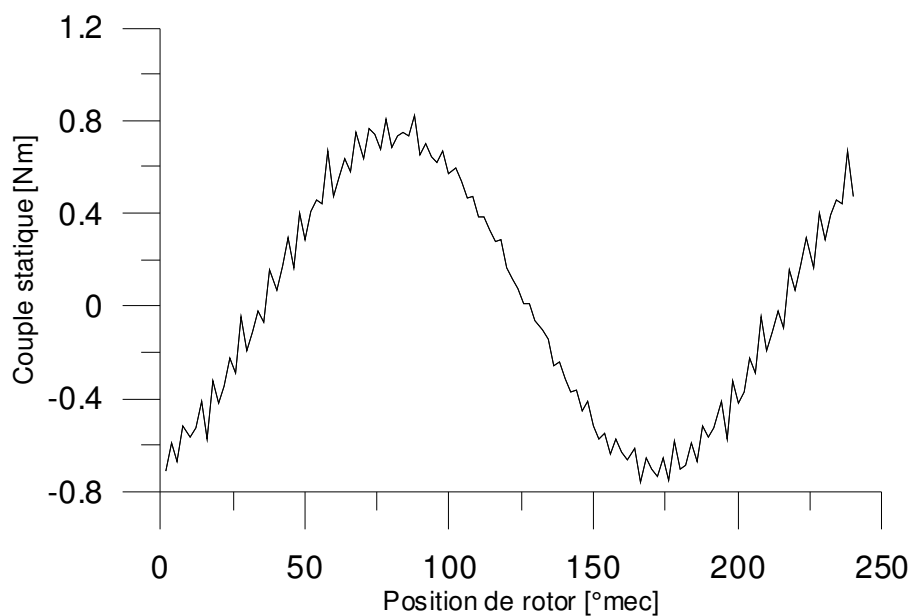
#### III.4.4.2 Allure de Couple de denture



**Figure III.21** : Variation de couple de denture

L'allure de couple de denture en fonction de la position du rotor est alternative de période de  $30^\circ$  qui correspond à un pas d'encoche et d'amplitude de 0.1Nm (environ 10% de couple de la machine).

#### III.4.4.3 Allure de Couple statique



**Figure III.22** : Variation de couple statique

La valeur maximale de couple statique développé par la machine est de 0.82 Nm pour une position du rotor de 80°.

