

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA  
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de

**MASTER**

Spécialité : électromécanique

---

**Titre : Dimensionnement d'une machine  
synchrone à aimants permanents à bobinage  
interne multicouche**

---

Proposé et dirigé par :

**Dr. BRAHIM LADGHEM  
CHIKOUCHE**

Présenté par :

**Faycel BOUZIANE  
Omar HAMANI**

N° d'ordre :

**Année Universitaire 2020–2021**

## Résumé :

L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul des performances de la machine synchrone à aimants permanents à bobinage interne multicouche, le choix de cette machine se justifié par l'intérêt qu'elle porte dans les domaines tels que l'industrie, la robotique, et la mécanique de précision. L'application de la méthode numérique basée sur la méthode des éléments finis, est une méthode nécessaire et efficace pour notre travail.

L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul numérique 2D , base sur la méthode des éléments finis , d'une structure de la machine synchrone à aimants permanents à bobinage multicouche (à concentration de flux ) dont le but de prédéterminer, sous des conditions thermiques et mécanique fixées, les performances de la machine comme les différents couples(détente et réluctant).

**Mots clés :** Machine synchrone a aimant permanent, bobinage interne multicouche, induction, FEEM, équations de Maxwell, couple de détente couple réluctant.

ملخص:

تتعلق الدراسة التي سيتم تقديمها في هذه الأطروحة بحساب أداء الآلة المتزامنة مع المغناطيس دائم الإثارة مع لف داخلي متعدد الطبقات، واختيار هذا الجهاز لما يبرر به من اهتمام في مجالات كثيرة مثل الصناعة و الروبوتات و الميكانيكا الدقيقة.

يعد تطبيق الطريقة العددية بناءً على طريقة العناصر المحدودة طريقة ضرورية وفعالة لعملنا. الدراسة التي سيتم تقديمها في هذه الأطروحة تتعلق بالحساب العددي ثنائي الأبعاد ، بناءً على طريقة العناصر المحدودة لهيكل الجهاز المتزامن مع مغناطيس دائم مع لف متعدد الطبقات (مع تركيز التدفق) ، والغرض منه هو التحديد المسبق ، تحت الظروف الحرارية والميكانيكية الثابتة ، أداء الآلة وكذلك عزم الدوران المختلفة (التمدد والمنتدد).

## Abstract:

The study which will be presented in this thesis concerns the performance calculation of the synchronous machine with permanent magnets with multilayer internal winding, the choice of this machine is justified by the interest it carries in fields such as industry. , robotics, and precision mechanics the application of the numerical method based on the finite element method, is a necessary and efficient method for our work. The study which will be presented in this thesis concerns the 2D numerical calculation, based on the finite element method, of a structure of the synchronous machine with permanent magnets with multilayer winding (à concentration of flux) whose goal is to predetermine, under fixed thermal and mechanical conditions, the performance of the machine as well as the different couples (expansion and reluctant).

## ***Remerciement***

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département de génie électrique de l'université de M'sila.*

*Louange à Allah le tout puissant qui m'a accordé la santé et la patience durant toutes ces années, pour que je vienne aujourd'hui et présenter ce travail.*

*Je tiens à remercier mon encadreur Mr Brahim Ladghem Chikouche ses conseils précieux.*

*Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui m'ont honoré en acceptant de juger ce travail.*

*Je remercie tous les enseignants du département génie électrique.*

*Mes remerciements vont aussi à toute ma famille et à tous mes amis pour leur aide et leur soutien.*

# Dédicaces

---

A mes parents  
Mes frères et mes soeurs

A ma famille Et Toutes mes amis tout avec son  
hom.

## Table des matières

Résumé	
Dédicace	
Remerciement	
Liste des Figures	
Notations et Symboles	
<b>I.1. Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>I.1. Introduction</b>	<b>5</b>
<b>I.2. définition de La machine synchrone</b>	<b>5</b>
<b>I.3. Principe de fonctionnement de la Machine</b>	<b>6</b>
<b>I.4. Constitution de la machine synchrone</b>	<b>6</b>
I.4.1.Induit (stator)	7
I.4.2. Rotor (inducteur)	7
I.4. 2.1. Rotor à pôles saillants	7
I.4. 2.2 .Rotor à pôles lisses	8
<b>I.5.Classement des machines synchrones</b>	<b>8</b>
I.5.a .Machines à rotor bobiné et à pôles lisses	9
I.5.b. Machines à rotor bobiné et à pôles saillants	9
I.5.c. Machines à double excitation	10
I.5.d. Machines à réluctance variable	10
<b>I.6.Classification des machines synchrones</b>	<b>11</b>
<b>I.7.Les aimants permanents</b>	<b>12</b>
I.7.1. Machines à aimants permanents surfaciques	13
I.7.2. Machines à aimants permanents internes	13
I.7.3. Machines à aimants permanents internes à saillance inverse	15
I.7.4. Caractéristiques générales des aimants permanents	16
I.7.5. Les différents types d'aimants permanents	17

I.7.5.1. Les Alnico.....	17
I.7.5. 2. Les Ferrites .....	17
I.7.5. 3. Les alliages métaux - terres rares.....	17
<b>I.8. Type les enroulements .....</b>	<b>17</b>
I.8.1. les enroulements a une couche .....	17
I.8.1.1. Enroulement à une couche pole conséquent .....	18
I.8.1.2. Enroulement à une couche biplan.....	19
I.8.1.3. Enroulement à une couche par pole.....	21
I.8.1.4. Enroulement à une couche triplan .....	23
I.8.1.5. Enroulement en chaine .....	24
I.8.2. Méthodes de placement des enroulements à deux couches .....	26
I.8.2.1 placement par succession asymétrique.....	26
I.8.2.2. Placement par levée des enroulements.....	27
I.8.2.3. Placement par succession symétrique .....	28
<b>I.9. Choix du type de bobinage .....</b>	<b>29</b>
<b>I.10. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents .....</b>	<b>29</b>
I.10.1. Structures à flux radial (RFPM) .....	30
I.10. 2. Structures à aimants déposés en surface .....	30
I.10. 3. Structures à aimants encastrés .....	31
I.10. 4. Structures à aimants enterrés .....	31
I.10. 5. Structures à flux axial (AFPM) .....	32
<b>I.11. Compléments sur le moteur synchrone.....</b>	<b>34</b>
I.11.1 Utilisation.....	34
I.11.1.1 Moteurs.....	34
I.11.1.2 Alternateurs.....	34

<b>I.12. Domaines d’application .....</b>	<b>34</b>
<b>I.13. Avantages et inconvénients de MSAP .....</b>	<b>35</b>
I.13.1. Avantages de la MSAP .....	35
I.13.2. Inconvénients de la MSAP.....	36
<b>I.14. conclusion.....</b>	<b>36</b>

**CHAPITRE II: Modélisation par éléments finis (logiciel FEMM)**

<b>II.1. Introduction .....</b>	<b>38</b>
<b>II.2. Description 2D du champ électromagnétique dans les machines Electriques.....</b>	<b>38</b>
<b>II.3. Modélisation des machines synchrones.....</b>	<b>39</b>
II.3.1. Méthodes Analytiques.....	39
II.3.1.1 Coefficient de Carter.....	40
II.3.1.2. Equations générales de MAXWELL .....	41
II.3.1.3. Le modèle électrostatique .....	42
II.3.1.4. Le modèle magnétostatique vectorielle .....	43
II.3. 2. Méthodes Semi-Analytique .....	44
II.3.2.1. Les méthodes numériques .....	45
II.3.2.1.a. La méthode des différences finies .....	45
II. 3.2.1.b. La méthode des intégrales des frontières (MIF).....	46
II.3.2.2. La méthode des volumes finis (MVF).....	46
II.3.2.2.a. La méthode des éléments finis .....	46
II.3.2.2.b. Logiciel utilisé .....	47
a-Résolution par la méthode des éléments finis .....	47
b-Description du logiciel FEMM .....	48
II.3.3. Maillage sur FEMM.....	50
<b>II.4. Conclusion.....</b>	<b>52</b>

**Chapitre III: Dimensionnement des différentes couches statorique de la MSAP**

<b>III.1 Introduction .....</b>	<b>54</b>
<b>III.2. dimensionnement d'une machine électrique .....</b>	<b>54</b>
<b>III.3. Schéma de simulation de déifieront coche .....</b>	<b>55</b>
III.3.1.Première couche .....	55
III.3.2.Douzième couches .....	56
III.3.3. Quatrième couche .....	58
<b>III.4. Résultats de simulations .....</b>	<b>60</b>
III.4.1 .Les inductions .....	60
III.4.1. 1.Induction radiale .....	60
III.4.1.2 : Induction tangentielle .....	61
<b>III.5.Présence des aimants .....</b>	<b>63</b>
III.5.1. Les inductions .....	63
III.5.1.1. Induction radiale .....	63
III.5.1.2. Induction tangentielles .....	64
<b>III.6.les Couples.....</b>	<b>66</b>
III.6.1.Couple détente .....	66
III.6.2. Couple reluctant .....	66
<b>III.7.CONCLUSION .....</b>	<b>67</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>68</b>
<b>Référence bibliographique</b>	

Liste des Figure

Chapitre I

Fig. I.1. La machine synchrone .....	5
Fig. I.2. Rotor à pôles saillants .....	7
Fig. I.3. Rotor à pôles lisses .....	8
Fig. I.4. Classement des machines synchrones .....	8
Fig. I.5. Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses .....	9
Fig. I.6. Machine à rotor bobiné et à pôles saillants -Alternodémarrreur Valeo-LEC .....	9
Fig. I.7. Machine à réluctance variable laminée axialement .....	10
Fig. I.8. Rotor d'une machine à réluctance variable à double saillance _ alternodémarrreur Valeo-LESiR .....	11
Fig. I.9. Lustrations d'une courbe B-H des aimants. ....	12
Fig. I.10. Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques .....	13
Fig. I.11. Rotor d'une machine à aimants permanents insérés .....	14
Fig. I.12. Rotor d'une MAP internes à concentrations de flux .....	14
Fig. I.13. Rotor de machine à aimants permanents internes .....	15
Fig. I.14. Machine à aimants permanents internes à saillance inverse (type Xu).....	15
Fig. I.15. Rotor de machine à aimants permanents internes à saillance inverse à barrières de flux quadrature .....	16
Fig. I.16. Courbe de désaimantation .....	16
Fig. I.17. Enroulement a une couche pole conséquent $Z = 12 ; 2P = 2 ; q = 2$ . ....	19
Fig. I.18. Forme des têtes de bobines d'un enroulement à deux plans .....	19
Fig. I.19. Enroulement concentrique à une couche biplan $Z = 24 ; 2p = 4 ; q = 2 ; y = 7 ; a = 1$ . ....	20
Fig. I.20. Enroulement concentra i qu'a une couche biplan a groupes de bobines asymétrique $= 36 ; 2p = 6 ; q = 2 ; y = 6 ; a = 1$ . ....	20
Fig. I.21. Enroulement triplan à une couche triplan.....	24
Fig. I.22. Enroulement à deux couches par succession asymétrique ( $Z = 24 ; 2P = 4 ; q = 2 ; y = 5$ )	27
Fig. I.23. Enroulement à deux couches par levée ( $Z = 18 ; 2P = 2 ; q = 3 ; y = 7$ ) .....	28

Fig. I.24. Enroulement à deux couches par succession symétrique ( $Z=18$ ; $2P=2$ ; $q=3$ ; $y=6$ )	29
Fig. I.25. Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial	30
Fig. I.26. Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe	30
Fig. I.27. Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)	31
Fig. I.28. Structure à aimants encastrés	32
Fig. I.29. Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique	32
Fig. I.30. Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator	33
Fig. I.31. Structure à flux axial avec double rotor et un stator	33
Fig. I.32. Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor	34

## Chapitre II

Fig. II.1. Facteur de Carter $k_c(da = 300\text{mm}, Z_n = 27)$	40
Fig. II.3:Modélisation d'un électroaimant par un réseau simple de permanes	45
Fig. II.4. L'interface interactive du logiciel FEMM	50
Fig. II.5. Représentation du maillage	51
Fig. II.6. Maillage entrefer	52

## Chapitre III

Fig. III.1. Représentation de la machine électrique	54
Fig. III.2. Structure d'une machine à enroulement à une couche	55
Fig. III.3. Lignes de champ pour un enroulement à une couche	55
Fig. III.4. Représentation de l'enroulement à une couche	56
Fig. III.5. Structure d'une machine à enroulement à deux couches	56
Fig. III.6. Lignes de champ pour un enroulement à deux couches	57
Fig. III.7. Représentation de l'enroulement à deux couches	57
Fig. III.8. Structure d'une machine à enroulement à quatre couches	58
Fig. III.9. Représentation de l'enroulement à quatre couches	58
Fig. III.10. Lignes de champ pour un enroulement à quatre couches	59

## Notions et symboles

$\Omega$  vitesse de rotation du rotor (aimant)

f. é. m. Force électromagnétique

B champ magnétique

MSAP les machines synchrones à aimants permanents

MAPI machines à aimants permanents internes

$B_r$  L'induction résiduelle

$H_{CB}$  Le champ coercitif

$H_{CJ}$  Le champ coercitif de polarisation

MSAP machines synchrones à aimants permanents

2D Deux dimensions

$\vec{B}$  Les vecteurs inductions magnétiques

$\vec{E}$  Vecteur champ électrique

$\vec{D}$  Vecteur déplacement électrique

$\vec{H}$  Vecteur champ magnétique

$\vec{A}$  vecteur potentiel magnétique

$\vec{J}_s$  la densité de courante source.

$\sigma$  : Densité volumique de charge électrique

$\vec{J}_C$  Vecteur densité du courant électrique de conduction

$\vec{J}_D$  Vecteur densité du courant électrique de déplacement

$\epsilon$  Permittivité électrique

$\mu$  Perméabilité magnétique

$\sigma$  Conductivité électrique

$\nu$  Réductivité magnétique

$\vec{J}_{ex}$  Densité du courant d'excitation (source)

$2p$  Nombre de pôles

$Q_s$  Nombre des encoches

$b_0$  Ouverture de l'encoche

$g$  L'épaisseur de l'entrefer

$N$  Nombre de spires traversées par un flux variable

MEF méthode des éléments finis

$P$  Nombre de paires de pôles

$R_2$  Rayon d'alésage

R1 Rayon externe de l'aimant

FEEM Finité Elément Méthode Magnétiques

# Introduction générale

### Introduction Générale :

La machine synchrone à aimants permanents a connu une évolution fulgurante depuis le début des années 80. Ce succès est dû essentiellement à la disponibilité d'aimants permanents à grande densité d'énergie d'une part et au développement de l'électronique de puissance d'autre part. L'utilisation des aimants permanents comme inducteurs au niveau des machines électriques, induit plusieurs avantages significatifs tels que :

la diminution des pertes par effet Joule, réduction de l'encombrement causé par les enroulements inducteurs, élimination du contact glissant dû aux balais et la réduction du bruit. L'apport le plus significatif les favorisent aux machines électriques conventionnelles est leur couple massique élevé, spécialement dans les applications industrielles exigeantes en encombrement et en puissance.

En effet, les machines excitées par des aimants permanents, de plus en plus performants, diffèrent selon la structure du rotor, autrement dit, selon la disposition des aimants au rotor. Le stator de ces machines est généralement classique (encoché). Grâce à leurs performances, les machines à aimants permanents ont été adoptées dans plusieurs applications avec des structures multiples et généralement complexes. De ce fait, il est indispensable de disposer de modèles fiables pour retranscrire leur comportement.

Les diverses complexités rencontrées lors de l'étude des machines électriques (géométries complexes et multiples, non linéarité des circuits magnétiques mis en jeu) rend l'étude difficile et l'utilisation de modèles analytiques insuffisant. Le recours aux méthodes numériques est donc indispensable, l'une des méthodes les plus utilisées est la méthode des éléments finis.

Notre travail consiste en la modélisation électromagnétique par la méthode des éléments finis d'une machine synchrone à aimants permanents dont le stator porte un bobinage triphasé et le rotor constitué d'aimants permanents insérés dans le fer. L'établissement d'un modèle électromagnétique, pour la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents, requiert l'étude du comportement du champ magnétique et de champ électrique dans ce dispositif. A cet effet, un formalisme permettant de décrire l'ensemble des phénomènes électromagnétiques s'impose. Les équations de base de l'électromagnétisme, dont les équations de Maxwell constituent l'essentiel, auxquelles sont associées des relations constitutives des matériaux, des conditions aux limites ainsi que des conditions de continuité, donneraient le modèle complet régissant le fonctionnement de la machine.

Pour ce faire, nous avons subdivisé notre mémoire en trois parties principales :

Nous avons fourni dans le premier chapitre l'état de l'art des machines synchrones qui comprend constitution, utilisation, les avantages, Inconvénients, et type les enroulements en plus de la machines synchrones à aimant.

Le deuxième chapitre Nous avons le présentons la modélisations analytique set semi analytique existantes basées sur les équations de Maxwell et la modélisations numérique basées sur les méthodes des éléments finis en 2D ce jour les plus fiables en prenant en compte la géométrie réelle de la machine et la linéarité des matériaux, présentation logiciel FEMM

Dans troisième chapitre nous allons faire une simulation de trois machines qui modifie les encoches et L'objectif est la détermination des inductions radial et tangentielles ainsi que les différents couples (détente, reluctant, électromagnétiques) en utilisant le programme de calcul FEMM disponible gratuitement sur net.

**Chapitre I**

**L'état de l'art de la machine  
synchrone à aimants  
permanents**

### I.1. Introduction :

Le terme de 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 rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. 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 statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants [1].

### I.2. Définition de La machine synchrone :

La machine synchrone est un système électrique permettant de convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique « génératrice » et inversement « moteur ».

Ce type de machine qui fournit l'énergie électrique appelée par le réseau de distribution dans les centrales électriques « on parle d'alternateur ». Néanmoins, on la rencontre peu dans les applications domestiques, car elle est plus coûteuse à fabriquer et moins robuste que la machine asynchrone [2].

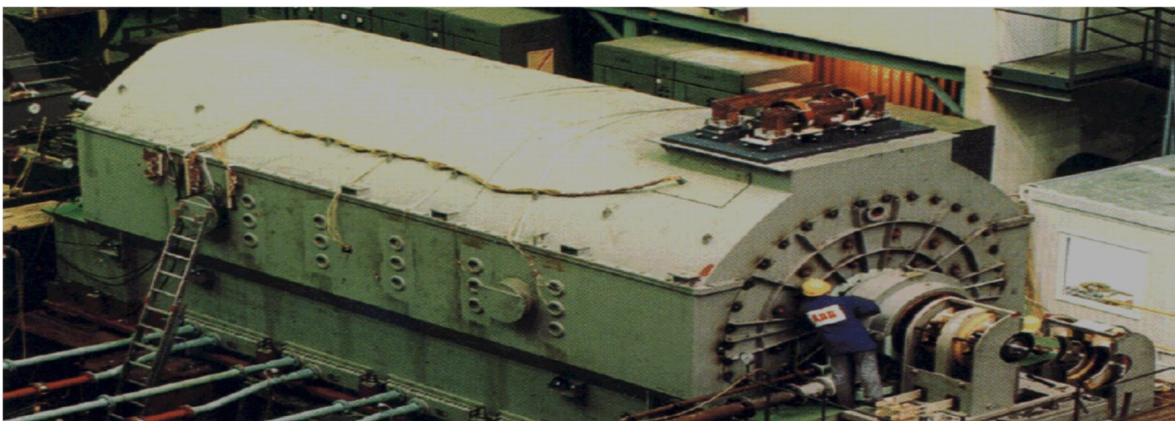


Figure .I.1 La machine synchrone

### I.3. Principe de fonctionnement de la Machine :

Une machine synchrone est une machine électrique tournante réversible, appelée ALTERNATEUR si elle fonctionne en génératrice, fournit un courant alternatif. En fonctionnement MOTEUR sa fréquence de rotation est imposée par la fréquence du courant alternatif qui alimente l'induit. Au-delà de quelques kilowatts les machines synchrones sont généralement des machines triphasées. Le rotor, souvent appelé « roue polaire », est alimenté par une source de courant continu ou équipé d'aimants permanents.

Synchrone La génératrice synchrone transforme de l'énergie mécanique ( $C, \Omega$ ) en énergie électrique ( $V, I$  de fréquence  $f$ ) et l'aimant tourne à la fréquence  $N$ , la spire est traversée par un flux variable  $\lambda(t)$  d'où la création d'une f.é.m. induite  $e(t) = -(d\lambda/dt)$ . La fréquence de cette f.é.m. est telle que :  $f = p N$ , soit  $\Omega = p \omega$  avec  $\Omega$  vitesse de rotation du rotor (aimant),  $p$  le nombre de pair de pôle et  $\omega$  la pulsation de la f.é.m. sinusoïdale induite, en rad/s.

La fréquence dépend de la vitesse de variation du flux au droit des enroulements statoriques. Cette vitesse est fonction d'une part de la vitesse de rotation du rotor et d'autre part du nombre de pair de pôle au stator et au rotor. Le réseau électrique de l'Algérie (où la fréquence est de 50Hz) engendre :

- pour une machine à 2 pôles  $p = 1$ , une fréquence de rotation de 50tr/s soit 3000tr/mn
- pour une machine à 4 pôles  $p = 2$ , une fréquence de rotation de 25tr/s soit 1500tr/mn
- pour une machine à 6 pôles  $p = 3$ , une fréquence de rotation de 17tr/s soit 1000tr/mn
- pour une machine à 8 pôles  $p = 4$ , une fréquence de rotation de 12.5tr/s soit 750tr/mn.

### I.4. Constitution de la machine synchrone :

La machine synchrone comporte deux parties distinctes :

- Une partie fixe appelée stator
- Une partie mobile appelée rotor inducteur où roue polaire alimentée en courant continu.
- la partie mobile (rotor), produit un champ magnétique constant.
- la partie fixe (stator) est soumise à un champ magnétique variable, elle doit être obligatoirement feuilletée afin de limiter les courants de Foucault et hystérésis. Les tôles, découpées à la presse, comportant des encoches où sont placés  $N$  conducteurs actifs reliés en séries pour que les f.é.m. s'ajoutent [3].

### I.4. 1. Induit (stator) :

Le stator est la partie fixe du moteur. Une carcasse en fonte ou en alliage léger renferme une couronne de tôles mince (de l'ordre de 0.5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant. Le « feuilletage » du circuit magnétique réduit les pertes par hystérésis et par courant de Foucault.

Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant (trois enroulements dans le cas d'un moteur triphasé). Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse de rotation.

### I.4. 2.Rotor (inducteur) :

Le champ magnétique est créé par un aimant permanent ou par un électroaimant alimenté par un courant continu ( $I_e$ ), appelé courant d'excitation. Le rotor tourne à la vitesse  $\Omega$ .

Remarque : s'il est constant, il crée un champ magnétique  $B$ , constant, tournant à la fréquence de synchronisme  $N_s = N$ .

#### I.4. 2.1. Rotor à pôles saillants

C'est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine.

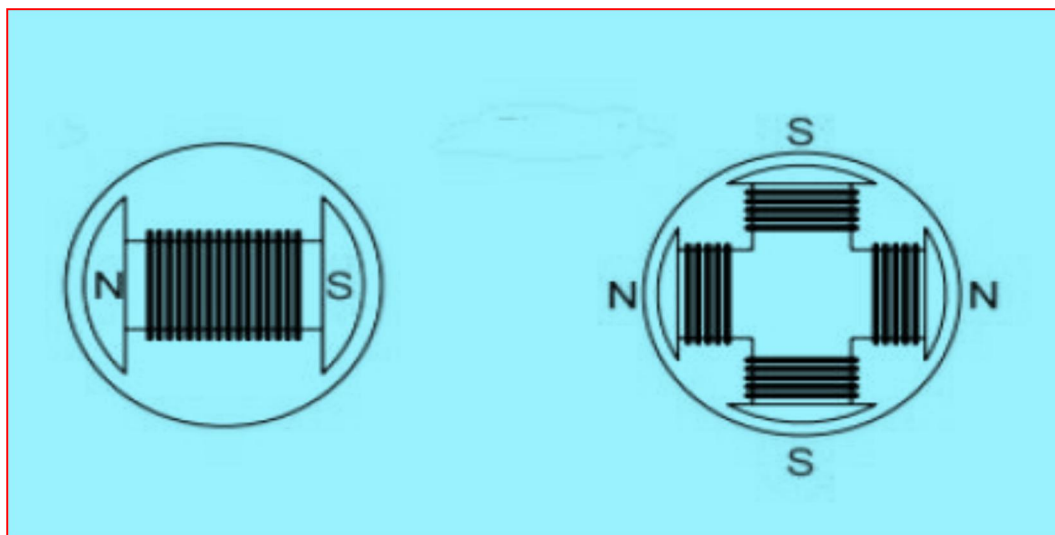


Figure.I.2 Rotor à pôles saillants

### I.4. 2.2. Rotor à pôles lisses

Le rotor est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches. Il possède le plus souvent deux pôles.

