

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE**

**THEME**

**CONTRIBUTION A L'ETUDE D'UNE MSAP POUR TRACTION  
ELECTRIQUE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR DE TENSION**

Proposé et dirigé par :

M. LADGHEM CHIKOUCHE Brahim  
M. MEZAËCHE Farouq

Présenté par :

- SADEK Hacene  
- MAHAMMEDI Youcef  
- MEFEDJEKH Amar

Année Universitaire: 2011/2012

# Remerciements

---

*Nous tenons à remercier tout d'abord le dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.*

*Nous tenons de remercier nos promoteurs Monsieur **LADGHEM CHIKOUCHE Brahim** et **MEZAÂCHE Farouq**, pour avoir encadré nos travaux de fin d'étude.*

*A travers ce mémoire, nous adressons nos reconnaissances à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.*

*Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'il porte à ce dernier*

*Nous tenons à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire.*

*Et enfin Nous tenons à remercier également tous nos collègues de la promotion 2012 pour leur d'aide inestimable.*

*Hacene, Youcef et Amar*



# Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir  
donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré  
toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :  
A l'esprit de mes parents Amar et rosa  
A l'esprit de mon frère Hakim et ma sœur Samira*

*A ma très cher femme et mes très chers enfants Hakim et  
rosa, que dieu les garde et les protège.  
A mes frères Hocine, Mourad ,noureddine et Mohamed  
A mes sœurs Hanane et Kahina  
A mes beaux parents  
A mes beaux frères et mes belles soeure  
A ma nièce rima et mes deux neveux abdou, raya  
A mes collegues de travail lafarge ciment m'sila  
Aux chers amis Abdellatif, noureddine, Hakim*

*Sadek hacene*





# Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents et ma grande famille (mon père Abderrahmane, ma chère mère Fatma).*

*A mes frères et mes sœurs (Hakima, Fayçal, Amel, Sara, Mohammed et Walid) est le petit ange (Ibrahim).*

*A tous mes amis.*

*A tous mes collègues de la promotion ELT 2012.*

*A tous mes enseignants.*

*A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*



*Mahammedi youcef*



# Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A ma très cher femme et mes très chers filles ROUA et TESNIM, que dieu les garde et les protège.*

*A mes collègues de travail et tous les enseignants de département électrotechnique*

*A monsieur le chef de département bendjaima Bachir*

*A tous qui m'aiment et que j'aime*



**MEFEDJEKH  
AMAR**

## Listes des figures

### **CHAPITRE I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents**

Fig. I.1 : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents	4
Fig. I.2 : Exemples d'applications de moteurs brushless de petite puissance	6
Fig. I.3 : Exemples d'applications de moteurs brushless de moyenne puissance	7
Fig. I.4 : Exemples d'applications de moteurs brushless de forte puissance	8
Fig. I.5 : Illustration d'une courbe B-H des aimants	9
Fig. I.6 : Caractéristiques des aimants	12
Fig. I.7 : Moteur à rotor intérieur	14
Fig. I.8 : Moteur à rotor extérieur	15
Fig. I.9 : Moteur à entrefer axial	15
Fig. I.10: Différents structures des rotors des MSAP	18
Fig. I.11 : Formes d'encoches du stator	19
Fig. I.12 : La configuration des enroulements d'une MSAP à 4 pôles	20

### **CHAPITRE II : Modèle analytique de calcul de champ de machines à aimants à entrefer lisse**

Fig. II.1 : Structure d'une machine synchrone a aimants	22
Fig. II.2 : Différentes types d'aimantation	22
Fig. II.3 : Présentation des domaines d'étude en 2-D (Sous un pôle)	25
Fig. II.4 : Conditions aux limites entre deux milieux	26
Fig. II.5 : Modèles des aimants	27
Fig. II.6 : Présentation spatiale de l'aimantation radiale sous un pôle	28
Fig. II.7 : Modélisation des encoches statoriques	28

Fig. II.8 : Distribution de la densité volumique équivalente sous un pôle	30
Fig. II.9 : Présentation des modèles d'étude (contribution des aimants)	31
Fig. II.10 : Présentation des modèles d'étude (contribution des courants)	32
Fig. II.11 : Structure du type machine étudiée	36
Fig. II.12 : Représentation des aimantations créées par les aimants	37
Fig. II.13 : Inductions magnétiques créées par les aimants (région d'entrefer)	37
Fig. II.14 : Inductions magnétiques créées par les aimants (région des aimants)	37
Fig. II.15 : Représentation des potentiels vecteurs magnétiques créés par les aimants	38
Fig. II.16 : Formes d'ondes de la force électromotrice pour une aimantation radiale	38
Fig. II.17 : Formes d'ondes de couple électromagnétique pour une aimantation radiale	39
 <b>CHAPITRE III : Modélisation par élément finis d'une machine synchrone à aimants</b>	
Fig. III.1 : Organigramme des différents modules utilisés en Flux -2D	43
Fig. III.2 : Géométrie complète de la machine étudiée	44
Fig. III.3 : Configuration du stator et répartition de bobinages	45
Fig. III.4 : Dimension de l'encoche du stator	45
Fig. III.5 : Modélisation des encoches par une densité de courant équivalente	45
Fig. III.6 : Géométrie d'un pôle du moteur	46
Fig. III.7 : Courbe B(H) du matériau M270-35A	46
Fig. III.8 : Coupe transversale et maillage du domaine d'étude	47
Fig. III.9 : Structure du maillage au niveau de l'entrefer	47
Fig. III.10 : Conditions aux limites appliquées aux frontières du domaine	48
Fig. III.11 : Carte de lignes du champ de la machine à entrefer lisse	49
Fig. III.12 : Densité du champ de la machine à stator lisse	49
Fig. III.13 : Représentation de l'induction magnétique radiale créée par les aimants dans la région de l'entrefer (stator lisse)	50

---

Fig. III.14 : Représentation de l'induction magnétique tangentielle créée par les aimants dans la région de l'entrefer (stator lisse)	50
Fig. III.15 : Représentation de l'induction magnétique radiale créée par les aimants dans la région de l'entrefer en 3D (stator lisse)	51
Fig. III.16 : Spectre d'harmonique de l'induction magnétique radiale (stator lisse)	51
Fig. III.17 : Représentation du potentiel vecteur magnétique créé par les aimants (stator lisse)	52
Fig. III.18 : Modèle d'étude sur le 1/8 du moteur	53
Fig. III.19 : Coupe transversale et maillage du domaine d'étude	53
Fig. III.20 : Structure du maillage au niveau de l'entrefer	53
Fig. III.21 : Distribution des lignes de flux dans la machine en présence des encoches	54
Fig. III.22 : Distribution des lignes de flux sous un pôle	54
Fig. III.23 : Distribution de l'induction magnétique de la machine en présence des encoches	55
Fig. III.24 : Distribution de l'induction magnétique sous un pôle	55
Fig. III.25: Représentation de l'induction magnétique radiale créée par les aimants dans la région de l'entrefer (en présence des encoches)	56
Fig. III.26: Représentation de l'induction magnétique tangentielle créée par les aimants dans la région de l'entrefer (en présence des encoches)	56
Fig. III.27 : Spectre d'harmonique de l'induction magnétique radiale (en présence des encoches)	57
Fig. III.28 : Représentation du potentiel vecteur magnétique créé par les aimants (en présence des encoches)	57
Fig. III.29 : Inductions magnétiques dans l'entrefer	58
Fig. III.30 : Formes d'ondes de la force électromotrice	58
Fig. III.31 : Formes d'ondes du couple d'interaction (stator lisse)	59

## **CHAPITRE IV : Alimentation de la machine synchrone à aimant permanent**

Fig. IV. 1 : Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant	61
Fig. IV.2 : Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 8-pôles.	62
Fig. IV.3 : Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants	63
Fig. IV.4 : Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAP	64
Fig. IV.5 : Le modèle circuit de la machine synchrone à aimants	65
Fig. IV.6 : Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants	66
Fig. IV.7 : schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP	69
Fig. IV.8 : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode	69
Fig. IV.9 : Principe de la MLI Sinus-Triangle	71
Fig. IV. 10 : MLI triangulo-sinusoidal	72
Fig. IV. 11 : Tension de sortie de l'onduleur	72
Fig. IV. 12 : Tensions de références avec la porteuse	73
Fig. IV. 13 : couple électromagnétique développer par la machine dans le cas d'alimentation par tension sinusoïdales	73
Fig.IV.14 : Forme des courants résultants	74
Fig. IV. 15 : Couples électromagnétiques développé par la machine dans le cas d'alimentation en onduleur MLI	74
Fig. IV. 16 : Forme des courants résultants	75

## **Liste des tableaux**

Tableau II.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimant	11
Tableau II.1 : Caractéristiques de base de la machine étudiée	36
Tableau III.1 : Paramètres géométriques du stator	44



## Liste des abréviations

2D	Deux dimensions
BaCO <sub>3</sub>	Carbonate de Baryum
OAC	Optimisation Assistée par Ordinateur
AEF	Analyse par Eléments Finis
FEM	Force électromotrice
IM	Moteur à Induction
MEF	Méthode des Eléments Finis.
MSAP	Machine Synchrone à aimants Permanents.
NdFeB	Néodyme-Fer-Bore
SmCo	Samarium-Cobalt
SrCO <sub>3</sub>	Carbonate de Strontium

## Liste des symboles

$B_r$	Induction rémanente
$B$	Induction magnétique
$D$	Déplacement électrique
$e$	Epaisseur de l'entrefer
$e_a$	Epaisseur des aimants
$e_i$	Force électromotrice de la phase $i$ ( $i=a, b, c$ )
$E$	Intensité du champ électrique
$F$	Coefficient de foisonnement
$h$	Rang harmonique du temps
$H$	Intensité du champ magnétique.
$H_c$	Champ coercitif
$i_s$	Courant de phase statorique $i$ ( $i=a, b, c$ )
$I$	Intensité du courant de phase

---

$j$	Nombre de blocs d'aimants sous un pôle
$J_{ex}$	Densité de courant
$K_{bn}$	Coefficient de bobinage de l'enroulement statorique
$K_{fn}$	Coefficient de bobinage de filtrage :
$K_{dn}$	Coefficient de bobinage de distribution :
$K_{rn}$	Coefficient de bobinage de raccourcissement
$K_{in}$	Coefficient de bobinage d'inclinaison
$L$	Inductance propre des enroulements statoriques
$L_u$	Longueur active
$M$	Inductance mutuelle des enroulements statoriques
$M_r$	Composante radiale de l'aimantation des aimants.
$M_\theta$	Composante tangentielle de l'aimantation des aimants.
$M_{rn}$	Amplitude des harmoniques de rang $n$ de l'aimantation radiale
$M_\theta n$	Amplitude des harmoniques de rang $n$ de l'aimantation tangentielle
$n$	Rang harmonique d'espace
$N$	Nombre de conducteurs dans une encoche
$p$	Nombre de paires de pôles
$R_4$	Rayon externe de la machine
$R_3$	Rayon d'alésage
$R_1$	Rayon du fer rotorique
$R_s$	Résistance des enroulements statoriques
$S$	Section équivalente à la couche des conducteurs d'une phase/pôle,
$T_c$	Température de Curie
$v_i$	Tension de phase statorique $i$ ( $i=a, b, c$ )

---

L	Inductance propre des enroulements statoriques
$L_u$	Longueur active
M	Inductance mutuelle des enroulements statoriques
$M_r$	Composante radiale de l'aimantation des aimants.
$M_\theta$	Composante tangentielle de l'aimantation des aimants.
$M_{rn}$	Amplitude des harmoniques de rang $n$ de l'aimantation radiale
$M_{\theta n}$	Amplitude des harmoniques de rang $n$ de l'aimantation tangentielle
$n$	Rang harmonique d'espace
N	Nombre de conducteurs dans une encoche
$p$	Nombre de paires de pôles
$R_4$	Rayon externe de la machine
$R_3$	Rayon d'alésage
$R_1$	Rayon du fer rotorique
$R_s$	Résistance des enroulements statoriques
S	Section équivalente à la couche des conducteurs d'une phase/pole,
$T_c$	Température de Curie
$v_i$	Tension de phase statorique $i$ ( $i=a, b, c$ )
Z	Nombre d'encoches statoriques
$\alpha$	Ouverture des aimants sur un pas polaire.
$\beta$	Angle de raccourcissement (d'enroulements statoriques)
$\gamma_i$	Angle de décalage horizontal de l'axe du rotor
I	Couple d'interaction du moteur à aimants
$\epsilon$	Permittivité du milieu du champ électromagnétique.
$\xi$	Ouverture de l'encoche statorique
$\mu$	Perméabilité du milieu du champ électromagnétique.
$\mu_a$	Perméabilité des aimants
$\mu_0$	Perméabilité d'air

$\mu_r$	Perméabilité relative
$\theta$	Coordonnée rotorique
$\theta_0$	Décalage initial du rotor par rapport au stator
$\theta_j$	Angle du sens d'aimantation.
$Q$	Coordonnée statorique
$\rho$	Densité volumique de charge électrique.
$\sigma$	Conductivité du milieu du champ électromagnétique.
$T_D$	Pas dentaire.
$\Phi_a$	Flux total par phase (a)
$\Omega$	Vitesse de rotation

# Sommaire

<b>Introduction générale</b>	1
<b>Chapitre I Généralités sur les machines à aimants</b>	
I.1. Introduction	3
I.2. Structure des machines synchrone à aimants	4
I.3. Avantages et inconvénient des MSAP	5
I.3.1. Les avantage	5
I.3.2. Les inconvénients	5
I.4. Domaines d'applications des MSAP	6
I.4.1. Applications aux petites puissances	6
I.4.2 .Applications aux moyennes puissances	6
I.4.3. Applications aux fortes puissances	7
I.5. Les aimants permanents	8
I.5.1. Caractéristique de désaimantation	8
I.5.2. Cause de désaimantation	9
I.5.3. Les différents types des aimants	10
I.6. Alimentations des MSAP	12
I.6.1. Machines a f.é.m. Trapézoïdale	12
I.6.2. Machines a f.é.m. Sinusoïdale	13
I.7. Couples dans les MSAP	13
I.7.1. Couple de détente	13
I.7.2. Couple de réluctance	13
I.7.3. Couple mutuel	14
I.8. Différentes types des machines à aimants	14
I.8.1. Moteur a rotor intérieur	14
I.8.2. Moteurs a rotor extérieur	15
I.8.3. Moteurs à entrefer axial	15
I.9. Classification des machines à aimants	16
I.9.1. Conception du rotor	16
I.9.2. Conception du stator	18
I.10. Conclusion	20
<b>Chapitre II Modèle analytique de calcul de champ de machines à aimants à entrefer lisse</b>	
II.1. Introduction	21
II.2. Modélisation électromagnétique de la machine étudiée	21
II.3. Equations de Maxwell	23
II.4. Formulation en potentiel vecteur magnétique	24
II.5. Hypothèses Simplificatrices	25
II.6. Présentation des domaines d'étude	25
II.7. Modélisation des sources	27
II.7.1 Modèles des aimants	27
II.7.2. Modélisation des courants statoriques	28
II.8. Expressions des potentiels vecteurs magnétiques	30

II.8.1. Potentiels créés par les aimants seuls	31
II.8.2. Potentiels créés par les courants (en absence des aimants)	32
II.9. Performances de la machine étudiée	33
II.9.1. Calcul des inductions magnétiques	33
II.9.2. Flux et Force Electromotrice à vide	34
II.9.3 .Calcul du Couple d'interaction	35
II.10. Résultats obtenus par le modèle analytique	35
II.10.1. Distribution du champ magnétique	36
II.10.2. Distribution de la FEM et du couple électromagnétique	38
II.11. Conclusion	39

### **Chapitre III Modélisation par élément finis d'une machine synchrone à aimants**

III.1. Introduction	40
III.2. La méthode des éléments finis	40
III.3. Code numérique de résolution	41
III.3.1. Présentation du Flux2D	41
III.3.2. Structure du Flux2D	42
III.4 .Modèle numérique du moteur synchrone à aimants	43
III.5. Modèle numérique avec stator lisse	45
III.5.1. Dimensions géométriques	45
III.5.2. Propriétés physiques	46
III.5.3 .Maillage et conditions aux limites	46
III.5.4. Cartes du champ	48
III.5. 5. Résultats numériques de la machine à stator lisse	50
III.6.Modèle numérique en présence des encoches statoriques	52
III.6.1. Domaine d'étude	52
III.6.2. Cartes du champ	54
III.6. 3. Résultats numériques de la machine en présences des encoches	56
III.7. Validation des modèles d'analyse	58
III.8. Conclusion	59

### **Chapitre IV Alimentation de la machine synchrone à aimant permanent**

IV.1.Introduction	60
IV.2. Alimentation des moteurs synchrones à aimants	60
IV.2.1. Structure avec alimentation par courant	61
IV.2.2 Structure avec alimentation en tension	63
IV.3 .Modèle circuit électrique d'une machine synchrone à aimants	65
IV.3.1 .Hypothèses simplificatrices	65
IV.3.2 Equations électriques de la machine	65
IV.3.3. Calcul des paramètres du circuit électrique	67
IV.3.3.1. Calcul des inductances propres et mutuelles	67
IV.3.3.2 Calcul de la résistance d'une phase statorique	68
IV.4 .Modélisation de l'alimentation de la machine	68
IV.4.1. Alimentation par tension sinusoïdale	68
IV.4.2. Alimentation par onduleur de tension à MLI	69
IV.4.2.1 Commande de l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoïdale	71

IV .5 Résultats de couplage modèle circuit –modèle analytique	73
IV .5.1 alimentation par tension sinusoïdale	73
IV .5.2 alimentation par onduleur de tension	74
IV .6 conclusion	75
<b>Conclusion générale</b>	<b>76</b>
<b>Références bibliographiques</b>	<b>77</b>

---

# *Introduction générale*

# Introduction générale

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, du couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes [NKH10].

Aujourd'hui, les machines à aimants occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance (robotique, électroménager, etc...); de moyenne puissance (machines à outils, véhicules électriques; aéronautique, etc...) pour les entraînements à vitesse variable ainsi que pour les grandes puissances en particulier dans la traction ferroviaire, la propulsion navale et la production de l'énergie électrique (éoliennes).

Les matériaux magnétiques jouent un rôle vital dans les machines électriques. Depuis plusieurs années, le développement de nouveaux matériaux, les aimants permanents (NdFeB) notamment, l'amélioration des performances des tôles magnétiques ainsi que la mise au point de logiciels de calcul puissants ont permis de mettre sur le marché des machines électriques très performantes. Une attention particulière a été accordée aux machines à aimants permanents montées sur la surface du rotor en raison de leurs avantages multiples.

Les machines à aimants présentent une grande diversité de structures. Cette diversité porte beaucoup plus sur la structure du rotor car ces machines présentent en général un stator analogue à celui des machines synchrones ou asynchrones classiques.

Dans les MSAP, il y a deux catégories principales pour les topologies du rotor et du stator, respectivement. Pour le rotor, les aimants peuvent être montés soit sur la surface ou enterrés à l'intérieur du rotor. Pour le stator, la configuration d'enroulement peut être soit concentrée ou à enroulements distribué [MF12].

Le couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents est très lié à son mode d'alimentation et à la structure interne de son inducteur. Ce couple est principalement affecté par les fluctuations de la distribution du champ, qui dépendent de la configuration de l'inducteur et par la présence des encoches. À haute vitesse, les ondulations du couple peuvent être généralement filtrées par l'inertie du système. Cependant, à basse vitesse, ces ondulations deviennent particulièrement indésirables et ne peuvent être tolérées dans des applications telles que l'asservissement du contrôle de position. [BOU09].

L'objectif de ce travail est de développer des modèles pour le calcul des performances de machines à aimants destinées à la traction électrique. Ces modèles sont basés sur la résolution des équations de champ couplées aux équations électriques. Deux modèles de calculs sont développés. L'un utilisant des solutions analytiques et le deuxième exploite la méthode des éléments finis. Il s'agit ensuite, en exploitant les modèles développés, d'analyser l'influence de l'aimantation des aimants et des différents modes d'alimentations sur les performances de la machine envisagée. Une attention particulière sera portée aux forces électromotrices et aux couples développés.