### III.4.5 Prise en compte de la saturation

#### III.4.5.1 Densité des flux magnétiques

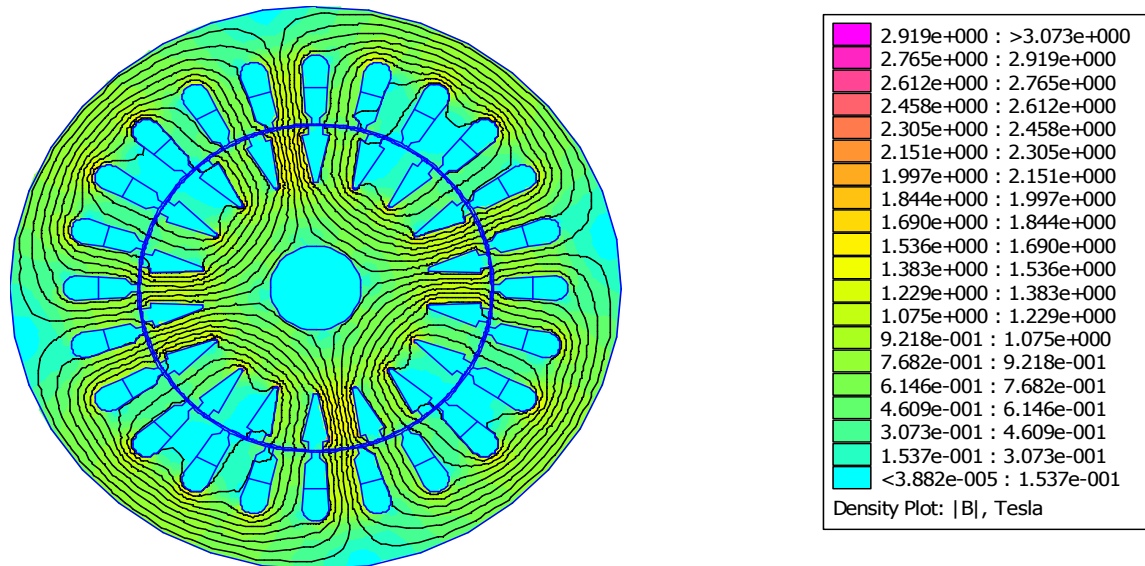


Figure III.23 : Cartographie de l'induction magnétique

#### III.4.5.2 Allure de couple de denture

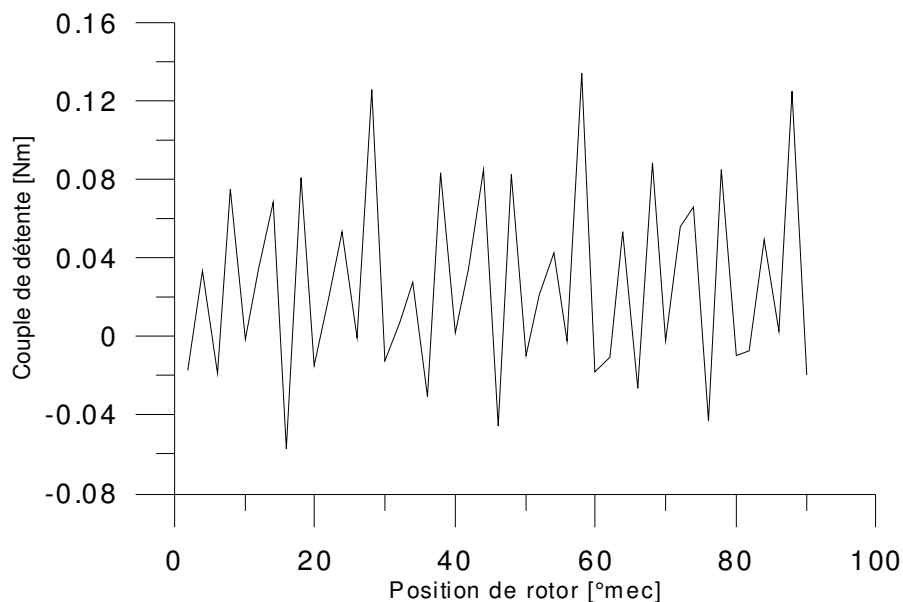


Figure III.24 : Variation de couple de denture

L'allure de couple de denture en fonction de la position du rotor est alternative de période de 30° qui correspond à un pas d'encoche et d'amplitude de 0.13Nm (environ 13% de couple de la machine).

## III.4.5.3 Allure de couple statique

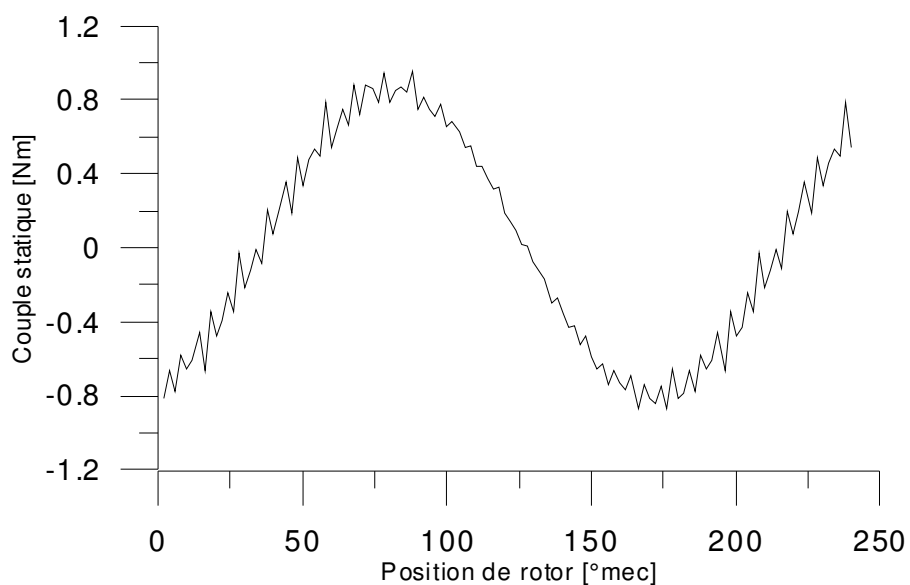


Figure III.25 : Variation de couple statique

La valeur maximale de couple statique développé par la machine est de 0.95 Nm pour une position du rotor de 80°.

## III.5 Tableau des différentes valeurs

	Enroulement à une couche		Enroulement à deux couches	
	Sans saturation	prise en compte de saturation	Sans saturation	prise en compte de saturation
B max [T]	2.49	2.87	2.52	2.91
Coupe statique [Nm]	0.44	0.51	0.82	0.95
Couple détente [Nm]	0.10	0.13	0.10	0.13

D'après le tableau ci-dessus, on remarque que pour les deux enroulements, les valeurs de l'induction magnétiques et le couple statique sont importantes dans le cas de prise en compte de la saturation par rapport au cas où la saturation est négligeable, et qu'elles sont plus élevées dans le cas de simulation avec l'enroulement imbriqué à deux couches, contrairement au couple de détente qui ne change pas de valeur dans les deux types d'enroulement.