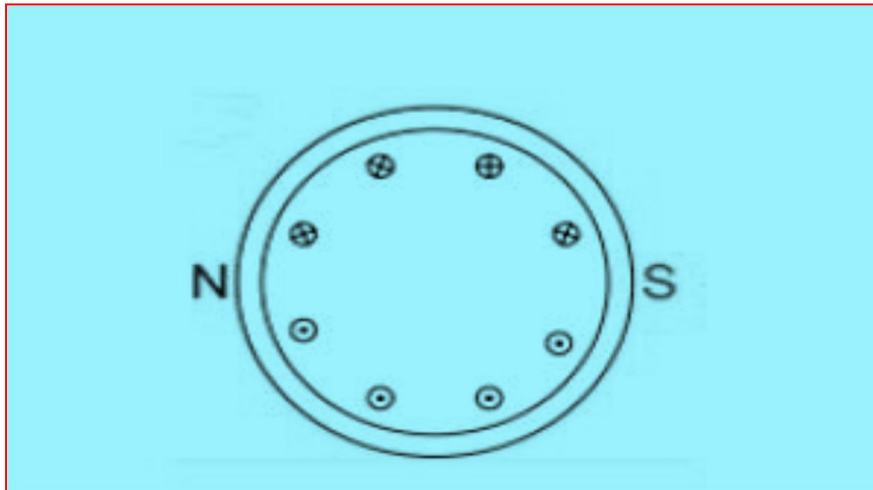


Figure.I.3 Rotor à pôles lisses

### I.5. Classement des machines synchrones :

On peut agencer l'ensemble des machines synchrones comme l'indique. Les machines sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinages, aimants permanents, etc.) et par leur rapport de saillance :

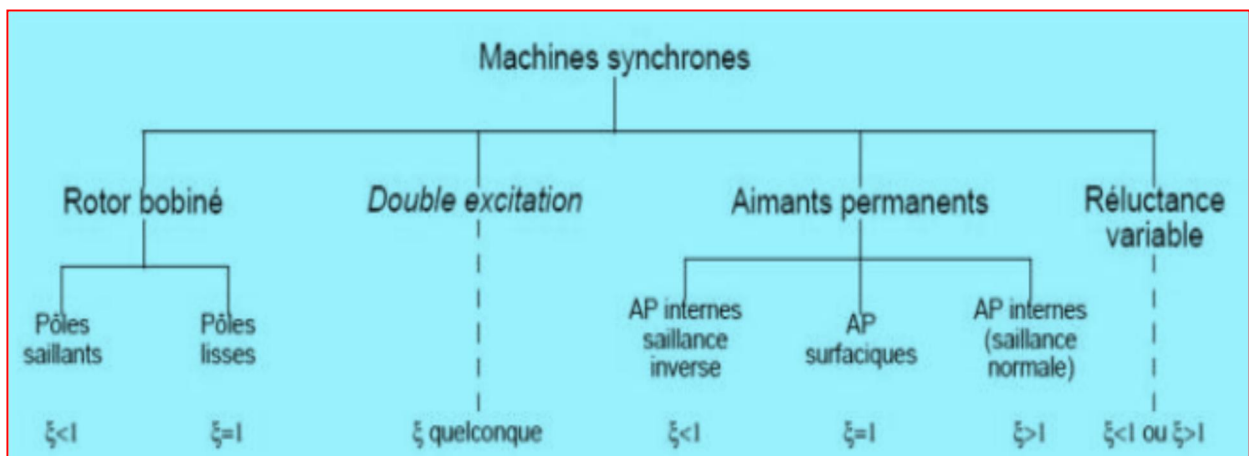


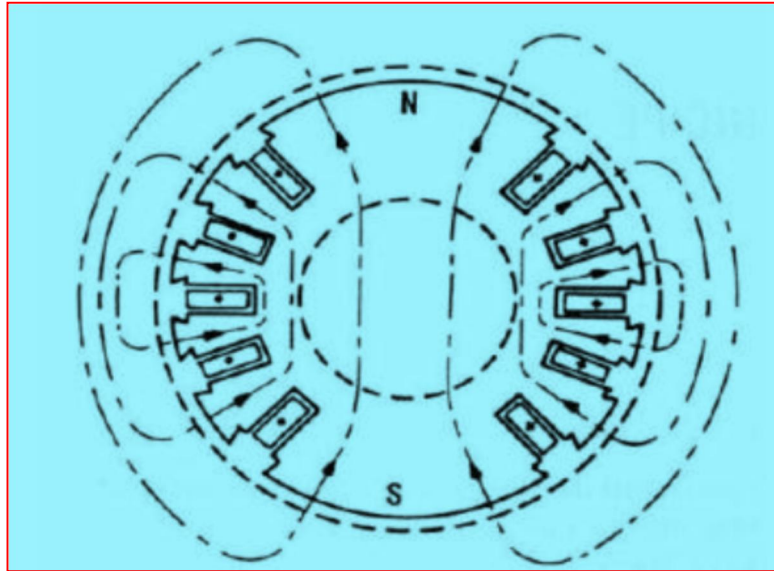
Figure. I.4 Classement des machines synchrones

**I.5.a. Machines à rotor bobiné et à pôles lisses**

Elles sont caractérisées par une excitation bobinée et par un rapport de saillance unité.

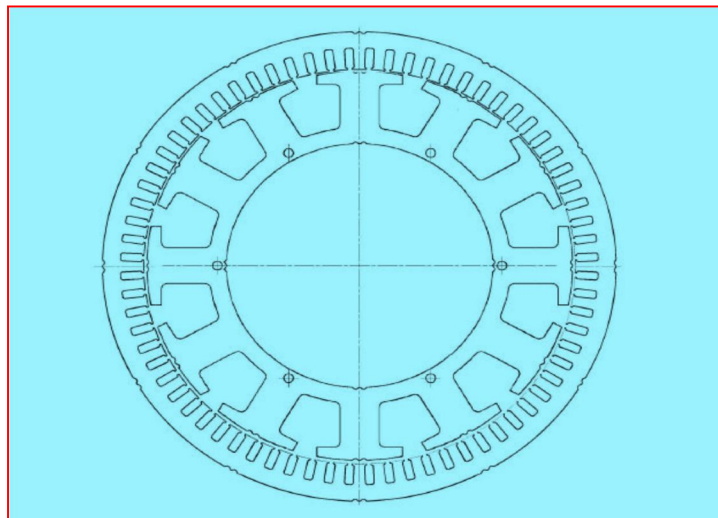
**I.5.b. Machines à rotor bobiné et à pôles saillants**

A la différence de la machine précédente, les pôles sont saillants, et le rapport de saillance est inférieur à l'unité.



**Figure. I.5 Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses**

La société Valeo Systèmes Electriques a réalisé une motorisation pour véhicule électrique, ainsi qu'un alerno-démarrreur basé sur cette topologie dont le rotor est illustré par la figure (I.6).



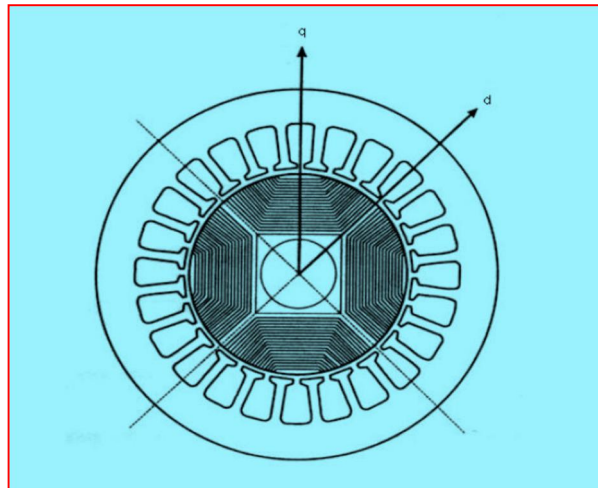
**Figure.I.6 Machine à rotor bobiné et à pôles saillants -Alerno-démarrreur Valeo-LEC**

### I.5.c. Machines à double excitation

Ces machines peuvent combiner les principes de tous les types de machines existantes. On peut ainsi trouver un très grand nombre de structures envisageables que nous ne détaillerons pas. Pour plus d'informations sur ces machines hybrides particulières, on peut se référer aux travaux du Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique 3 (LESiRSATIE) et en particulier aux études [4, 5]

### I.5.d. Machines à réluctance variable

On peut trouver toutes sortes de machines à réluctance variable. D'ailleurs, Miller les considère comme des machines à aimants permanents internes dont le flux de l'aimant serait nul. Cela permet de mettre en commun toutes les structures des machines à aimants et toutes celles à réluctance variable. La plupart des auteurs traitant des machines à aimants internes sont des références pour les machines à réluctance variable (figure I.7).



**Figure .I.7 Machine à réluctance variable laminée axialement**

Néanmoins, les machines à double saillance (stator et rotor) classiques sont toujours d'actualité. En France, ce domaine fait partie des travaux de prédilection du LESiR (cité auparavant) qui a permis à la société Valeo Systèmes Electriques de réaliser un alternodémarrreur de ce type (Cf. figure I.8).

Les machines à réluctance variable se comportent d'autant mieux que leur rapport de saillance est élevé. Dans la littérature, Boldea a réussi à réaliser une machine dont le rapport de saillance atteint 20 mais la plupart des machines ont un rapport de saillance compris entre 5 et 14 ( $5 < \lambda < 14$ ) [6].



**Figure.I.8 Rotor d'une machine à réluctance variable à double saillance \_ alterno démarreur Valeo-LESiR**

## **I.6.Classification des machines synchrones**

Le moteur synchrone est utilisé dans une large gamme de puissance allant de Watt au Méga Watt, dans les applications aussi divers que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante et l'attraction. A ces nombreux domaines d'emplois, correspondant autant de technologies différentes, dans les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles :

- ✓ Les moteurs synchrones à inducteur bobiné, à pôles saillant ou pôle lisses.
- ✓ Les moteurs synchrones à aimant permanent, avec ou sans pièces polaires.

Le domaine d'utilisation privilégié des moteurs synchrones à inducteur bobiné pour les fortes puissances. Les machines à pôles lisses comportent deux ou quatre pôles, celles à pôles saillants en comportent au moins quatre. La technologie employée est essentiellement liée à la faisabilité même du rotor et à la vitesse de rotation [7].

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont connu ces dernières années un grand essor. Elles ont été adoptées dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques, etc. Pour toutes ces applications, les MSAP sont par fois préférables aux autres machines traditionnelles.

## I.7. Les aimants permanents

Les aimants existent à l'état naturel mais on peut aussi communiquer cette propriété de magnétisme à certains corps composés essentiellement de fer, nickel, cobalt, qu'on appelle aimants artificiels. Un aimant comprend un pôle nord et un pôle sud. Deux pôles de types contraires (N-S) s'attirent alors que deux pôles de même type (N-N ou S-S) se repoussent. Dans l'espace entourant les pôles d'un aimant existe un champ magnétique composé de lignes de flux ou lignes de force. Les lignes forment des boucles qui partent du pôle nord et entrent dans le pôle sud. L'ensemble de ces lignes de force constitue le spectre magnétique [Wildi 2005].

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leurs cycles hystérésis et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelée communément « aimant permanent » car leurs aimantations ne varient pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [8]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

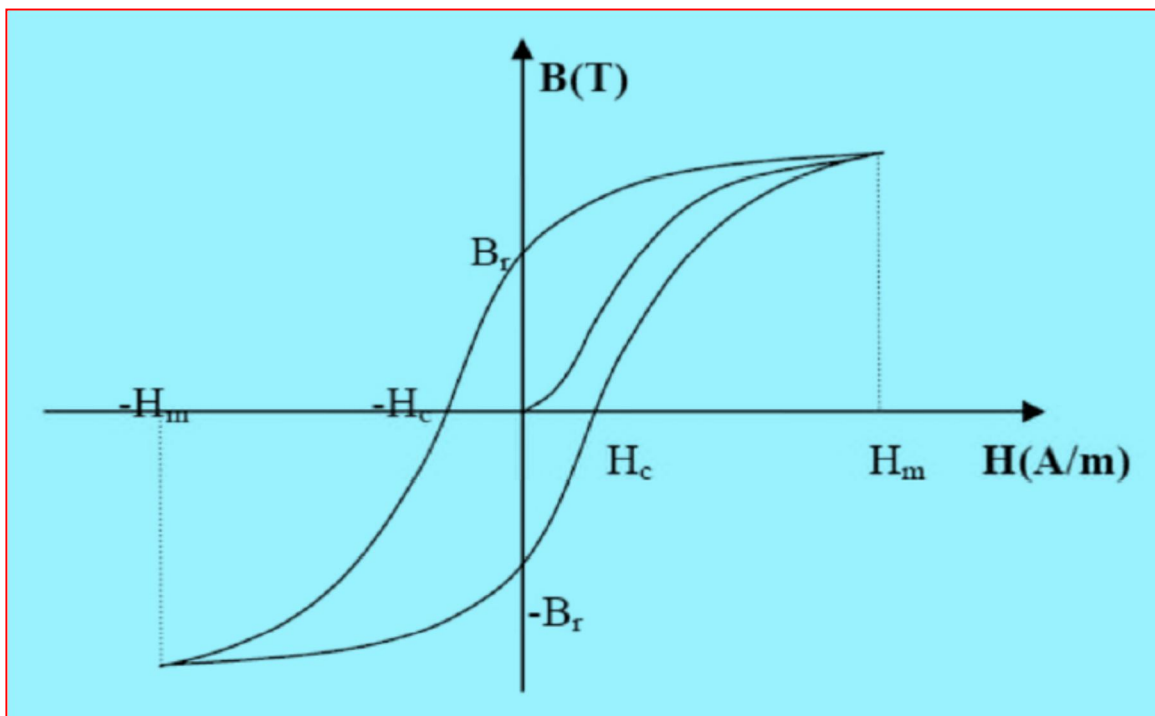


Figure.I.9 Illustrations d'une courbe B-H des aimants.

### I.7.1. Machines à aimants permanents surfaciques

Leurs caractéristiques principales sont l'absence de saillance ( $\gg = 1$ ) d'une part et de très faibles inductances d'autre part. Leurs principales applications concernent la robotique et les entraînements à dynamique très élevée. De nombreux auteurs s'en servent comme références par rapport aux machines à aimants internes.

Le LEC et la société Valeo Systèmes Electriques ont réalisé un moteur de ce type pour véhicule électrique (Figure I.10) [9].

### I.7.2. Machines à aimants permanents internes

Sont incluses ici les machines à aimants permanents internes (MAPI) à saillance normale. C'est le type de machine que l'on trouve classiquement dans la littérature et il s'agit de notre référence pour cette étude. Les MAPI comprennent elles-mêmes des structures très diverses. On trouve :

**a-** Les machines à aimants insérés : basées au départ sur des structures à aimants surfaciques dont on aurait inséré les aimants dans le rotor, la figure (I.10) nous montre une structure typique de rotor.

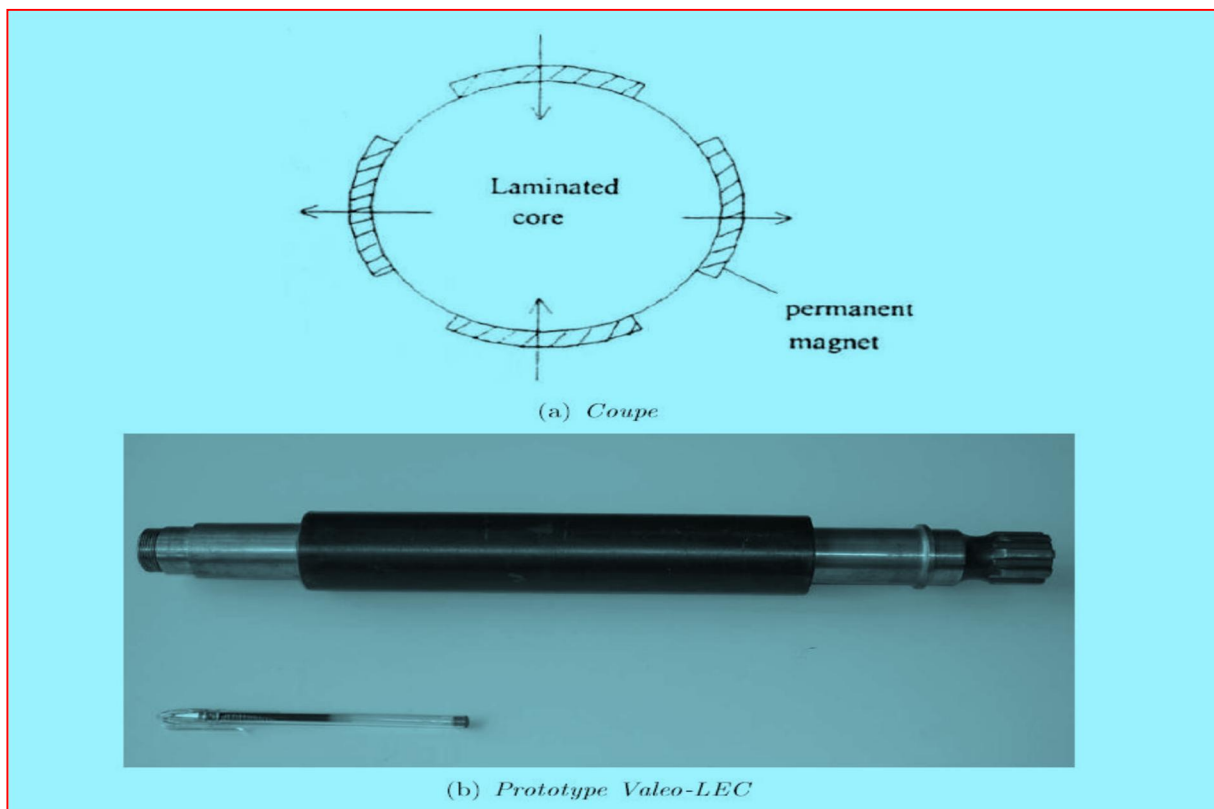
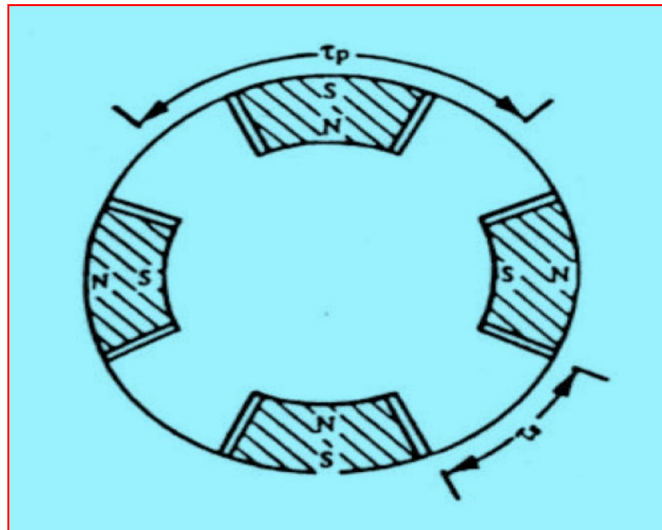


Figure. I.10 Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques

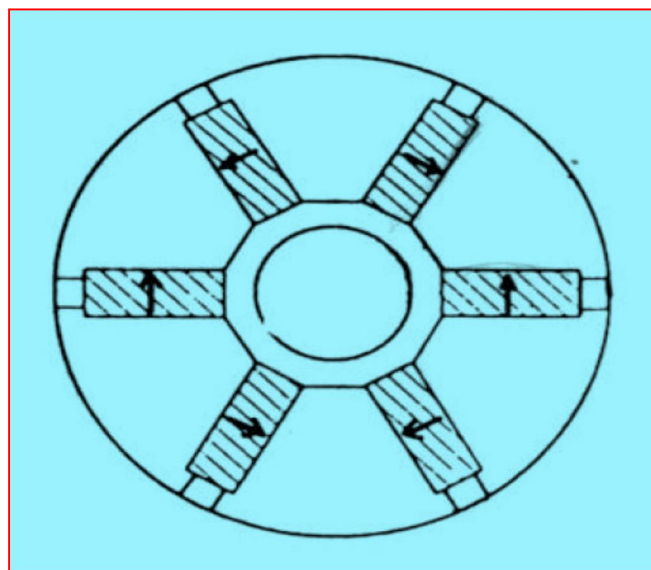
**b-** Les machines à aimants implantés radialement, souvent appelées machines à concentration de flux (figure I.11).

**c-** Les machines à aimantation radiale : ce sont les seules appelées Intérieur Permanent Magnet machine dans la littérature. Etant les plus anciennes et les plus classiques, Cette machine est beaucoup utilisée pour les applications liées à la traction électrique. La société Valeo Systèmes Electriques et le LEC ont développé une amélioration de ce type de machine pour une application alerno-démarrreur [10].

La figure I.12 montre deux rotors, le premier classique et le second développé au LEC.



**Figure.I.11 Rotor d'une machine à aimants permanents insérés**



**Figure. I.12 Rotor d'une machine à aimants permanents internes à concentrations de flux**

I.7.3. Machines à aimants permanents internes à saillance inverse

Ces machines sont beaucoup plus récentes. On en trouve pour l'instant de trois sortes :

1. Une machine atypique réalisée par Xu et ses collègues ( figure I.13)
2. Les machines à barrières de flux quadrature : tirées des machines à aimants surfaciques ou internes à concentration de flux dont on réduit l'inductance quadrature en insérant des barrières de flux. (La figure I.14) montre ce type de rotor.

Le rapport de saillance de ce type de machine descend difficilement en dessous de 0 :4.

3. Les machines à double rotor : elles combinent le plus souvent un rotor de MAPS et un rotor de MRV. Selon la longueur de chaque partie du rotor et l'angle entre les axes directs respectifs, presque toutes les configurations (saillance et flux d'aimants) peuvent être obtenues. La figure I.15 représente la machine étudiée dans cet article.

Ce type de machine peut tout aussi bien être calculé de manière à avoir une saillance normale ou inverse. Elle est plutôt placée dans la catégorie des machines à saillance inverse car les machines pouvant réaliser cette particularité sont plus rares.

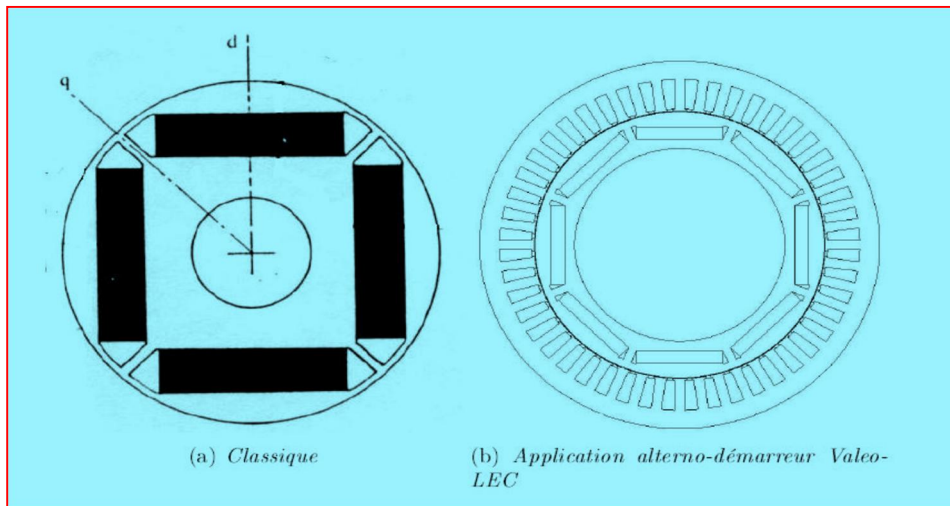


Figure. I.13 Rotor de machine à aimants permanents internes

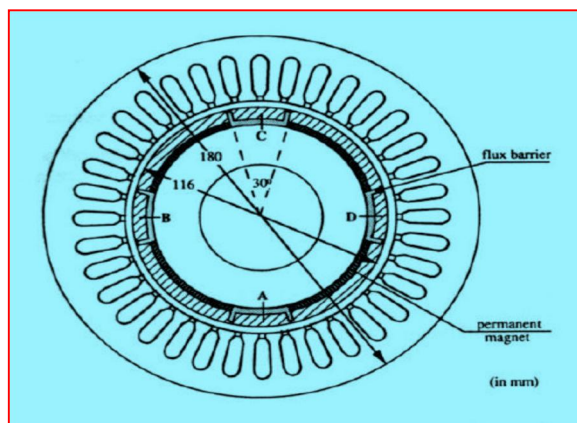


Figure. I.14 Machine à aimants permanents internes à saillance inverse (type Xu)

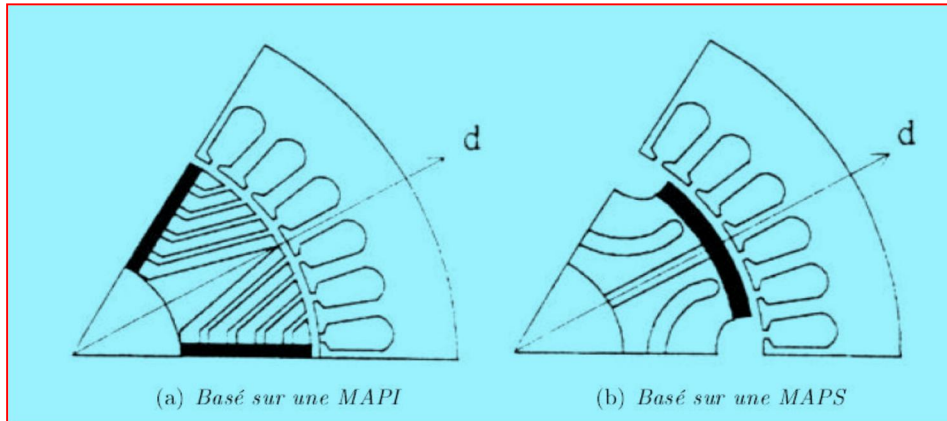


Figure .1.15 Rotor de machine à aimants permanents internes à saillance inverse à barrières de flux quadrature

#### I.7.4. Caractéristiques générales des aimants permanents :

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont :

- L'induction résiduelle (ou rémanente),  $B_r$ , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.

- Le champ coercitif,  $H_{CB}$ , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.

- Le champ coercitif de polarisation,  $H_{CJ}$ , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.

Le produit d'énergie,  $(B.H)_{max}$  : valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

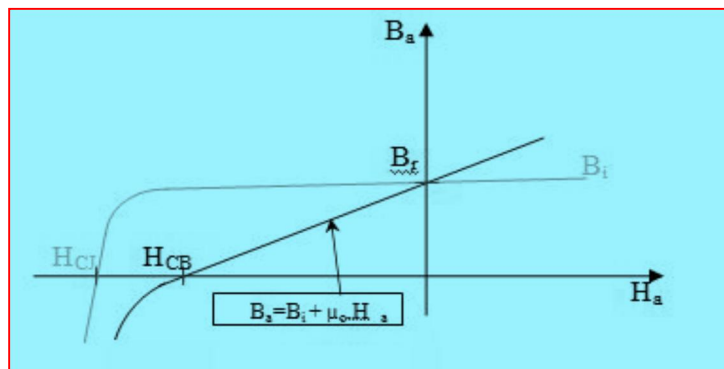


Figure.I.16. Courbe de désaimantation

### **I.7.5. Les différents types d'aimants permanents :**

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [11].

#### **I.7.5.1. Les Alnico :**

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

#### **I.7.5. 2.Les Ferrites :**

Aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie - prix.