Ce mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre de notre mémoire, on présente les différents matériaux pour aimants permanents utilisés dans les machines synchrones ainsi que les différents types d'inducteurs de ces dernières. Nous rappelons les avantages de la machine excitée par des aimants par rapport à une excitation classique ainsi leur application dans divers domaines.

Le deuxième chapitre présente l'outil d'analyse basé sur le calcul analytique du champ de la machine synchrone à aimants montés en surfaces pour prédire leurs performances.

Le troisième chapitre présente l'analyse par éléments finis des moteurs synchrones à aimants en utilisant un logiciel de calcul représenté par Flux2D. À l'aide de cet outil, nous développons une résolution couplée entre les équations de champ et les équations circuits de la machine.

Le quatrième chapitre est consacré à l'alimentation en tension de la machine étudiée en fonctionnement moteur.

Enfin, une conclusion vient de clôturer les quatre chapitres de ce travail.

# ***CHAPITRE I***

## ***Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents***

## I.1. Introduction

Qu'elles soient en mode moteur ou générateur, les machines synchrones à aimant permanents (MSAP) sont devenues plus attractives car elles répondent bien aux exigences des nouvelles technologies. Le regain d'intérêt, pour ces machines, est dû en grande partie à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à leurs faibles pertes ainsi qu'à leur important couple massique, qui les rendent mieux adaptées aux applications industrielles à entraînements électriques nécessitant des commandes en position ou en vitesse.

L'essor considérable de ces machines a été possible grâce aux avancées technologiques dans le domaine des aimants permanents. En effet, l'avènement des aimants à terres rares de type Sm-Co et Nd-Fe-B a permis, non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes. De plus, l'excitation à aimants permanents a permis à ces machines de fonctionner sans collecteur et sans balais (Brushless) et, d'augmenter ainsi leur durée de vie tout en réduisant le coût de leur maintenance [MF12].

La grande évolution dans le domaine de l'électronique de puissance et de la technologie de fabrication des aimants permanents, d'une part, a rendu possible la construction des machines à aimants destinées à la propulsion marine, à l'avionique, au domaine des énergies renouvelables et aux véhicules électriques ou hybrides.

L'importante avancée des technologies modernes numériques, telles que celles des microcontrôleurs et des processeurs de traitement de signaux, d'autre part, a permis l'implémentation d'algorithmes sophistiqués pour commander ces machines dans diverses applications industrielles.

Bien que d'énormes progrès aient été réalisés dans leur domaine, ces machines continuent de subir des améliorations sur le plan des performances, du coût et de la fiabilité (réduction des ondulations de couple, sans capteur, nouvelles techniques de contrôle, machine à nombre de phases multiple, échauffement, etc [BB12]).

Dans ce premier chapitre, nous présentons les différents types d'aimants permanents ainsi que les principales structures des machines synchrones à aimants et leur domaine d'application.

## I.2. Structure des machines synchrones à aimants

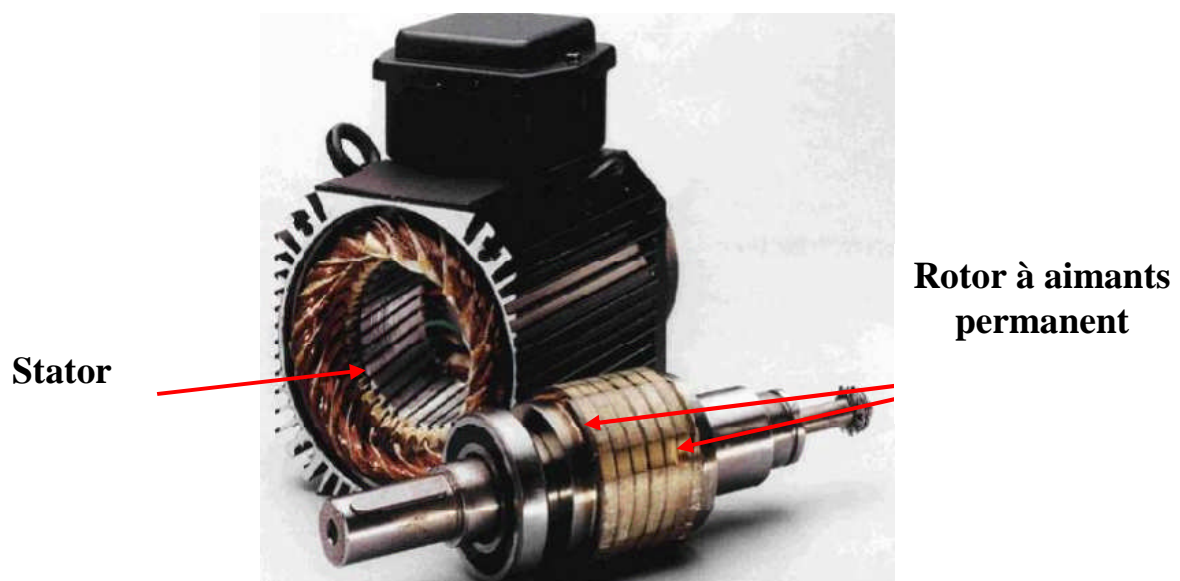
De nombreuses tentatives ont été faites par des chercheurs pour réaliser des moteurs synchrones à aimants, mais ce n'est qu'avec l'apparition des matériaux à fort champ coercitif et induction rémanente assez élevée qu'ils ont pu, réellement se concrétiser.

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone [ABH11].

La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface



**Fig. I.1** : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents

### **I.3. Avantages et inconvénient des MSAP**

#### **I.3.1. Les avantages**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone.

Parmi ces avantages, on peut citer [ABH11].

- Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- Puissances massique et volumique importantes.
- Un rendement et facteur de puissance élevé.
- Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).
- Une capacité à fonctionner à haute vitesse, voire très haute vitesse

#### **I.3.2. Les inconvénients**

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents 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.
- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple: capteur à effet hall), mais implique la présence de fortes pulsations de couple.
- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. Cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

## I.4. Domaines d'applications des MSAP [MDB11]

### I. 4.1. Applications aux petites puissances

Dans la gamme des puissances faibles (<600W en se basant sur la norme de construction électrique NF C 51-200), les moteurs brushless sont pour la plupart utilisés en mode courant continu et appelés moteurs BLDC (Brushless DC).

Ces moteurs sont utilisés pour des systèmes qui nécessitent des contrôles de position Précis (disques durs, graveurs de DVD ...). Ils sont aussi utilisés pour des systèmes Qui ont besoin de fonctionner à une vitesse fixe précise comme les programmeurs mécaniques des appareils électroménagers ou autres. D'autres exemples d'utilisation de petits moteurs brushless sont les ventilateurs des micro-ordinateurs ou l'instrumentation médicale comme les fraises de dentiste qui fonctionnent à des vitesses élevées. Tous ces exemples sont présentés sur la figure I.2.



Micro- Ventilateur

Disque dur

Fraise de dentiste

Programmeur

**Fig. I.2.** Exemples d'applications de moteurs brushless de petite puissance

### I .4.2 .Applications aux moyennes puissances

Dans cette partie, les systèmes étudiés sont ceux nécessitant des puissances comprises entre 500W et 100kW et utilisant ou susceptibles d'utiliser des MSAP. Ces machines sont pour la plupart polyphasées (généralement triphasées) et associées à un onduleur de tension commandé en courant afin d'assurer l'autopilotage.

Une première application dans cette gamme de puissance repose sur la motorisation des véhicules électriques divers. En effet, les tendances actuelles conduisent au développement des accumulateurs électriques (batteries Lithium/ion ...) et au développement des moteurs électriques au détriment des moteurs thermiques dont le rendement est plus faible et le combustible fossile en voie d'épuisement. Comme cela a été vu précédemment, le moteur brushless possède des caractéristiques intéressantes pour les systèmes embarqués. Certains véhicules électriques ou hybrides comme la Toyota-Prius ou la Citroën-C0 sont donc équipés de MSAP. Dans le même ordre d'idée, des études sur les véhicules 2-roues sont aussi entreprises (scooter, vélos à assistance électrique...). Certaines machines à outils et robots

industriels utilisent aussi des moteurs brushless car ils apportent de bonnes performances (bon couple à faible vitesse, forte capacité de surcharge, fiabilité de vitesse ...) et nécessitent peu de maintenance.

Tous les exemples décrits précédemment sont illustrés sur la figure I.3

De par ses avantages, la MSAP peut aussi être utilisée dans beaucoup d'entraînements de divers mécanismes et ce particulièrement pour les systèmes où le poids et le volume jouent un rôle important. Si c'est déjà le cas pour certains systèmes dans les voitures (ventilation, climatisation ...), il est aussi envisageable d'augmenter leur pénétration dans d'autres domaines tel que l'aéronautique où il est de plus en plus question de "l'avion plus électrique" ou de "l'avion tout électrique".



Vélo à assistance

voiture électrique

machine outil

robot industriel électrique

**Fig.I.3 :** Exemples d'applications de moteurs brushless de moyenne puissance

### I.4.3. Applications aux fortes puissances

Malgré le coût élevé des aimants, les MSAP sont de plus en plus utilisées ou envisagées pour des équipements de plus forte puissance où les contraintes d'encombrement sont importantes comme la traction électrique ou la propulsion navale.

L'AGV (Automotrice à grande vitesse) d'Alstom utilise ainsi des MSAP pour la traction et le freinage électrodynamique du train. Ce successeur du TGV concilie la structure des rames articulées (comme le TGV) avec une motorisation répartie sur toute la rame. Cette répartition conduit à une réduction de consommation de 15% et à une modulation du train en terme de nombre de voitures et donc de puissance. Le rapport puissance/poids de la rame est de 22kW/tonne et la vitesse de croisière du train est de 360 km/h (contre 320 km/h pour le TGV). Les moteurs utilisés ont une puissance nominale de 720 kW et un rapport puissance/poids de 1 kW/kg (contre maximum 0.7kW/kg pour le moteur asynchrone du TGV-POS).

De même, les MSAP peuvent être employées pour la propulsion navale. Dans ce cadre, les moteurs utilisés doivent en effet être compacts, légers, fiables, résistants à l'environnement marin (vibrations, humidité, salinité, températures ...) et le plus discret possible s'ils sont

utilisés dans un cadre militaire. Bien que les MSAP qui génèrent une forte puissance soient assez chères à fabriquer, on en trouve sur les sous-marins et certains bateaux militaires ainsi que sur certains navires de croisière comme le "Legend of the seas" (la figure I.4). Cette partie a proposé un aperçu des différents systèmes propices à l'utilisation des MSAP. Ces systèmes utilisent pour la plupart plusieurs machines électriques autopilotées, reliées chacune à son propre convertisseur électrique. Les systèmes développés sont donc de type SMM et il est intéressant de voir s'il ne serait pas possible d'en optimiser la taille et le poids. Le cas des SMM appliqués au domaine



Traction ferroviaire [AGV-Alstom ®]



Propulsion navale [Navire Legend of the seas]

**Fig. I.4** Exemples d'applications de moteurs brushless de forte puissance

## I.5. Les aimants permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible.

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite d'héxaferrite (AF<sub>6</sub>O<sub>19</sub> où A=Ba, Sr, Pb,...).

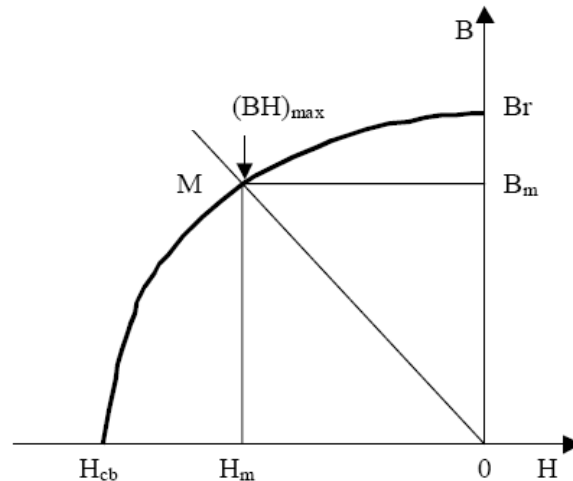
### I.5.1. Caractéristique de désaimantation

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (fig. I.5).

Cette courbe est caractérisée par:

- L'induction rémanente  **$B_r$**
- Le champ coercitif  **$H_{cb}$** , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Une grandeur également importante est le produit  **$(BH)_{max}$** , ce produit est

couramment appelé « Energie spécifique de l'aimant ». Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume de l'aimant. Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée. Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes, isotropiques ou anisotropiques[ABH11]



**Fig. I.5 :** Illustration d'une courbe B-H des aimants

Les matériaux isotropiques présentent les mêmes caractéristiques dans toutes les directions, contrairement aux matériaux anisotropiques qui ont une direction privilégiée suivant laquelle ils ont de meilleures performances magnétiques.

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge ». Si l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant.

### **I.5.2.Cause de désaimantation**

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Les différentes causes de désaimantation sont les suivantes:

#### **a) Variation de la température**

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, ( $B_r$  et  $H_{cb}$ ) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement deux sortes de diminutions :

- **Diminutions réversibles d'induction** : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence.

- **Diminutions irréversibles d'induction** : elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif.

En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une ré-aimantation.

### **I.5.3. Les différents types des aimants**

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons.

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories :

#### **a) Les ferrites**

Ce sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

#### **b) Les Alnicos**

Les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C.

Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et systèmes de détection à travers des champs magnétiques.

### c) Les terres rares

Ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Etant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structures de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances. Les samarium-cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

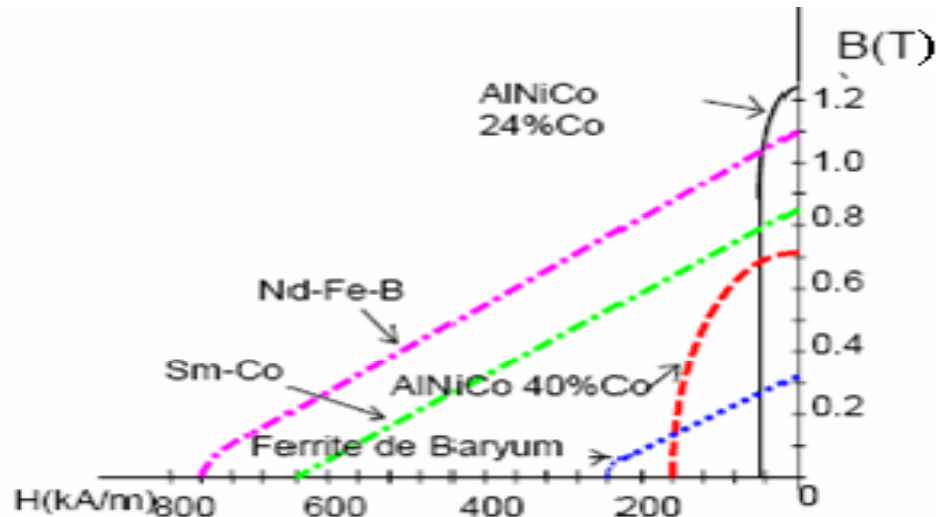
Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins coûteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.

**Tableau I.1** : Exemples de propriétés magnétiques des aimants.

Type d'aimant	Densité d'énergie (BH) max (kJ / m <sup>3</sup> )	Induction rémanente Br (T) à 25°C	Champ coercitif -H <sub>c</sub> (kA/m)	Temp T <sub>max</sub> (°C)	Prix (€ / Kg)
NdFeB	200-380	1,2-1,5	900-2000	140 -220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm2Co17	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

La figure (I.6) présente la caractéristique  $B(H)$  de certains types d'aimants [BB12]



**Fig. I.6 :** Caractéristiques des aimants [MS.MA08]

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B).

Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé important de signaler quelques difficultés et inconvénients propres à leur manipulation.

- Le placement des aimants sur le rotor est sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction-répulsion ces derniers entre-eux et avec le noyau ferromagnétique (rotor).
- Les matériaux composés de terre rare sont inflammables et l'extinction ne doit pas se faire, s'ils prennent feu, avec de l'eau.
- Une cassure des aimants entraîne un rejet brutal et violent des parties brisées pouvant blesser l'opérateur et entraîner quelques dégâts pour le matériel.
- Un simple mouvement manuel du rotor suffit à engendrer une f.é.m. aux bornes des plaques du stator, laquelle pourrait être néfaste pour l'opérateur.

## I.6. Alimentations des MSAP

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles : les machines dont la force électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. est trapézoïdale .

### I.6.1. Machines a f.é.m. Trapézoïdale

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à  $120^\circ$ . Les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors).

La commande des (BDCM) est simple, car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant deux phases et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Mais à cause de l'effet de la commutation, le couple produit n'est pas constant. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs.

### **I.6.2. Machines à f.é.m. Sinusoïdale**

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation-autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones. Le pilotage du moteur en courants sinusoïdaux permet de supprimer les commutations brutales (source de bruit) et d'obtenir une meilleure régularité du couple moteur.

Les PMSM sont utilisés pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à f.é.m. trapézoïdales en courant sinusoïdaux et vice-versa. L'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités attendues pour l'application (faible coût avec les premières, grande qualité de couple avec les secondes).

## **I.7. Couples dans les MSAP**

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types de couple.

### **I.7.1. Couple de détente**

Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable. Cette variation de la réluctance entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente. Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage. Il est préférable d'incliner les aimants (ou l'aimantation des pôles) plutôt que les encoches.

### **I.7.2. Couple de réluctance**

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.

Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de

couple de réluctance à prendre en compte.

### I.7.3. Couple mutuel

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

## I.8. Différentes types des machines à aimants [ONM11]

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable.

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

### I.8.1. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I.7) montre un exemple de moteur à rotor intérieur.

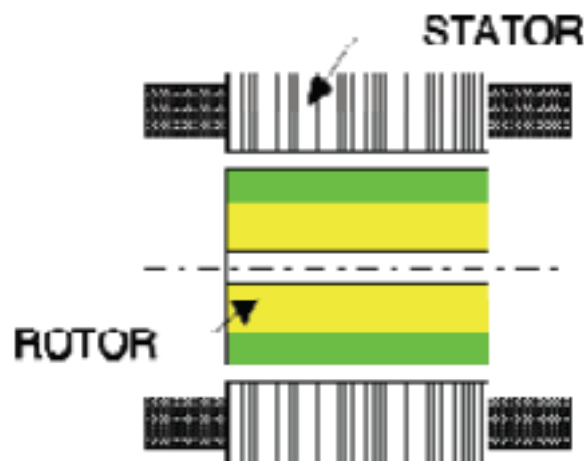


Fig. I.7 : Moteur à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

### I.8.2. Moteurs à rotor extérieur

La figure (I.8) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

Pendant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

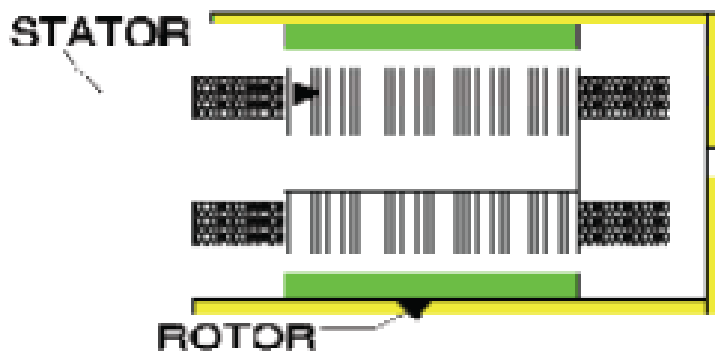


Fig. I.8 : Moteur à rotor extérieur

### I.8.3. Moteurs à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.9) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

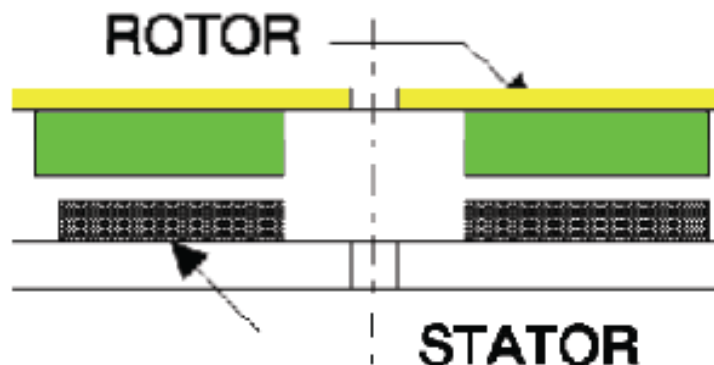


Fig. I.9 : Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactant à faible vitesse.