### III.6 Taux d'harmonique de la machine étudié

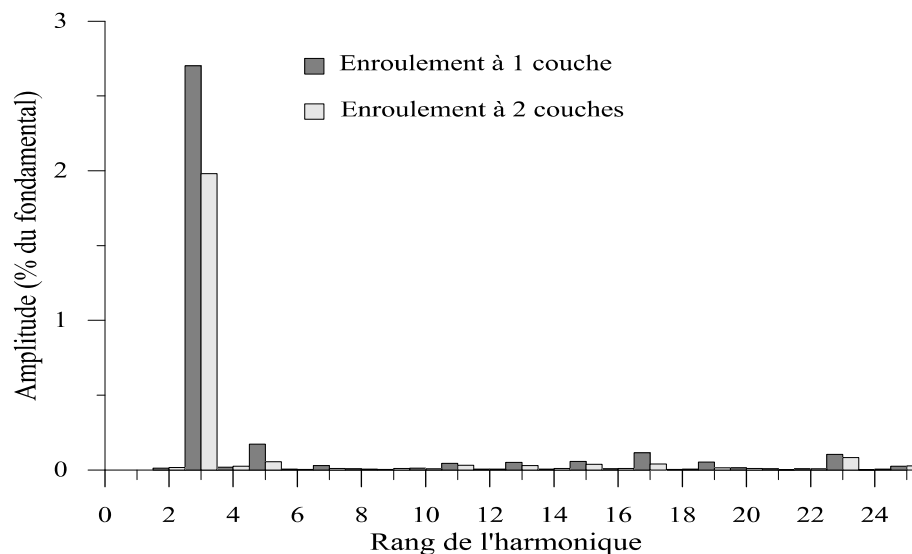


Figure III.26 : Spectre d'harmonique de la machine étudiée

Dans la machine synchrone, les bobinages les plus rencontrés dans la pratique sont à nombre entier d'encoches par pôle et par phase. La configuration du bobinage (à simple ou à double couches, bobines concentriques ou imbriqué, pas du bobinage, etc.) influe considérablement sur le spectre harmonique. Nous présentons, sur la Figure ci-dessus, les amplitudes des harmoniques relevées pour les deux types d'enroulements, le premier bobinage est réalisé avec des bobines concentriques à pas diamétral pour un enroulement à une seule couche, et le deuxième, c'est avec des bobines imbriquées à pas raccourcis pour l'enroulement à deux couches.

On constate le taux d'harmonique de rang 3 pour l'enroulement concentrique à une seule couche est de 27%, et l'imbriqué à deux couches est de 20%, on constate aussi que les harmoniques de grande amplitude est celle de rang 3, tandis que le reste d'harmoniques est d'amplitude très faible. On signale que ces amplitudes diminuent à chaque fois qu'on s'éloigne du fondamentale.

**III.7 conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle permettant la simulation d'une machine synchrone à pôles lisses à l'aide d'un logiciel FEMM en utilisant un programme réalisé sous lua script qui nous a permis d'introduire les propriétés physiques et la géométrie de notre machine.

Nous avons étudié la machine en utilisant deux types enroulements, l'un est concentrique à pas diamétral à une couche et l'autre, imbriqué à deux couches à pas raccourcis, et cela, pour voir l'influence de chaque enroulement sur la f.e.m induite de la machine.

Nous avons relevé l'allure de la f.e.m à vide, celle de l'induction et de potentiel le long de l'entrefer, l'allure de couple (statique et denture) et les cartographies de l'induction magnétique dans les deux cas (saturation et sans saturation).

On a remarqué aussi que l'amplitude des harmoniques est meilleure pour l'enroulement imbriqué à deux couches.

# **Conclusion générale**

Dans ce mémoire nous avons étudié la machine synchrone à pôles lisses 150VA en utilisant un logiciel de programmation lua script qui nous a permis d'écrire un programme qui prend en considération la géométrie et les propriétés physiques de notre machine. La simulation de ce programme est assurée avec le logiciel FEMM qui utilise la méthode des éléments finis pour la résolution des champs électromagnétiques.

On utilise généralement trois types d'enroulements qui sont : enroulement concentrique, enroulement imbriqué et enroulement ondulé. Un enroulement possède une entrée et une sortie qui détermine le sens de circulation du courant. Le choix du type de bobinage qu'il soit à pas diamétral ou à pas raccourci influe sur la forme de l'induction magnétique dans l'entrefer.