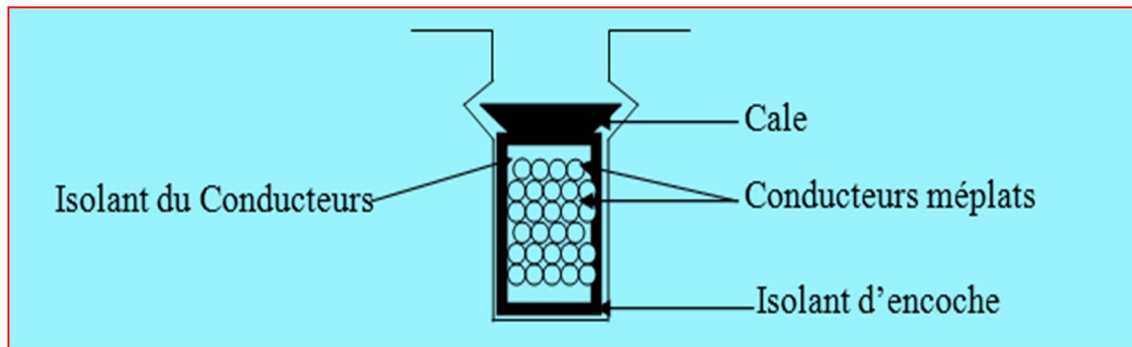
#### **I.7.5. 3.Les alliages métaux - terres rares :**

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium-cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

### **I.8. Type les enroulements :**

#### **I.8.1.les enroulements a une couche :**

L'enroulement à une couche est un enroulement dont les côtés actifs des bobines occupent toute l'encoche.

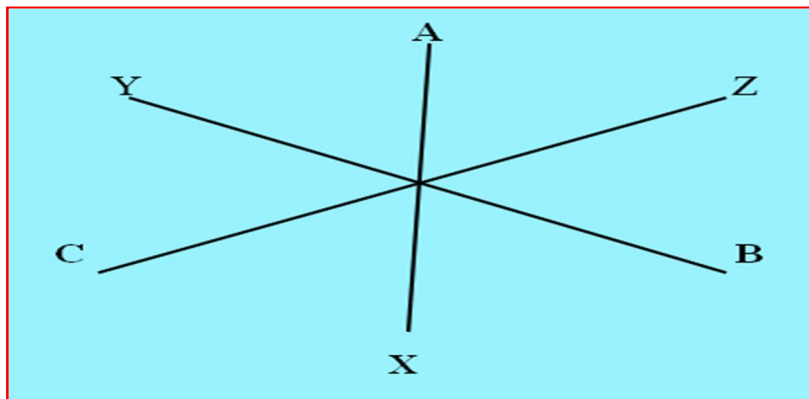


L'utilisation de ces enroulements est particulièrement destinée aux machines de faible puissance (à faible diamètres intérieurs statoriques), et aux machines de grandes puissances quand le nombre de pôles est élevé

Dans les systèmes triphasés, on distingue cinq types à une couche :

- ✓ Enroulement à une couche pole conséquent
- ✓ Enroulement à une couche biplan
- ✓ Enroulement à une couche par pole
- ✓ Enroulement à une couche triplan
- ✓ Enroulement en chaine

Pour concevoir l'enroulement il faut obligatoirement se référer à l'étoile des phases.



### I.8.1.1. Enroulement à une couche pole conséquent :

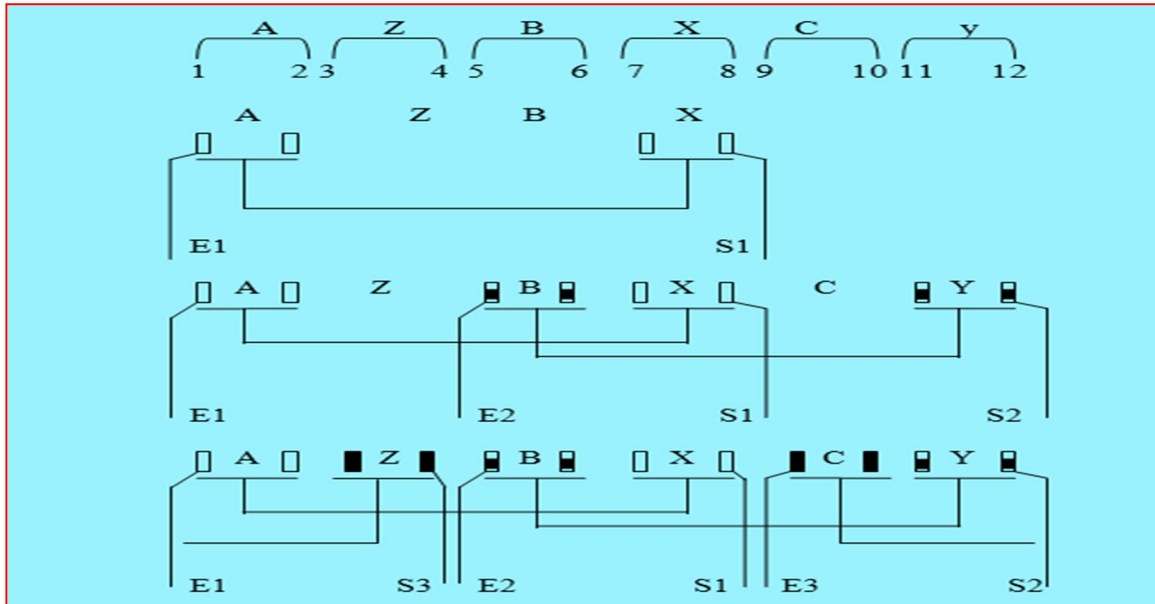
Un tel enroulement possède toujours un pas diamétral c'est-à-dire

$$y = \tau$$

Le groupe est constitué de bobines identiques, chaque groupe de bobines dans une phase crée une paire de pôles.

Exemple 1 :  $Z = 12$  ;  $2P = 2$  ;  $q = 2$ .

Sachant que  $q=12$ , on fait appel à l'étoile des phases (AZBXCZY) :



**Figure.I.17 enroulement a une couche pole conséquent  $Z = 12$  ;  $2P = 2$  ;  $q = 2$ .**

### I.8.1.2 Enroulement à une couche biplan

Les enroulements à une couche biplan sont utilisés dans les machines de moyennes et grandes puissances à l'aide de conducteur méplat (conducteur de forme rectangulaire)

On réalise cet enroulement pour  $P$  pair à l'aide de deux types de groupes bobines ; l'un court, l'autre long au niveau des têtes de bobines (voir fig.I.19).



**Figure .I.18 Forme des têtes de bobines d'un enroulement à deux plans**

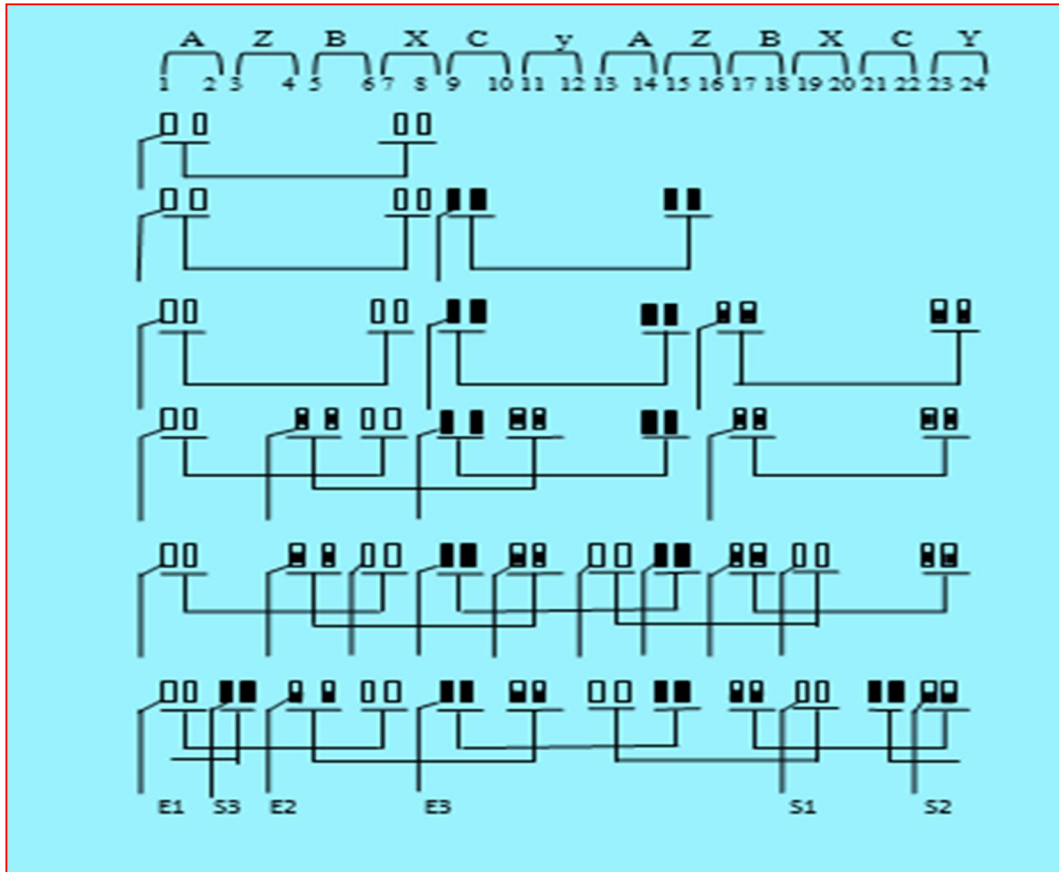


Figure.I.19 enroulement concentrique à une couche biplan  $Z = 24$  ;  $2p = 4$  ;  $q = 2$  ;  $y = 7$  ;  $a = 1$ .

Dans le contraire, c'est-à-dire quand  $p$  est impaire on obtient des phases conques avec un nombre différent de groupes longs et courts ; en plus l'une des phases aura un groupe de bobines asymétriques, c'est-à-dire que les têtes de bobines n'occupent ni le premier ni le deuxième plan.

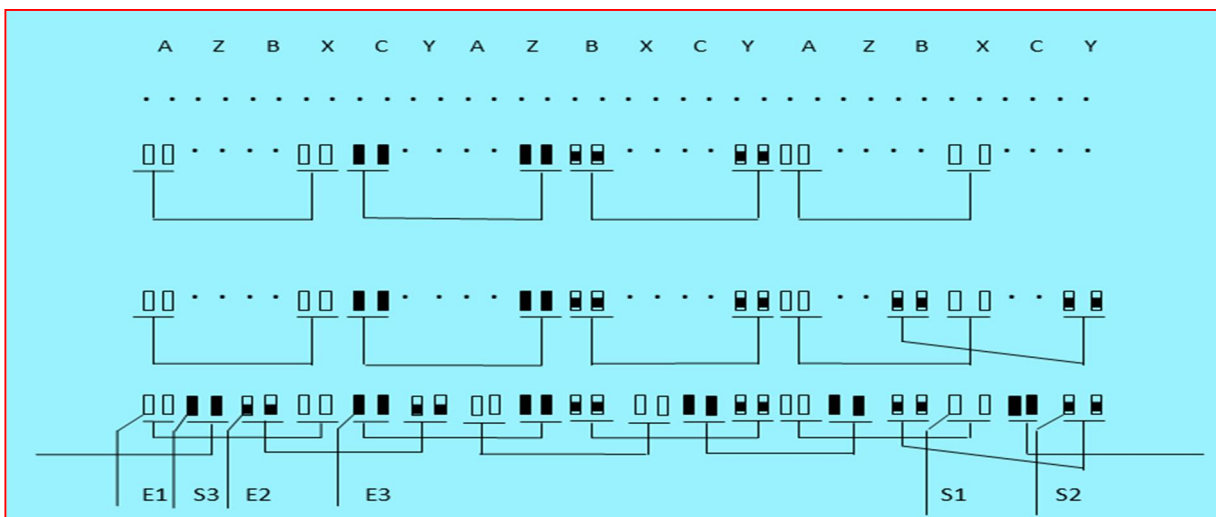


Figure .I.20 enroulement concentra i que a une couche biplan a groupes de bobines asymétrique.  $Z = 36$  ;  $2p = 6$  ;  $q = 2$  ;  $y = 6$  ;  $a = 1$ .

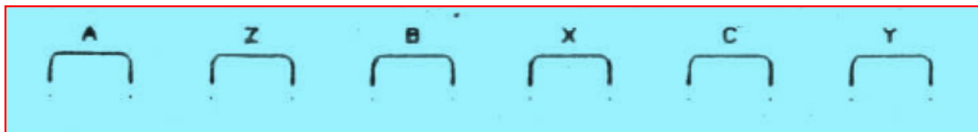
### I.8.1.3. Enroulement à une couche par pôle

Pour concevoir un enroulement à une couche par pôle il faut obligatoirement que le nombre d'encoches par pôle et par phase soit supérieur à l'unité ( $q > 1$ ), Si cette condition est vérifiée, on divise les groupes de bobines en demi-groupes ; c'est-à-dire qu'on doit concevoir l'enroulement avec :  $q' = \frac{q}{2}$

Un tel enroulement a toujours un pas raccourci, ce qui permet de diminuer les dimensions des parties frontales.

Exemple :  $z = 12$ ,  $2p = 2$ ,  $q = 2$ .

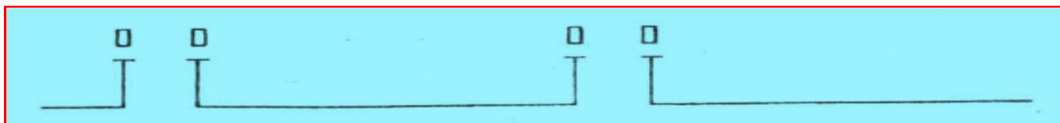
1- On fait appel à l'étoile des phases.



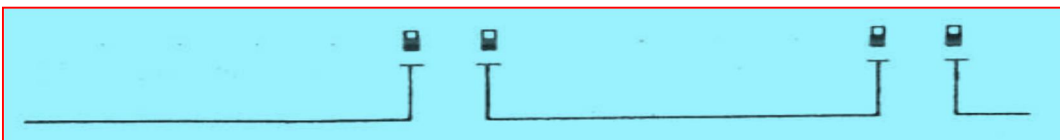
2- Plaçons les faisceaux sans représenter les têtes de bobines.



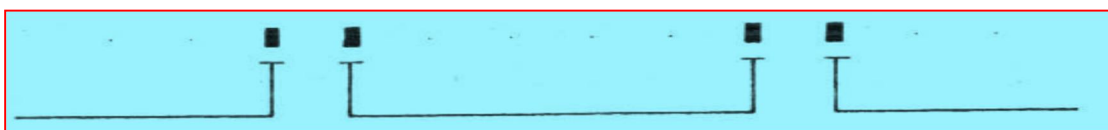
3-réalisons les phases à partir des demi-groupes.



a- Première phase.

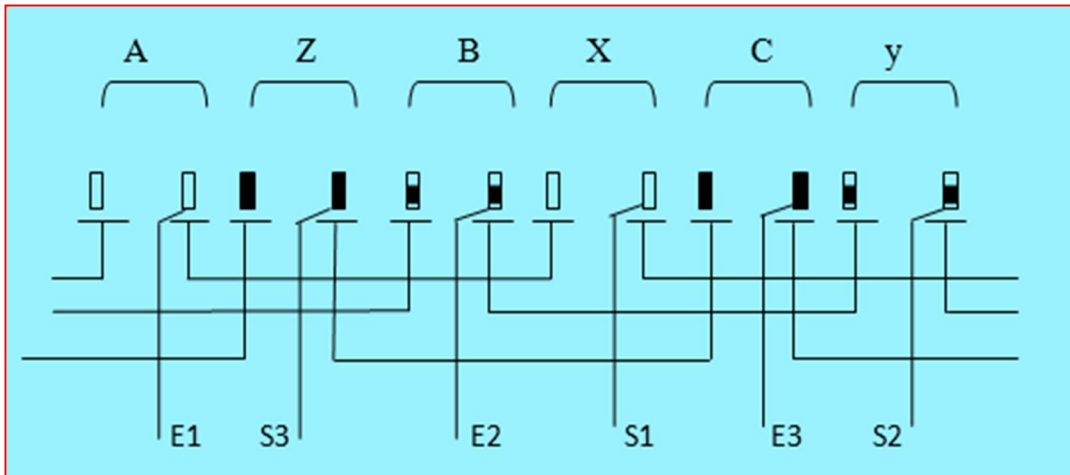


b- deuxième phase.

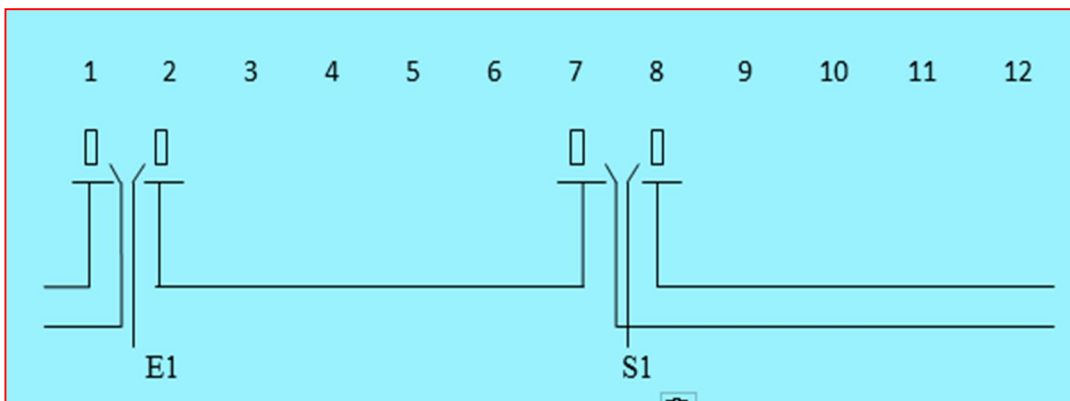


c- troisième phase.

4-On obtient le schéma final.



5-connexion des groupes, considérons la première phase.



Le sens signifie que la sortie de l'encoche sept (7) doit être obligatoirement connectée à l'entrée de l'encoche une (1). On remarque que, les faisceaux 1 et 2 forment le pôle fictif nord instantané, alors que les faisceaux 7 et 8 forment le pôle sud fictif instantané ( $2p=2$ ).

Si  $q$  est impair, on procède de la même manière ; seulement dans ce cas les groupes constituant la phase auront un nombre de bobines différent.

On sait que  $q$  détermine le nombre de bobines dans le groupe et que  $2p$  en plus de la vitesse, détermine le nombre de groupes de bobines dans une phase, ceci est valable pour tous les enroulements à courant alternatif sauf pour l'enroulement à une couche par pôle conséquent.

Exemple 1 :  $q = 3, 2p = 2$

Cela signifie que la phase est constituée de deux groupes de bobines ( $2p = 2$ )

Et que l'un des groupes est composé d'une bobine et que l'autre de deux.

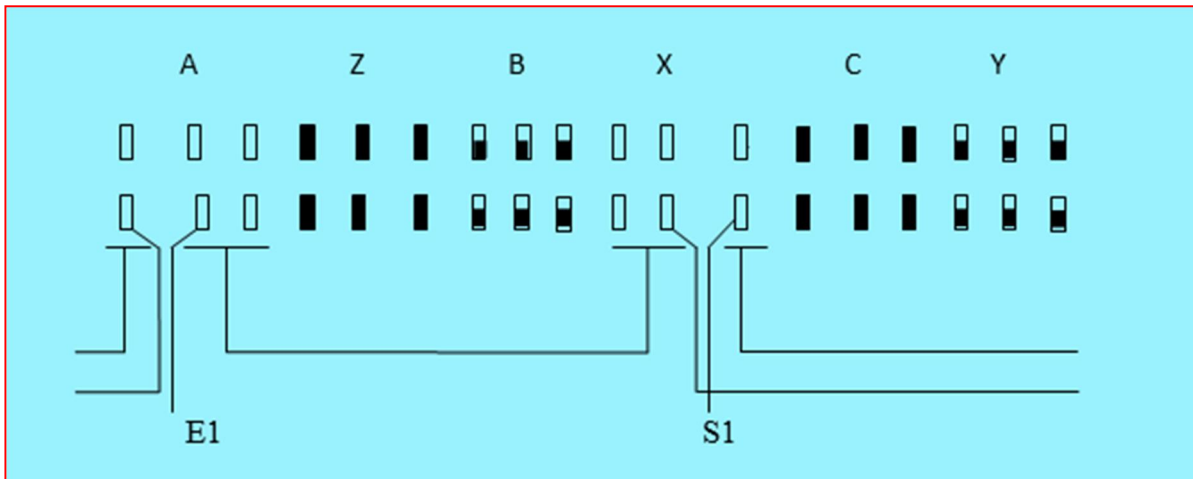
$$q = \frac{q}{2} - \frac{3}{2} - 1.5 \quad 1 \text{ et } 2$$

Exemple 2 :  $q = 5, 2p = 4$

La phase est constituée de quater groupe :

- Deux constituée de deux bobines.
- Et les deux autres de trois bobines.

Exemple pratique :  $z = 18, 2p = 2, q = 3$ .



#### I.8.1.4. Enroulement à une couche triplan

L'enroulement à une couche triplan est enroulement à une couche par pôle réalisé à l'aide de trois types de bobines : court, moyen et long. Les têtes de bobines forme trois peaux.



Chaque phase est conçue par un seul type de groupes. Un tel enroulement est caractérisé par une différence de courants entre les phases.

Exemple :  $z = 48, 2p = 4, q = 4$ .

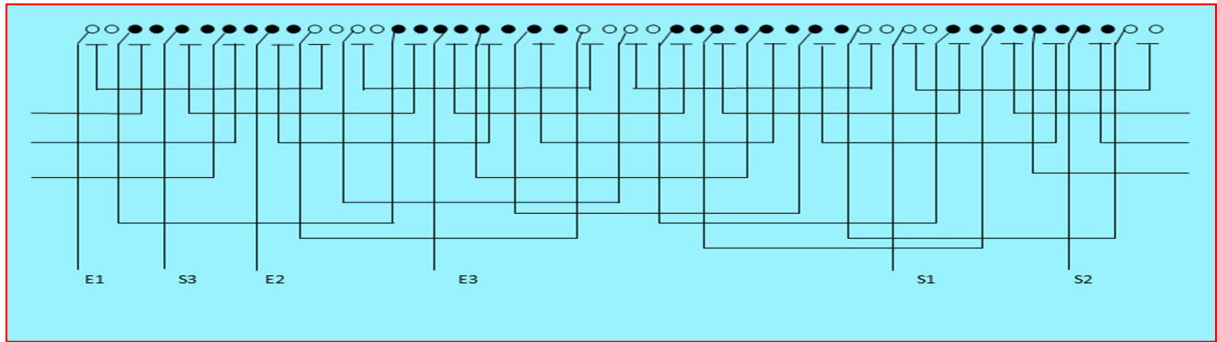


Figure .I.21 Enroulement triplan à une couche triplan

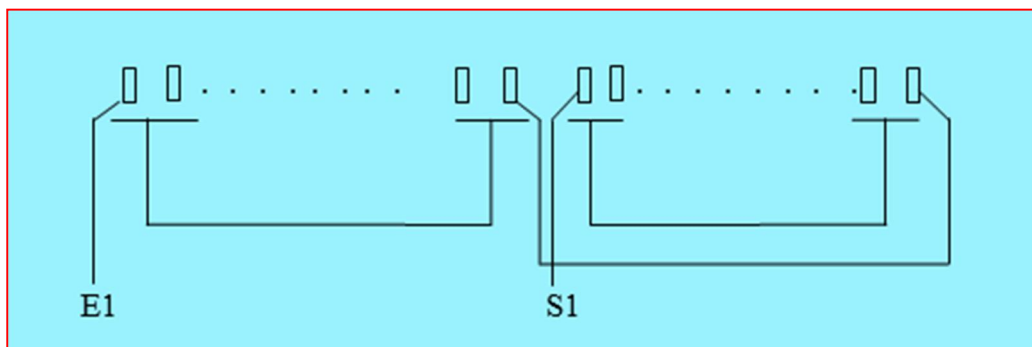
### I.8.1.5. Enroulement en chaîne

Les enroulements en chaîne sont des enroulements à une couche par pôle. il a été signalé au paravent, que l'enroulement à une couche par pôle est obtenu avec un pas raccourci et seul équivalente à  $y = \tau - q/2$ . si on souhaite réaliser l'enroulement avec un autre pas raccourci, on obtient un enroulement appelé : Enroulement en chaîne.

Considérons l'exemple de l'enroulement à une couche par pôle suivante :

$$Z = 24, 2P = 2, q = 4, \tau = 12$$

Représentons une phase seulement :



$$\text{Le pas égal à } y = \tau - q/2 = 12 - 4/2 = 10$$

On remarque que les groupes de bobines sont placés côte à côte et ne sont pas croisés.

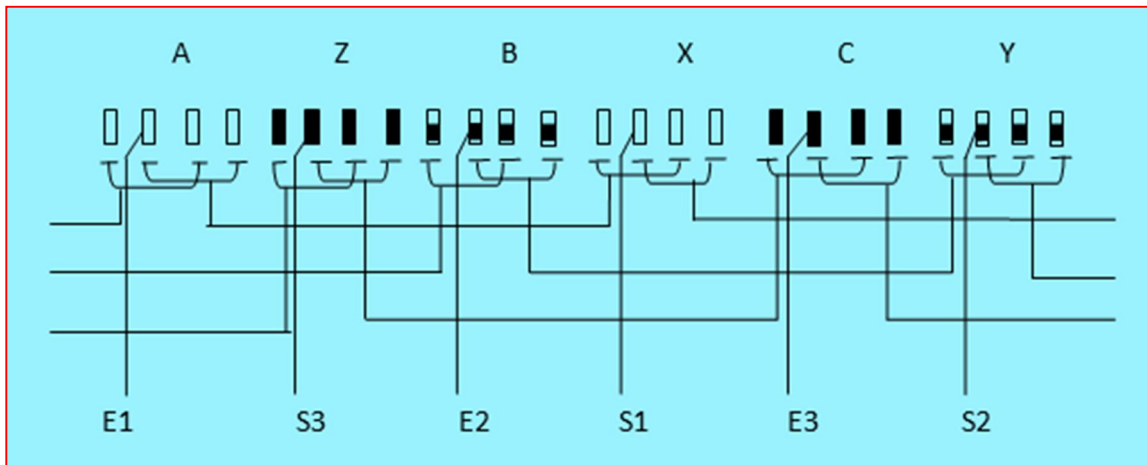
Dans le cas où le pas est supérieur à 10, on remarque qu'il faut intercaler les faisceaux du groupe de bobines.