## **I.9. Classification des machines à aimants**

Il y a plusieurs façons de classer les machines à aimants permanents, ils sont basés sur l'orientation du champ magnétique, la position du rotor par rapport au stator, la forme de la force électromotrice (F.E.M), la disposition des aimants dans le rotor, et la présence des encoches statoriques.

### **I.9.1. Conception du rotor**

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant:

- Aimants en surface (Surface magnet type) ;
- Aimants insérés (Inset magnet type) ;
- Aimants enterrés (Interior magnet type) ;
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type).

#### **a) Aimants montés en surface**

Dans ce cas, les aimants permanents à aimantation radiale sont placés sur la périphérie du rotor; ils ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique comme montré sur la figure (I.10.a). La construction de ce type de machine est relativement simple et plus économique. Pour améliorer la tenue mécanique et la fixation des aimants, ils peuvent être insérés sous une frette amagnétique, généralement en fibre de verre. Comme les aimants permanents ont une perméabilité proche de celle de l'air ( $\mu_r \approx 1.1 \dots \dot{a} \dots 1.2$ ), l'entrefer magnétique équivalent vu par le stator est important et constant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant.

De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges [ONM11].

**b) Aimants insérés**

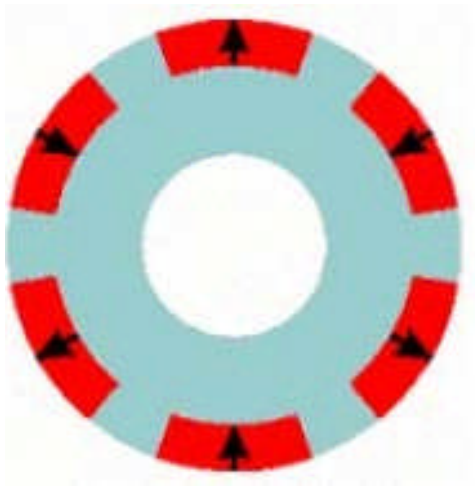
Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.10. b), ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- $q$  est légèrement supérieure à celle dans l'axe- $d$  [ONM11]

**c) Aimants enterrés**

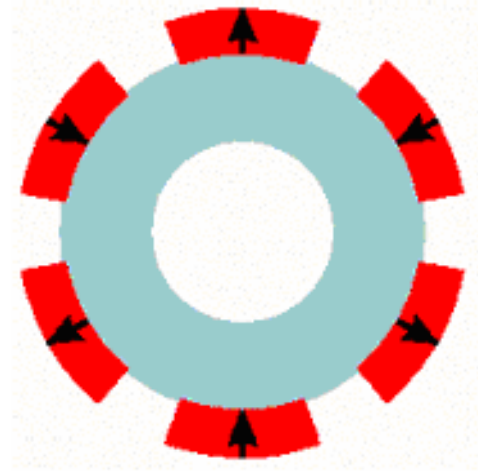
Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.10. c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe- $d$  est plus petite que celle de l'axe- $q$ . Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses [ONM11].

**d) Aimants à concentration de flux**

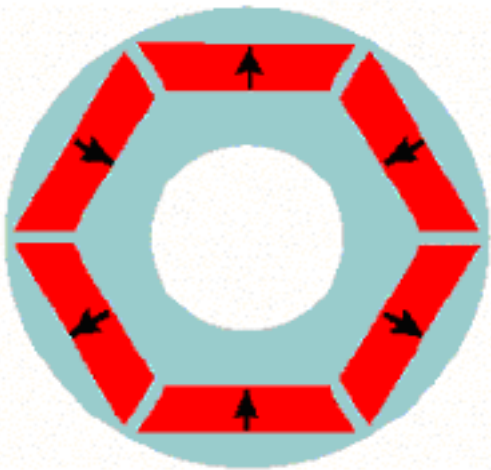
Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (I.10. d). L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe- $q$  est plus grande que celle de l'axe- $d$  [ONM11].



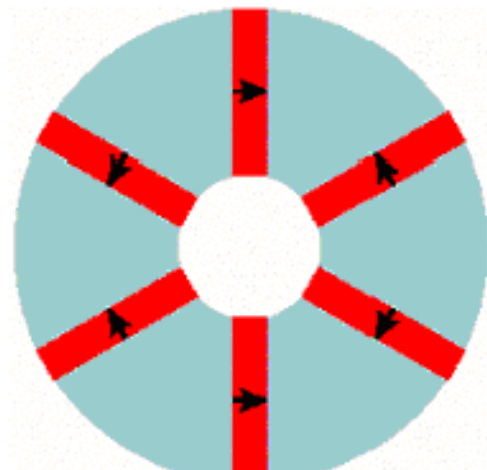
(a) aimants montés en surface



(b) aimants insérés



(c) aimants enterrés



(d) aimants à concentration de flux

**Fig. I. 10.** Différents structures des rotors des MSAP

### I.9.2. Conception du stator

La structure du stator d'une machine synchrone à aimant est similaire à celle d'une machine à induction. Selon l'application, la distribution de la force-électromotrice pourrait être sinusoïdale ou trapézoïdale.

Basés sur le courant d'excitation, les machines à aimants peuvent être classées en deux types :

- Machine à FEM sinusoïdale
- Machine à FEM trapézoïdale

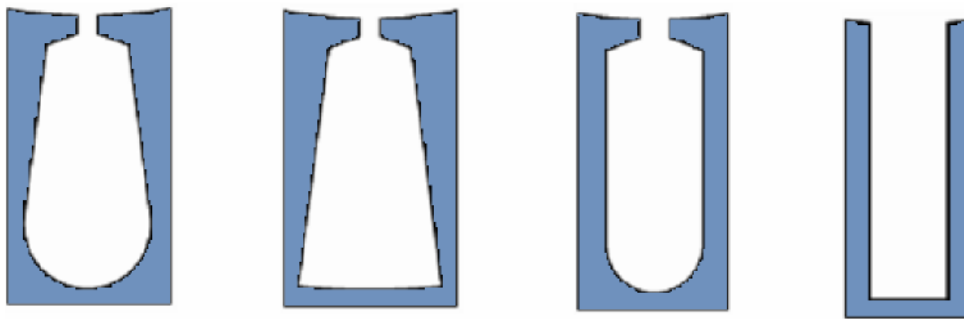
Dans le cas d'une machine à aimant permanent à FEM sinusoïdale, le flux dans les enroulements du stator est produit par les aimants ayant une répartition sinusoïdale autour de l'entrefer. Tandis que dans une machine à FEM trapézoïdale il est réparti trapézoïdalement

autour de l'entrefer. Les machines à aimants peuvent aussi être classées en fonction de la présence ou non des encoches dans le stator :

- Machine avec stator encoché conventionnelle.
- Machine avec stators sans encoches (surface enroulée)

Dans une machine sans encoches statoriques, le couple de détente est presque nulle. Pour les moteurs ayant les mêmes dimensions et les mêmes matériaux magnétiques, le niveau de couple moyen dans un moteur sans encoches est plus faible que le couple moyen dans un moteur encoché.

Il y a plusieurs formes pour les encoches statoriques, où différents types sont présentés dans la figure I.11 illustre quelques formes d'encoches utilisées dans les machines à aimants [MF12].

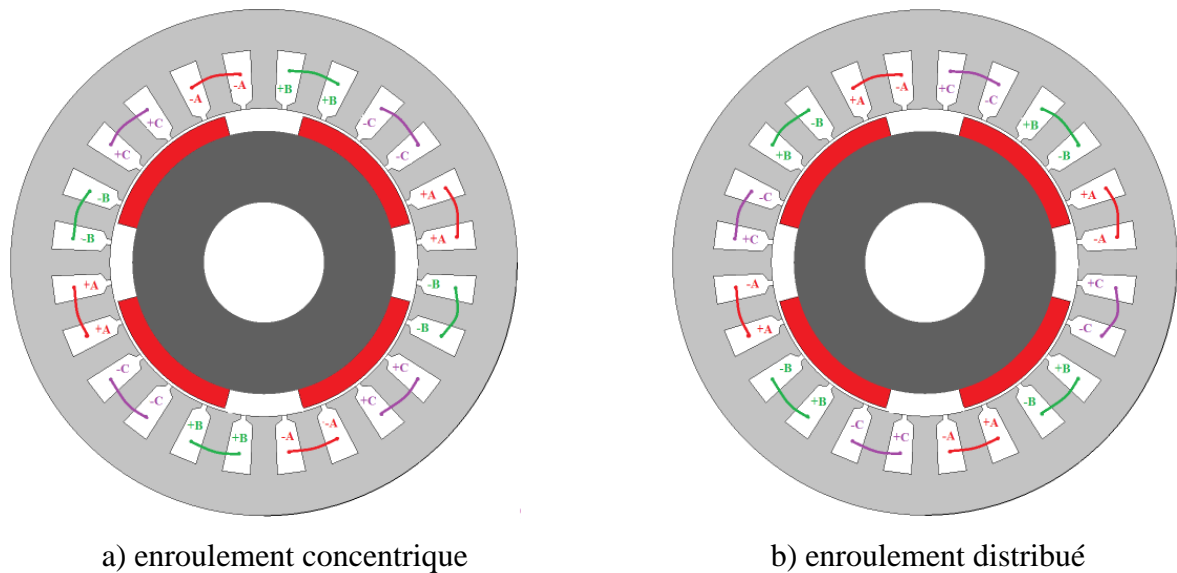


**Fig. I.11:** Formes d'encoches du stator

Les conceptions avec enroulements concentriques sont souvent utilisées dans les petits moteurs ainsi que dans les servomoteurs en raison de leur courte tête de bobines et qu'ils occupent des petites tailles. L'utilisation de bobinages concentriques dans les MSAP a plusieurs avantages: la force électromotrice (FEM) est assez sinusoïdale, le couple de détente est de faible amplitude et un volume de cuivre réduit qui permet de réduire les pertes Joules.

Cependant, il peut également être noté que les machines à aimants avec bobinages concentriques ont quelques inconvénients par rapport à une machine avec enroulements distribués: les pertes par courants de Foucault dans les aimants et les variations des forces magnétiques sur les dents du stator peuvent être potentiellement élevées. Le dernier point peut être à l'origine de bruit acoustique et de vibrations excessives du moteur.

La figure (I.12) illustre la configuration des enroulements concentriques et distribués d'une MSAP à 4 pôles.



**Fig. I.12** : La configuration des enroulements d'une MSAP à 4 pôles [MF12].

## I.10. Conclusion

Les performances des machines synchrones à aimants peuvent être améliorées en utilisant des techniques de conception optimale, par le choix du type d'aimantation des aimants et par l'adaptation d'une alimentation selon l'application.

Toutefois, les aspects électromagnétiques de la machine ne sont pas encore totalement explorés, la marge d'amélioration est vaste quand on l'approche dans une perspective de conception.

Dans la première partie de Ce chapitre, la géométrie, l'exploitation, la classification, et quelques applications des MSAP ont été présentés. Dans le deuxième partie, les différents types d'alimentation des moteurs synchrones à aimants ont été exposés.

Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montées sur la surface du rotor. Ces machines sont les plus utilisés à cause de leurs simplicités.

Dans le chapitre suivant, un modèle analytique de calcul de champ de ce type de machines sera développé.

# ***CHAPITRE II***

***Modèle analytique de  
calcul de champ de  
machines à aimants à  
entrefer lisse***

## II.1. Introduction

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporelle du champ magnétique. Bien que l'aspect électrostatique intervienne (les isolants par exemple), il ne présente pas le même degré d'acuité que les aspects magnétiques pour le fonctionnement. Le champ magnétique dans les machines électriques a un rôle très important, car son calcul affecte directement la taille et les performances de la machine. Il y a deux types de sources communes du champ magnétique, celui créé par le courant de l'enroulement statorique et celui des aimants permanents montés sur la surface rotorique [MA08].

La distribution du champ magnétique dans l'entrefer d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est essentielle pour l'évaluation de ses performances en termes de couple moteur et surtout ces ondulations. Les approches communes pour le calcul du champ d'entrefer sont basées sur des méthodes analytiques, méthodes analytiques et numériques combinées, et purement numérique par l'exploitation de la méthode éléments finis (MEF) [MF12]. Les modèles analytiques sont des outils importants pour l'analyse qualitative des performances. Ils sont aussi très efficaces lors d'une optimisation notamment dans un pré dimensionnement des MSAP. L'objectif de ce chapitre est de développer dans la première partie un modèle analytique de calcul de champ d'une machine synchrone à aimants montés sur la surface du rotor à entrefer lisse. Ce modèle est basé sur les équations de Maxwell. Les expressions analytiques de différentes performances de la machine seront présentées dans cette partie. Dans la deuxième partie on présente un modèle circuit de la machine où les paramètres électriques et les forces électromotrices des phases sont calculés en exploitant le modèle analytique de calcul de champ.

## II.2. Modélisation électromagnétique de la machine étudiée

Le type de machine que nous abordons dans notre travail (Fig. II.1), est celui de machine à aimants montés sur la surface du rotor à aimantation radiale. Cette machine est constituée de deux parties bien distinctes :

- a) **Le stator** : Il est de forme cylindrique, constitué par un empilement de tôles en matériau ferromagnétique et il comporte un bobinage triphasé classique. Les conducteurs sont logés dans des encoches régulièrement réparties le long de l'entrefer.
- b) **Le rotor** : Celui-ci comporte des aimants montés sur sa surface. Chaque pôle est constitué d'un nombre donné de blocs aimantés qui sont fixés à l'aide de frettes amagnétiques sur

l'arbre de la machine. Ce dernier peut être constitué soit d'une seule pièce massive soit d'un circuit magnétique feuilleté. L'aimantation dans ce type de machines peut être, radiale, parallèle ou sinusoïdale, (Fig. II. 2). En pratique, l'aimantation sinusoïdale est approximée en subdivisant chaque pôle en un certain nombre de blocs dont l'aimantation est inclinée d'un angle, mesurée en degrés électriques, correspondant à la position du bloc dans le pôle [MB], [LH06]

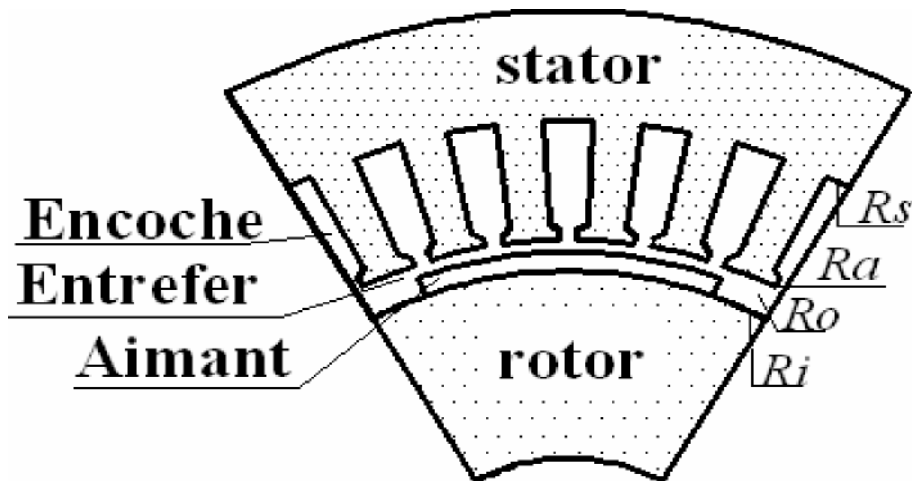


Fig. II.1 : Structure d'une machine synchrone à aimants

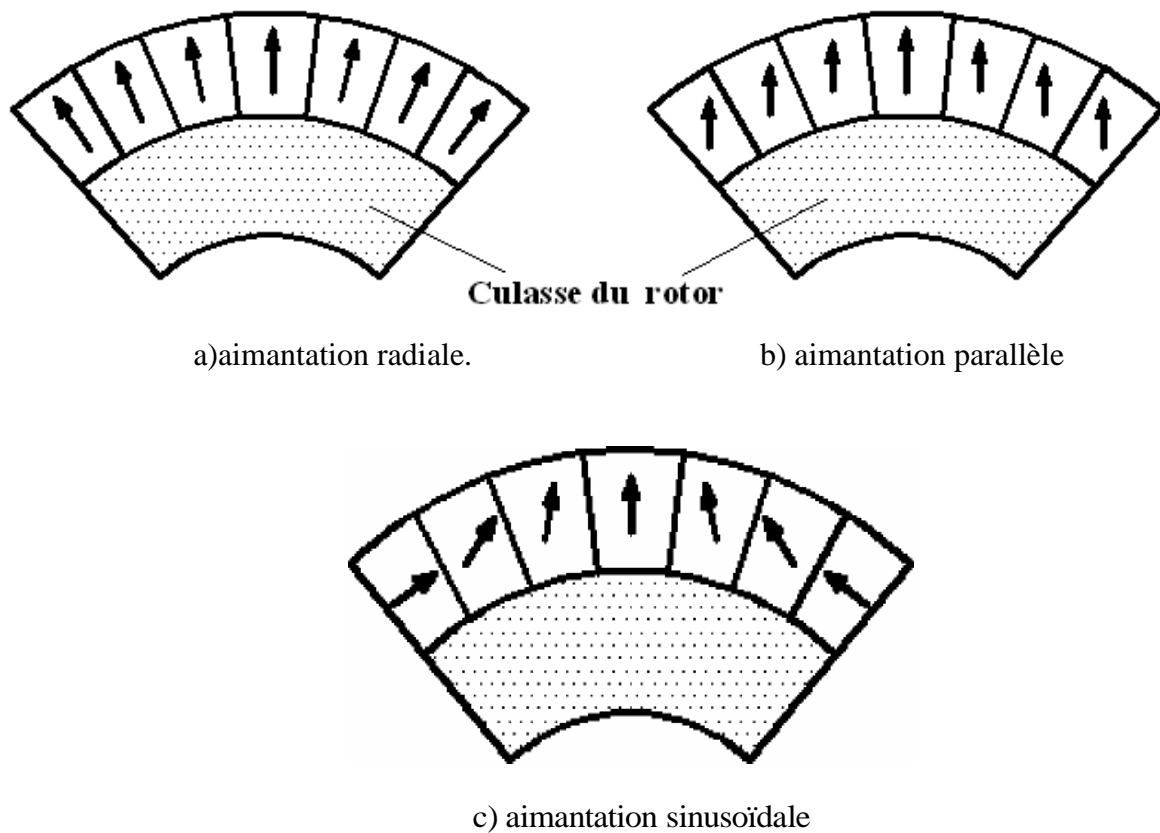


Fig. II. 2 : Différentes types d'aimantation

### II.3. Equations de Maxwell

La modélisation des structures de machines à aimants montés sur la surface du rotor peut être effectuée en utilisant les équations de Maxwell, ils sont généralement donnés sous la forme différentielle suivante:

$$\text{rot } \vec{\mathbf{H}} = \vec{\mathbf{J}} + \frac{\partial \vec{\mathbf{D}}}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{div } \vec{\mathbf{B}} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\text{rot } \vec{\mathbf{E}} = -\frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{dt} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{div } \vec{\mathbf{D}} = \rho \quad (\text{II.4})$$

Les symboles en gras représentent les quantités vectorielles. Il y a cinq vecteurs du champ dans les équations de (II.1) à (II.4) : l'intensité du champ magnétique  $\mathbf{H}$ , l'induction magnétique  $\mathbf{B}$ , l'intensité du champ électrique  $\mathbf{E}$ , le déplacement électrique  $\mathbf{D}$  et la densité de courant  $\mathbf{J}_{ex}$ . Tout champ électromagnétique peut être décrit en termes de ces cinq vecteurs, où  $\rho$  est la densité volumique de charge électrique.