En analysant les résultats de notre travail que nous avons réalisé, nous avons conclu que :

- La force électromotrice (fem) de bobinage concentrique à seule couche à pas diamétral est supérieure par rapport au bobinage imbriqué à deux couches à pas raccourci.
- Le type d'enroulement n'influe pas sur le couple de denture, mais son influence apparaît au niveau de l'induction magnétique et le couple statique où les valeurs de ces derniers sont importantes pour le bobinage imbriqué à deux couches.
- Les valeurs des paramètres de la machine (induction magnétique, différents couples) augmentent légèrement en présence de la saturation quel que soit le type de bobinage.
- En comparant le taux d'harmoniques dans les deux bobinages, le bobinage imbriqué à deux couche à pas raccourci réduit l'amplitude des harmoniques.

Pratiquement, pour un bon fonctionnement de notre machine (réduire les effets sonores et vibratoires), il est préférable d'opter pour l'enroulement imbriqué à deux couches à pas raccourci.

Nous souhaitons que notre travail sera d'un apport de plus pour les futures générations d'étudiants qui se serviront de ce genre d'étude des machines synchrones à pôles lisses.

# **Bibliographie**

- [1] C. LABIOD « Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable » Mémoire de Magister en Electrotechnique. Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou ; soutenu le 12/05/2014.
- [2] R. SARAOUI : « Etude d'une machine synchrone avec la méthode des éléments finis ». Mémoire de Magister en Electrotechnique Mai 2010, UMMTO.
- [3] A. CHERIET: « Contribution à la modélisation tridimensionnelle par la méthode des volumes finis de dispositif électromagnétique » Mémoire de Magister en Electrotechnique, Novembre 2007.
- [4] M. RACHEK Cours master (Calcul Numérique du champ), UMMTO, non édité.
- [5] M. ZAOUIA « Modélisation numérique du couplage électromagnétique- mécanique dans les structures linéaires tubulaires ». Thèse de doctorat en électrotechnique Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Mai 2013
- [6] G. Meunier « couplage électromagnétisme tome 3 ». Paris, Hermès science publication, LAVOISIER 2002
- [7] M. RACHEK: « Modélisation par éléments finis de systèmes électromagnétiques en mouvement de structures tridimensionnelles. Application au couplage magnétique-mécanique et au contrôle non-destructive par courant de Foucault ». Thèse de doctorat en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou Février 2007.
- [8] S.H. OULD OUALI « Intégration de l'hystérésis magnétique dans un calcul éléments finis en vue de l'estimation des pertes dans les tôles des machines électriques » ». Thèse de doctorat en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou Septembre 2010.
- [9] M. OUNADI « Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents », mémoire de magistère en électrotechniques, Université Mouloud Mammeri, 2011.
- [10] B. DELCI-Y.BOUNOUA-B.AIT YALA « Détermination des paramètres inductifs par voies numériques et expérimentales d'une machine synchrone à pôles lisses 150VA » mémoire d'Ingénieur en électrotechnique UMMTO. 2011-2012.
- [11] I.Hoole, "Rotor motion in the dynamic finite element analysis of rotating electrical machinery". IEEE Trans. On Magnetics, Vol. MAG-21. No.6, pp.2292-2295. November 1985.

- [12] N. SADOWSKI, Y. LEFEVRE, M. LAJOIE-MAZENK, et J. CROS : “Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement”, IEEE Transactions on magnetics vol.28, No.2. March 1992. pp. 1410—1413.
- [13] A. HAMOUDA « Elaboration d’un programme de calcul de machines synchrones sous matlab en vue d’une étude d’optimisation ». Thèse de magistère de l’UMMTO Juillet 2012
- [14] A. Ivanove-Smolenski «Machines électriques volume I ». Livre, édition MIR Moscou 1983.
- [15] T. Peeteenut «Modélisation numérique 3D des phénomènes couplés dans les procédés d’élaboration par induction : couplage faible et couplage fort». Edition Juillet 2008.
- [16] Claude CHEVASSU « MACHINES SYNCHRONES Cours et Problèmes ». Edition 5 février 2014.
- [17] A. BECHOUCHE « Etude par éléments finis d’une machine synchrone à pôles lisses », mémoire de Master 2, UMMTO, 2014.

## Résumé

Le développement industriel et informatique a mis en œuvre de nouveaux dispositifs, logiciels, afin de pouvoir étudier les différentes machines. Dans ce mémoire nous avons étudié une machine synchrone à pôles lisses 150VA en utilisant deux logiciels (lua script et FEMM). La simulation du programme lua est assurée avec le logiciel FEMM qui utilise la méthode des éléments finis pour la résolution des champs électromagnétiques. Le choix du type de bobinage qu'il soit simple ou double couche, à pas diamétral ou à pas raccourci influe sur la forme de l'induction magnétique dans l'entrefer et les différents couples.

Mots clés : Machine synchrone, Méthodes des éléments finis, Bobinages, FEMM, saturation magnétique