On obtient les groupes de la phase répartis de la manière suivante

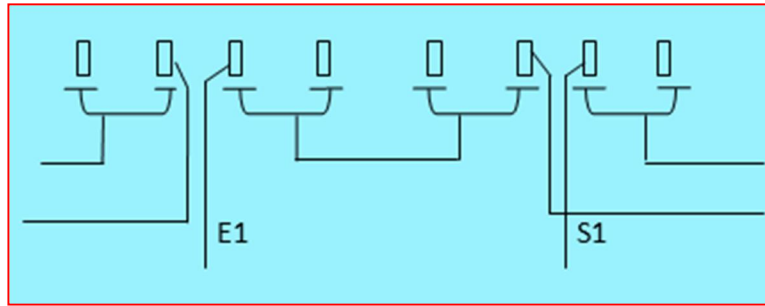


Il apparaît que les bobines de la même phase se croisent en formant une chaîne.

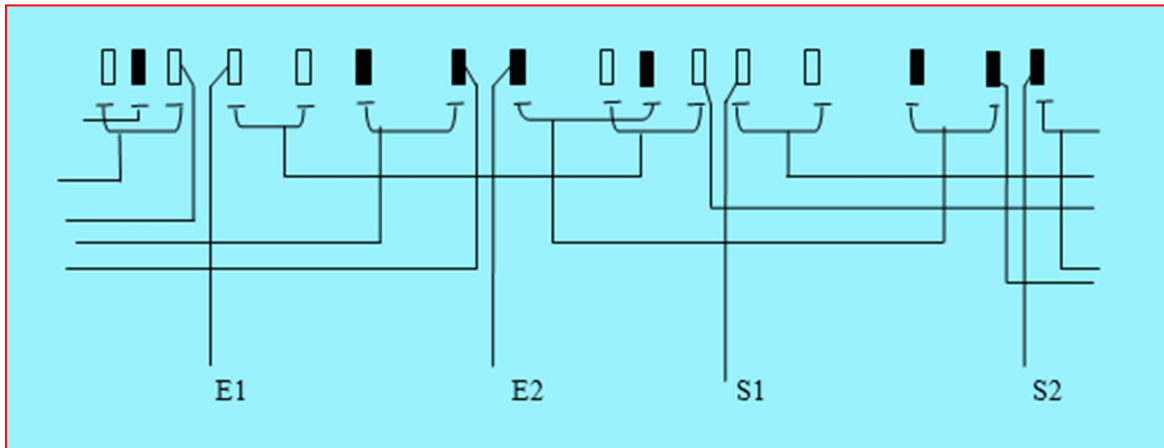


Considérons maintenant un autre exemple, où  $y$  est inférieur à 10 ;  $y = 9$ ,

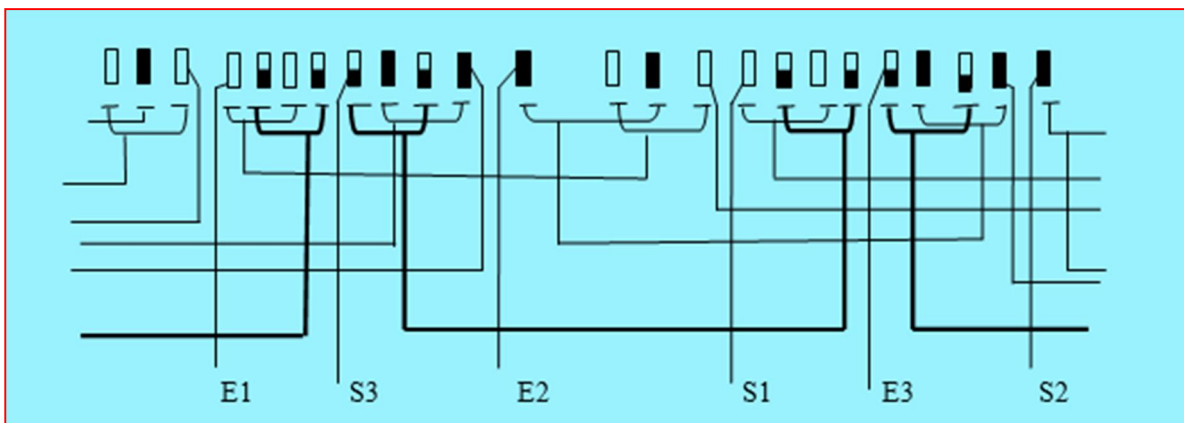
On remarque, dans ce cas-là, que les faisceaux des bobines du groupe sont intercalés d'une encoche. On obtient la phase avec les groupes répartis de la manière ci-dessous.



Les groupes de bobines constituant la phase ne sont pas croisés. Plaçons la deuxième phase



On voit que les faisceaux de la deuxième phase viennent s'interposer entre ceux de la première phase ; les bobines des deux phases se croisent pour former la chaîne.



### I.8.2. Méthodes de placement des enroulements à deux couches:

Il existe trois méthodes de placement :

- 1-Par succession asymétrique.
- 2-Par levée.

-3-Par succession symétrique.

### I.8.2.1 placement par succession asymétrique :

Ce procédé est très utilisé dans les ateliers de réparation, la méthode de placement est la suivante :

Les premières bobines dans le nombre est égale un pas ( $y$ ) sont placées des deux côtés dans le bas des encoches, les bobines suivantes sont placées, en haut de l'encoche d'un côté et en bas de l'autre, les dernières bobines dont le nombre est égal au pas de l'enroulement sont placées des deux côtés en haut des encoches. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne permet pas de réaliser des branches parallèles. Ceci est dû au fait que le nombre de faisceaux en bas et en haut des encoches dans une même phase en comparaison avec l'autre phase n'est pas le même, ce qui va entraîner une différence de courants.

Exemple :  $Z=24$  ;  $2P=4$  ;  $q=2$  ;  $y=5$

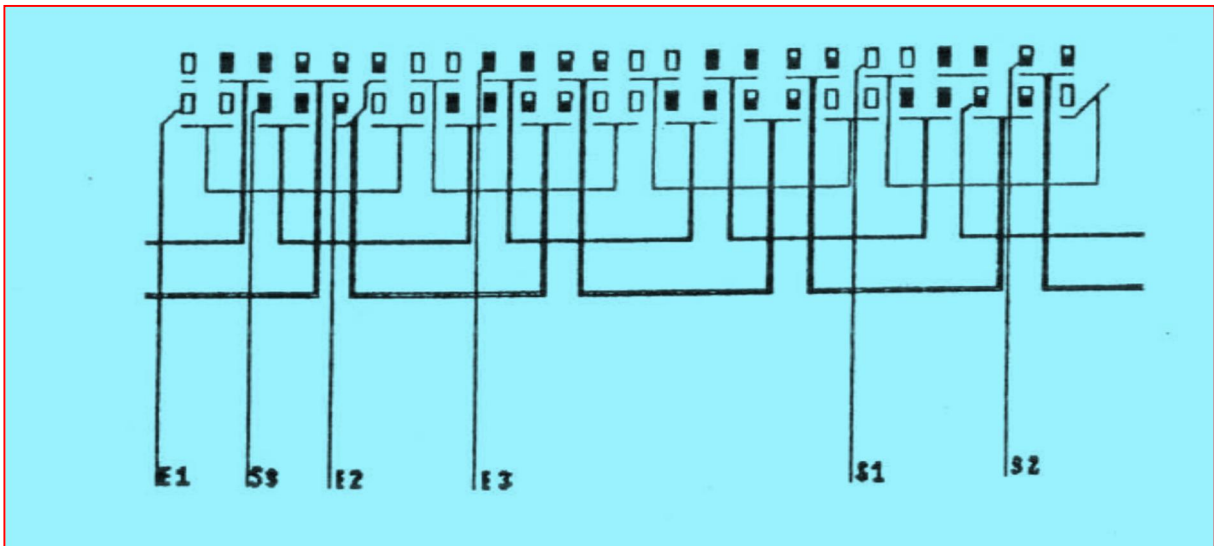


Figure .I.22 enroulement à deux couches par succession asymétrique ( $Z=24$  ;  $2P=4$  ;  $q=2$  ;  $y=5$ )

### I.8.2.2. Placement par levée des enroulements

À deux couches. Cette méthode de placement est la plus répandue dans les usines de construction des machines électriques à courant alternatif. Ce procédé consiste à placer :

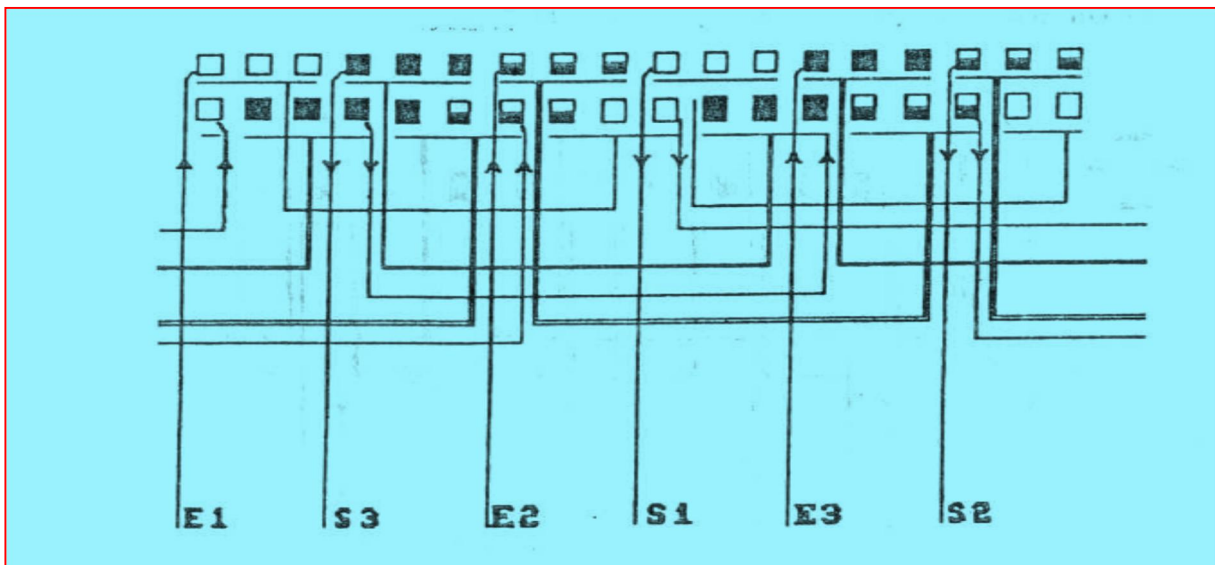
- Les premières bobines dont le nombre est égal au pas de raccourcissement sont placées, d'un côté en bas de l'encoche, et de l'autre allées sont laissées en attente (en l'air),
- On place les bobines suivantes dont le nombre est égal à  $(z-y)$  successivement d'un côté en haut, et de l'autre en bas de l'encoche. Au cours de cette opération on doit soulever les " $y$ " bobines restées en attente pour permettre le placement.

- On place les côtés des "y" bobines restées en attente en haut des encoches. Cette méthode a trouvé une large utilisation par ce qu'elle permet d'obtenir :

- ✓ Un enroulement symétrique.
- ✓ Une égalité de résistances entre phases.
- ✓ Des branches parallèles ( $s=1 \dots 2p$ ).
- ✓ Un refroidissement uniforme.

Ce procédé n'est pas recommandable pour les machines de faibles puissances (petits diamètres statoriques) à cause des faisceaux des bobines qui doivent rester en attente au cours du processus de mise en encoche.

**Exemple :**  $Z=18$  ;  $2P= 2$  ;  $q=3$  ;  $y =7$



**Figure.I.23** enroulement à deux couches par levée ( $Z=18$  ;  $2P= 2$  ;  $q=3$  ;  $y =7$ )

### I.8.2.3. Placement par succession symétrique des

Enroulements A deux couches :Le placement symétrique par succession a les avantages des deux premières méthodes ci-dessus, c'est à dire qu'il permet :

- D'obtenir une égalité de résistances entre les phases.
- La création des branches parallèles ( $a=1, \dots, p$ ).

**Exemple :**  $Z=18$  ;  $2P= 2$  ;  $q=3$  ;  $y =6$

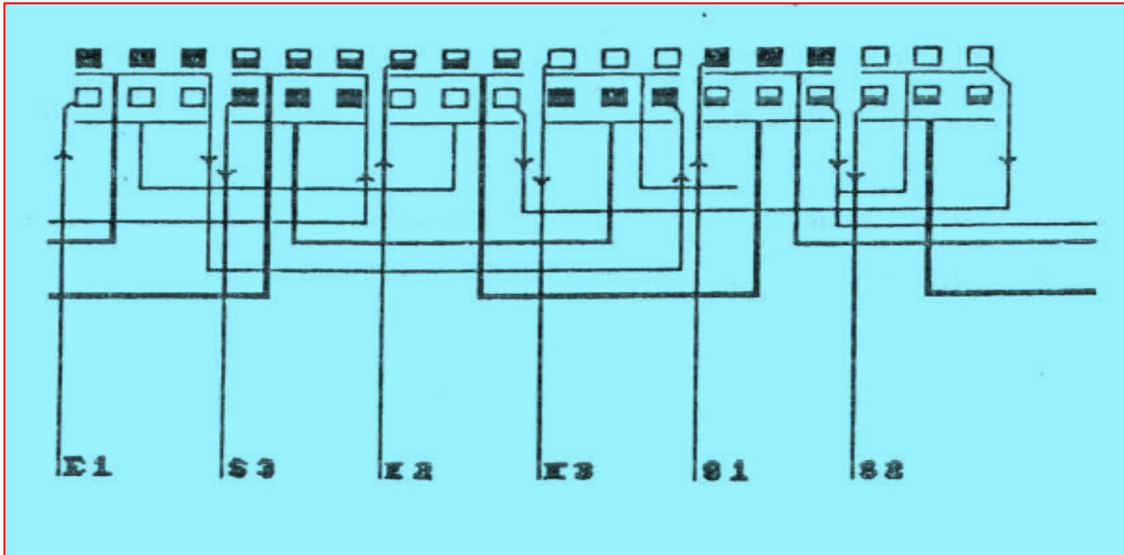


Figure .I.24 enroulement à deux couches par succession symétrique ( $Z=18$  ;  $2P=2$  ;  $q=3$  ;  $y=6$ )

### I.9. Choix du type de bobinage :

- **Ondulé** :Le plus facile à réaliser, les groupes sont fabriqués directement grâce à des gabarits. Il n'y a plus qu'à connecter suivant le mode « E-S-E-S... » Ils présentent une légère surintensité du fait que les groupes sont constitués de bobines de diamètres différents.
- **Imbriqué** :Un peu moins facile à réaliser, les groupes sont fabriqués directement grâce à des gabarits. Il n'y a plus qu'à connecter suivant le mode « E-S-S-E-E-S-S... » Ils présentent une légère surintensité du fait que les groupes sont constitués de bobines de diamètres différents.
- **A pas diamétral** :Le plus long à réaliser, car il faut réaliser toutes les bobines une par une puis à les connecter suivant le mode « E-S-E-S... » Ils présentent **les meilleures caractéristiques électriques** du fait que les groupes sont constitués de bobines de diamètres identiques. Il est possible d'assembler les bobines phase par phase ou plusieurs bobines par phase.

### I.10. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents :

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial.

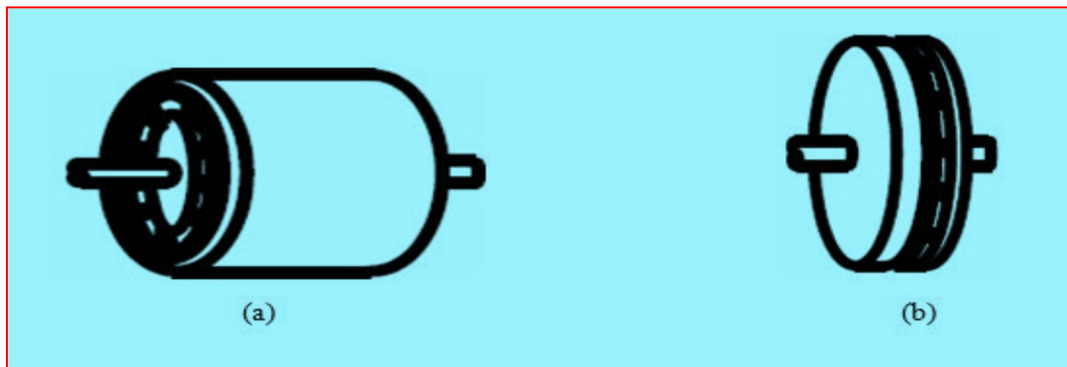


Figure. I.25 Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial

#### I.10. 1. Structures à flux radial (RFPM) :

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I. 8). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

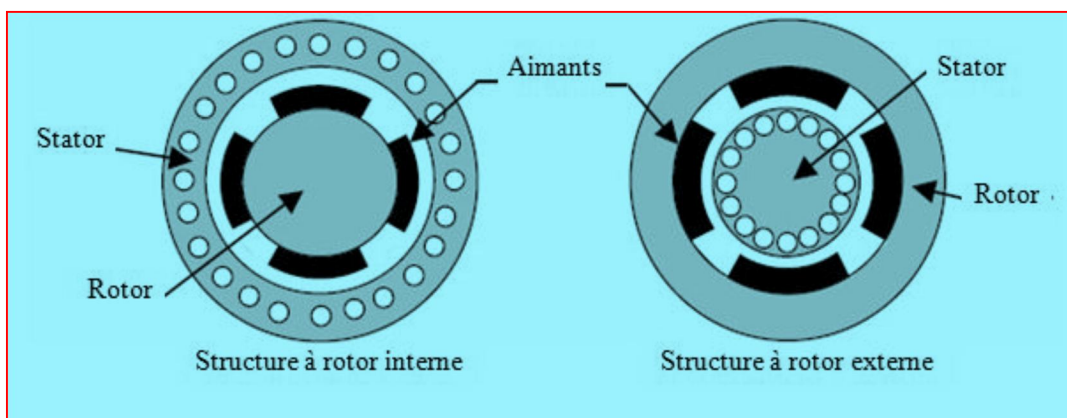


Figure .I.26 Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe

### I.10. 2. Structures à aimants déposés en surface :

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse. L'induction  $B_e$  dans l'entrefer est celle des aimants  $B_a$ . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [12]. La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.

Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

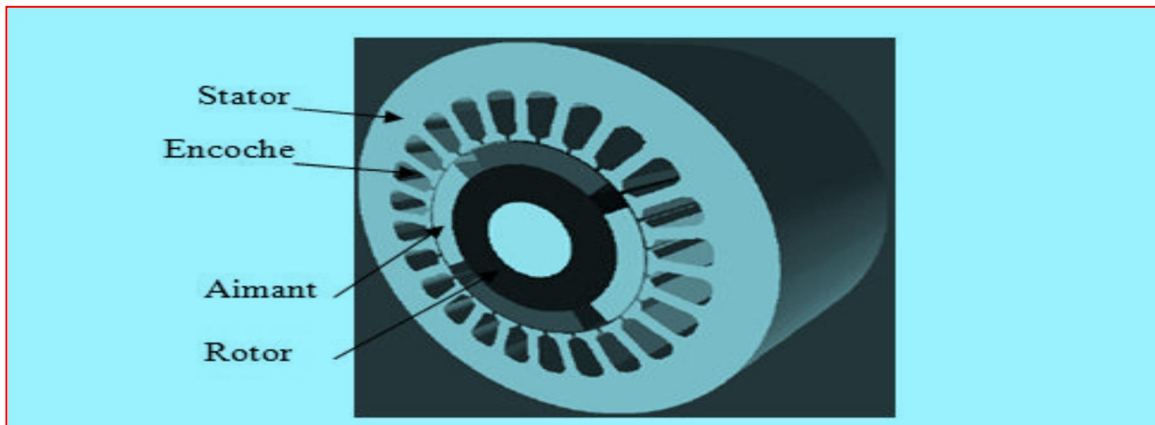


Figure.I.27 Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

### I.10. 3. Structures à aimants encastrés :

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique.

L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ( $X_d < X_q$ ). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [13].

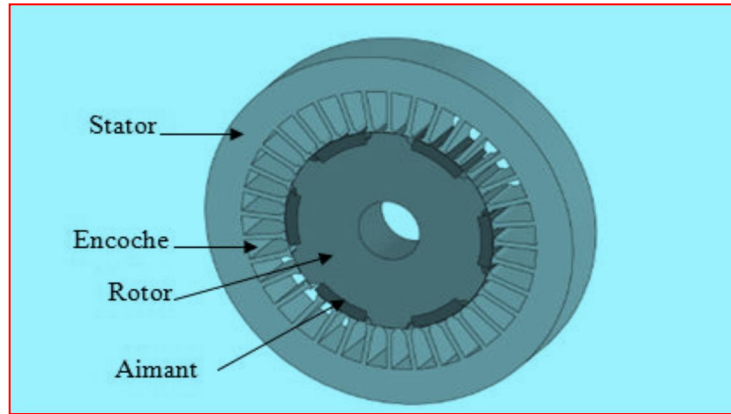


Figure.I.28 Structure à aimants encastrés

#### I.10. 4.Structures à aimants enterrés :

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées, l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique. L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer [14]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

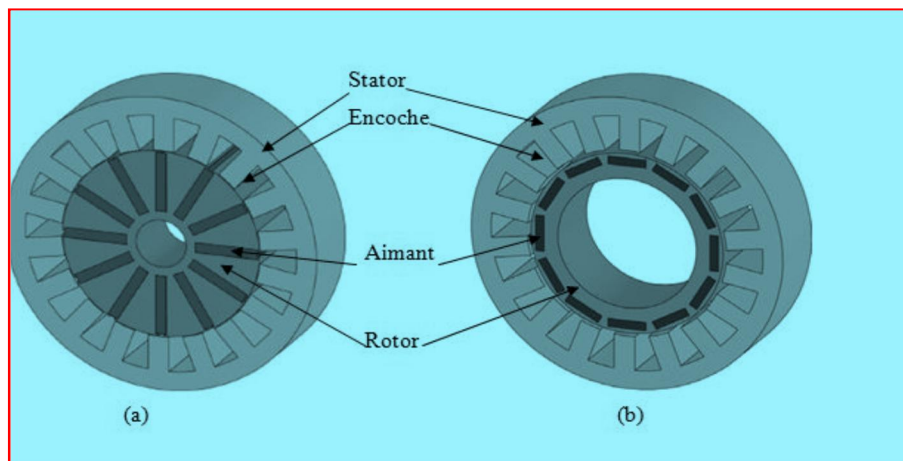


Figure.I.29 Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

#### I.10. 5.Structures à flux axial (AFPM) :

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes

bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales

Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors

L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [15].