Pour les matériaux de milieux isotropes, les vecteurs de champ sont également liés par les relations constitutives des milieux données par:

$$\vec{\mathbf{B}} = \mu \vec{\mathbf{H}} \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{\mathbf{D}} = \varepsilon \vec{\mathbf{E}} \quad (\text{II.6})$$

$$\vec{\mathbf{J}}_i = -\sigma \vec{\mathbf{E}} \quad (\text{II.7})$$

Où  $\mu$ ,  $\sigma$ , et  $\varepsilon$  sont respectivement la perméabilité, la conductivité et la permittivité du milieu du champ électromagnétique.

L'équation (II.7) est pour les courants induits seulement où  $\vec{\mathbf{J}}$  est la somme des courants sources et les courants induits, exprimé par :

$$\vec{\mathbf{J}} = -\vec{\mathbf{J}}_{ex} + \vec{\mathbf{J}}_i \quad (\text{II.8})$$

Les équations de Maxwell et les relations constitutives fournissent une représentation mathématique du champ électromagnétique.

Ces équations peuvent être simplifiées, pour les applications de basse fréquence, le rayonnement électromagnétique n'est pas considéré, donc le terme  $(d\mathbf{D}/dt)$  dans l'équation (II.1) qui représente un champ électrique variable dans le temps devient nulle, cette équation s'écrit:

$$\text{rot } \vec{\mathbf{H}} = -\vec{\mathbf{J}}_{\text{ex}} + \vec{\mathbf{J}}_i \quad (\text{II.9})$$

Dans le cas des machines à aimants permanent, et dans la région des aimants l'équation(II.5) peut s'écrire sous la forme:

$$\vec{\mathbf{B}} = \mu \vec{\mathbf{H}} + \vec{\mathbf{M}} \quad (\text{II.10})$$

où  $\vec{\mathbf{M}}$  est l'aimantation des aimants.

## II.4. Formulation en potentiel vecteur magnétique

Dans cette section, en se plaçant dans le cas des régimes quasi-stationnaires et l'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique permet d'aboutir à l'équation générale. Dans le calcul du champ électromagnétique rotationnel on utilise largement la notion d'un potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}$  défini par la relation :

$$\text{rot } \vec{\mathbf{A}} = \vec{\mathbf{B}} \quad (\text{II.11})$$

Par ailleurs, en substituant l'équation (II.10) dans (II.11), le champ magnétique peut être représenté en termes de potentiel vecteur par:

$$\text{rot } \vec{\mathbf{A}} = \mu \vec{\mathbf{H}} + \vec{\mathbf{M}} \quad (\text{II.12})$$

Comme, le champ magnétique est dérivable à partir du potentiel électromagnétique, une solution du champ peut être obtenue une fois que ces vecteurs potentiels sont déterminés. La raison majeure pour le calcul du vecteur potentiel au lieu de calculer le champ, en particulier dans les problèmes en 2D, est qu'il réduit le nombre de variables à résoudre. L'induction magnétique ayant deux composantes en 2D, cependant, le potentiel vecteur magnétique a une seule composante ( $z$ ) suivant l'axe de la machine.

Ainsi, la résolution des potentiels réduit le nombre de degrés de liberté et, qui conduit à des solutions plus rapides.

Afin de résoudre les potentiels vecteurs, une équation générale pour eux doit être tirée. Par substitution de l'équation (II.12) dans (II.9), on trouve :

$$\text{rot } \left( \frac{1}{\mu_a} \text{rot } \vec{\mathbf{A}} \right) - \sigma \frac{\partial \vec{\mathbf{A}}}{\partial t} = -\vec{\mathbf{J}}_{\text{ex}} + \text{rot} \left( \frac{\vec{\mathbf{M}}}{\mu} \right) \quad (\text{II.13})$$

Où  $\mu$  représente la perméabilité du milieu ( $\mu = \mu_0$  dans l'air et dans les conducteurs et  $\mu = \mu_a$  au niveau des aimants permanents).

En adoptant une condition supplémentaire sur  $\vec{\mathbf{A}}$  définie par la jauge de Coulomb qui s'écrit  $\text{div}(\vec{\mathbf{A}}) = 0$  dans le cas des régimes basses fréquences, l'équation (II.13) devient :

$$\Delta \vec{\mathbf{A}} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{\mathbf{A}}}{\partial t} = -\mu \vec{\mathbf{J}}_{\text{ex}} + \text{rot } \vec{\mathbf{M}} \quad (\text{II.14})$$

## II.5. Hypothèses Simplificatrices

Les principales hypothèses adoptées dans notre étude sont [MF12]

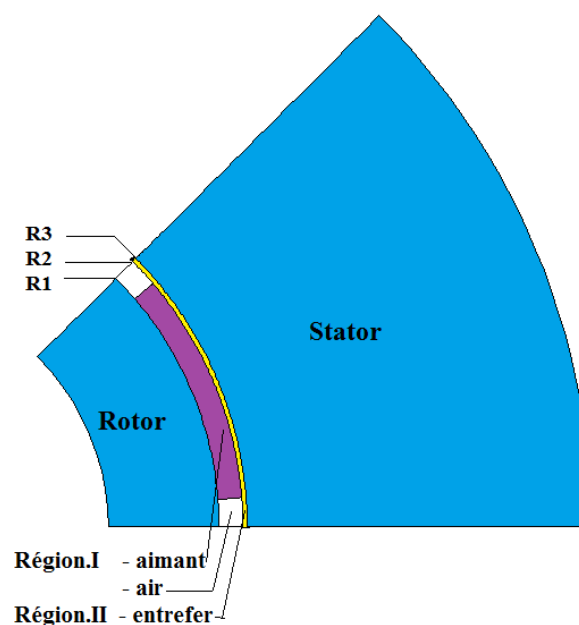
- Les courants statoriques sont ramenés aux isthmes des encoches,
- Le stator de la machine peut être supposé lisse.
- La machine est considérée suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés.
- Le modèle d'étude de la machine est considéré comme étant invariant par translation suivant l'axe Oz de rotation de la machine. La répartition du champ est alors déterminée dans un plan perpendiculaire à cet axe.
- Au niveau de la modélisation proposée, la perméabilité du fer est supposée très grande.

Sous ces hypothèses, le domaine d'étude, dans un système de coordonnées polaires  $(r, \theta)$ , est réduit à la zone contenant les aimants et l'entrefer mécanique. Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants l'équation (II.14) devient :

$$\Delta \vec{\mathbf{A}} = -\mu \vec{\mathbf{J}}_{\text{ex}} + \text{rot } \vec{\mathbf{M}} \quad (\text{II.15})$$

La dernière équation peut être résolue sur la totalité de la section de la machine. La connaissance du potentiel vecteur nous permet de calculer les inductions magnétiques, la force électromotrice, ainsi que le couple d'interaction développé par la machine.

## II.6. Présentation des domaines d'étude



**Fig. II.3:** Présentation des domaines d'étude en 2-D (Sous un pôle)

En tenant compte de la géométrie simplifiée (Fig. II.3). Deux régions sont considérées:

- Région I: qui comprend les aimants, limitée par ( $R1 < r < R2$ ).
- Région II: représentée par l'entrefer, limitée par ( $R2 < r < R3$ ).

L'équation (II.15) s'écrira après modification dans le système de coordonnées cylindriques, comme suit :

**- Dans la région des aimants**

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left[ \frac{\partial \mathbf{M}_r}{\partial \theta} - \mathbf{M}_\theta \right] \quad (\text{II.16})$$

Où  $M_r$  et  $M_\theta$  représentent respectivement la composante radiale et tangentielle de l'aimantation.

**- Dans la région d'entrefer**

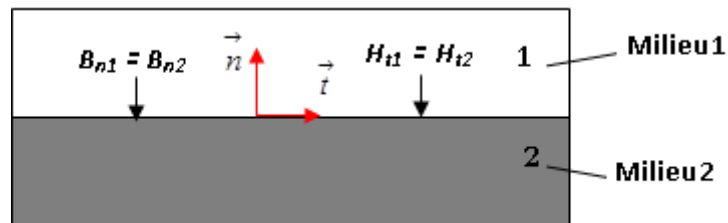
$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_z}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.17})$$

Les composantes du champ magnétique (B) et (H) peuvent être trouvées que si nous résolvons les équations du champ pour différentes parties de la configuration du machine définie par des conditions aux limites en terme de continuité pour les composantes normales et tangentielles des vecteurs (B) et (H) à l'interface entre deux milieux 1 et 2 (qui sont différents en perméabilité) (Fig. II.4)[KOP84].

A l'équation (II.17) on adjoint celles relatives aux conditions aux limites et d'interface pour les différents milieux magnétiques :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 = \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 \quad (\text{II.18})$$

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{H}_1 = \vec{n}_2 \wedge \vec{H}_2 = \vec{J}_s \quad (\text{II.19})$$



**Fig .II.4 :** Conditions aux limites entre deux milieux.

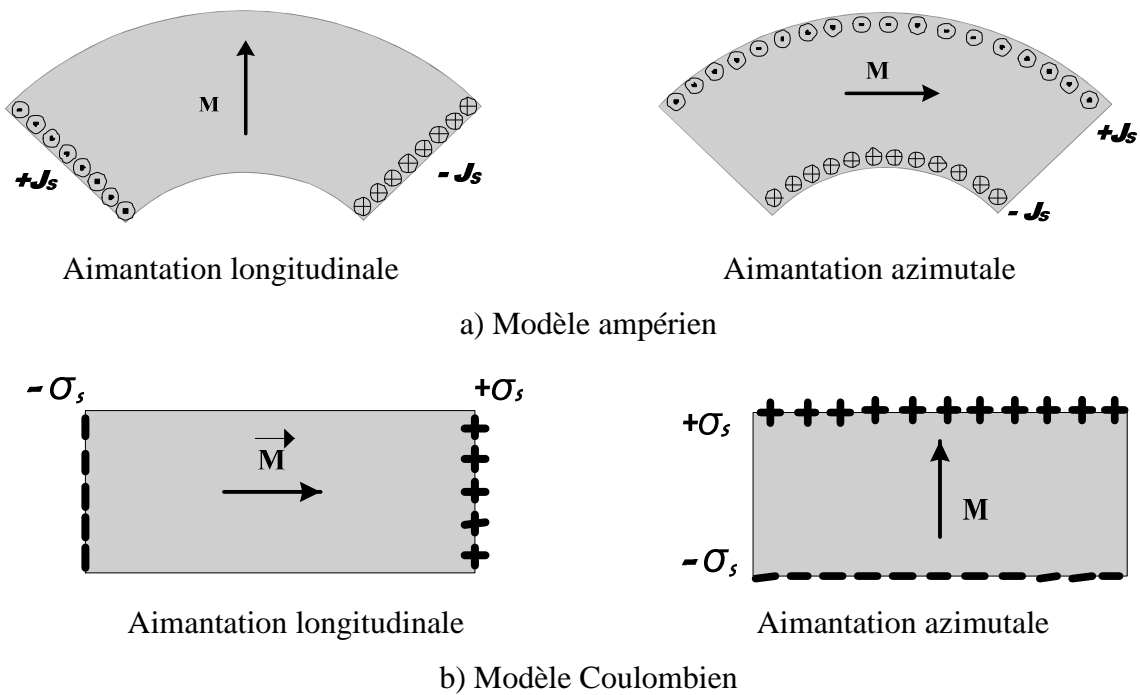
Sous les hypothèses considérées, qui sont concordantes avec l'objectif visé, le principe de la résolution qu'on adopte, dans notre travail, consiste à rechercher les expressions du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Les champs produits par les différentes sources sont calculés séparément. Pour se faire, celles-ci seront exprimées en fonction de la variable angulaire  $\theta$  et du temps.

## II.7. Modélisation des sources

### II.7.1 Modèles des aimants

La prise en compte des aimants dans la modélisation des machines électriques se fait très souvent par [HAD06].

- Du modèle Ampérien. Des densités volumique et surfacique fictives de courants, équivalentes à l'aimantation sont définies. Celles-ci sont respectivement réparties dans le volume et sur la surface des aimants (Fig. II.5-a).
- Du modèle Coulombien. On considère dans ce cas des densités de charges magnétiques équivalentes (Fig. II.5-b).



**Fig. II.5** : Modèles des aimants

Dans la mesure où les composantes  $M_r$  et  $M_\theta$  de l'aimantation apparaissent directement dans l'équation de la répartition du potentiel. Ces deux dernières composantes de l'aimantation peuvent être développées en série de Fourier [BOU09] ainsi :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_{rn} \cos(np\theta) \\ M_\theta = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_{\theta n} \sin(np\theta) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

où:

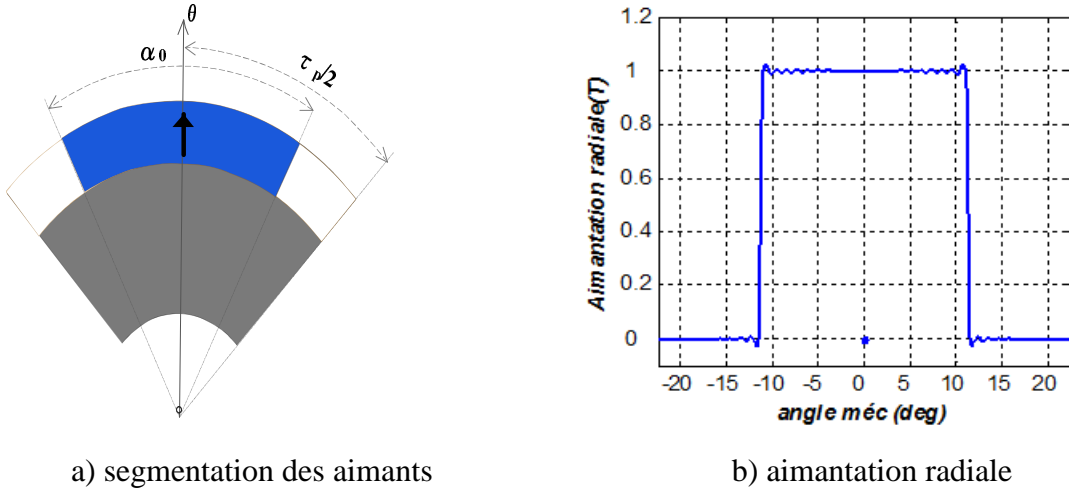
- $p$  : désigne le nombre de paires de pôles,
- $M_{rn}$  et  $M_{\theta n}$  sont respectivement, les amplitudes des harmoniques de rang  $n$  des composantes  $M_r$  et  $M_\theta$ .

Les coefficients de Fourier sont :

$$\begin{cases} M_m = \frac{4 M_0}{\pi n} \sin\left(np \frac{\pi}{2} \alpha_0\right) \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Où  $\alpha_0$  représente l'ouverture des aimants sur un pas polaire.

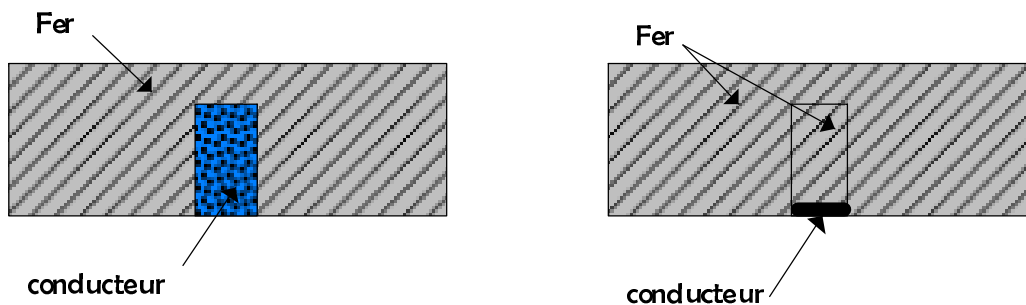
L'allure de la composante radiale de l'aimantation, ainsi que la segmentation des aimants sous un pôle sont illustrées par la figure(II.6).



**Fig. II.6 :** Présentation spatiale de l'aimantation radiale sous un pôle.

### II.7.2. Modélisation des courants statoriques

La machine étudiée présente trois enroulements identiques régulièrement décalés de  $2\pi/(3p)$  dans l'espace. Si on néglige l'effet des dents statoriques, les ampères-tours injectés dans l'encoche peuvent être alors assimilés à une densité superficielle de courant placée au droit de l'isthme d'encoche (Fig. II.7).



**Fig. II.7 :** Modélisation des encoches statoriques

Au niveau du stator, l'origine des angles est choisie confondue avec l'axe de symétrie de la phase (a) du bobinage statorique et tous les points sont repérés par l'angle ( $\theta_s$ ). La relation entre les coordonnées statorique ( $\theta_s$ ) et rotorique ( $\theta$ ) s'écrit :

$$\theta_s = \theta + \theta_0 + \Omega t \quad (\text{II.22})$$

Où  $\theta_0$  représente le décalage initial du rotor par rapport au stator et  $\Omega$  la vitesse de rotation mécanique du rotor.

Notons que tous les angles sont exprimés en radian mécanique.

Pour des courants triphasés sinusoïdaux d'amplitude  $I_m$  sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

A partir des courants sinusoïdaux dans l'équation (II.23), on peut exprimer les densités superficielles équivalentes au niveau du rayon d'alésage  $R_3$ , qui sont définies dans le repère statorique, elles s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J_a = \sum_n J_n \cos(np\theta_s) \cos(\omega t) \\ J_b = \sum_n J_n \cos(np\theta_s - n\frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ J_c = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + n\frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

La densité résultante équivalente au système de courants triphasés s'écrit alors:

$$J(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \nu \omega t) \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Avec : } \nu = \begin{cases} -1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ +1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

Où seuls les harmoniques  $6m \pm 1$  sont non nuls.

$$\text{Avec : } J_n = \frac{4p N I_m}{\pi R_3} K_{bn}$$

Où:

- $N$  : est le nombre de conducteurs dans une encoche,
- $p$  : est le nombre de paires de pôles,
- $-K_{bn}$  : le coefficient de bobinage de l'enroulement statorique, exprimé par, **[HAD06]** :

$$k_{bn} = k_{fn} k_{dn} k_m k_{in} \quad (\text{II.26})$$

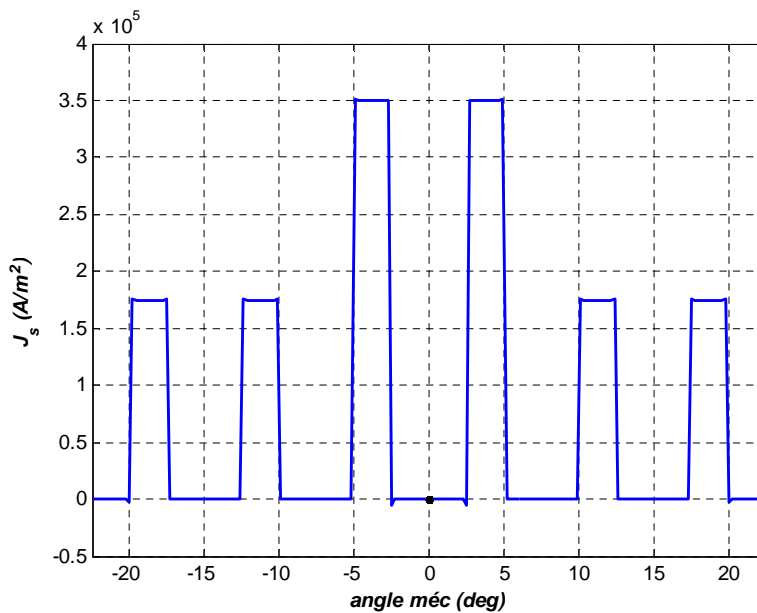
Pour un bobinage ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase entier ( $q$ ), les différents coefficients sont exprimés ainsi :

- $K_{fn}$  coefficient de filtrage :  $K_{fn} = \frac{\sin(np \xi / 2)}{(np \xi / 2)}$  où  $\xi$  représente l'ouverture de l'encoche
- $K_{dn}$  coefficient de distribution :  $K_{dn} = \frac{\sin(np \tau_D)}{2 \sin(np \tau_D / 2)}$  où  $\tau_D$  est le pas dentaire
- $K_{rn}$  coefficient de raccourcissement :  $K_{rn} = \sin(\frac{np\beta}{2})$  où  $\beta$  est l'angle de raccourcissement
- $K_{in}$  coefficient d'inclinaison  $K_{in} = \frac{\sin(n \gamma_i)}{n \gamma_i}$  où  $\gamma_i$  est l'angle de décalage horizontal de l'axe d'une encoche par rapport à l'axe de la machine.