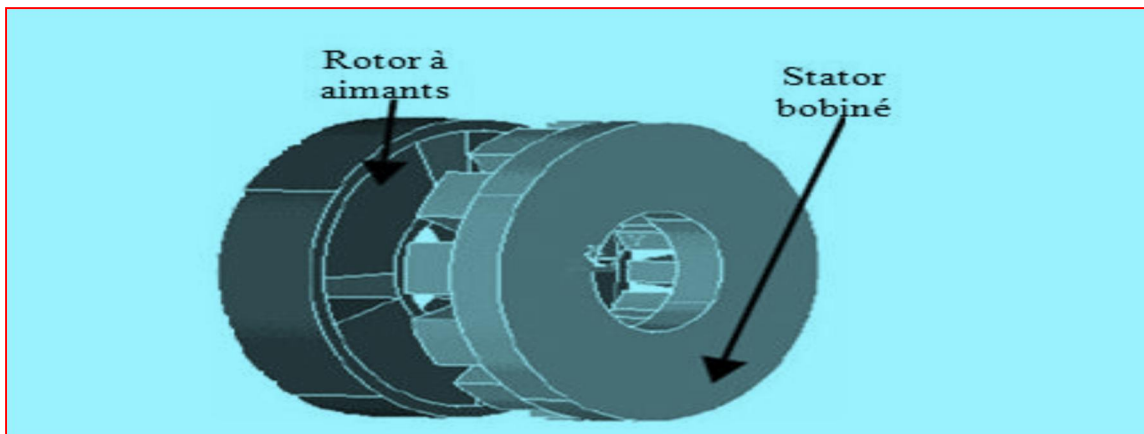


Figure.I.30 Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator

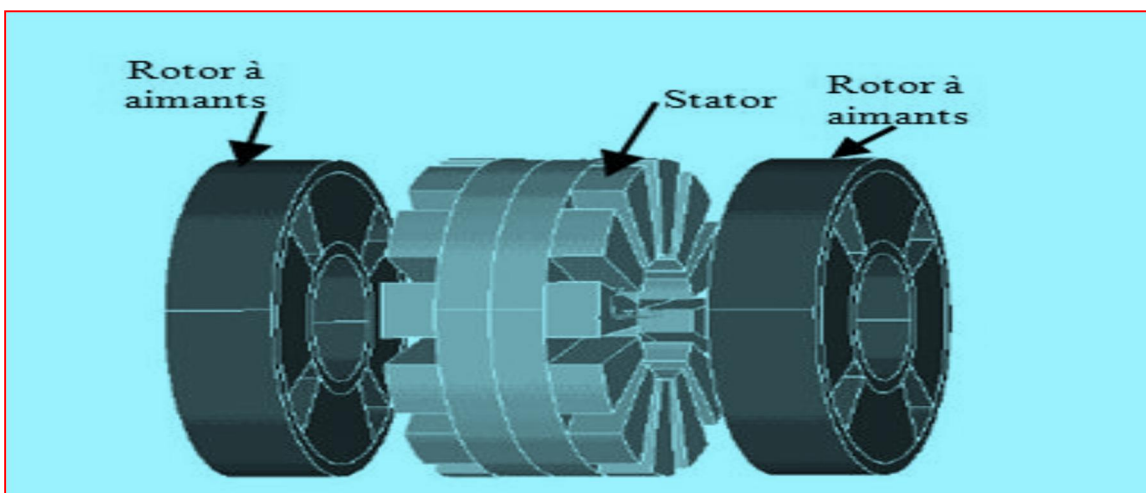


Figure.I.31 Structure à flux axial avec double rotor et un stator

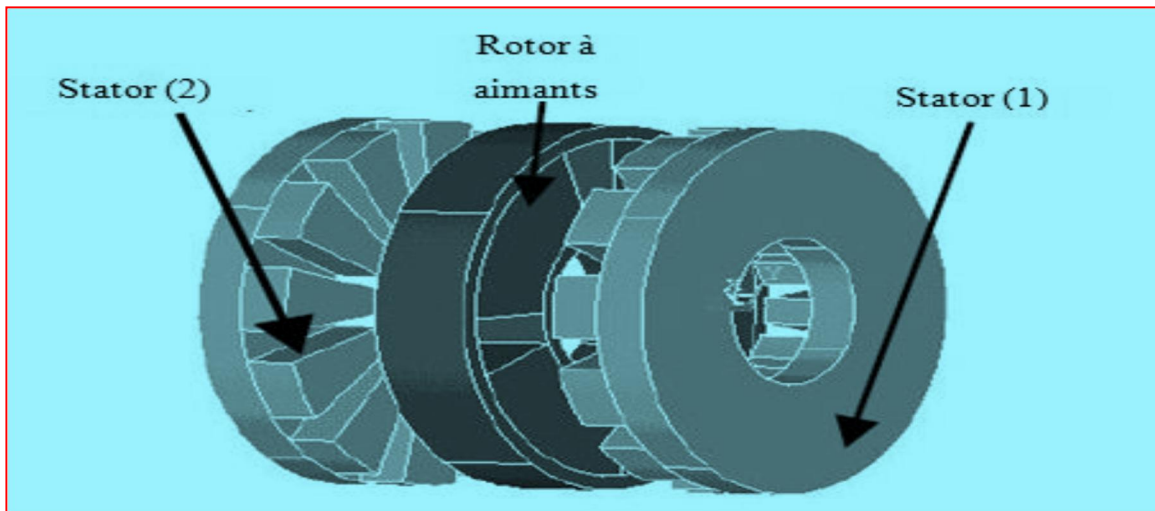


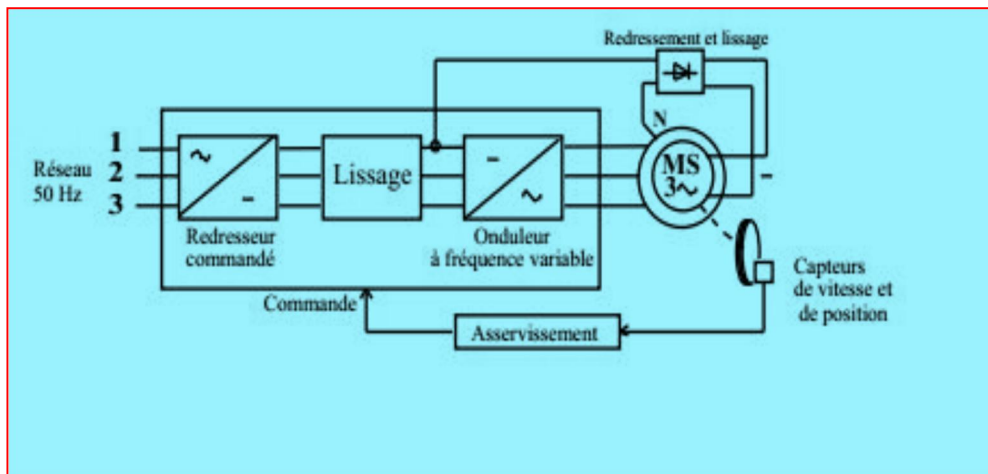
Figure.I.32 Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor

## I.11. Compléments sur le moteur synchrone

### I.11.1 Utilisation

#### I.11.1.1 Moteurs

Ils sont utilisés en forte puissance (1 à 10 MW - compresseur de pompe, concasseur) ; toutefois pour faire varier la vitesse, il faut faire varier la fréquence des courants statoriques. Il a donc fallu attendre le développement de l'électronique de puissance pour commander



Dans le domaine des faibles puissances, les rotors sont à aimants permanents. L'intérêt de ces moteurs Réside dans la régularité de la vitesse de rotation (tourne-disque, appareil enregistreur, programmeur, servomoteur).

Le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive  $Q$  pour élever le facteur de puissance  $\cos \phi$  d'une installation électrique.

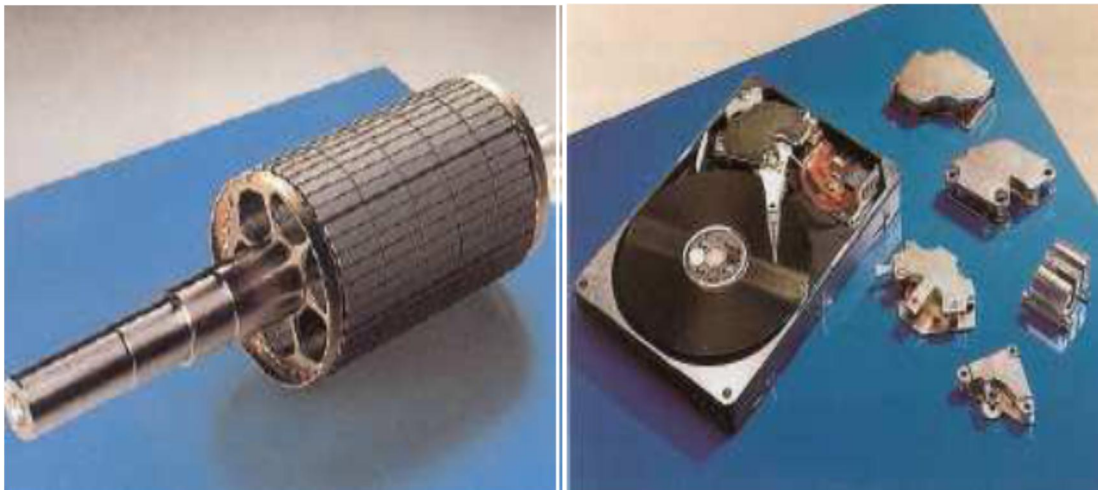
### I.11.1.2 Alternateurs

Ils fournissent une partie de l'énergie du réseau EDF. On les trouve dans les barrages sur les fleuves ou les lacs.

### I.12. Domaines d'application

Les machines à aimants permanents ont trouvé un grand domaine d'application allant de la robotique au moteur commercial standard pour une gamme de puissance allant de quelques microwatts à plusieurs mégawatts. Leur domaine d'utilisation est très varié comme : les équipements domestiques, automobiles, médicaux, informatiques...

Avec le développement de l'électronique de puissance et des technologies des matériaux à aimants permanents, il est possible de concevoir des générateurs de puissance dans les navires, les avions, les autobus...



(a) Rotor d'un servomoteur

(b) disque dur d'un ordinateur

### I.13. Avantages et inconvénients des machines synchrones à aimants permanents

#### I.13.1. Avantages de la MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents présentent les avantages suivants [16] :

- ❖ Pas de pertes résistives au rotor et donc pas d'équipement de refroidissement au rotor.
- ❖ Faible inertie et un couple massique élevé.
- ❖ Meilleure performance dynamique.

- ❖ Construction et maintenance plus simple.
- ❖ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague-balais dans ces machines.
- ❖ Facteurs de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- ❖ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.

### I.13.2. Inconvénients de la MSAP

- ❖ Dans le moteur synchrone à aimant permanent le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique. Ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- ❖ Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur.
- ❖ Perte par courants de Foucault dans les aimants.

### I.14. Conclusion

Dans ce chapitre, nous sommes intéressés à la présentation des différentes structures des machines synchrones à aimants permanents. Ces machines ont été particulièrement détaillées dans ce chapitre, leurs topologies et leurs bobinages adéquats utilisés pour avoir de bonnes performances.

# **CHAPITRE II :**

## **Modélisation par éléments finis (logiciel FEMM)**

**II.1. Introduction :**

Au niveau de ce chapitre nous présentons la modélisations analytique set semi analytique existantes basées sur les équations de Maxwell et la modélisation numérique basées sur les méthodes des éléments finis en 2Dce jour les plus fiables en prenant en compte la géométrie réelle de la machine et la linéarité des matériaux, présentation logiciel FEMM

**II.2. Description 2D du champ électromagnétique dans les machines Electriques.**

Le calcul du champ magnétique au niveau d'une machine électrique tournante est Un problème tridimensionnel. Néanmoins, sur une longueur importante de la machine, on peut considérer que les champs magnétiques sont situés dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation et que les courants inducteurs et induits sont parallèles à cet axe. Toutefois, l'approximation 2D ne permet pas de prendre en compte les effets d'extrémités. Les vecteurs inductions magnétiques  $\vec{B}$  et champ magnétiques  $\vec{H}$  étant contenus dans le plan d'étude, on peut alors choisir un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  (dans le cas d'un problème formulé en termes de potentiel vecteur) n'ayant qu'une seule composante suivant l'axe de la machine. Cette composante ne dépend que des coordonnées x, y et du temps t [17].

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A(x, y, z) \end{pmatrix} \dots\dots\dots \text{II.1}$$

Le potentiel vecteur magnétique vérifie la jauge de Coulomb de façon implicite. L'induction magnétique  $\vec{B}$ , dérivant de ce potentiel, a pour composantes

$$\vec{B} = \begin{pmatrix} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial y} \\ - \frac{\partial \vec{B}}{\partial x} \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots \text{II.2}$$

Les équations gouvernant la diffusion du champ électromagnétique sont

$$\text{div}(v \text{grad}(\vec{A})) - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + \vec{J}_s = 0 \dots\dots\dots \text{II.3}$$

Où  $\vec{J}_s$  désigne la densité de courante source.

En absence de densité de courant superficielle, les conditions de passage entre deux

Milieus (1) et (2) sont :

$$A_1 = A_2 \dots\dots\dots \text{II.4}$$

$$V_1 \frac{\partial V_1}{\partial n} = V_2 \frac{\partial V_2}{\partial n} \dots\dots\dots \text{II.5}$$

Dans le cas où il y a un mouvement différentiel entre les milieux 1 et 2, le potentiel Vecteur magnétique et le champ magnétique tangentiel conservent leurs continuités (Invariants relativistes du premier ordre) de sorte que si le milieu (1), référencé par R1, est animé à la vitesse  $Vr$  par rapport au milieu (2), référencé par R2, il s'ensuit

$$A_1(\vec{x} + \vec{v}t, t)|_{R_1} = A_1(\vec{x}, t)|_{R_2} \dots\dots\dots \text{II.6}$$

$$V_1 \frac{\partial A_1}{\partial n}(\vec{x} + \vec{v}t, t)|_{R_1} = V_1 \frac{\partial A_1}{\partial n}(\vec{x}, t)|_{R_2} = V_2 \frac{\partial A_2}{\partial n}(\vec{x}, t)|_{R_2} \dots\dots\dots \text{II.7}$$

### **II.3. Modélisation des machines synchrones**

La modélisation de ces machines synchrones peut être réalisée selon trois types de méthodes différentes :

- les méthodes analytiques
- les méthodes semi-analytique ou semi-numérique
- les méthodes numériques

qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients.

#### **II.3.1. Méthodes Analytiques**

La méthode analytique est très souvent utilisée pour modéliser les machines. Le point fort de cette méthode est son temps d'exécution très faible. La granularité obtenue avec cette méthode dépend fortement des hypothèses qui ont été posées. Il est tout à fait possible d'obtenir un modèle très fin, bien meilleur que par une méthode éléments finis, mais les hypothèses émises sont souvent incompatibles avec la modélisation souhaitée.

Ainsi il est tout à fait possible de calculer le champ magnétique et électrique exact d'un conducteur de section ronde soumis à un courant alternatif haute fréquence et d'observer l'effet de peau. Par contre il ne sera pas possible de modéliser des conducteurs de sections rectangulaires sauf à faire l'hypothèse d'un conducteur infiniment long sur une dimension.

L'utilisation des méthodes analytiques demande donc d'analyser et de poser Les bonnes hypothèses et oblige donc le concepteur de très bien connaître le Comportement des composants magnétiques afin d'être sûr de la validité et des limites du modèle. La

modélisation analytique telle qu'elle a été présentée, se base sur les équations physiques régissant le composant. D'autres méthodes analytiques existent permettant de modéliser un système. Il est ainsi possible d'utiliser des surfaces de réponses obtenues par plan d'expérience. La transformation conforme est également une méthode analytique puissante, permettant de résoudre le problème en partant d'une géométrie simple. Cette méthode a été beaucoup utilisée pour calculer analytiquement le champ magnétique dans l'entrefer d'une machine électrique [18].

### II.3.1.1 Coefficient de Carter

Le coefficient de Carter  $k_c$  transforme une structure à encoches en une structure lisse par conservation de l'induction moyenne dans l'entrefer. Les transformations conformes sont appliquées en tenant compte des hypothèses suivantes :

- perméabilité des parties ferromagnétiques infinie ( $\mu \rightarrow \infty$ ) ;
- encoches statoriques infiniment profondes.

Il est pressant de remarquer que l'entrefer total avec Carter prend en compte l'entrefer réel et l'épaisseur des aimants, considérés comme de l'air. La figure. II.1. montre l'influence de l'entrefer et de l'espace entre les têtes de dents sur le facteur de Carter  $k_c$  pour un

Diamètre d'alésage, 27 dents statoriques et une largeur de dents de 18 mm. Lorsque le rapport entre  $\delta + ea$  et l'espace entre les têtes de dents est relativement petit (plus petit que 0.1), l'effet d'encoches est très marqué et l'entrefer équivalent peut passer du simple au double. Inversement, lorsque ce rapport est grand, le champ magnétique dans l'entrefer n'est que très peu influencé par les encoches ce qui fait tendre  $k_c$  vers 1 [19].

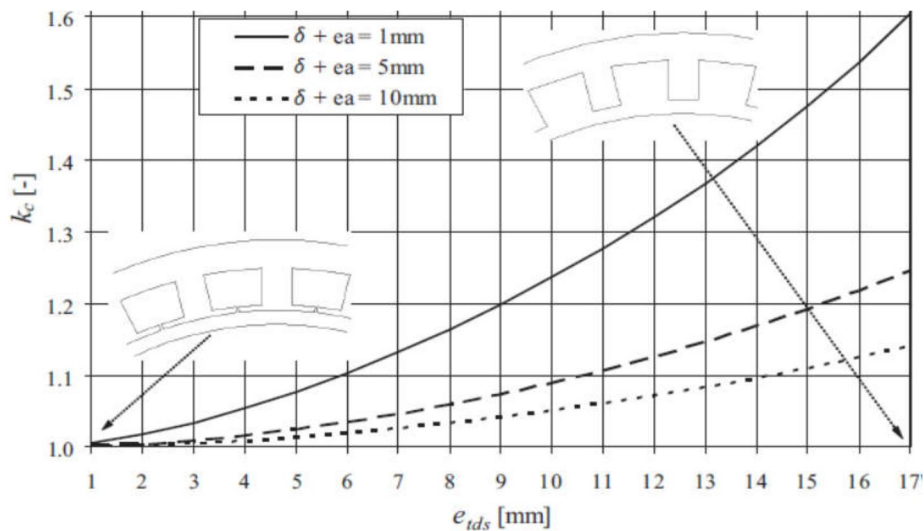


Figure .II.1. Facteur de Carter  $k_c$  ( $d_a = 300$  mm,  $Z_n = 27$ ) [4].

Dans notre cas, nous présentons la méthode analytique pour le calcul des machines synchrones à aimants permanents, basée sur les équations de Maxwell sous forme intégrales.

**II.3.1.2. Equations générales de MAXWELL**

Les équations de MAXWELL sont la formulation mathématique complète qui régit tous les phénomènes électromagnétiques de tous dispositifs. Ces équations sont généralement interdépendantes de faite que les phénomènes magnétiques et électriques sont couplés.

Ainsi qu’elles sont valables dans les différents milieux (air, milieu non homogènes, non linéaires et anisotropes...) Ces équations sont[20] :

- Equation de Maxwell-Faraday

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \dots \dots \dots \text{II.1}$$

- Equation de Maxwell-Ampère

$$\left. \begin{array}{l} \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J}_{total} \\ \vec{J}_{total} = \vec{J}_C + \vec{J}_D \end{array} \right\} = \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J}_C + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \dots \dots \dots \text{II.2}$$

- Equation de conservation du flux magnétique

$$\text{div} \vec{B} = 0 \dots \dots \dots \text{II.3}$$

- Equation de Maxwell-Gauss

$$\text{div} \vec{D} = \rho \dots \dots \dots \text{II.4}$$

Lois constitutives des milieux  $B = \mu(H).H$  ou  $H = v(B).B$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \text{ où } \epsilon = \epsilon_0 + \epsilon_r \dots \dots \dots \text{II.5}$$

$\vec{E}$ : Vecteur champ électrique [v/m]

$\vec{B}$ : Vecteur induction magnétique [T]

$\vec{H}$ : Vecteur Champ magnétique [A/m]

$\vec{D}$ : Vecteur induction électrique (vecteur déplacement électrique [C/m2])

$\sigma$  : Densité volumique de charge électrique [C/m3]

$\vec{J}_C$ : Vecteur densité du courant électrique de conduction [A/m<sup>2</sup>]

$\vec{J}_D$ : Vecteur densité du courant électrique de déplacement [A/m<sup>2</sup>]

$\epsilon$  : Permittivité électrique [F/m]

$\mu$  : Perméabilité magnétique [H/m]

$\sigma$  : Conductivité électrique [S / m]

$v$ : Réductivité magnétique [m/H]

À ces équations doit être associé la loi d'ohm généralisée

$$\vec{J}_C = \vec{J}_{ex} + \sigma \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \dots \dots \dots \text{II.6}$$

Avec :

$u$ : Vecteur vitesse des pièces conductrices susceptible de se déplacer [m /s]

$\sigma$  : Conductivité électrique [s/m]

$\vec{J}_{ex}$ : Densité du courant d'excitation (source) [A/m<sup>2</sup>]

$\sigma$ : Densité des courants induits du champ électrique E [A/m<sup>2</sup>]

Par les équations de MAXWELL nous allons présenter des modèles plus simples du couplage électromagnétique entre effets magnétiques et les effets électriques peuvent être dans certains cas de couples.

**II.3.1.3. Le modèle électrostatique**

Dans ce modèle la répartition des charges électriques fixes ne dépend pas de temps de ce fait le champ magnétique crée ne varie pas dans le temps

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \dots \dots \dots \text{II.7}$$

Les expressions des équations de ce modèle est comme suit

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = 0 \dots \dots \dots \text{II.8}$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho \dots \dots \dots \text{II.9}$$

$$D = \epsilon E \dots \dots \dots \text{II.10}$$

La relation (II.12) permet de définir une fonction potentiel scalaire électrique V, telle Que

$$\vec{E} = -\overrightarrow{Grad}V \dots\dots\dots \text{II.11}$$

Le modèle se ramène alors à l'équation

$$\text{div}(\overrightarrow{\epsilon Grad}V) + \rho = 0 \dots\dots\dots \text{II.12}$$

**II.3.1.4. Le modèle magnétostatique vectorielle**

Comme dans le modèle précédent, on suppose que le champ magnétique soit produit par des sources indépendantes du temps le terme  $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0$  et les champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{B}$  sont découplés, par contre, on désire modéliser un objet parcouru par des courants non nuls. On obtient alors les équations suivantes

$$\overrightarrow{rot} = \vec{J} \dots\dots\dots \text{II.13}$$

$$\overrightarrow{div}B = 0 \dots\dots\dots \text{II.14}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \dots\dots\dots \text{II.15}$$

La relation  $\text{Div} \vec{B} = 0$  permet de définir une fonction vectorielle appelée potentiel vecteur magnétique, tel que

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \dots\dots\dots \text{II.16}$$

Pour que  $\vec{A}$  soit totalement défini, on doit fixer sa divergence en utilisant la jauge de Coulomb

$$\text{Div} \vec{A} = 0 \dots\dots\dots \text{II.17}$$

D'après les équations (II.13), (II.16), (II.17), on obtient

$$\overrightarrow{rot} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} + \overrightarrow{rot} \left( \frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \dots\dots\dots \text{II.18}$$

**II.3.2. Méthodes Semi-Analytique**

La méthode semi-analytique cherche à mettre le problème sous forme de circuit électrique équivalent. Chaque élément du circuit est déterminé analytiquement et la résolution est numérique en mettant le problème sous forme matricielle grâce aux équations de Kirchhoff. Il suffit alors d'un schéma numérique d'inversion de matrice afin d'obtenir les différents potentiels et flux inconnus.

## Chapitre II : modulations par élément fini (logiciel FEMM)

Cette méthode à constantes localisées se base sur la notion de tube de flux. Ce tube de flux unidirectionnel est conservatif. Toutes les lignes de flux entrant par une extrémité en ressortent par l'autre, exprimant ainsi la notion de divergence nulle d'un point de vue physique. Le tableau (II.1) donne la correspondance entre les potentiels et les flux pour différentes physiques. Le lien entre potentiel et flux est donné par la loi d'Ohm et permet de définir des résistances équivalentes pour chaque physique. La complexité des réseaux à constantes localisées réside dans le fait que l'utilisateur doit connaître préalablement la direction des lignes de champ. La granularité de cette méthode dépend grandement du nombre d'éléments constituant le réseau et les hypothèses émises. La figure. II.2. montre la modélisation magnétique d'un électroaimant par une méthode semi-analytique Celle-ci reste simple avec peu d'éléments [21].

	potentiel	flux
Electrique	V	A
thermique	°K	W
Magnétique	A	Wb
Mécanique	m	N

**Tableau II.2. Equivalence des flux et potentiels pour différents domaines physiques.**

La précision est faible mais permet d'obtenir un modèle facile à mettre en place, avec la possibilité d'insérer une courbe de non-linéarité du matériau (élément en jaune sur la figure)

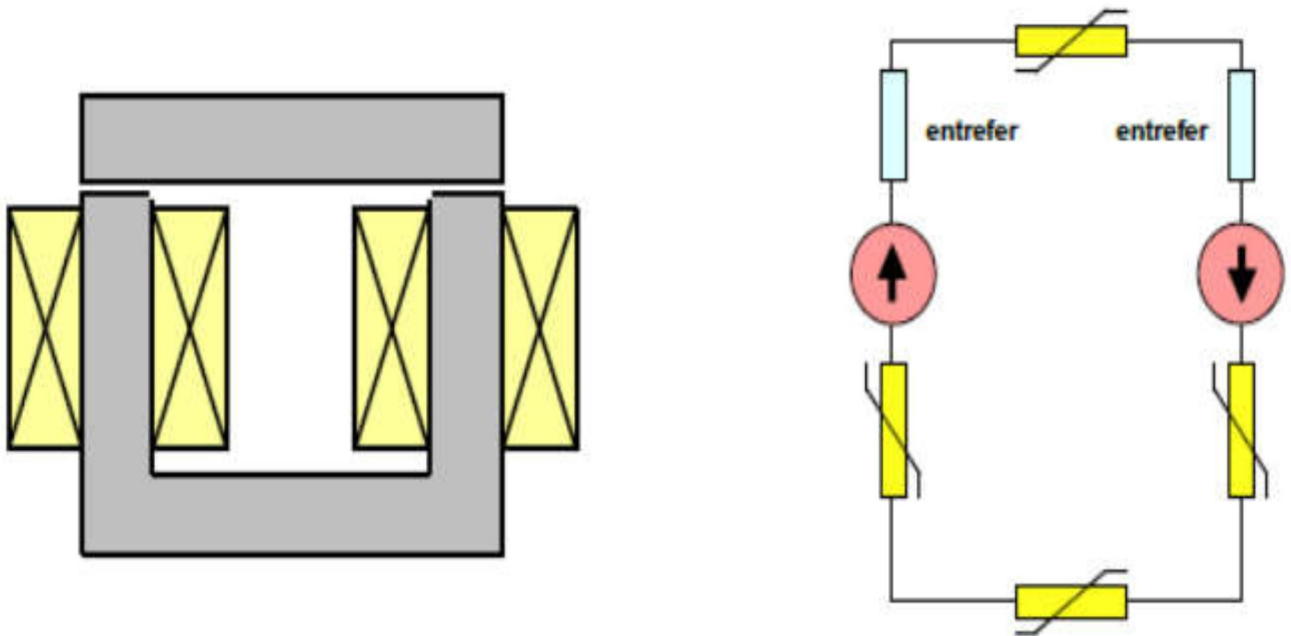


Figure. II.3. Modélisation d'un électroaimant par un réseau simple de perméances

### II.3.2.1. Les méthodes numériques

La méthode analytique, basée sur les équations de Maxwell sous forme intégrales, peut approcher la solution sans toutefois assurer la précision requise. La prise en compte de l'effet d'encoche par la fonction perméance réelle n'est pas suffisante pour avoir une modélisation fine des ondulations du couple et les encoches rotoriques ne peuvent être considérées. Pour cela, la plupart des concepteurs, des industriels et des chercheurs font appel aux méthodes numériques qui sont plus ou moins utilisées selon le problème et la structure à étudier. Ces méthodes sont soit utilisées seules ou couplées entre elles. Parmi ces méthodes nous citerons la méthode des différences finies, la méthode des intégrales de frontières, la méthode des volumes finis et finalement la méthode des éléments finis Dans le cas des structures étudiées dans notre travail, en appliqué la méthode des éléments finis[22].

#### II.3.2.1.a. La méthode des différences finies

La méthode des différences finies est de loin la plus intuitive parmi les méthodes d'approximation des EDP. Concrètement, l'idée de base consiste à approximer les dérivées (spatiales ou temporelles) des équations aux dérivées partielles en utilisant des développements de Taylor. Un des avantages majeurs de cette méthode est sa simplicité de mise en œuvre. De plus, le passage à des approximation d'ordre élevé peut se faire à un coût de calcul faible. L'inconvénient de la méthode des différences finies est la précision et la manque de flexibilité. Cela provient du fait que l'application de cette méthode nécessite plus de régularité de la solution et du maillage [23].

### II. 3.2. 1. b. La méthode des intégrales des frontières (MIF)

Cette méthode est basée sur la discrétisation des frontières du domaine, en utilisant pour cela le théorème de GREEN, Elle est limitée à la résolution des systèmes linéaire.

### II.3.2.2. La méthode des volumes finis (MVF)

La méthode des volumes finis consiste à effectuer un bilan local sur des volumes élémentaires (les éléments du maillage), en intégrant sur ces éléments les équations écrites sous forme de loi de conservation. Cette approche exprime les échanges qui s'opèrent entre les différents éléments du maillage via la définition de flux numériques aux interfaces. Ce formalisme se révèle alors particulièrement adapté à la résolution des équations de conservation (et en particulier celles issues de la mécanique des fluides) car les formulations discrètes qui en résultent font intrinsèquement apparaître la conservation des quantités physiques telles que la masse ou l'énergie. Avec un choix de formulation des flux adaptés, la méthode des volumes finis peut également facilement traiter les chocs dans le système physique sans engendrer d'oscillations parasites. De plus, étant facile à mettre en œuvre sur des éléments quelconques (en particulier les simplexes), elle permet de traiter des géométries complexes avec des volumes de forme quelconque.

Néanmoins cette méthode est difficilement étendue à des ordres élevés car la préservation de la stabilité et de principes du maximum tels que la positivité d'une densité imposent d'utiliser des limitations dans les reconstructions des formes des solutions au sein d'une cellule ce qui implique une perte d'ordre locale. Des méthodes s'affranchissant des contraintes de principe du maximum et autorisant des oscillations ont alors été développées, l'idée étant de maîtriser l'amplitude des oscillations. Toutefois, peu de résultats théoriques de convergence pour les méthodes générales de type volumes finis sont disponibles, la plupart d'entre eux limitant. L'ordre maximal accessible des méthodes utilisées lorsque l'on veut garder de bonnes propriétés de stabilité.

### II.3.2.2.a. La méthode des éléments finis

Cette méthode est très couramment employée lors de l'étude des systèmes électromagnétiques complexes. Elle permet d'obtenir des résultats de calcul avec une très bonne précision et d'étudier de façon précise la répartition interne du flux magnétique, en prenant en compte les phénomènes de saturation et de création de courants de Foucault à l'intérieur des matériaux. Cette méthode est fondée sur la résolution des équations de Maxwell, Elle est utilisée pour la résolution des équations aux dérivées partielles (EDP), dans tous les domaines des sciences de l'ingénieur.

**II.3.2.2.b. Logiciel utilisé**

La résolution par des techniques analytiques de l'équation est souvent limitée à des géométries simples. Lorsque le domaine de résolution est non linéaire à géométrie complexe, le recours à des techniques numériques telles que la méthode des différences finis, la méthode des intégrales de frontières, la méthode des éléments finis ou encore des méthodes mixtes s'impose.

**a-Résolution par la méthode des éléments finis**

Vues sa généralisation et sa capacité à résoudre les problèmes les plus complexes (linéaires ou non linéaires, stationnaires ou dépendants du temps) et grâce au développement de l'outil informatique en termes de temps de calcul et de capacité de stockage, la méthode des éléments finis (MEF) est de nos jours, de plus en plus utilisée. Elle est particulièrement indiquée dans le processus de conception des machines électriques, Son principe consiste en un découpage du domaine d'étude en éléments de dimensions finies, de formes diverses (triangles, rectangles, quadrilatères,) à

L'intérieur desquels le potentiel vecteur est approché par un polynôme ; Elle ne s'applique pas directement sur les équations aux dérivées partielles mais sur une forme intégrale de celles-ci. Cette formulation intégrale peut être de type variation elle ou à résidus pondérés. La méthode variation elle de Ritz consiste en la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments du domaine d'étude ; Pour les systèmes électromagnétiques, la fonctionnelle énergie est : Par contre la méthode des résidus pondérés permet de traiter directement l'équation aux dérivées partielles sans passer par un principe vibrationnel. Elle consiste à projeter l'équation à résoudre sur une base de fonctions indépendantes  $W$  appelées fonctions de pondération ayant des conditions de dérivabilité déterminées et à rechercher les potentiels vecteurs  $A$  vérifiant les conditions aux limites et de passage.

$$\iint_{\Omega} w \dots \dots \dots \text{II.}$$

En conséquence, la résolution par la méthode des éléments finis des équations du champ électromagnétique dans un domaine donné enferme les étapes suivantes :

- Discrétisation du domaine.
- Interpolation élémentaire (choix de la fonction d'interpolation).

- Formulation intégrale par l'intermédiaire de la méthode de Ritz ou de la méthode de Galerkin.
- Résolution du système d'équations.

De nos jours on dispose d'une variété de logiciels de calcul par éléments finis. Parmi eux ANSYS, MAXWELL, FLUX 2D/3D, COMSOL et FEMM sont probablement les plus populaires[24].

### b-Description du logiciel FEMM

FEMM est un ensemble de programmes pour la résolution, en basse fréquence, par la méthode des éléments finis, des problèmes magnétostatiques et électrostatiques bidimensionnels dans un domaine plan ou axisymétrique. Ce logiciel est disponible en ligne sous licence GPL sur le site internet FEMM. Son caractère convivial et ses performances intéressantes en font un outil attrayant pour une conception assistée par ordinateurs de dispositifs électrotechniques. Le logiciel FEMM se divise essentiellement en trois parties :

- **Le pré processeur** de FEMM est utilisé pour dessiner la géométrie du domaine d'étude, définir les matériaux le constituant, ainsi que les conditions Aux limites.

Le tracé d'une géométrie donnée se fait habituellement en quatre étapes pas nécessairement séquentielles :

- Placer les nœuds définissant le domaine d'étude.
- Connecter les différents nœuds entre eux par des segments de droites ou d'arcs selon la géométrie du domaine à dessiner

Affecter à chaque région géométrique prédéfinie le matériau qui lui correspond (air, fer, cuivre, ...), ainsi que la taille du maillage associée. Le logiciel dispose d'une bibliothèque de matériaux qui peut être enrichi par l'utilisateur.

- Définir le schéma ou les données des sources (courant, densité de courants)
- Indiquer les conditions aux limites sur les frontières spécifiques du domaine d'étude.

Le domaine ainsi obtenu, constitué d'un certain nombre de milieux différents, est discrétisé en petits éléments par un maillage triangulaire, chaque triangle étant repéré par ses trois sommets. Dans chaque élément, le potentiel vecteur est approché par un polynôme du premier degré

- **Le Post-processeur** : c'est un programme graphique qui permet de visualiser les résultats de calcul des champs obtenus par le solveur sous forme de

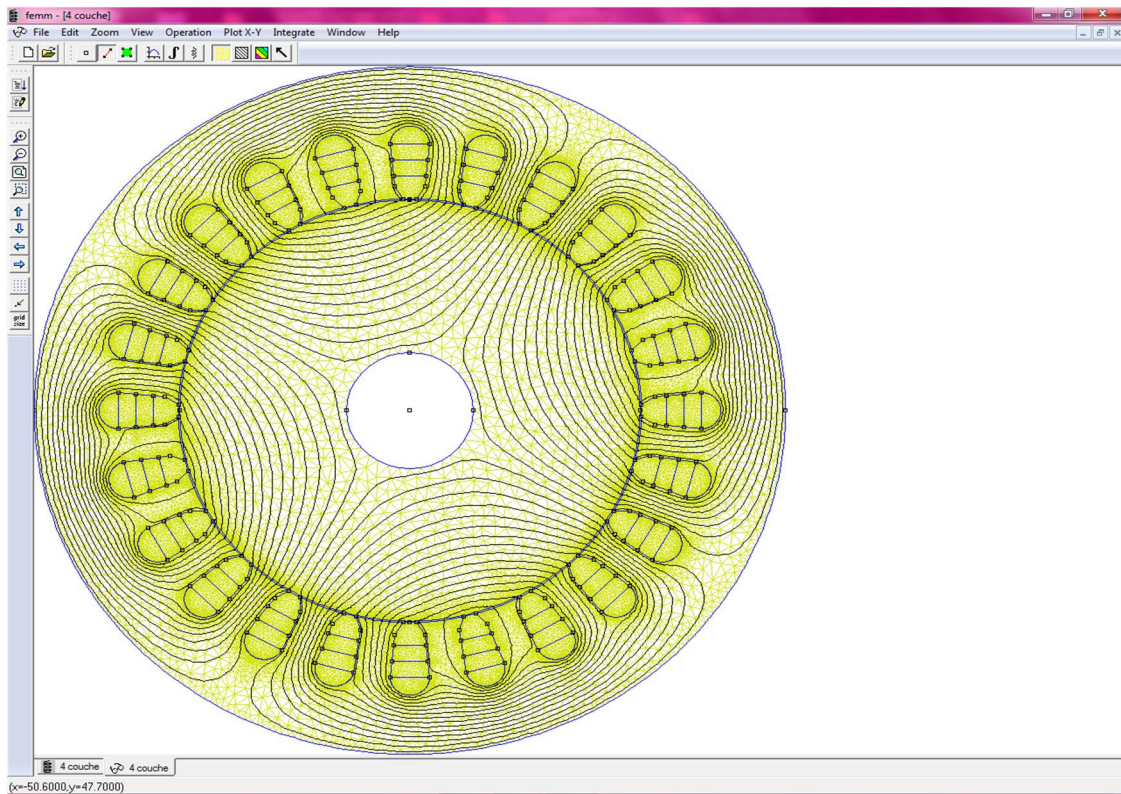
graphes. Il permet entre autres de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux. La figure II .5. illustre l'interface interactive du post processeur.

Ce programme peut fonctionner dans trois modes différents.

- en mode point, l'utilisateur peut inspecter les valeurs du champ dans n'importe quel point du domaine étudié.
- en mode contour, l'utilisateur peut, relever et tracer le long d'un contour prédéterminé diverses grandeurs du champ telles que le potentiel vecteur, les composantes normales et tangentielles de l'induction magnétique et du champ magnétique, le flux, et déterminer l'effort produit ou le couple engendré ...etc.
- le mode bloc permet à l'utilisateur de définir un sous domaine dans la région solution et une quantité d'intégrales de surface ou de volume peuvent être obtenues sur les sous domaines. Ces intégrales incluent l'énergie magnétique, la Co énergie magnétique, l'inductance, les différents types de pertes, le courant total, le couple, etc....

Par ailleurs, le compilateur Lua a été intégré dans le logiciel FEMM pour permettre à l'utilisateur de créer des programmes, écrits en langage Lua, facilitant la construction et l'analyse des géométries ainsi que l'évaluation des résultats du post processeur. De plus, toutes les boites de dialogues du logiciel FEMM sont analysées par le compilateur Lua, en permettant l'entrée d'équations ou expressions mathématiques en lieu et place de valeurs numériques. Le code source Lua, ainsi qu'une documentation détaillée au sujet de la programmation en langage Lua, peuvent être obtenu sur <http://www.lua.org>

- **Le Solver** tient compte des données décrivant le problème et résout les équations de Maxwell pour obtenir, les valeurs du champ magnétique dans l'ensemble du domaine d'étude. La résolution de l'équation aux dérivées partielles se fait par le biais de la formulation variation elle de Ritz qui est basée sur la minimisation de la fonctionnelle énergie. Le processus de discrétisation par éléments finis aboutit à un système d'équations algébrique non linéaire, de forme matricielle dont les inconnus représentent les valeurs nodales du potentiel vecteur. La résolution est obtenue par la méthode du gradient conjugué.

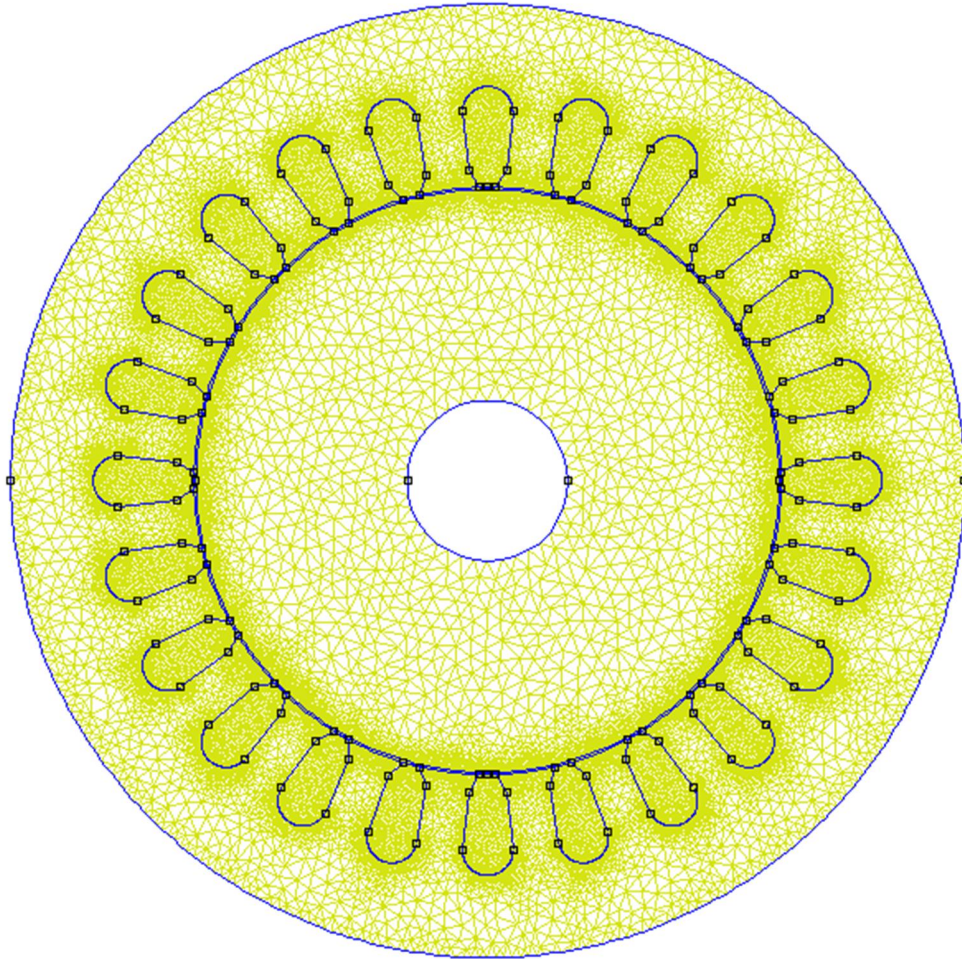


**Figure. II.4. L'interface interactive du logiciel FEMM**

### II.3.3. Maillage sur FEMM

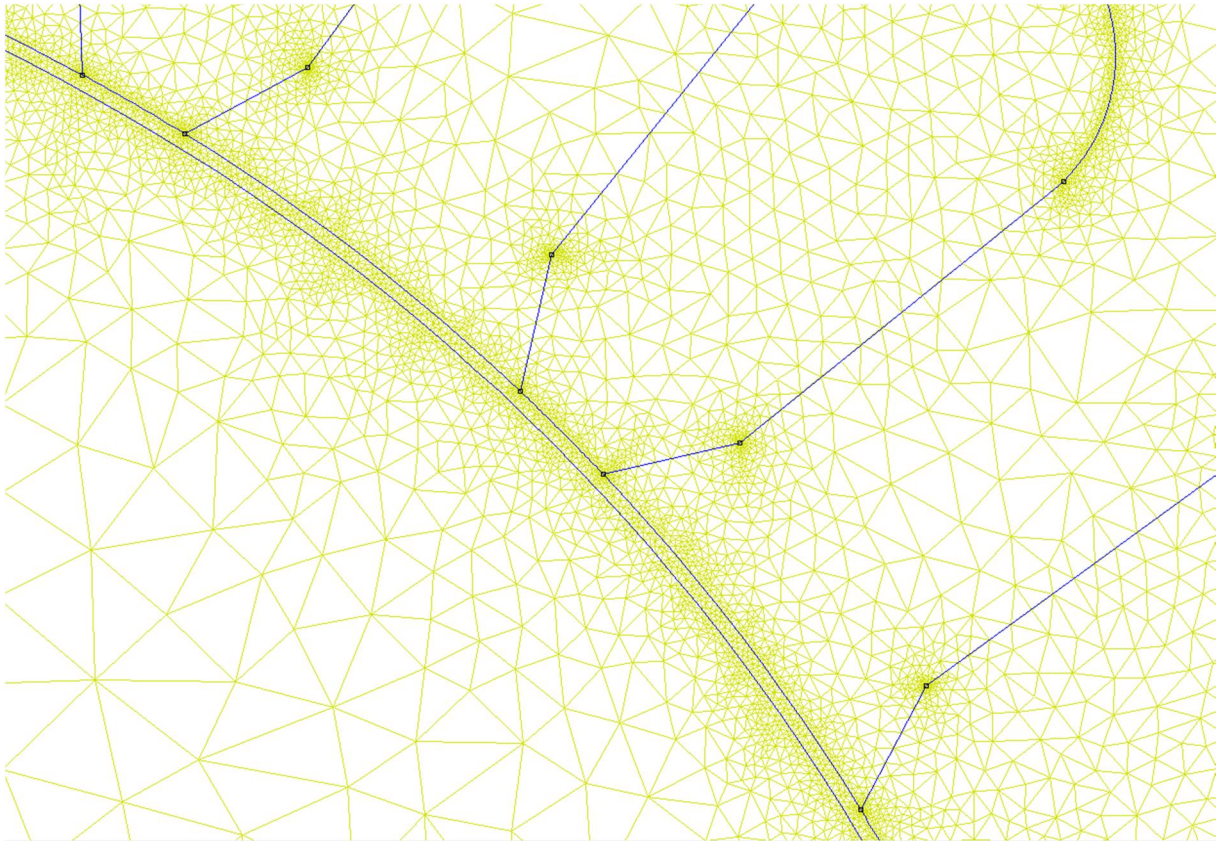
La différente procédure suivit pour discrétiser la géométrie sont :

- Création d'un système de discrétisation
- Discrétisation des segments et arcs (on impose la méthode utilisée par le logiciel pour le découpage).
- Maillage des différentes faces (on spécifie la forme des éléments).
- Les différentes surfaces ainsi délimitées, sont ensuite découpées en éléments finis et
- Constituent le maillage du problème figure II.6 [25].



**Figure. II.5 Représentation du maillage**

Pour étudier la variation des grandeurs électromagnétiques et mécaniques, il est impératif de mailler de façon très fine l'entrefer de la machine. La figure II.2 nous montre un exemple de maillage de notre dispositif. Pour représenter le mouvement du rotor par rapport au stator, nous avons utilisé la bande de roulement. Cette technique est implémentée dans le logiciel FEMM. [26].



**Figure. II.6**maillagesde l'entrefer

### II.4. Conclusion

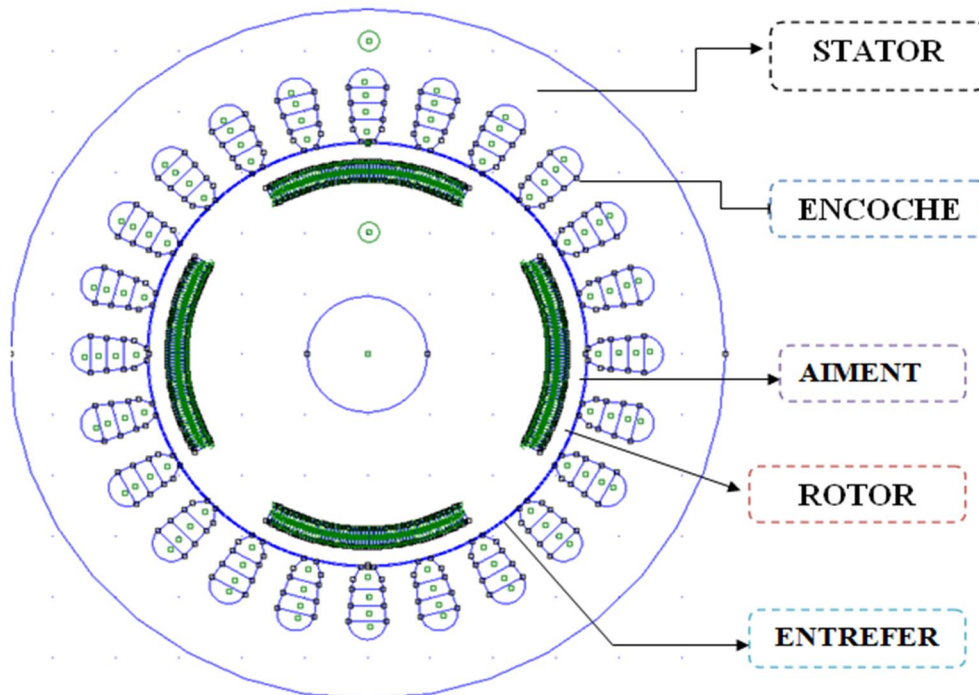
Dans ce chapitre, nous avons montré les différents types de modélisation de la machine synchrone à savoir la méthode analytique et la méthode numérique, après on a passé à expliquer le logiciel utilisé lors de la modélisation. Nous avons fini le chapitre par une représentation montrant le principe de fonctionnement du logiciel FEMM.

# **Chapitre III : Dimensionnement des différentes couches statorique de la MSAP**

**III.1 Introduction :**

Dans ce chapitre nous allons faire une simulation de trois machines qui modifie les encoches (d'après une couche à quatre couches). L'objectif est la détermination des inductions radial et tangentielles ainsi que les différents couples (détente, reluctant, électromagnétiques) en utilisant le programme de calcul FEMM disponible gratuitement sur net.

**III.2. Dimensionnement d'une machine électrique :**



**Figure.III.1 représentation de la machine étudiée**

**TABLEAU DE PARAMETRE DE LA MACHINE ETUDIE :**

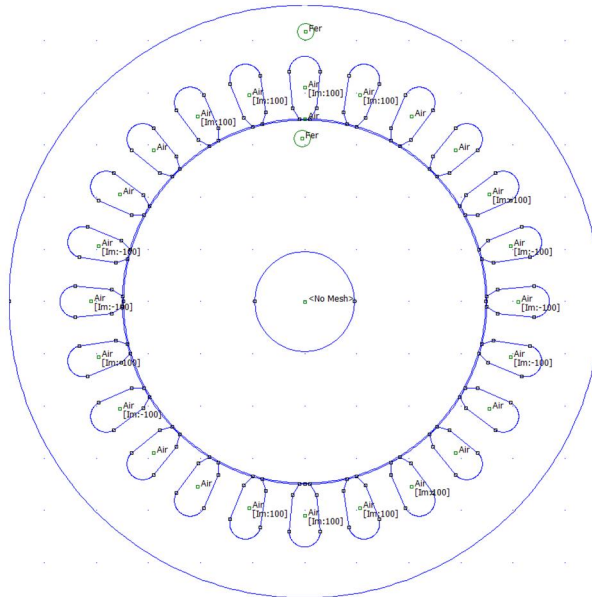
Paramètres	symbole	valeur	unité
Nombre de pôles	$2p$	4	-
Nombre des encoches	$Q_s$	24	-
Ouverture de l'encoche	$b_0$	15	deg
L'épaisseur de l'entrefer	$g$	0.2	mm
L'épaisseur de l'aimant	$e_a$	3mm	
Rayon interne du rotor	$R_1$	4.785	mm

Rayon externe du rotor	$R_2$	17.3775mm	
Rayon interne du stator	$R_3$	17.5	mm
Rayon externe du stator $R_4$	28.4	mm	

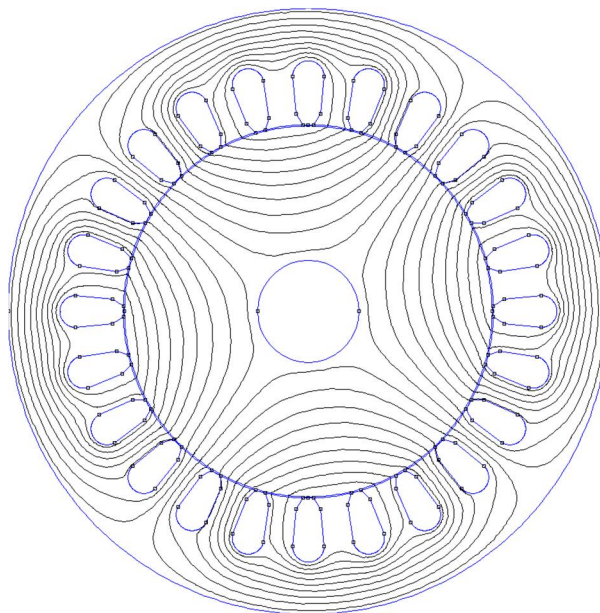
### III.3. Schéma de simulation de déifieront coche :

#### III.3.1. Première couche :

Nombre de spire : 100 spires dans l'encoche.



**Figure. III.2 Schémas de l'enroulement statorique à une couche**



**Figure. III.3 Lignes de champ pour une couche**

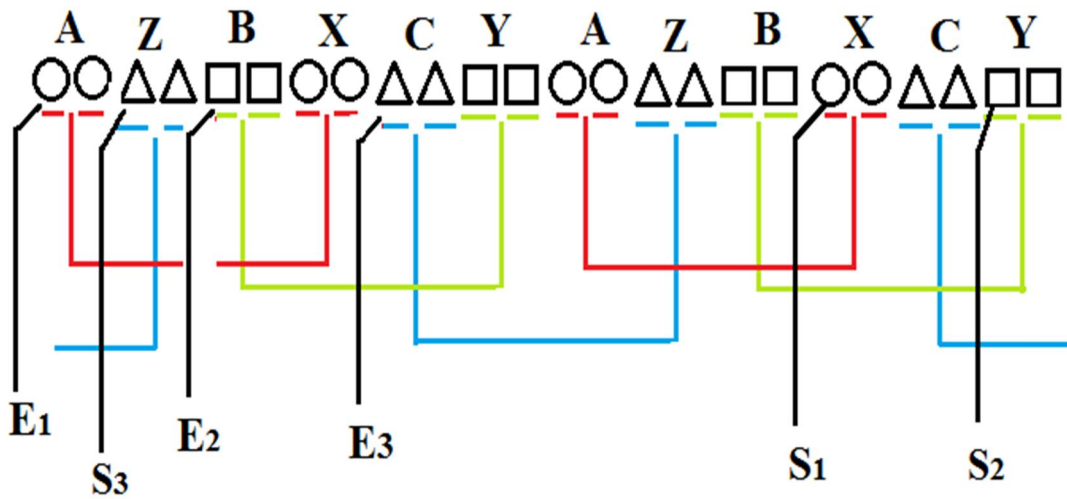


Figure .III.4. Représentation de l'enroulement à une couche

E : entré                      S : sortie

### III.3.2. Deux couches :

Nombre de spire : 50 spires dans une seule coche d'encoche.