Dans le repère rotorique cette densité est exprimée par la relation suivante :

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + \theta_0) \quad (\text{II.27})$$

La figure (II. 8) illustre la forme de la densité de courants équivalents



**Fig. II.8:** Distribution de la densité volumique équivalente sous un pôle

## II.8. Expressions des potentiels vecteurs magnétiques

Les expressions du potentiel vecteur magnétique dans les différentes parties actives de la machine sont effectuées à partir de la résolution analytique de l'équation (II.15) associée aux expressions des termes sources relatives aux aimants et aux courants.

La linéarité du modèle permet de déterminer séparément les contributions des aimants et des courants (Fig. II.9).

### II.8.1. Potentiels créés par les aimants seuls

Dans ce cas, on a deux zones (FigII.9) :

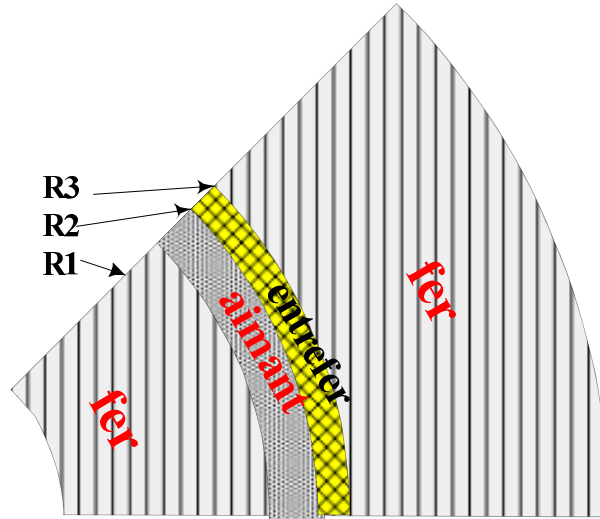
- Zone (1) : contenant les aimants d'épaisseur ( $R_1 < r < R_2$ )
- Zone (2) : contenant l'entrefer d'épaisseur ( $R_2 < r < R_3$ )

- Dans la région des aimants :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_{az}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_{az}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_{az}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left[ \frac{\partial \mathbf{M}_r}{\partial \theta} - \mathbf{M}_\theta \right], \quad (\text{II.32})$$

- Dans la région d'entrefer mécanique :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ez}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_{ez}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ez}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.33})$$



**Fig. II.9** : Présentation des modèles d'étude (contribution des aimants)

Il y a plusieurs méthodes pour résoudre les équations (II.32) et (II.33), parmi lesquels la méthode de séparation de variables, donc les expressions des potentiels s'expriment par :

- Dans la région d'entrefer mécanique :

$$A_{ez}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (e_{1an} r^{np} + e_{2an} r^{-np}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.34})$$

-Dans la région des aimants :

$$A_{az}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (a_{1n} r^{np} + a_{2n} r^{-np} + \Psi_{rn}(r) + \Psi_{\theta n}(r)) \sin(np\theta) \quad (\text{II.35})$$

Avec :  $\Psi_{rn}(r)$  et  $\Psi_{\theta n}(r)$  représentent la solution particulière de l'équation (II.32), qui s'expriment par :

$$\Psi_{r_n}(r) = \begin{cases} \frac{np M_{rn}}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} np M_{rn} r \ln(r) & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

$$\Psi_{\theta_n}(r) = \begin{cases} \frac{M_{\theta_n}}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} M_{\theta_n} r \ln(r) & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

où :  $e_{1an}, e_{2an}, a_{1n}$  et  $a_{2n}$  représentent les constantes d'intégration liées à chaque harmonique d'espace de rang  $n$ . Elles sont calculées en utilisant les conditions aux limites et d'interfaces suivantes:

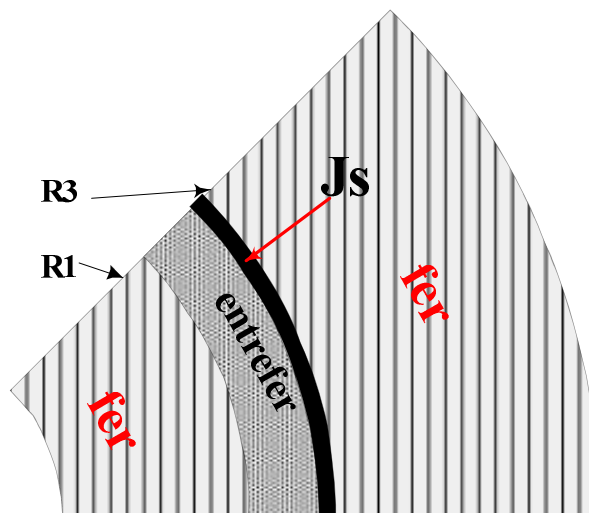
$$\text{- au niveau de rayon } R_1 : \frac{\partial A_{az}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.38})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_3 : \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.39})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_2 : \begin{cases} A_{ez} = A_{az} \\ \mu_r \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \frac{\partial A_{az}}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

### II.8.2. Potentiels créés par les courants (en absence des aimants)

Dans ce calcul, la réaction magnétique induite au niveau des parties conductrices de la machine est négligée (Fig II.10).



**Fig. II.10 :** Présentation des modèles d'étude (contribution des courants)

L'équation de répartition du potentiel à résoudre dans l'entrefer mécanique et les aimants, s'écrit :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ze,a}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \mathbf{A}_{ze,a}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}_{ze,a}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II.41})$$

Où (e) et (a) indiquent respectivement la zone de l'entrefer et celle de l'aimant. La résolution de l'équation (II.41), donne les expressions des potentiels vecteurs pour les différentes alimentations considérées.

- Dans la région d'entrefer mécanique :

$$A_{ze}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (e_{c1n} r^{np} + e_{c2n} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.42})$$

- Dans la région des aimants:

$$A_{za}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (a_{c1n} r^{np} + a_{c2n} r^{-np}) \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + np\theta_0) \quad (\text{II.43})$$

Les différentes constantes définies dans les expressions (II. 41) à (II. 43) sont déterminées en exploitant les conditions aux limites. Celles-ci sont données par :

$$\text{- au niveau de rayon } R_3 : \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \mu_0 J \quad (\text{II.44})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_1 : \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = 0 \quad (\text{II.45})$$

$$\text{- au niveau de rayon } R_2 : \begin{cases} A_{ez} = A_{az} \\ \mu_r \frac{\partial A_{ez}}{\partial r} = \frac{\partial A_{az}}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

## II.9. Performances de la machine étudiée

### II.9.1. Calcul des inductions magnétiques

La distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer dans une machine électrique est rarement sinusoïdale. En fait, dans la plupart des cas, il peut être représenté par un développement en série de Fourier qui contient des composantes harmoniques impaires.

Les composantes radiale et tangentielle de l'induction créée par les sources du champ sont reliées au potentiel vecteur magnétique par :

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \quad (\text{II.47})$$

$$B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r} \quad (\text{II.48})$$

Les différentes expressions nécessaires des inductions magnétiques radiales et tangentielles dues aux aimants et aux courants au niveau de l'entrefer magnétique de la machine seront

présentées dans la section suivante. Ces expressions sont utilisées par la suite pour déterminer le couple d'interaction de la machine.

### a) Inductions dues aux aimants

- Inductions créées au niveau de l'entrefer :

$$B_{ear}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} (e_{1an} r^{np} + e_{2an} r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (\text{II.49})$$

$$B_{ea\theta}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np (e_{1an} r^{np-1} - e_{2an} r^{-np-1}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.50})$$

- Inductions créées au niveau des aimants :

$$B_{ar}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} [a_{1an} r^{np} + a_{2an} r^{-np} + \Psi_{rn}(r) + \Psi_{\theta n}(r)] \cos(np\theta) \quad (\text{II.51})$$

$$B_{ea\theta}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} -np [a_{1an} r^{np-1} - a_{2an} r^{-np-1} + \Psi'_m(r) + \Psi'_{\theta n}(r)] \sin(np\theta) \quad (\text{II.52})$$

### b) Inductions magnétiques dues aux courants

- Inductions créées au niveau de l'entrefer :

$$B_{ecr}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} (e_{1cn} r^{np} + e_{2cn} r^{-np}) \sin(np\theta)$$

$$(\text{II.53}) \quad B_{ec\theta}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np (e_{1cn} r^{np-1} + e_{2cn} r^{-np-1}) \cos(np\theta)$$

(II.54)

- Inductions créées au niveau des aimants :

$$B_{ar}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np \frac{1}{r} [a_{1an} r^{np} + a_{2an} r^{-np} + \Psi_{rn}(r) + \Psi_{\theta n}(r)] \sin(np\theta) \quad (\text{II.55})$$

$$B_{ea\theta}(r, \theta) = - \sum_{n=1,3,5}^{\infty} np [a_{1an} r^{np-1} - a_{2an} r^{-np-1} + \Psi'_m(r) + \Psi'_{\theta n}(r)] \cos(np\theta) \quad (\text{II.56})$$

## II.9.2. Flux et Force Electromotrice à vide

La force électromotrice (FEM) dans une bobine, selon la loi de Faraday, est produite par un flux magnétique variable qui passe par cette bobine, la FEM induite est donnée par:

$$e = \frac{-d\Phi}{dt} \quad (\text{II.57})$$

Pour calculer la force électromotrice induite dans une phase statorique, on détermine dans un premier temps, le flux embrassé par les conducteurs de cette phase. L'invariance, par

translation suivant l'axe Oz du système étudié, permet d'exprimer le flux produit par les aimants sous la forme suivante [MS.MA08].

$$\Phi(\omega t) = 2pL_u \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} A(R_3, \theta) C(\theta_s, t) R_3 d\theta_s \quad (\text{II.58})$$

Où:  $L_u$  et  $R_3$  désignent respectivement la longueur utile et le rayon d'alésage de la machine.

En outre  $A(R_3, \theta)$  et  $C(\theta_s, t)$  désignent respectivement le potentiel vecteur magnétique créé par les aimants et la densité des conducteurs de la phase considéré

Le terme  $C(\theta_s, t)$  est donné par l'expression suivante:

$$C(\theta_s) = \sum_n C_n \cos(np\theta_s) \quad (\text{II.59})$$

$$\text{Où : } C_n = \frac{4pN_c}{\pi R_3} k_{bn}$$

Après l'intégration l'expression du flux par phase devient:

$$\Phi(\omega t) = \pi L_u \sum_n C_n (e_{1an} R_3^{np} + e_{2an} R_3^{-np}) \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.60})$$

Selon (II.62) l'expression de la force électromotrice induite par phase est donnée par:

$$e = -L_u \pi n\omega \sum_n C_n (e_{1an} R_3^{np} + e_{2an} R_3^{-np}) \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.61})$$

### II.9.3 .Calcul du Couple d'interaction

Le couple d'interaction développé par le type de machines étudiées est calculé en utilisant les moments des forces de Laplace s'exerçant sur la densité de courants placée au niveau du rayon d'alésage. Ce couple est exprimé par la relation suivante :

$$\Gamma(\theta) = 2pL_u R_3^2 \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} J_s B_\theta d\theta \quad (\text{II.62})$$

Pour une alimentation par courants sinusoïdaux, l'expression du couple s'écrit :

$$\Gamma(\theta) = \frac{3}{2} L_u R_2 \pi p \sum_{n=1}^{\infty} n J_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos(np\theta_0 + (n + \nu)\omega t) \quad (\text{II.63})$$

$$\text{Avec : } \nu = \begin{cases} -1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ +1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

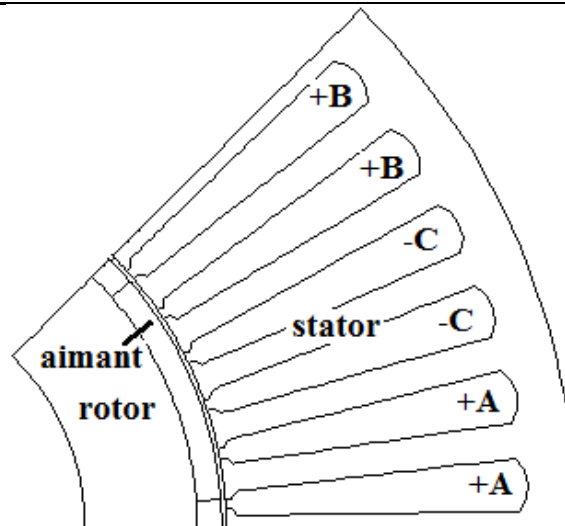
## II.10. Résultats obtenus par le modèle analytique

Le type de machine étudiée (Fig. II.11), est celle à entrefer lisse excitée par des aimants permanents. Le stator comporte un bobinage triphasé classique. Les trois phases peuvent être

alimentées soit par un onduleur de courants ou encore par un onduleur de tension. Les aimants montés sur la surface du rotor, ont une aimantation qui peut être, radiale, parallèle ou à répartition sinusoïdale. Les caractéristiques estimées de la machine étudiée, sont indiquées sur le tableau (II.1).

**Tableau II.1:** Caractéristiques de base de la machine étudiée

<b>Aimants de types <math>N_dFeB</math></b>	$B_r = 1 \text{ T}$
<b>-Perméabilité des aimants</b>	$\mu_r = 1$
<b>-Nombre de conducteurs dans une encoche</b>	$N = 40$
<b>-Intensité du courant de phase</b>	$I = 20$
<b>-Nombre d'encoches statoriques</b>	$Z = 48$
<b>-Ouverture de l'encoche statorique</b>	$\xi = (1/3) \tau_D$
<b>-Nombre de paires de pôles</b>	$p = 4$
<b>-Rayon externe de la machine</b>	$R_4 = 100 \text{ mm}$
<b>-Rayon interne du rotor</b>	$R_1 = 48.6 \text{ mm}$
<b>-Rayon externe des aimants</b>	$R_2 = 51.9 \text{ mm}$
<b>-Rayon interne du stator</b>	$R_3 = 52.5 \text{ mm}$
<b>-Épaisseur de l'entrefer</b>	$e = 0.6 \text{ mm}$
<b>-Épaisseur des aimants</b>	$e_a = 3.3 \text{ mm}$
<b>-Longueur active</b>	$L_u = 200 \text{ mm}$

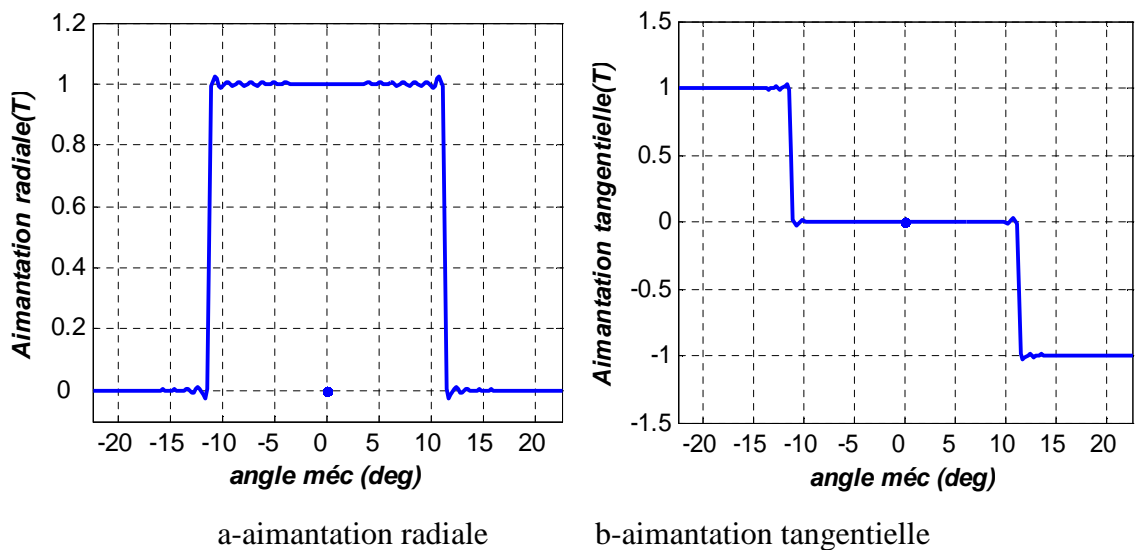


**Fig. II.11 :** Structure du type machine étudiée.

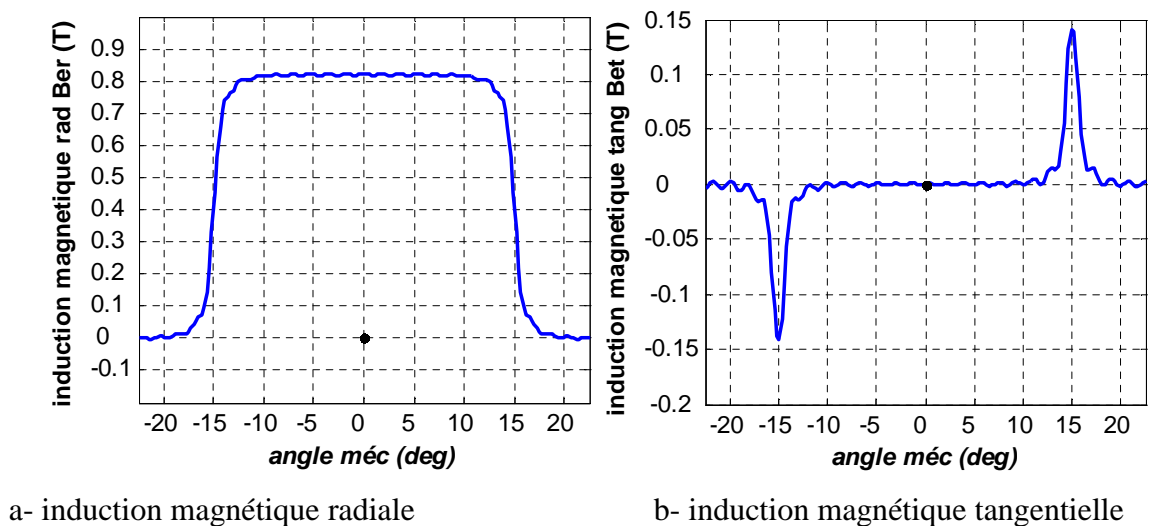
### II.10.1. Distribution du champ magnétique

On montre sur les figures (II.12.a II.15) la répartition de l'aimantation créée par les aimants à aimantation radiale au niveau de l'entrefer et de l'aimant en fonction de la position

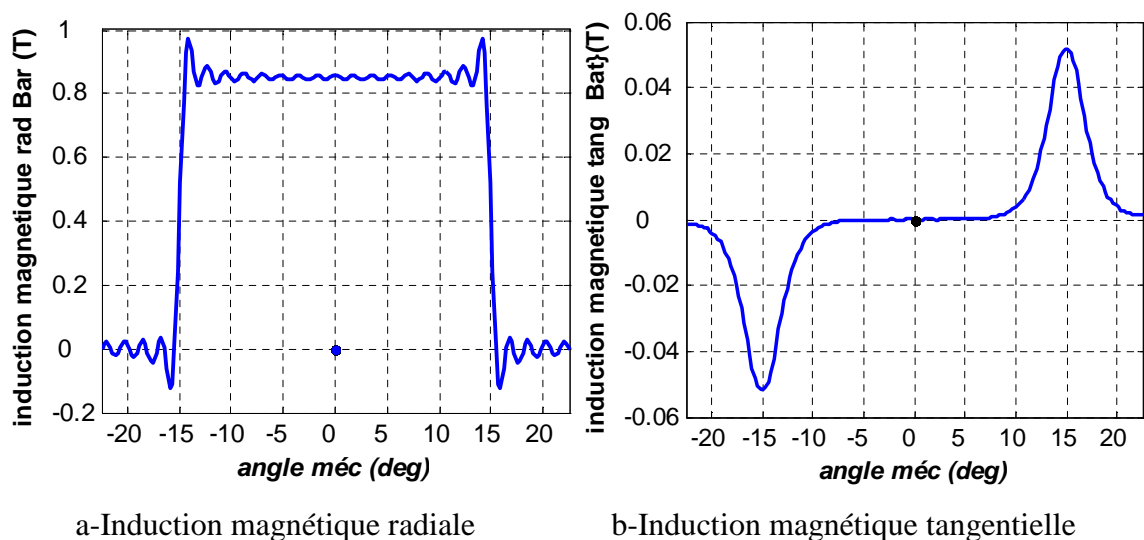
angulaire. Ainsi que les répartitions des inductions magnétiques et les potentiels vecteurs magnétiques.

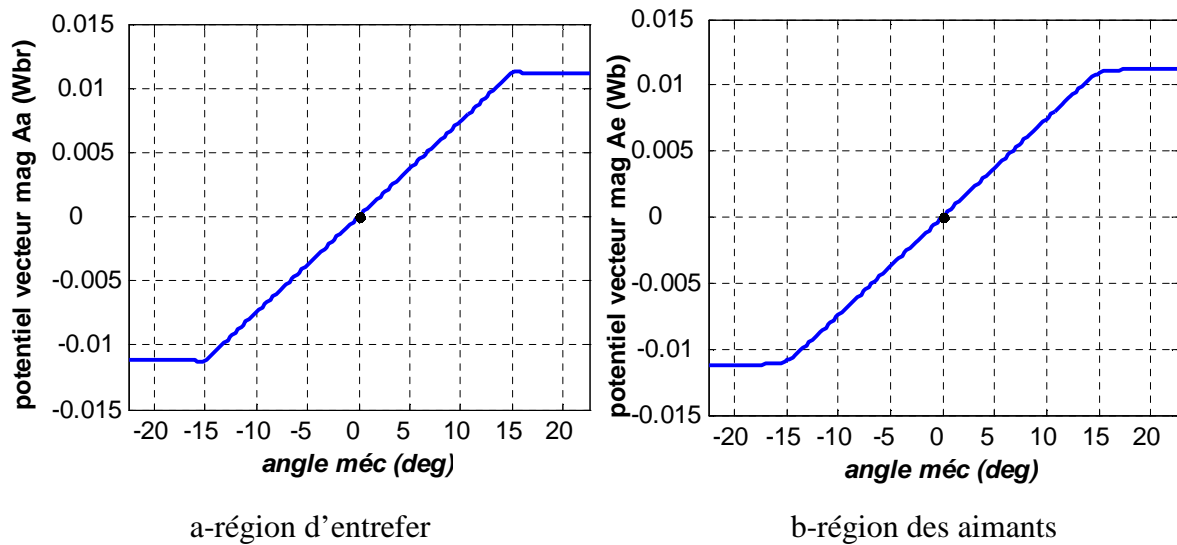


**Fig. II.12 :** Représentation des aimantations créées par les aimants



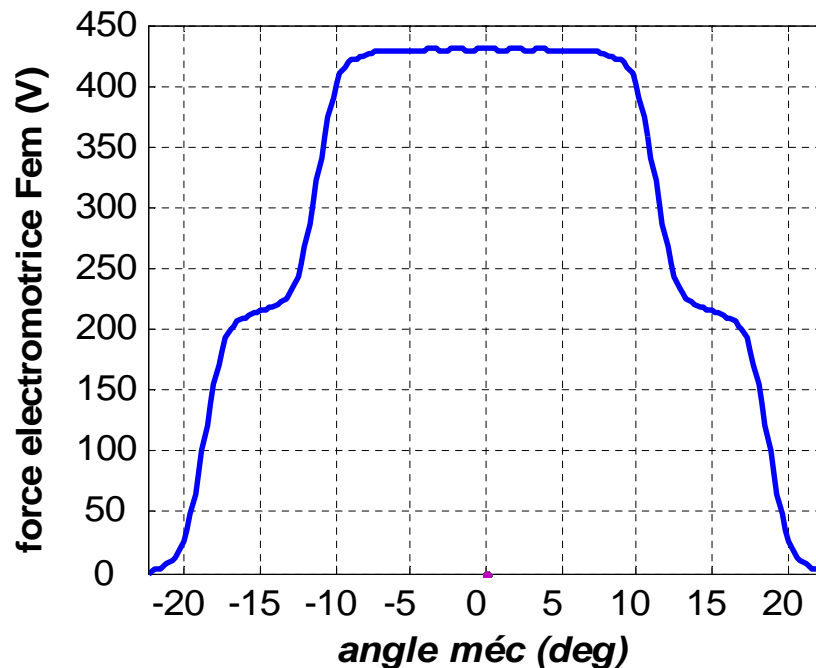
**Fig. II.13 :** Inductions magnétiques créées par les aimants (région d'entrefer)



**Fig. II.14.** Inductions magnétiques créent par les aimants (région des aimants)**Fig. II.15.** Représentation des potentiels vecteurs magnétiques créés par les aimants

### II.10.2. Distribution de la FEM et du couple électromagnétique

La Figure(II.16) montre que le type d'aimantation radiale produit une force électromotrice de forme trapézoïde.

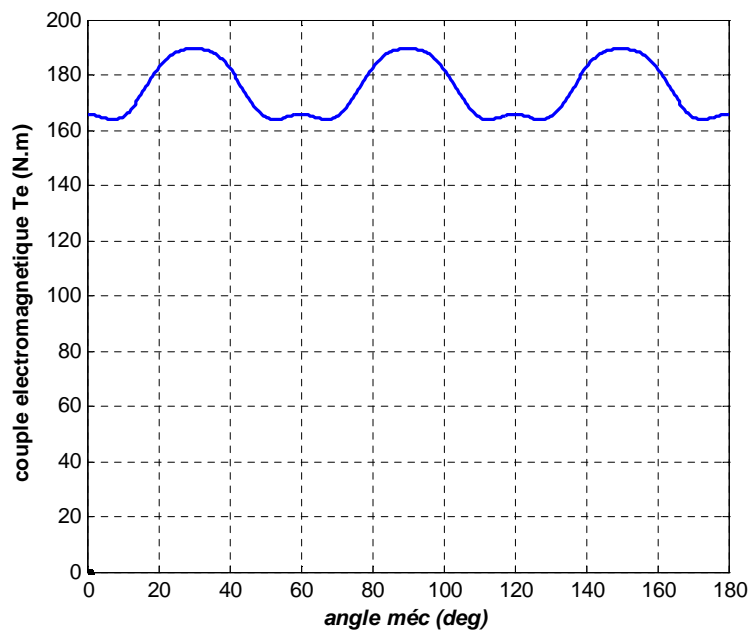
**Fig. II.16 :** Formes d'ondes de la force électromotrice pour une aimantation radiale

La Figure(II.17) montre la variation du couple électromagnétique développé par l'aimantation radiale.

Les ondulations de couple sont liées à la forme de la force électromotrice et au champ magnétique dans l'entrefer. Ces ondulations de couple sont caractérisées par le taux d'ondulation défini par :

$$\tau(\%) = \frac{\Gamma_{\max} - \Gamma_{\min}}{2\Gamma_{\text{moy}}} 100 \quad (\text{II.64})$$

Où  $\Gamma_{\max}$ ,  $\Gamma_{\min}$  et  $\Gamma_{\text{moy}}$  représentent respectivement le couple maximal, le couple minimal et le couple moyen.



**Fig. II.17 :** Formes d'ondes de couple électromagnétique pour une aimantation radiale

## II.11. Conclusion

Le modèle analytique développé dans notre étude, permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques caractéristiques du fonctionnement d'une machine à aimants permanent montés sur la surface du rotor. La conception et le dimensionnement des machines électriques est une étape très importante dans la construction des ces dernières.

Les expressions des grandeurs électromagnétiques développées dans le modèle analytique contiennent les paramètres géométriques qui permettent une étude rapide et souple du comportement dimensionnel de la structure sans encoches excitée par des aimants permanents montés sur la surface rotorique.

Pour tenir compte de la géométrie réelle des structures étudiées et de l'état magnétique du fer, le chapitre suivant présente la modélisation de la machine par éléments finis.

# ***CHAPITRE III***

## ***Modélisation par élément finis d'une machine synchrone à aimants***

### III.1. Introduction

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles. Ces méthodes permettent de modéliser les géométries les plus complexes et de prendre en compte les phénomènes physiques comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, les anisotropies des milieux et la présence des courants de Foucault induits dans les conducteurs soumis à un flux variable [MS-MA.08].

Les méthodes de résolution numériques les plus utilisées sont les méthodes des équations intégrales de frontières, la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis. Dans notre travail nous allons nous intéresser à la méthode des éléments finis.

La méthode des éléments finis (Finite Element Method), fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique ; elle n'a trouvé sa place, qu'aux années 70, en électricité [AM06]. Elle est l'une des méthodes numériques les plus utilisées. Cette méthode est utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivés partielles décrivant le comportement électromagnétique des machines électriques.

Sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses simplificatrices, nous allons effectuer une comparaison des résultats obtenus à partir du modèle analytique développé au chapitre précédent avec ceux issus de la méthode des éléments finis, en utilisant un outil de modélisation développé pour calculer les machines synchrones à aimants, appelé FLUX 2D (version 9.4) de CEDRAT.

### III.2. La méthode des éléments finis

L'utilisation des éléments finis en électrotechnique s'est imposée grâce à son aptitude à résoudre les équations de Maxwell, généralement non linéaire, dans des domaines de formes géométriques complexes. Les résultats sont précis mais les temps de calcul sont relativement long comparativement aux méthodes analytiques.

Dans le secteur des machines électriques, le calcul par éléments finis a prouvé son efficacité pour résoudre les équations du champ électromagnétique sur une grande variété de géométries de machines et de matériaux. Pour toutes ces raisons, les éléments finis sont plutôt utilisés pour la conception ainsi que le dimensionnement de nouvelles structures de machines.

Ainsi, la méthode des éléments finis comprend toutes les données d'entrée requises : section géométrique exacte de noyaux du stator et du rotor, la densité de courant dans les enroulements du stator, toutes les caractéristiques des matériaux du moteur (aimants permanents, fil de cuivre, les courbes BH), et les conditions aux limites des régions qui seront analysés [LEF10].

### III.3. Code numérique de résolution

Les développements récents dans le domaine de l'informatique et des technologies de logiciels ont rendu possible l'utilisation extensive de l'analyse par éléments finis à toutes les étapes du processus de conception.

Pour la conception de machines à haut rendement, l'utilisation d'outils de simulation puissants, permettant un dimensionnement précis, est donc renforcée. Cependant, ces outils doivent être plus simples d'accès et doivent mieux s'inscrire dans la démarche de conception. Ils doivent permettre d'obtenir rapidement les résultats attendus et être automatisables de manière à pouvoir définir plus facilement des processus de dimensionnement ou d'optimisation [LAC07].

Les logiciels à éléments finis modernes sont souvent à structure modulaire où les différentes étapes de résolution sont [FLU10]:

- introduction des données géométriques et des propriétés physiques,
- maillage,
- résolution,
- exploitation des résultats.

Sont séquentiellement exécutées.

Les modules associés à ces tâches doivent pouvoir être séparément accessibles. Ainsi, une géométrie discrétisée pourra servir à traiter plusieurs cas où seules les sources d'excitation ou les conditions aux limites sont modifiées. Lors d'une optimisation de formes, l'utilisateur doit également pouvoir faire varier un paramètre géométrique sans devoir refaire le maillage ou réintroduire les conditions aux limites.

C'est dans cette perspective que nous avons opté pour une nouvelle formulation, mieux adaptée pour notre problème : il s'agit d'une méthode dite directe permettant de résoudre simultanément les équations couplées du champ magnétique et des circuits électriques. Cette formulation est implantée dans le logiciel d'éléments finis Flux-2D (9.4) [FLU10] que nous allons présenter dans ce qui va suivre.

On peut citer autre logiciels aux fonctionnalités équivalentes, comme : ANSYS, COMSOL, OPERA2D, MAXWELL2D, JMAG, SIMAP, ...

#### III.3.1. Présentation du Flux2D

Le logiciel d'analyse par éléments finis Flux2D est un logiciel de Conception Assistée par Ordinateur CAO (Computer Aided Optimisation). Il calcule sur des sections planes (problèmes plans ou problèmes à symétrie de révolution) le comportement magnétique,

électrique ou thermique des dispositifs. Ces états permettent d'accéder à de nombreuses grandeurs globales ou locales: champ, potentiel, flux, énergie, force, etc. [FLU10].

### III.3.2. Structure du Flux2D

Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage.

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés [FLU10]:

- **Module pré-processeur**

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinies (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

- **Module processeur**

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER\_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

- **Module post-processeur de Flux-2D (PostPro\_2D)**

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

De façon générale, l'enchaînement des programmes de Flux-2D, doté d'une interface de Windows est schématisé par la figure (III.1).

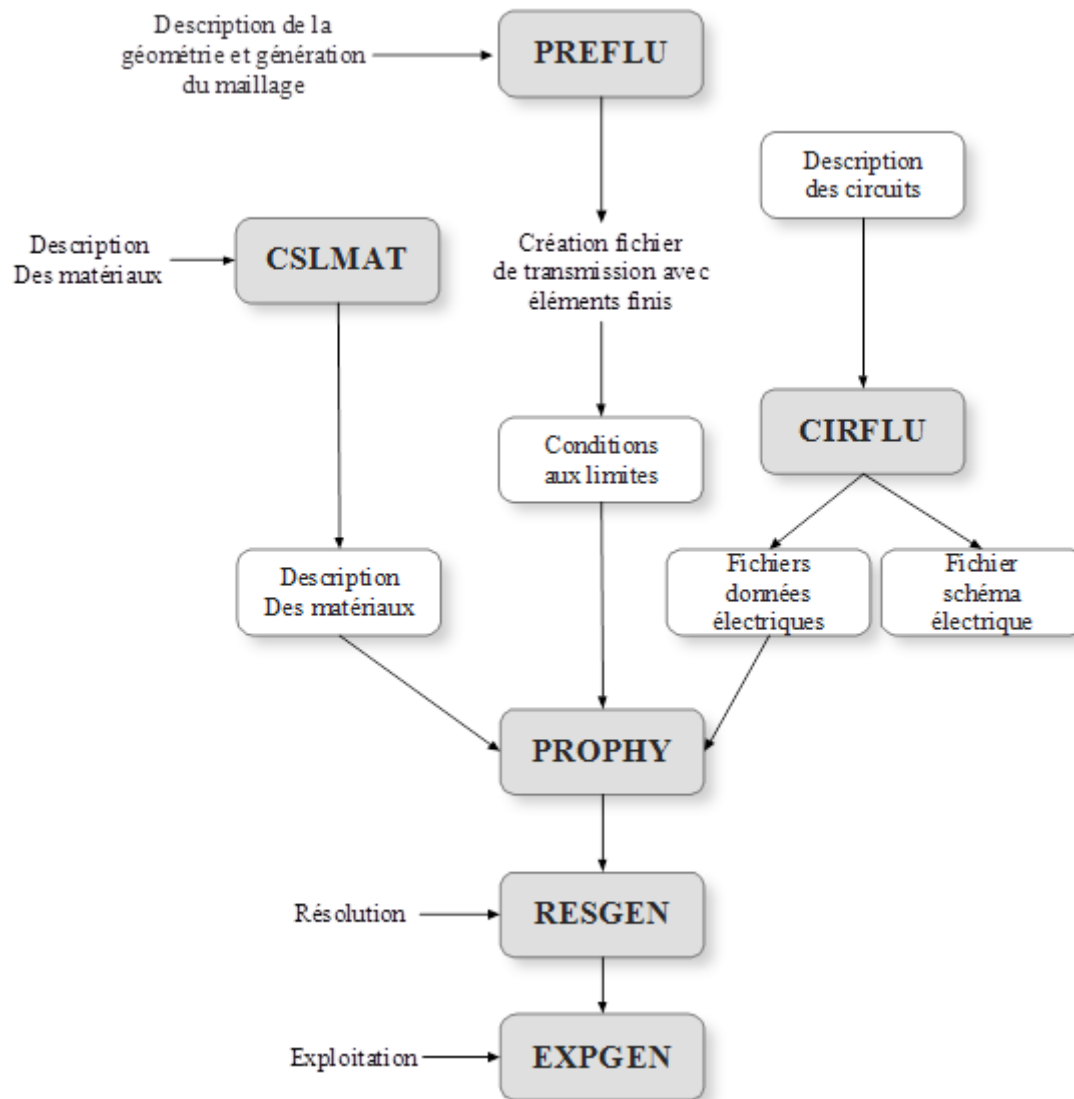


Fig. III.1 : Organigramme des différents modules utilisés en Flux-2D

### III.4 .Modèle numérique du moteur synchrone à aimants

Le moteur synchrone à aimants est modélisé en utilisant la méthode des éléments finis (MEF), qui donne de bons résultats à l'état stationnaire, ce qui peut donner des informations sur les performances du moteur à vide.

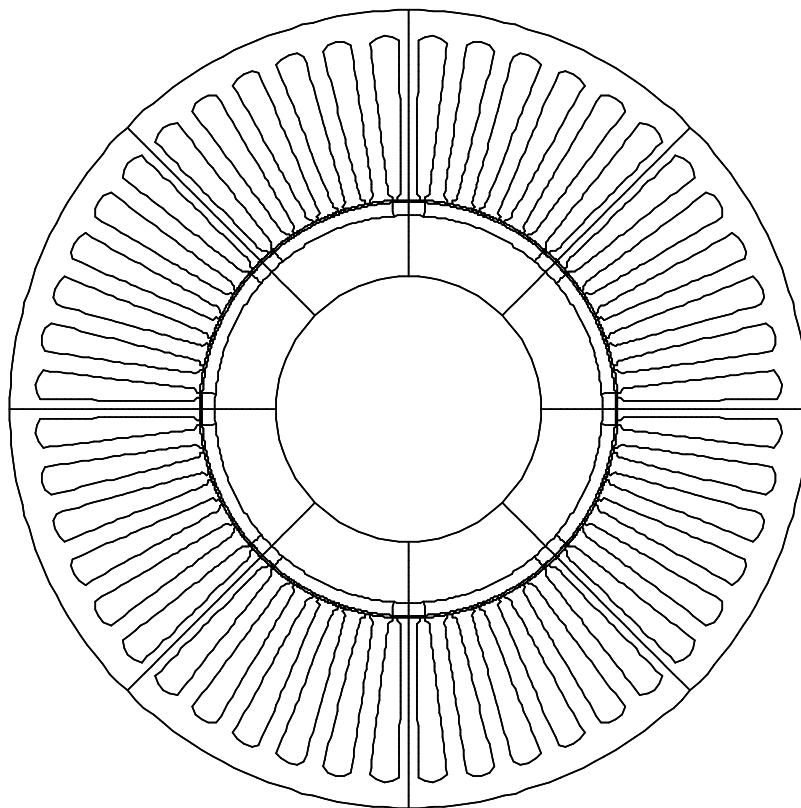
Nous allons analyser la configuration du stator et pour chaque configuration du rotor. L'effet des géométries des aimants sur la forme de l'induction magnétique dans l'entrefer est étudié. Un stator typique construit avec un acier feuilleté comporte des encoches uniforme le long du diamètre interne est considéré avec des enroulements en cuivre.

Le stator comporte 48 encoches, 105 mm de diamètre intérieur et 200 mm de diamètre extérieur (Fig.III.3). Les autres caractéristiques sont présentées dans le tableau (III.1). Les dimensions de l'encoche du stator sont indiquées sur la Figure (III.4).

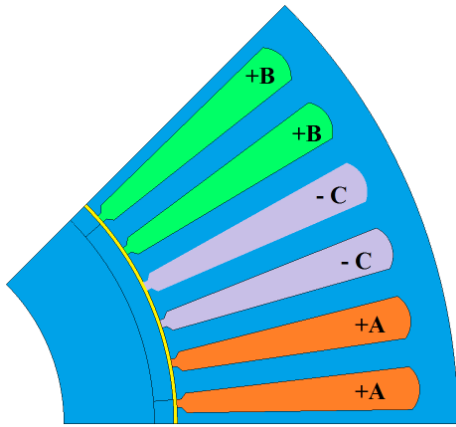
Le rotor a un seul bloc d'aimants sous un pôle avec une magnétisation radiale.