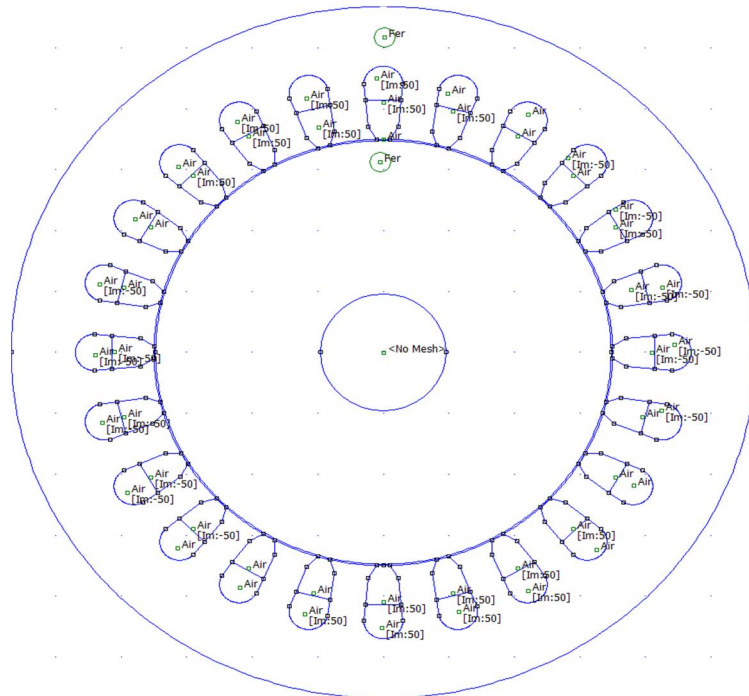


Figure. III.5. Schémas de l'enroulement statorique à deux couches

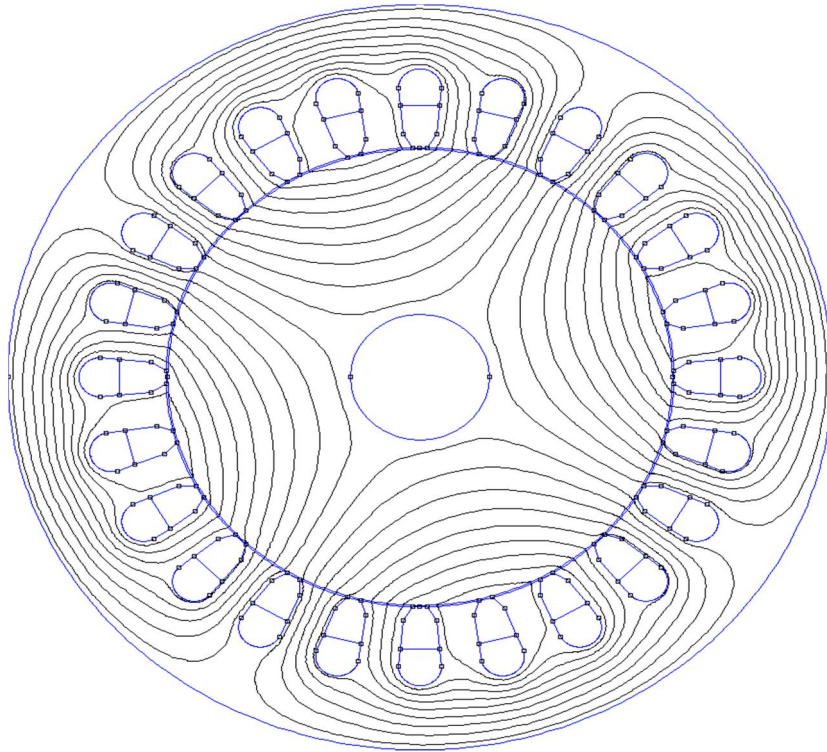


Figure. III.6. Lignes de champ pour deux couches

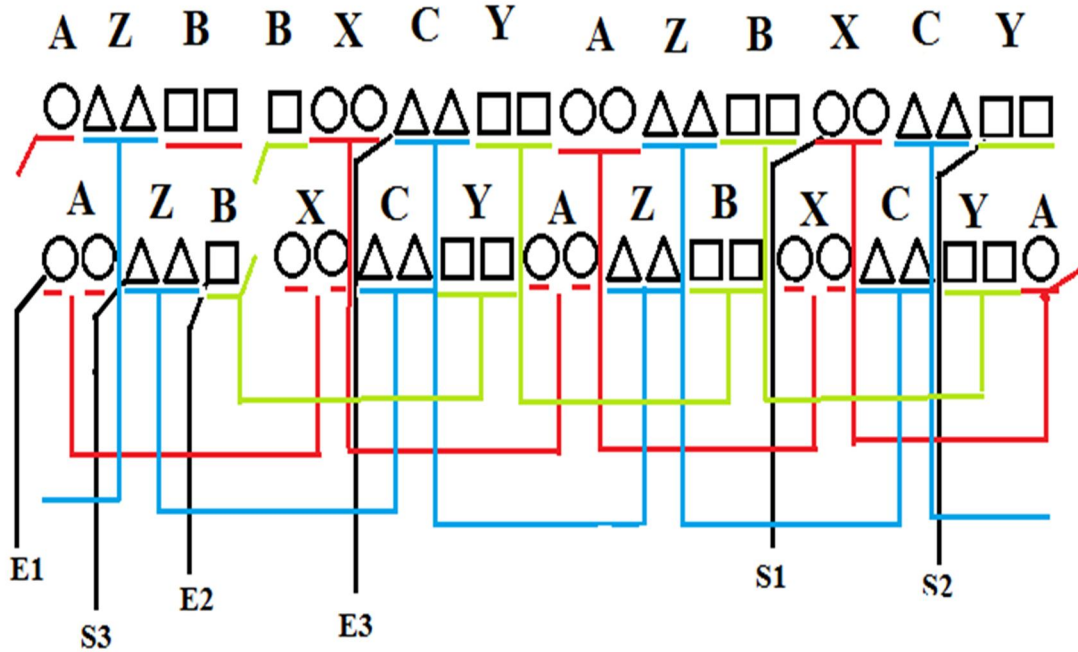


Figure.III.7. Représentation de l'enroulement à deux couches

III.3.3. Quatrième couches :

Nombre de spire : 25 spires dans un seule coche d'encoche

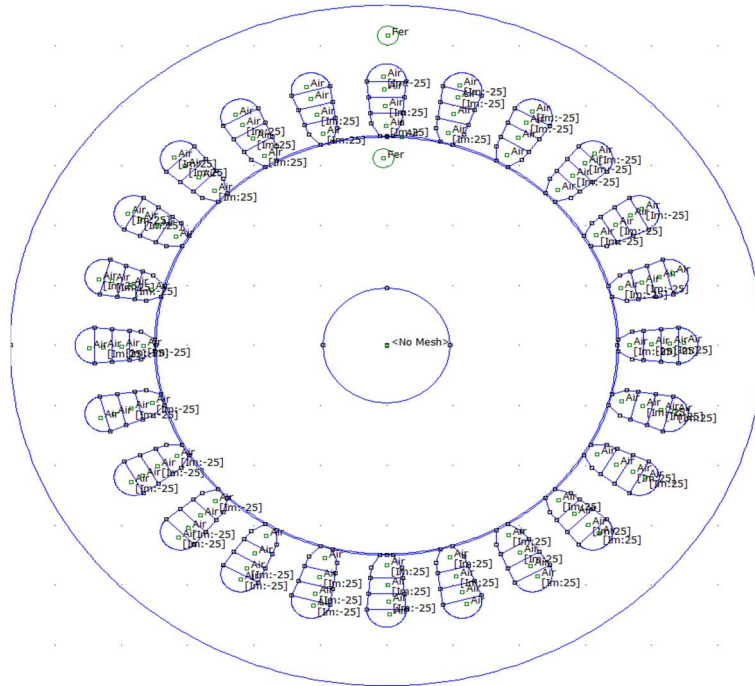


Figure. III.8. Schémas de l'enroulement statorique à quatre couches

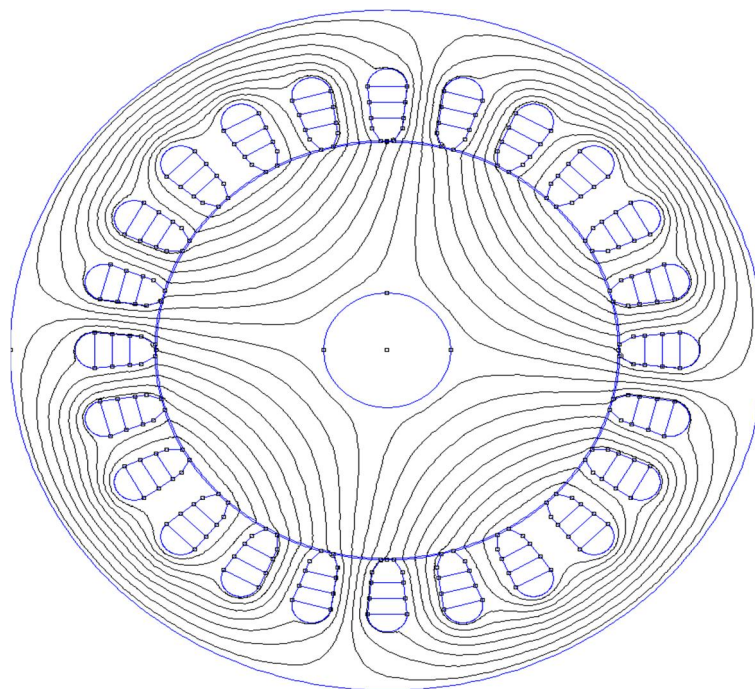


Figure. III.9. Lignes de champ pour quatre couches

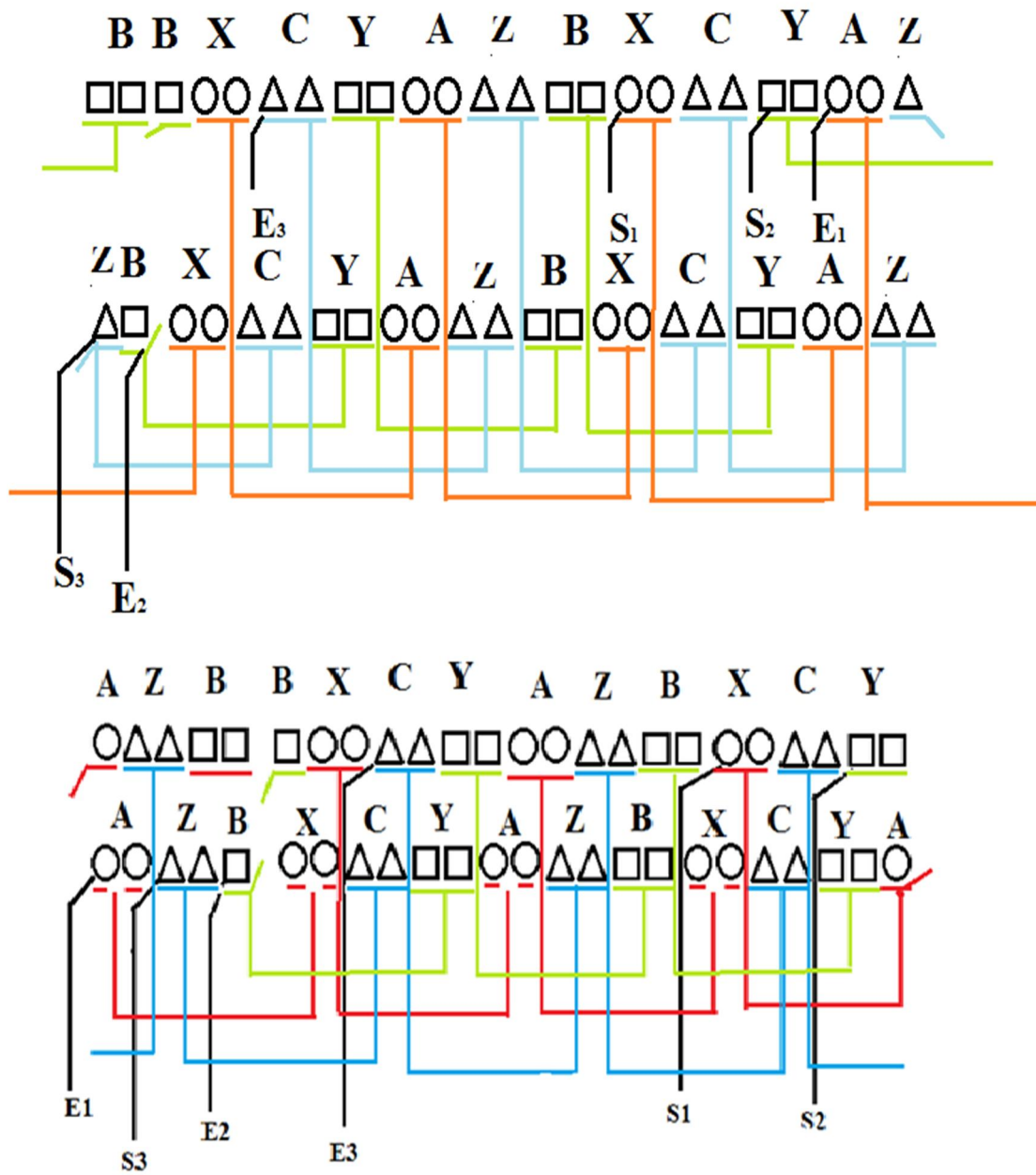


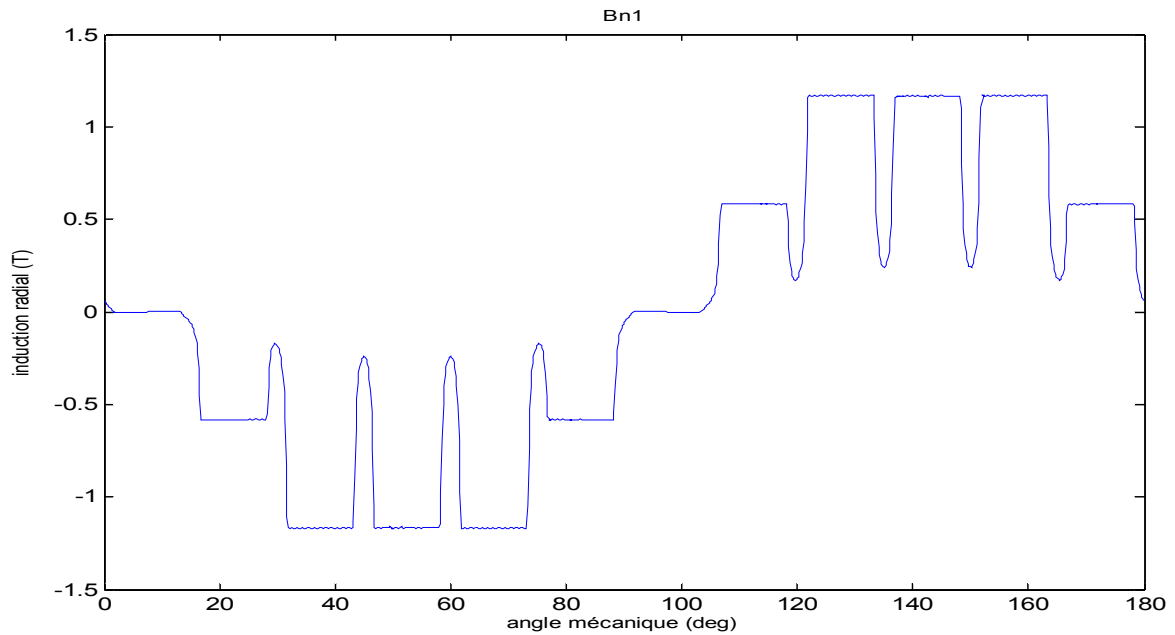
Figure.III.10. Représentation de l'enroulement à quatre couches

### III.4. Résultats de simulations :

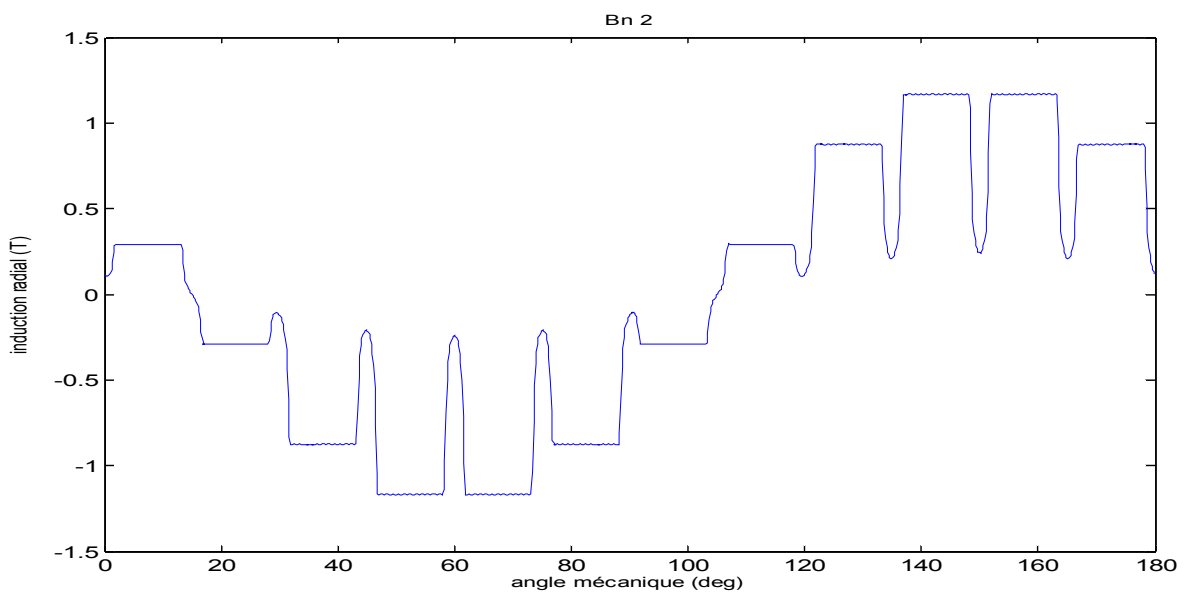
#### III.4.1. Les inductions :

##### III.4.1. 1 : Induction radiale :

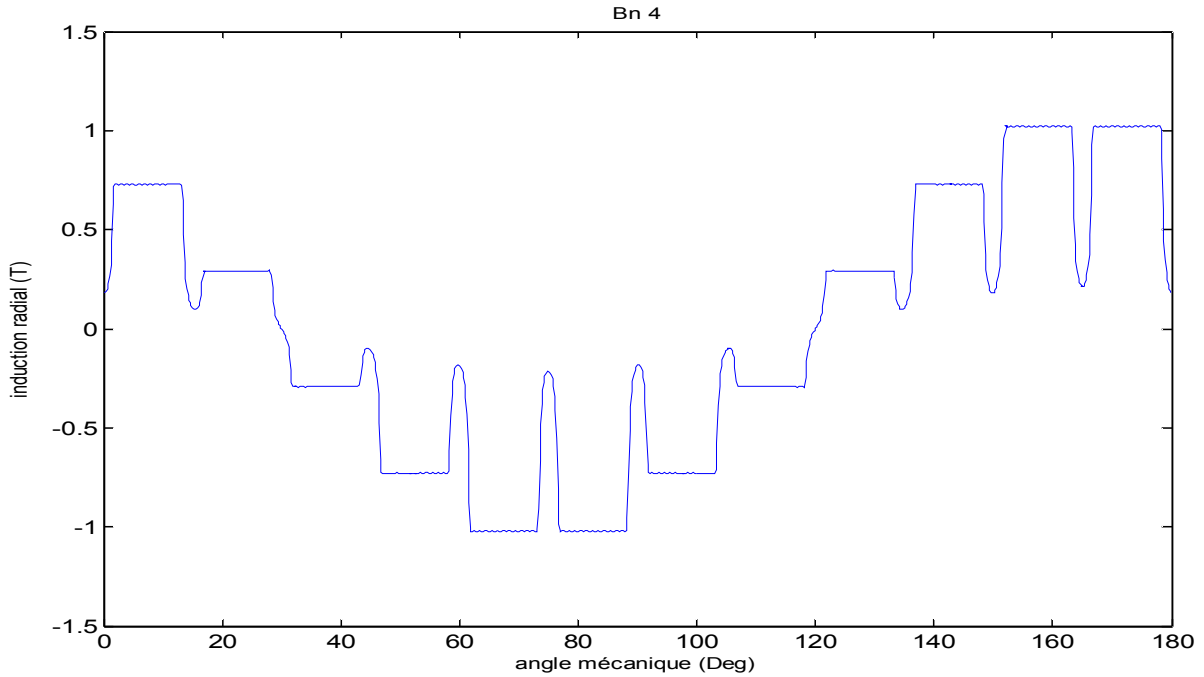
✓ Une couche :



✓ Deux couches :



### ✓ Quatre couches :

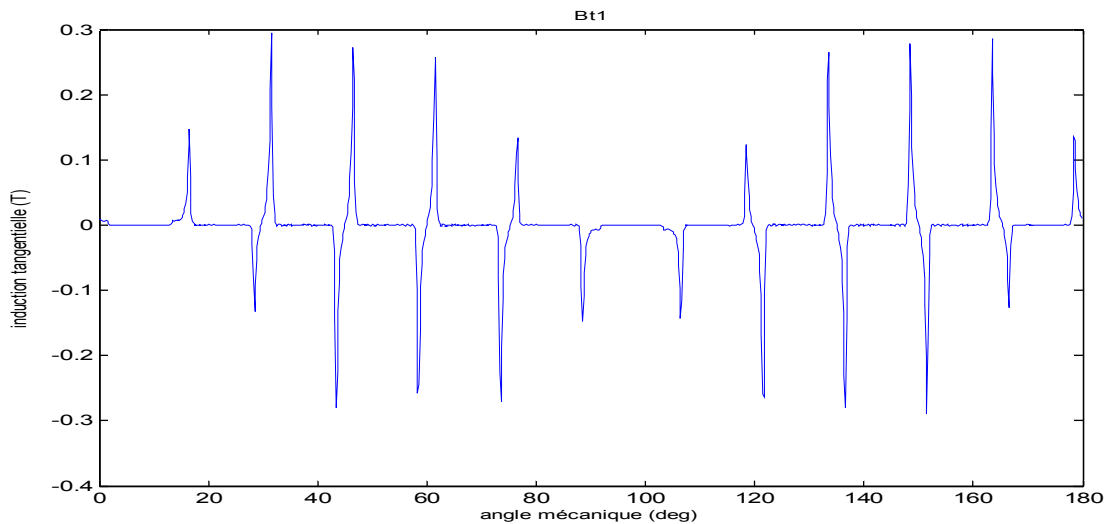


### Commenter :

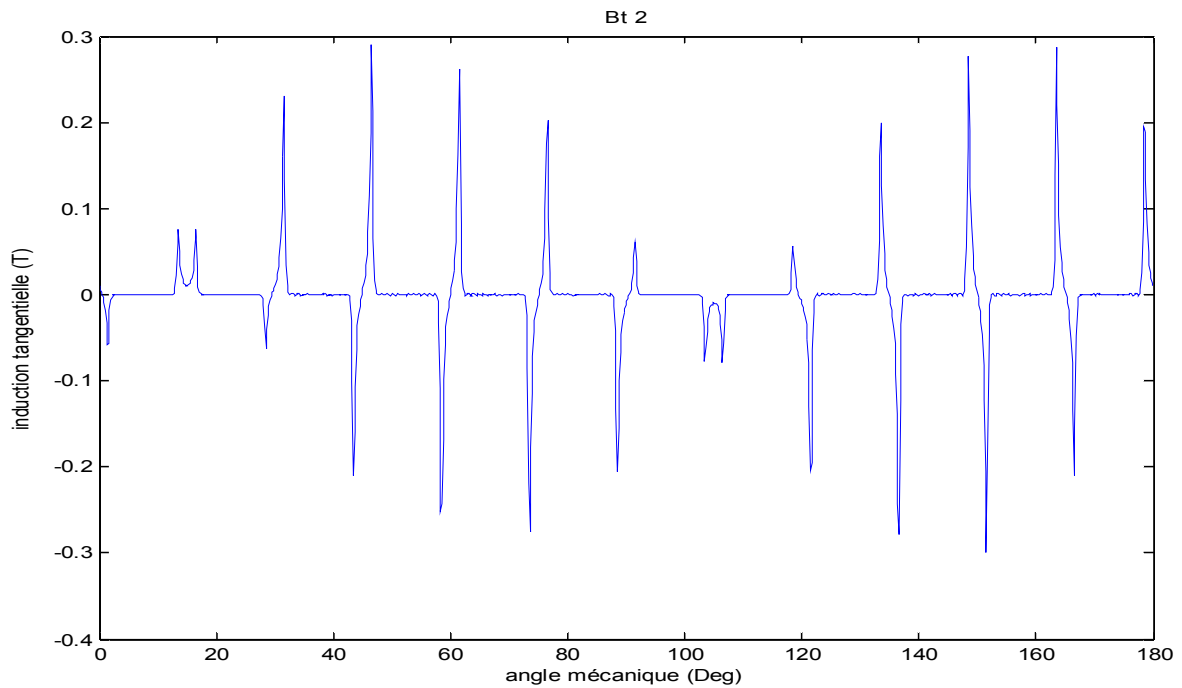
Les figures précédentes représentent les inductions radiales de chaque machine, Nous avons remarqué que dans toutes les machines que signale est proche de la sinusoïde ce qui donne que les harmoniques les créant sont faibles que ce soit pour une couche ou quatre couches.