**Table. III.1 :** Paramètres géométriques du stator

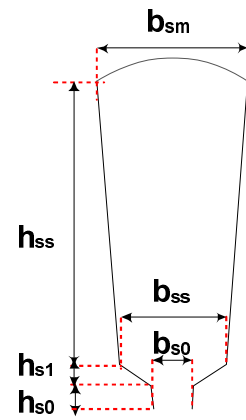
Paramètres	Symbole	Valeur et unité (mm)
- Rayon externe du stator	$R_4$	100
- Rayon interne du stator	$R_3$	52.5
- Longueur utile axiale	$L_u$	200
- Nombre d'encoches du stator	$N_s$	48
- Largeur de l'ouverture d'encoche	$b_{so}$	1.5
- Hauteur de l'ouverture d'encoche	$h_{so}$	0.8
- Largeur d'encoche	$b_{ss}$	3.5
- Hauteur d'encoche	$h_{ss}$	38.2
- Largeur du bas d'encoche	$b_{sm}$	4.5



**Fig.III.2:** Géométrie complète de la machine étudiée.



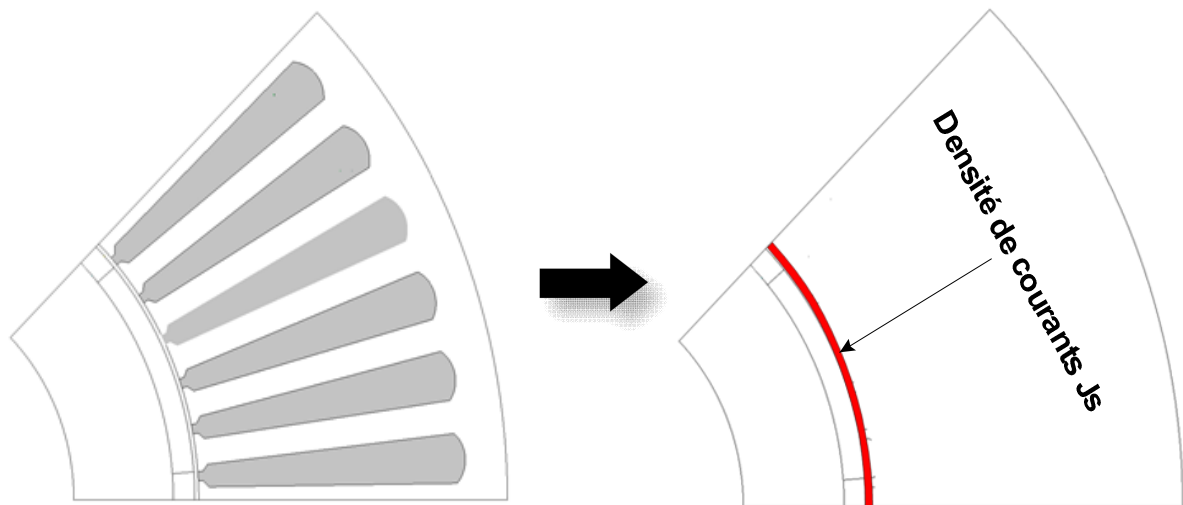
**Fig.III.3 :** Configuration du stator et répartition de bobinages.



**Fig.III.4 :** Dimension de l'encoche du stator.

### III.5. Modèle numérique avec stator lisse

Dans ce qui suit on va utiliser un stator sans encoches, les courants dans les encoches sont ainsi remplacés par une densité de courants superficiels comme il est montré sur la figure (III.5).



**Fig. III.5 :** Modélisation des encoches par une densité de courant équivalente

#### III.5.1. Dimensions géométriques

Afin de diminuer le temps de calcul et d'économiser de la mémoire, il est possible de définir des symétries ou des périodicités. Le logiciel ne trace alors qu'une partie de la géométrie. Dans ce cas on va étudier seulement le quart de la machine pour réduire la région à mailler, et par suite le temps de calcul ; cela consiste à travailler sur un seul pôle.

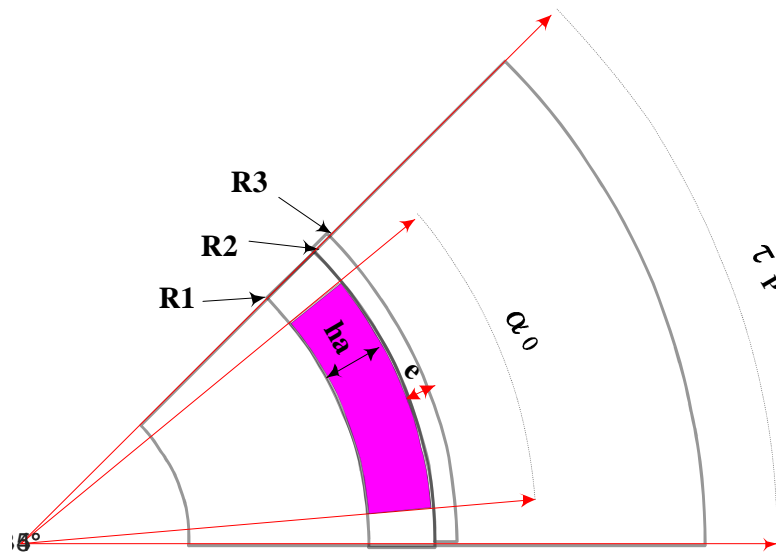


Fig. III.6 : Géométrie d'un pôle du moteur

### III.5.2. Propriétés physiques

Les aimants permanents sont de type NdFeB. Dans notre modélisation le stator et le rotor de la machine étudiée sont en matériau magnétique de type M270-35A. Sa caractéristique de magnétisation  $B(H)$ , est illustrée par la figure suivante (Fig. III.7).

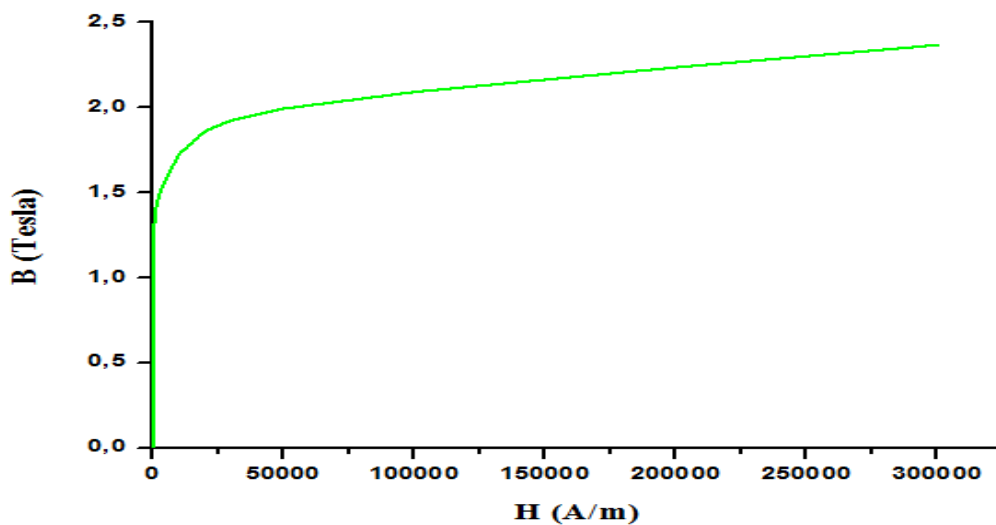


Fig. III.7 : Courbe  $B(H)$  du matériau M270-35A.

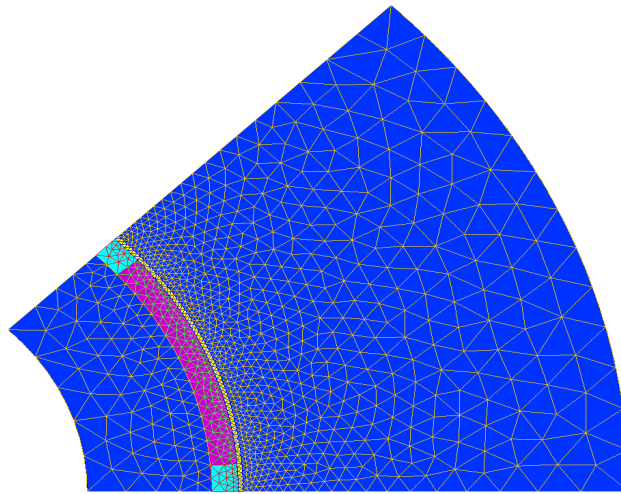
### III.5.3. Maillage et conditions aux limites

Pour la première étape, le maillage d'éléments finis est généré sur le quart de la section transversale du moteur, comme on peut le voir sur la figure (III.8), Il se compose de plus de 4813 nœuds et de 2368 éléments.

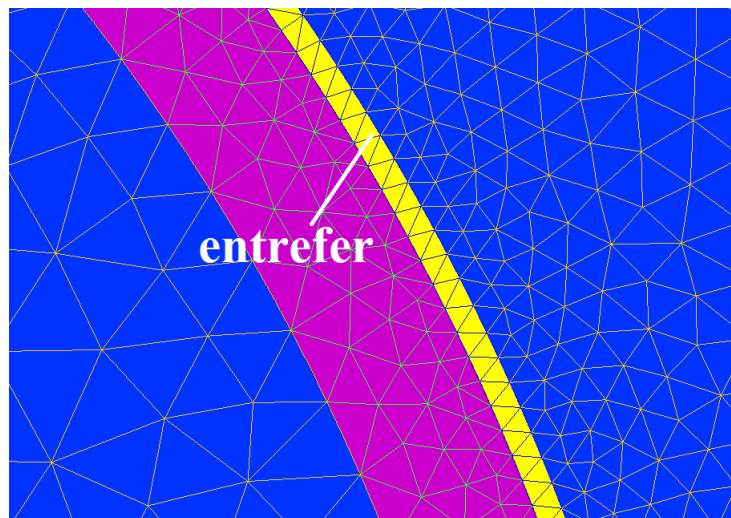
L'influence de la densité du maillage sur la précision des résultats de calcul est toujours un sujet de discussion. Il est connu que l'augmentation du nombre d'éléments finis contribue à une augmentation de la précision des résultats.

Afin de réaliser une estimation très proche des performances et pour avoir une plus grande précision des résultats, un accent particulier a été mis sur l'augmentation de la densité du maillage dans l'intervalle de l'entrefer, où la contrainte de Maxwell est la plus élevée [LEF10], ce qui peut être observé sur la figure (III.9).

Les conditions aux limites de type Dirichlet ( $A=0$ ) appliquées sur les frontières sont représentées sur la figure (III.10).



**Fig. III.8** : Coupe transversale et maillage du domaine d'étude.



**Fig. III.9** : Structure du maillage au niveau de l'entrefer.

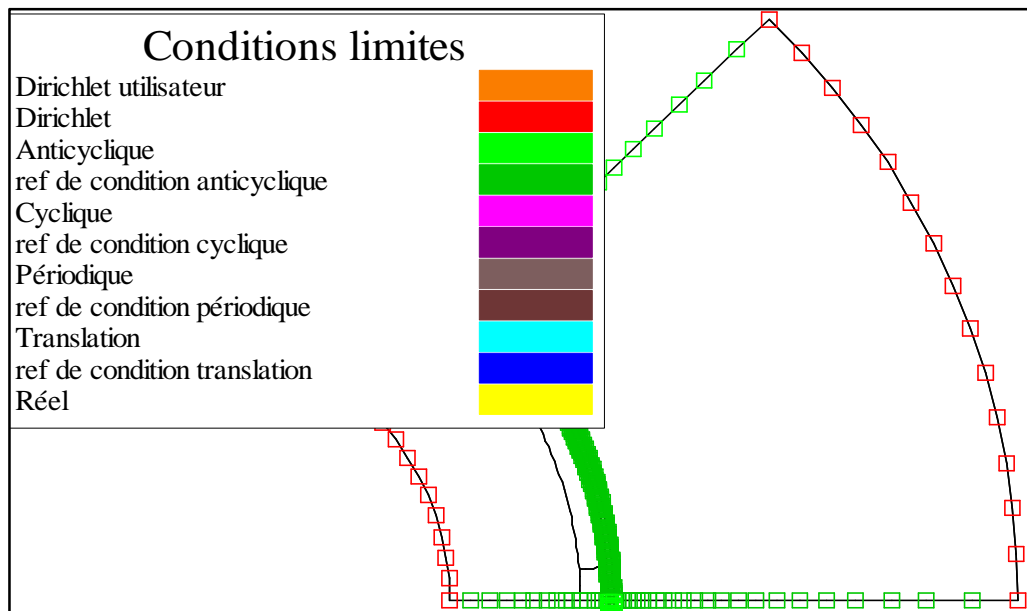
Les limites du domaine de calcul sont le contour extérieur du noyau magnétique du stator et le contour intérieur du noyau magnétique du rotor. Les conditions seront les suivantes:

### a) Condition de Dirichlet

Elle est sur le contour externe et interne du noyau magnétique du stator et du rotor, respectivement. En effet, le flux magnétique à travers ces frontières est considéré comme nul. Exprimé en termes de potentiel vecteur magnétique, cette condition signifie la valeur du potentiel vecteur magnétique est nulle le long des deux frontières.

### b) Condition Anticyclique

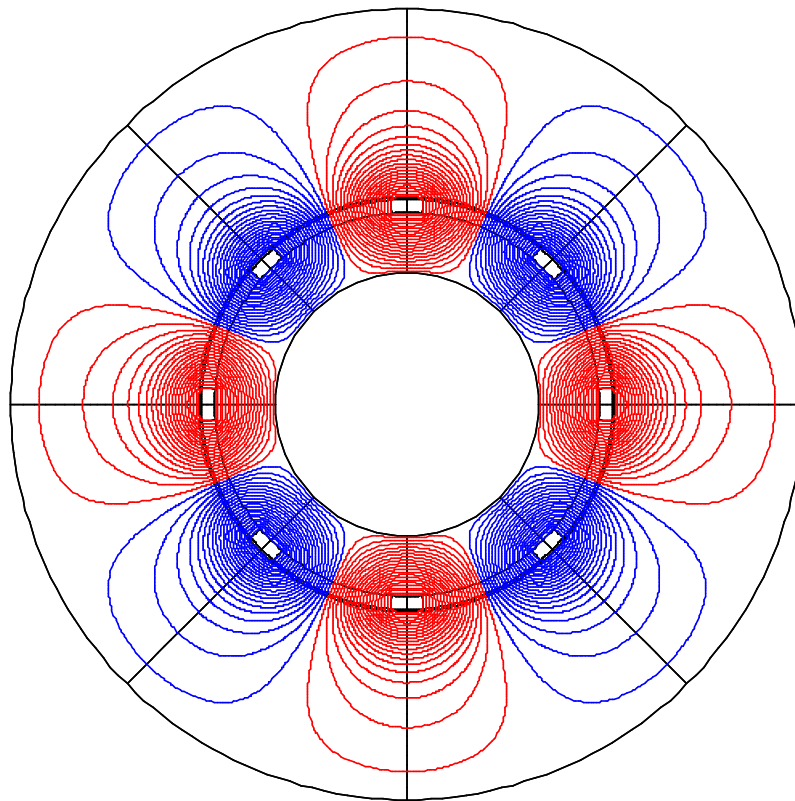
Elle est imposée le long de la section de la machine. En effet, les lignes de flux à travers ces frontières sont considérées comme perpendiculaires à ces limites et réparties symétriquement contre le quart de la machine.



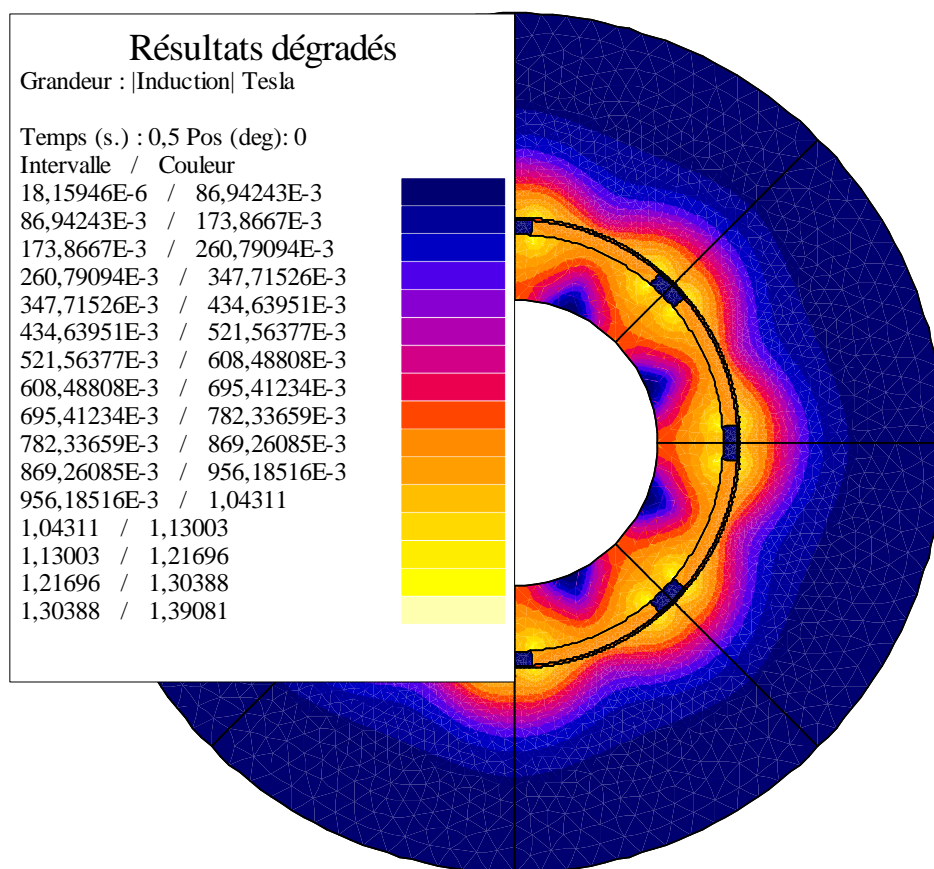
**Fig. III.10 :** Conditions aux limites appliquées aux frontières du domaine.

### III.5.4. Cartes du champ

Dans ce cas, nous considérons uniquement le champ dû aux aimants. Les lignes et la densité de champ sont montrées sur (Fig.III 11) et (Fig.III 12).