### III.4.1.2 : Induction tangentielle :

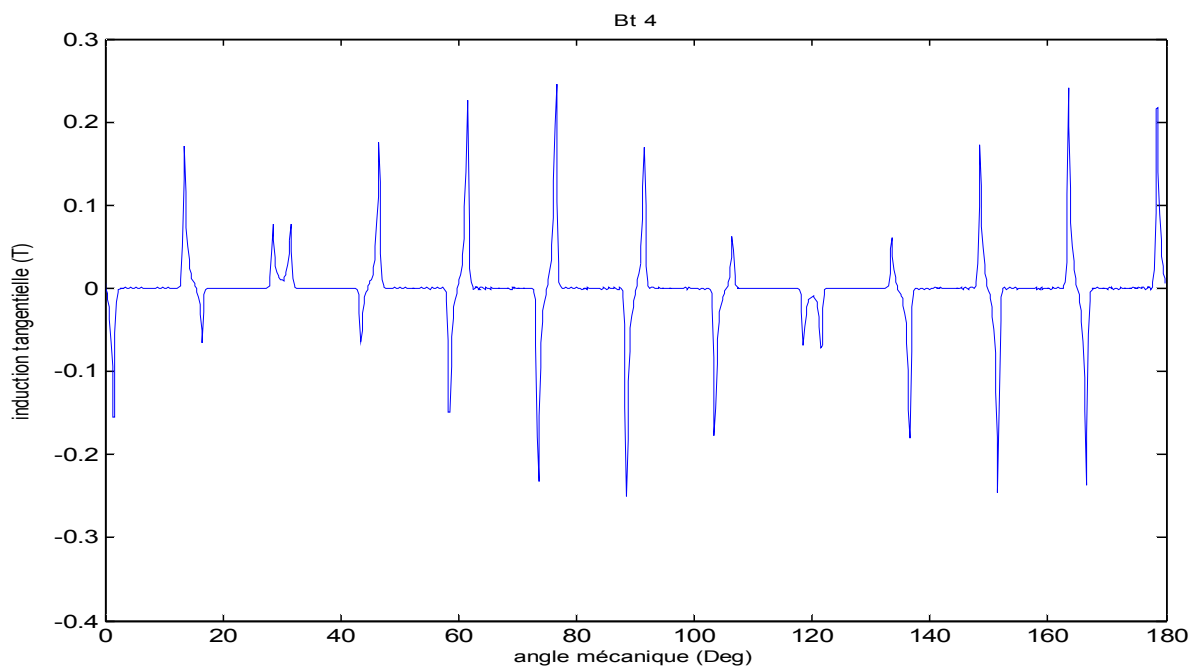
#### ➤ Première couche



### ➤ Deux couches:



### ➤ Quatre couches :



### Commenter :

Les figures précédentes représentent l'induction tangentielle pour chaque machine en présence de courant électrique (1.17A). Nous constatons que la machine 1 et 2 couche représente deux pics max et min très élevés et moins élevés par rapport aux autres machines qui ont donné une amplitude faible.

### III.5. Présence des aimants :

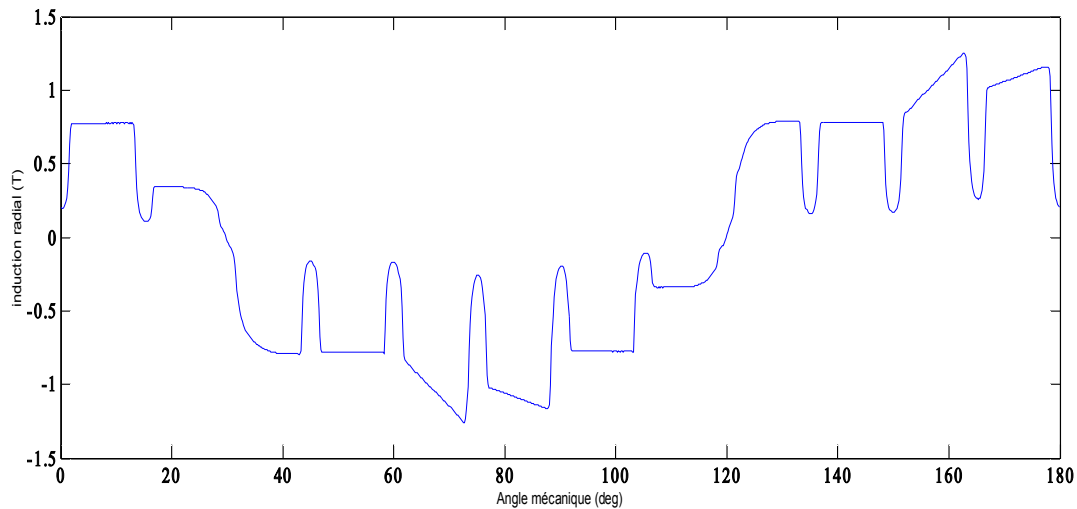
On va représentera notre simulation des machines en présence de l'aimant dans la figure suivante est qui sont :

- ✓ L'induction
- ✓ Couple de détente.
- ✓ Couple reluctant.

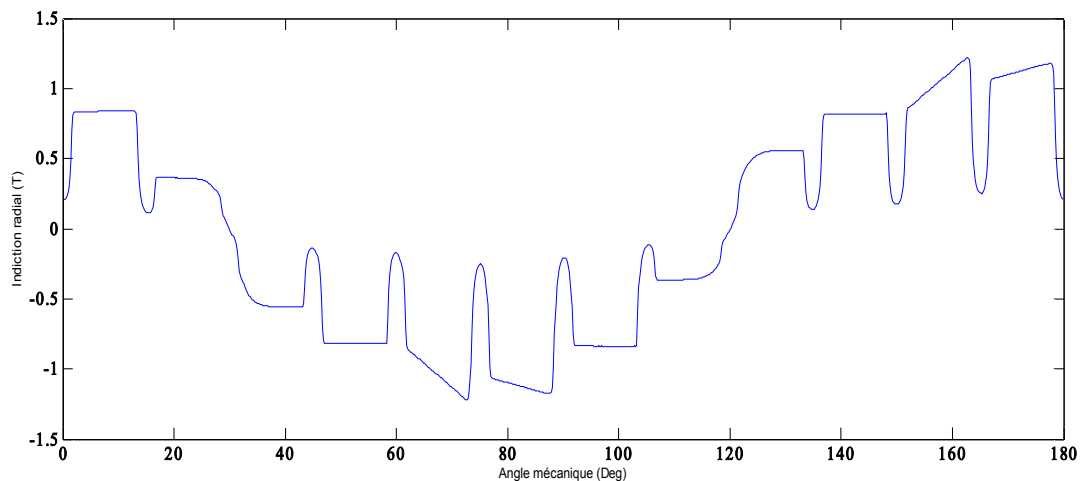
#### III.5.1. Les inductions :

##### III.5.1.1. Induction radiale :

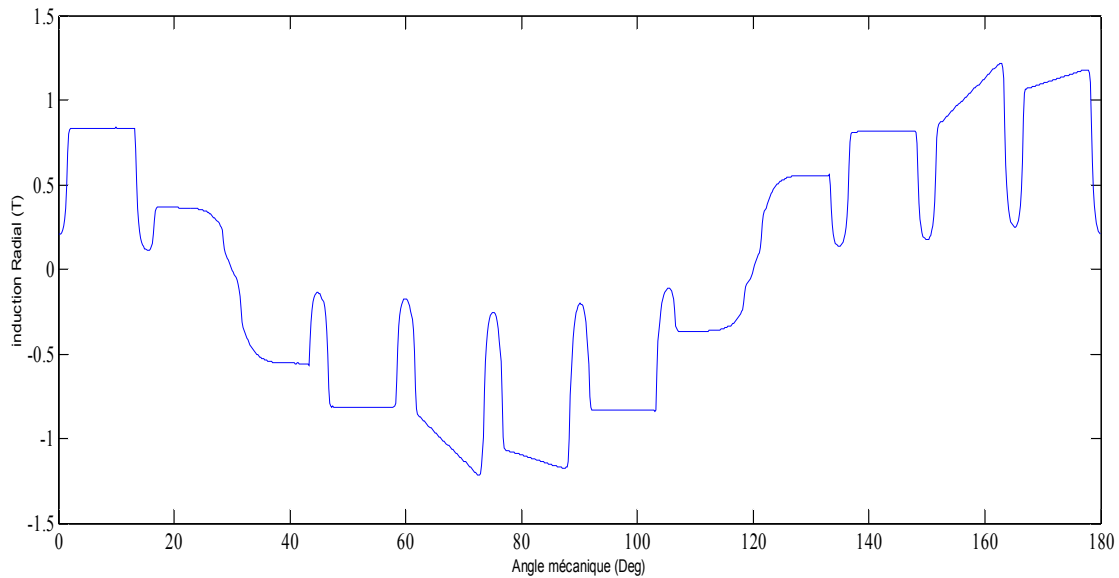
###### ➤ Une couche



###### ➤ Deux couches :



### ➤ Quatre couches :



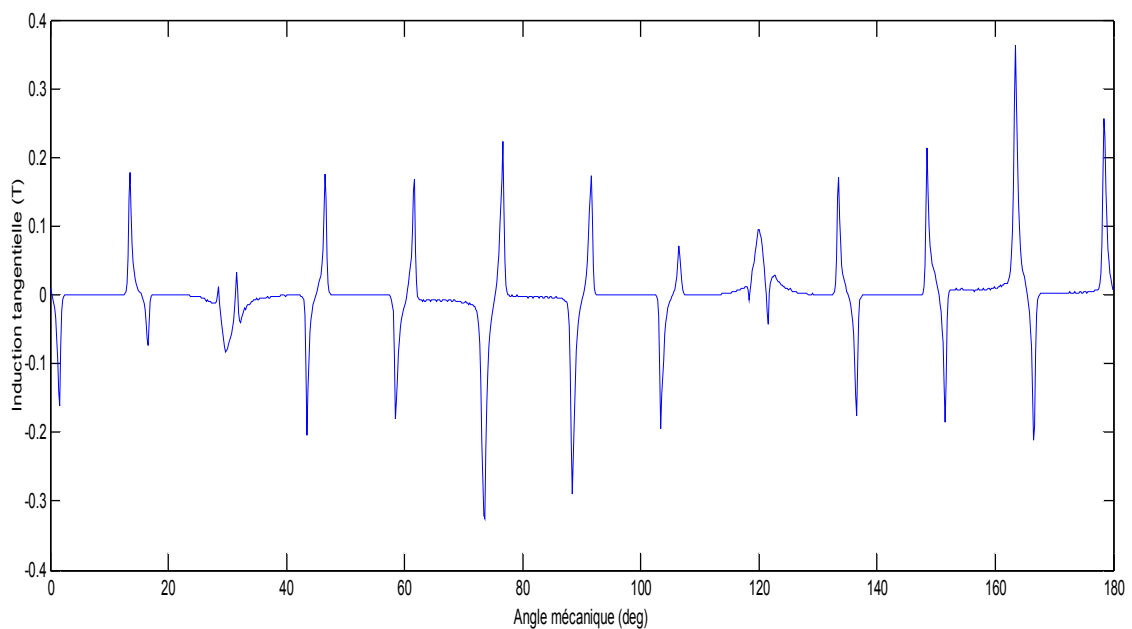
### Comentaire :

Les figures président représentent l'induction radiale de chaque machine en présence des aimants.

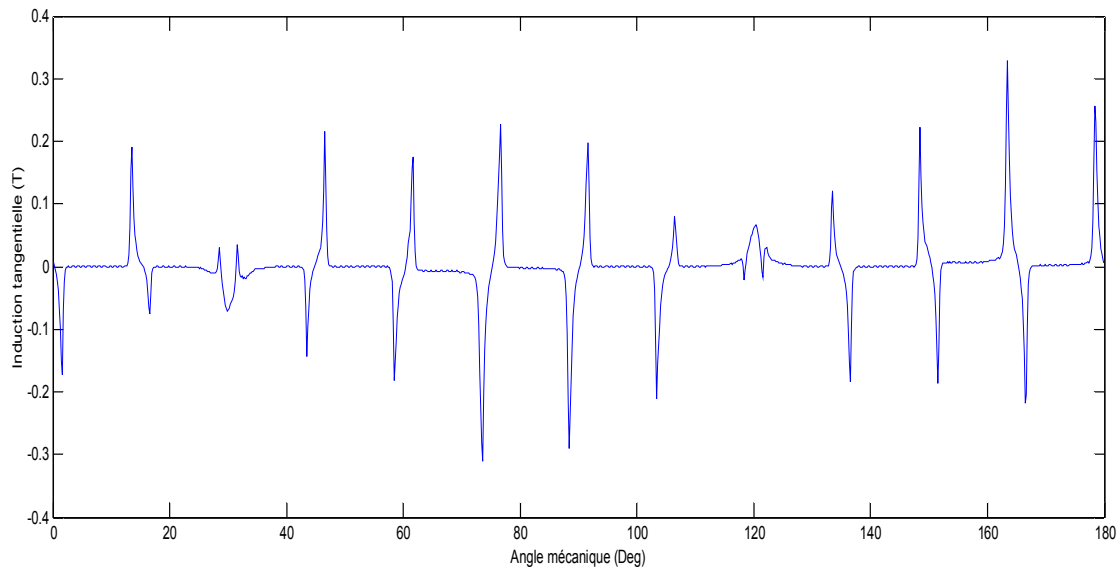
Nous avons remarqué que dans toutes les machines sont gardés la même amplitude.

### III.5.1.2. Induction tangentielle :

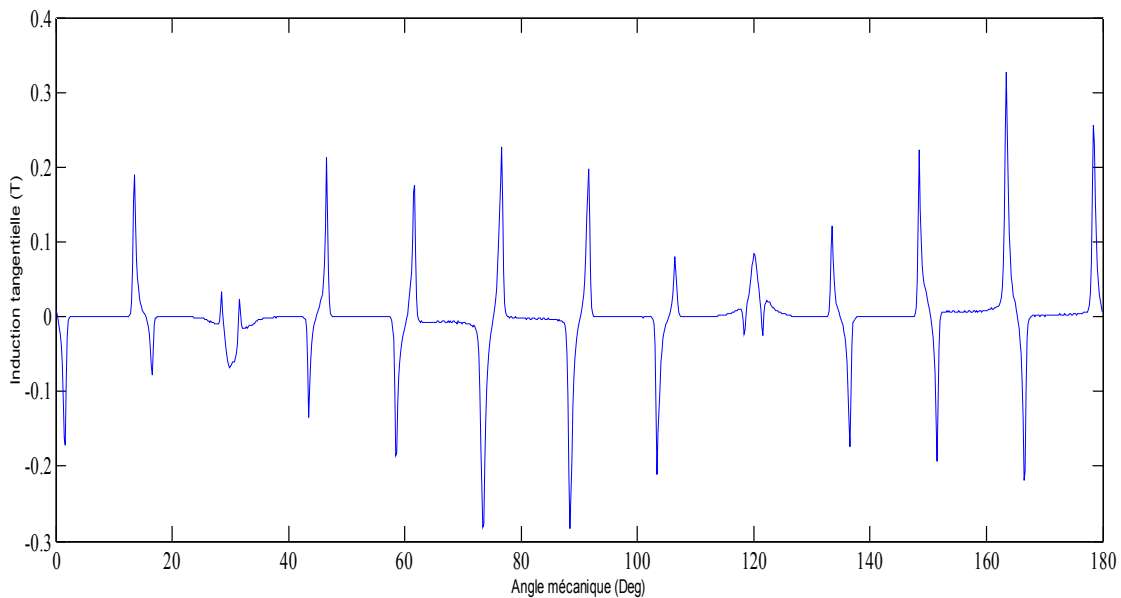
#### ➤ Une couche:



### ➤ Deux couches :



### ➤ Quatre couches :



### Commentaire :

Les figures précédentes représentent l'induction tangentielle pour chaque machine en présence des aimants. Nous constatons que la 3<sup>ème</sup> machine donne une amplitude moins élevée par rapport aux autres machines.

### III.6.les Couples

#### III.6.1. Couple détente :

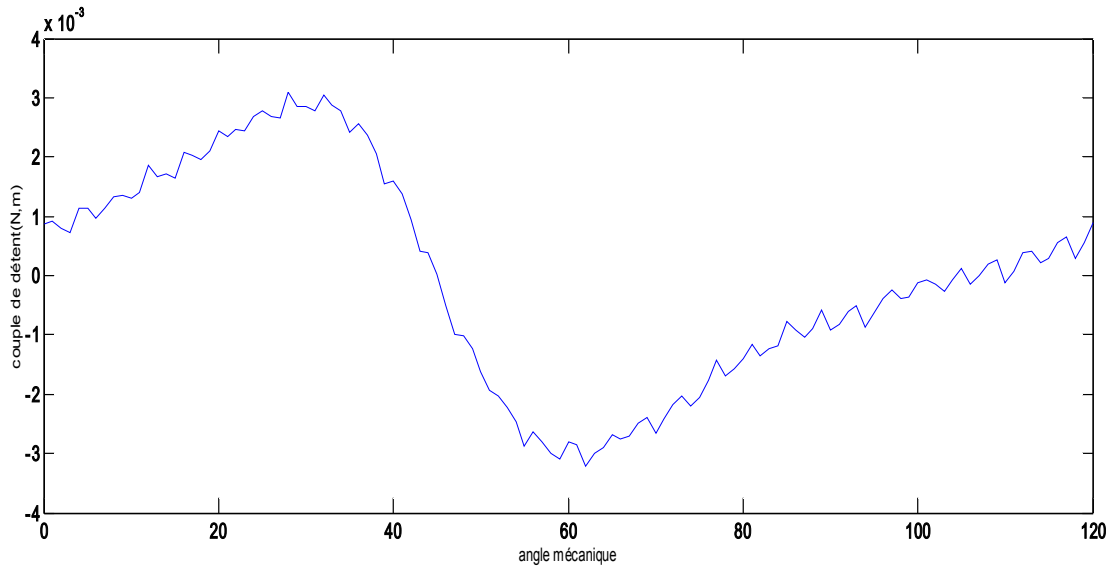
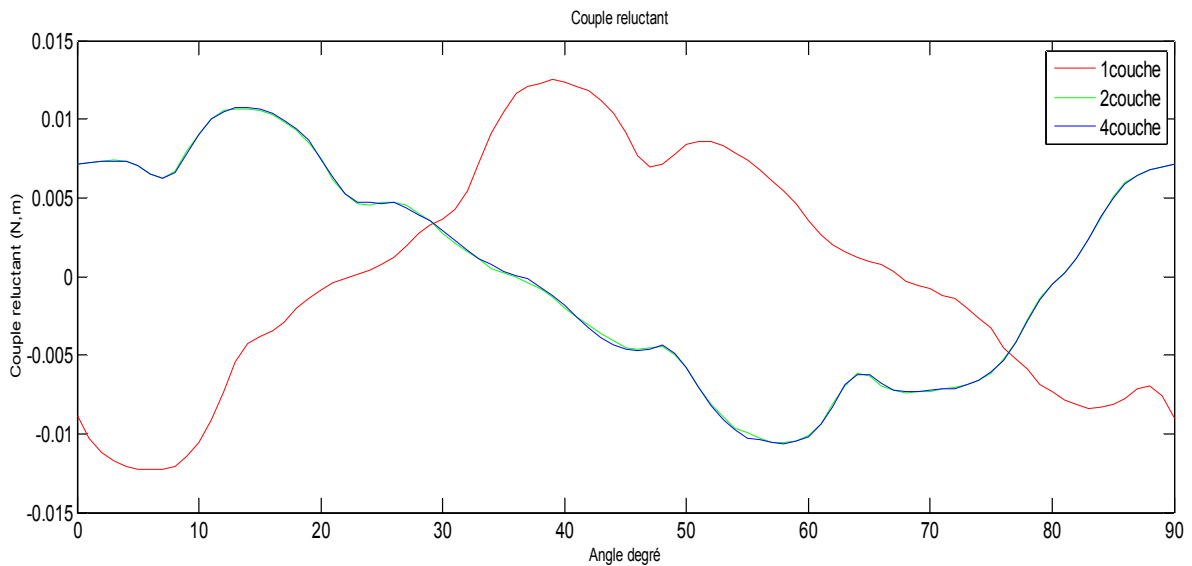


Fig : Couple détente.

#### III.6.2. Couple réactant :



#### Commentaire :

La figure précédente représente le couple réactant pour chaque machine, Nous avons remarqué que la 1<sup>er</sup> machine que l'amplitude est plus grand par rapport aux restes machines.

### III.7. CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté et simulé le fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents à bobinage multicouche. Pour cela, nous avons introduit la géométrie et les caractéristiques physique de la machine dans le logiciel FEMM.

Nous avons étudié l'effet de bobinage multicouche sur la distribution des inductions dans le milieu de l'entrefer. L'étude des couples (reluctant, détente), dans ce chapitre nous a montré des différents résultats qui dépendent de nombre de couche de chaque machine.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Dans ce travail de mémoire, nous avons l'occasion de parler un peu sur la machine synchrone à aimants permanents. Bien que leur principe de fonctionnement soit connu depuis longtemps, leur développement a été freiné par les non-linéarités qui les caractérisent.

Mais aujourd'hui, les puissants outils de calcul informatiques permettent de dimensionner rapidement ces machines, et par conséquent, les applications deviennent de plus en plus nombreuses. Le but principal de ce mémoire est de modéliser la machine synchrone à aimant permanent par le logiciel FEMM afin d'obtenir les caractéristiques électromagnétiques.

Pour cet objectif, nous avons fait appel à l'approche des éléments finis. Le second but concerne l'amélioration de l'alimentation de la machine afin de minimiser les ondulations du couple. Cela est effectué par un choix convenable de l'angle de commutation.

Dans le premier chapitre, nous avons donné des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents en introduisant le principe de fonctionnement et les différents types rencontrés.

Nous avons parlé aussi sur les alimentations adaptées à la machine. Le second chapitre traite la simulation de la machine synchrone à aimant permanents par le logiciel FEMM. Ce logiciel utilise le langage LUA pour la résolution des problèmes électromagnétiques. Les dimensions de nos machines ont été proposées, Nous avons fait plusieurs tests de simulation par le changement de la position du rotor et avec différentes valeurs du courant d'alimentation. Les résultats relatifs aux caractéristiques électromagnétiques obtenus sont acceptables. L'amplitude du couple de détente a été tous traitées dans ce mémoire.

Le choix d'une machine optimale répond à ces performances. Nous avons dimensionné nos machines en jouant sur le nombre de couches du bobinage seulement sous des contraintes mécaniques et thermique fixes.

Comme perspectives, il est important de traiter ces machines en saturation. L'analyse analytique est fortement proposée.

# Références bibliographiques.

- [1]. J .Chengde " les machines synchrones- technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones"
- [2]. électricité machines électriques et électronique JEAN NIAR –JEAN-CLAUDE GALLOIS –MICHEL YBILENSKY- AN-PIERRE LIBERSAC
- [3]. AID Karim et AKROUR Massinissa «Calcul et optimisation d'uneMachine Synchrones à Aimants Permanents» Université A.MIRA Bejaïa ,2015.
- [4] : Y. Amara. « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride. PhD thesis», Université Paris XI, Ecole Normale Supérieure de Cachan - Laboratoire Electricité Signaux et Robotique, 2001.
- [5] : Y. Amara, J. Lucidarne, M. Gabsi, M. Lécivain, A.H. Ben Ahmed & A.D. Akémakou. « A new topology of hybrid synchronous machine. » IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 5, Sep. /Oct. 2001.
- [6]: I. Boldea, N. Muntean, S. Deaconu, S.A. Nasar & Z. Fu. « Distributed anisotropy rotor synchronous drives (DARSYN) Motor identification and performance». In Int. Conf. Electrical machines, 1992.
- [7].Electrotechnique, Modélisation et commande des moteurs triphasés GUY STURTZER.
- [8]. A.Parviainen« Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines», thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- [9]. G. Friedrich & M. Kant. « Choice of drives for electrical vehicles a comparison between two permanent magnet AC machines». IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 145, no. 3, May 1998.
- [10]. L.Chédot «Etude paramétrique d'un alterno-démarrreur synchrone à aimants permanents internes modèle magnétique». Rapport de DEA DEA de Génie Electrique de Paris, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2001.
- [11] S. Kanerva, « Simulation of electrical machines, circuits and control systems using finite element method and system simulator », Helsinki Univesity of Technology, Finland, April 2005.

- [12] R.Saou, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents Machines à double saillance et à inversion de flux», Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008
- [13]: B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, « A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines» IE(I) Journal IEL, vol87, June 2006.
- [14]: R.Saou, «Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux», Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008
- [15]: A.Parviainen« Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines», these de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- [16]. A. Ameer, Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant, Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna ,2003.
- [17]. Kamel BOUGHRARA « Modélisation Analytique et Numérique des Performances Electromagnétiques des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat , L'Ecole Nationale Polytechnique, Décembre 2008.
- [18].Mathieu ROSSI « Conception optimale et multi-physique de composants passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire» Thèse de Doctora, Univ Lille, Décembre 2012.
- [19]. AID Houssem et AINA Wafaa « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » Thèse de master, Univ de Tlemcen octobre 2013.
- [20]. Chouaib LABIOD « Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable » Thèse de Magister, Univ de Biskra, mai 2014.
- [21]. Asma TOUMI « Méthode numérique asynchrone pour la modélisation de phénomènes multi-échelles » Thèse de DOCTORAT, Univ TOULOUSE, 2016.
- [22].NEHAL OUASSILA « Etude et modélisation des paliers planaires » Thèse de magistère, Univ DE CONSTANTINE, 2009.
- [23].Hervé ROISSE « CONTRIBUTION A LA MODELISATION DES SYSTEMES ELECTROTECHNIQUES PAR LA METHODE DES RESEAUX DE PERMEANCES COUPLES. APPLICATION AUX MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS » Thèse de Doctorat, Univ de Lille, janvier 1998.

[24].SAOU RACHID « MODELISATION ET OPTIMISATION DE MACHINES LENTES A AIMANTS PERMANENTS : Machines à double saillance et à inversion de flux» Thèse de Doctorat, L'Ecole Nationale Polytechnique, novembre 2008.

[25]. Bardadi bendaha mansou « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » Thèse de magister, Univ d'Oran, février 2015.

[26].LADJABI Abdelkader« Pseudo-identification des paramètres des machines asynchrones à cage en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel» Thèse de Magister, Univ ORAN, novembre 2001.