**Fig. III.11** : Carte de lignes du champ de la machine à entrefer lisse

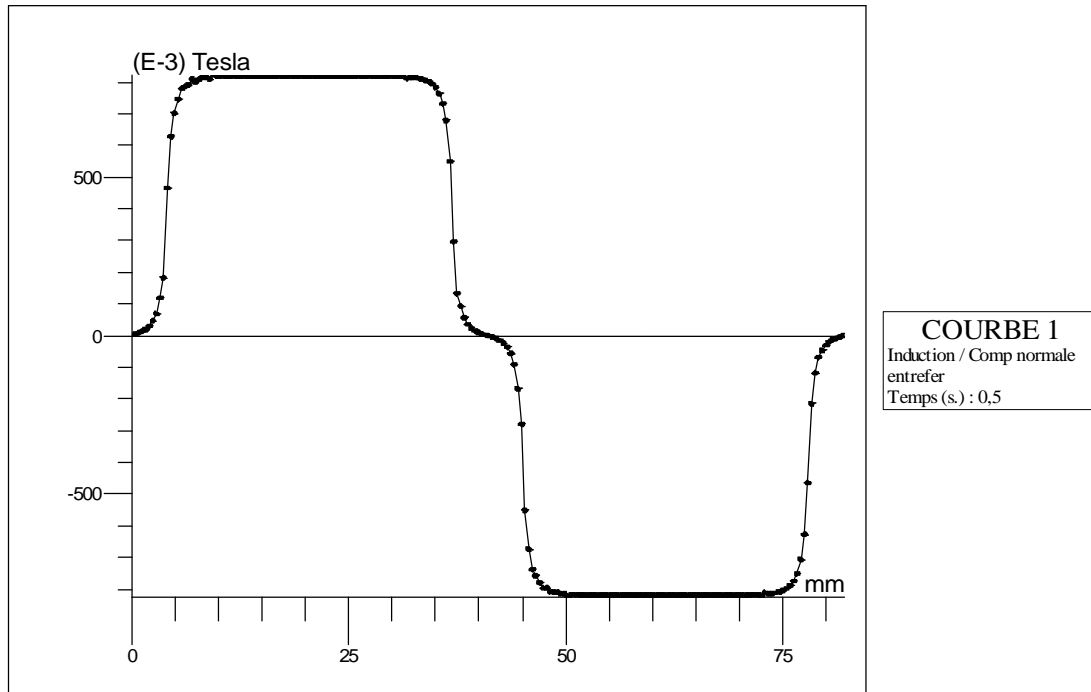


**Fig. III.12** : Densité du champ de la machine à stator lisse

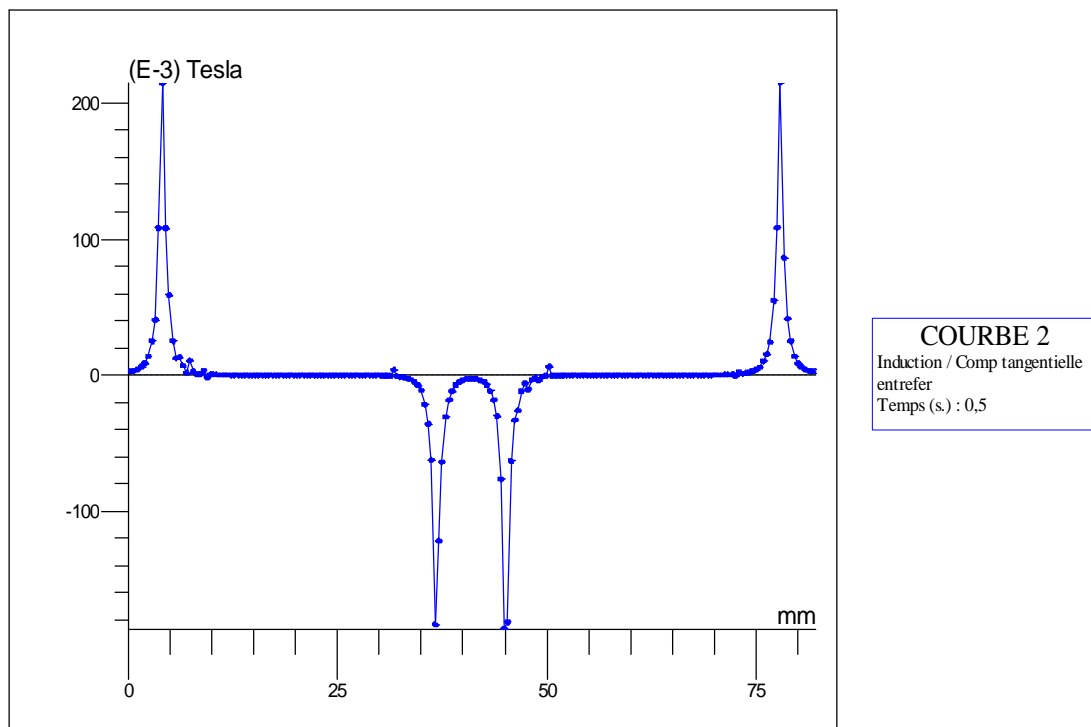
### III.5. 5. Résultats numériques de la machine à stator lisse

#### a) Répartition des inductions magnétiques

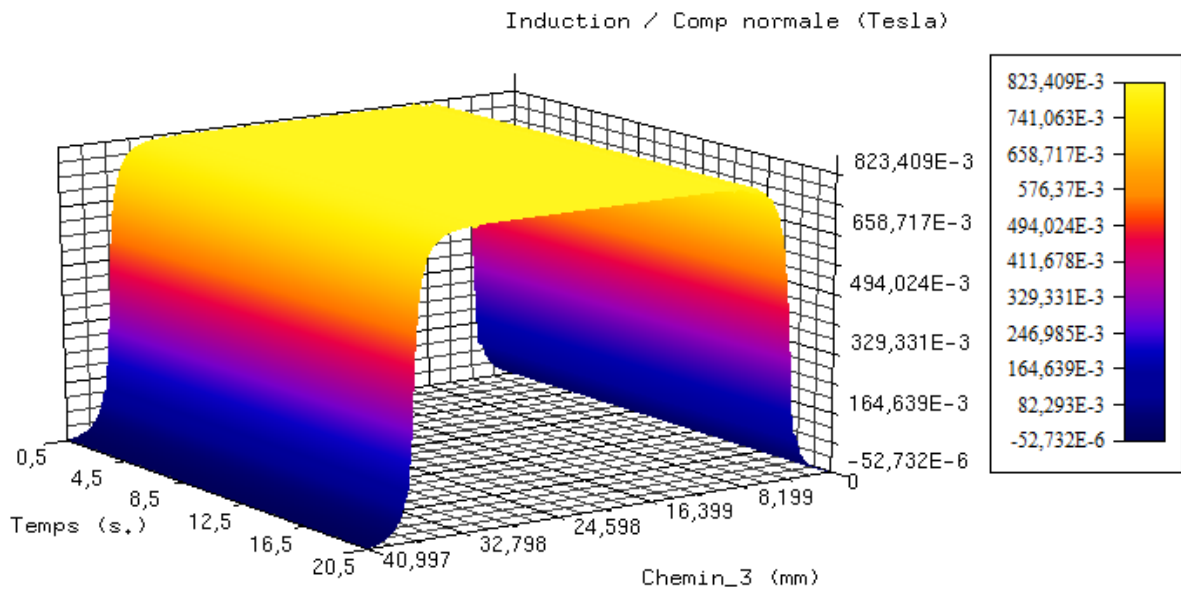
Les figures suivantes (Fig.III.13) et (Fig. III.14) représentent la répartition des inductions magnétiques radiale et tangentielle dans la région de l'entrefer, créent par les aimants.



**Fig. III.13 :** Représentation de l'induction magnétique radiale créée par les aimants dans la région de l'entrefer (stator lisse).

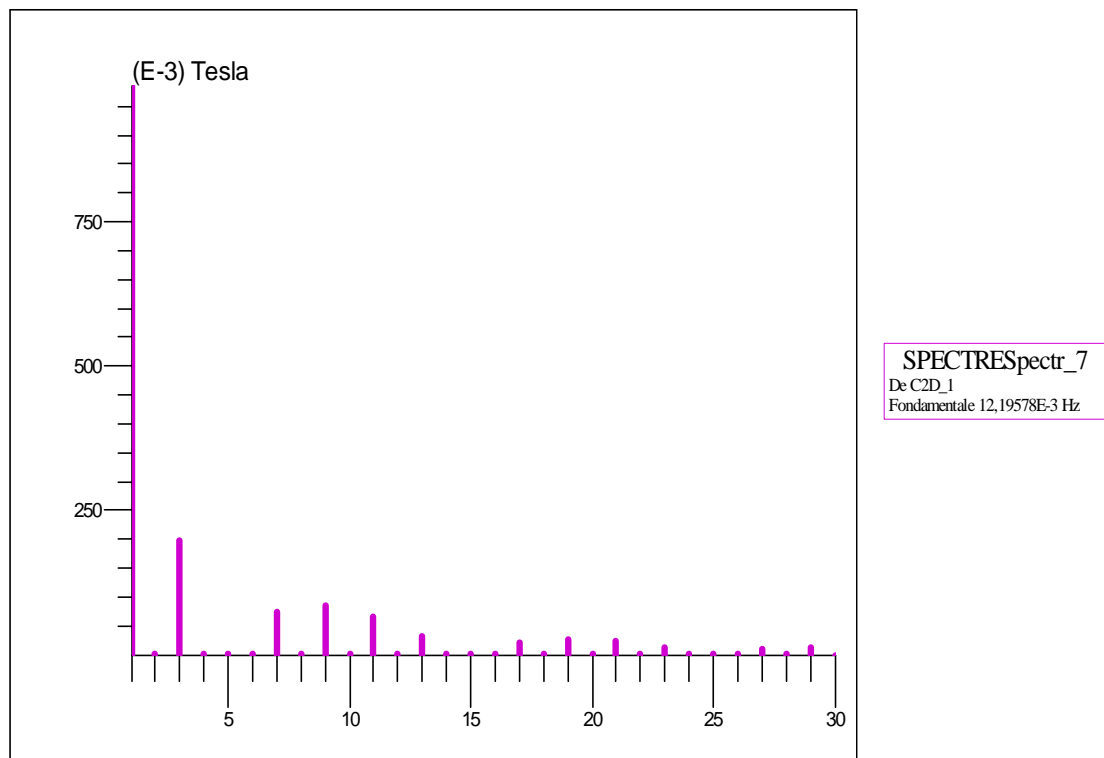


**Fig. III.14 :** Représentation de l'induction magnétique tangentielle créée par les aimants dans la région de l'entrefer (stator lisse).



**Fig. III.15 :** Représentation de l'induction magnétique radiale créée par les aimants dans la région de l'entrefer en 3D (stator lisse)

Les résultats montrent que l'induction magnétique tangentielle est très faible par rapport au l'induction radiale, il est bien claire que le sens d'aimantation est radiale. Nous pouvons remarqués que la forme de l'induction radiale est proche de la sinusoïde. La figure ci-dessous (Fig.III.16) représente le spectre d'harmonique de l'induction radiale.

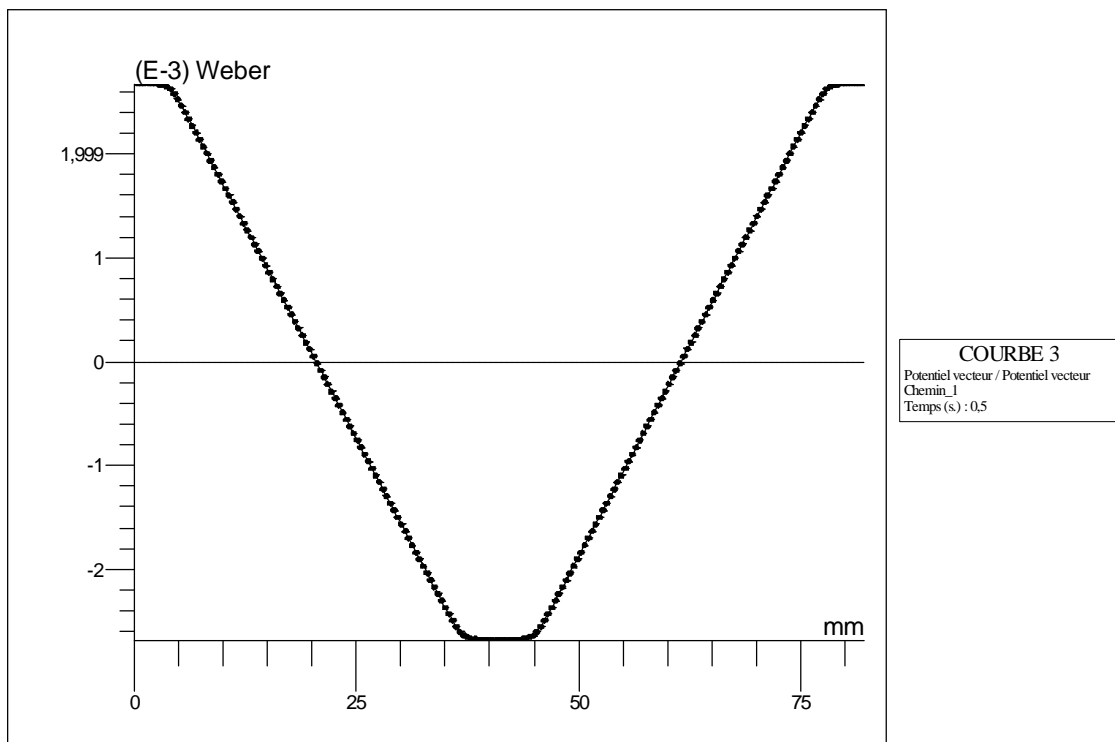


**Fig. III.16 :** Spectre d'harmonique de l'induction magnétique radiale (stator lisse)

Selon la figure (III.16), l'induction magnétique contient des harmoniques impaires de faibles amplitudes comparés avec le fondamentale, et nous pouvons remarqués que l'harmonique de l'ordre « 3 » est le plus grand par rapport aux autres ordres. Ainsi nous pouvons remarqués l'absence de l'harmonique de l'ordre « 5 ».

### b) Répartition du potentiel vecteur magnétique

La répartition du potentiel vecteur magnétique est donnée par la figure (III.17). On peut constater que la variation du potentiel est au niveau où il existe l'aimant, et il se stabilise aux extrémités qui représentent la région d'air entre aimants.



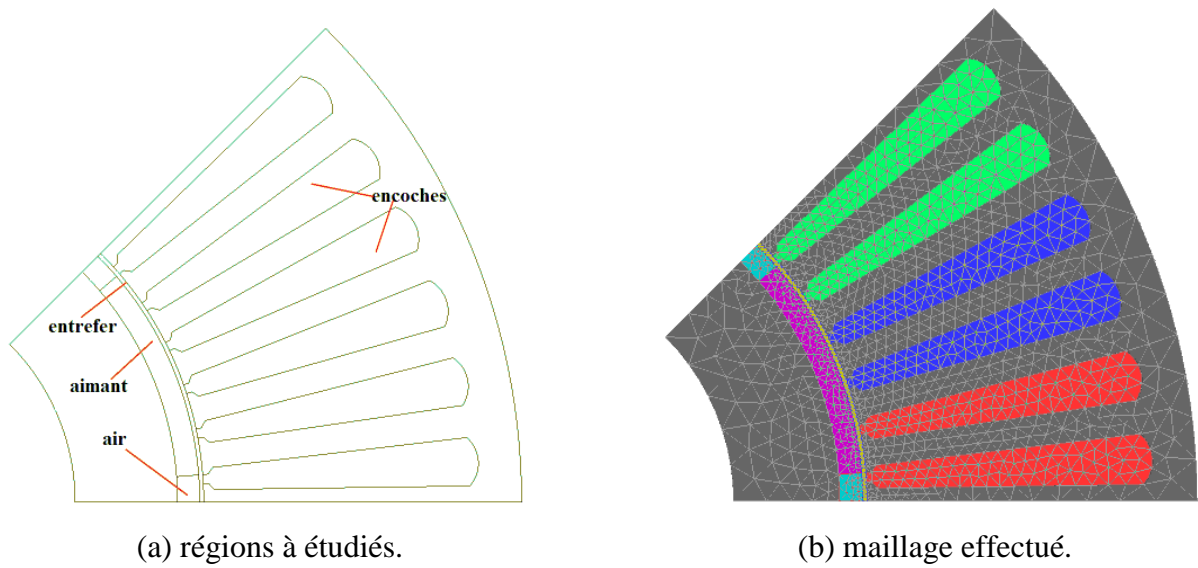
**Fig.III.17** : Représentation du potentiel vecteur magnétique créé par les aimants (stator lisse).

## III.6. Modèle numérique en présence des encoches statoriques

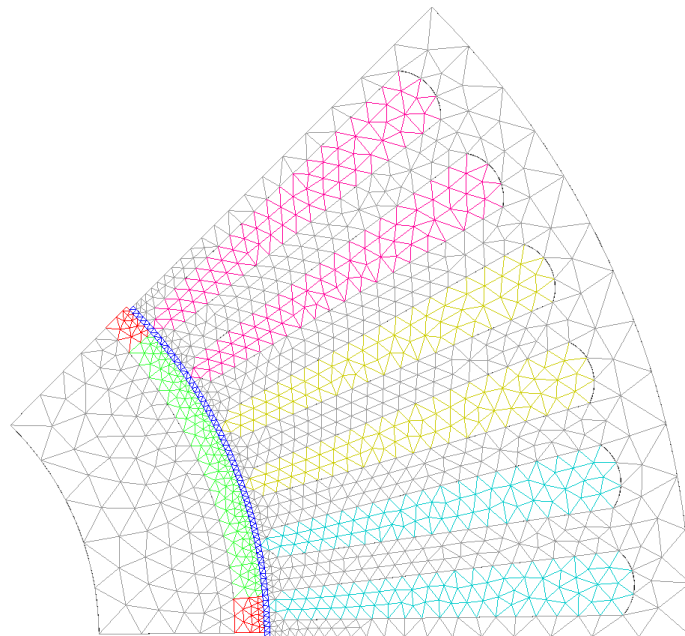
### III.6.1. Domaine d'étude

Dans cette section la modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents en présence des encoches statoriques sera abordée.

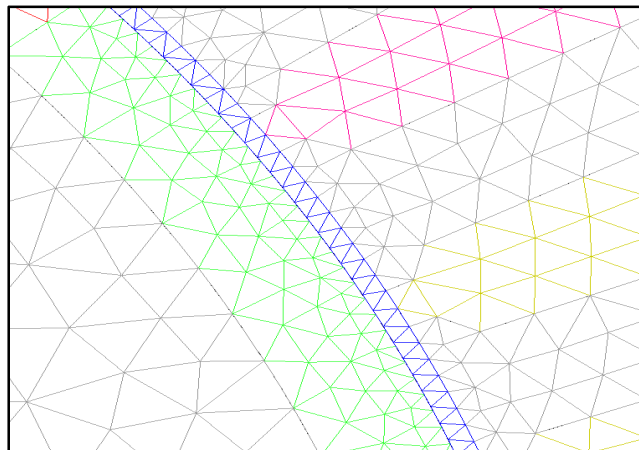
La figure (III.18) illustre le domaine et le maillage effectué.



**Fig. III.18 :** Modèle d'étude sur le 1/8 du moteur.



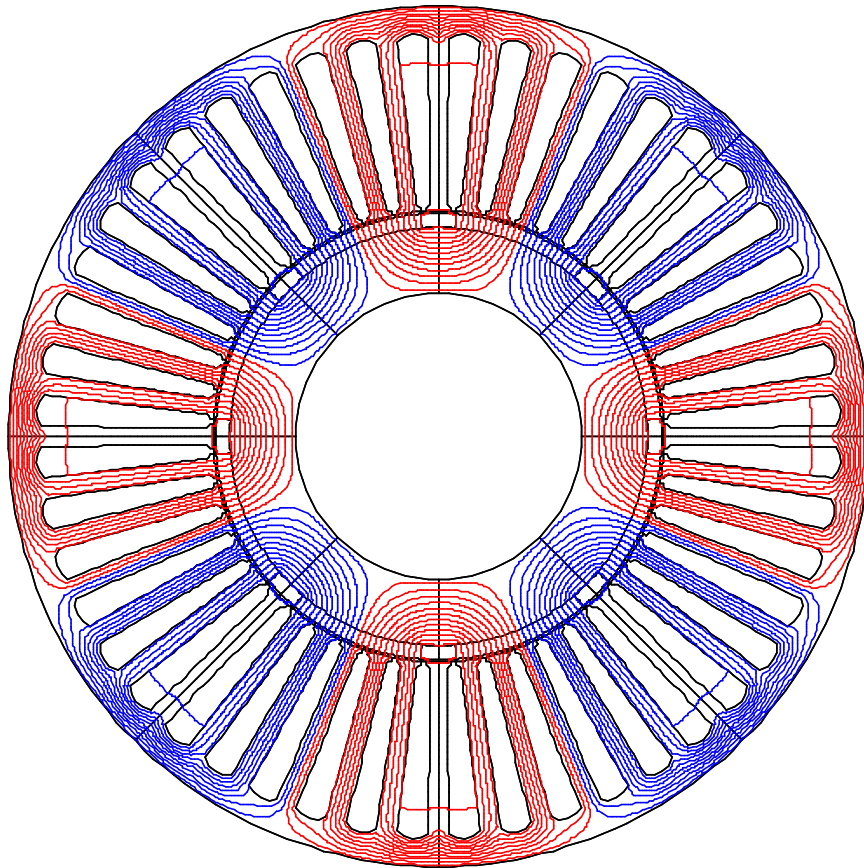
**Fig. III.19 :** Coupe transversale et maillage du domine d'étude.



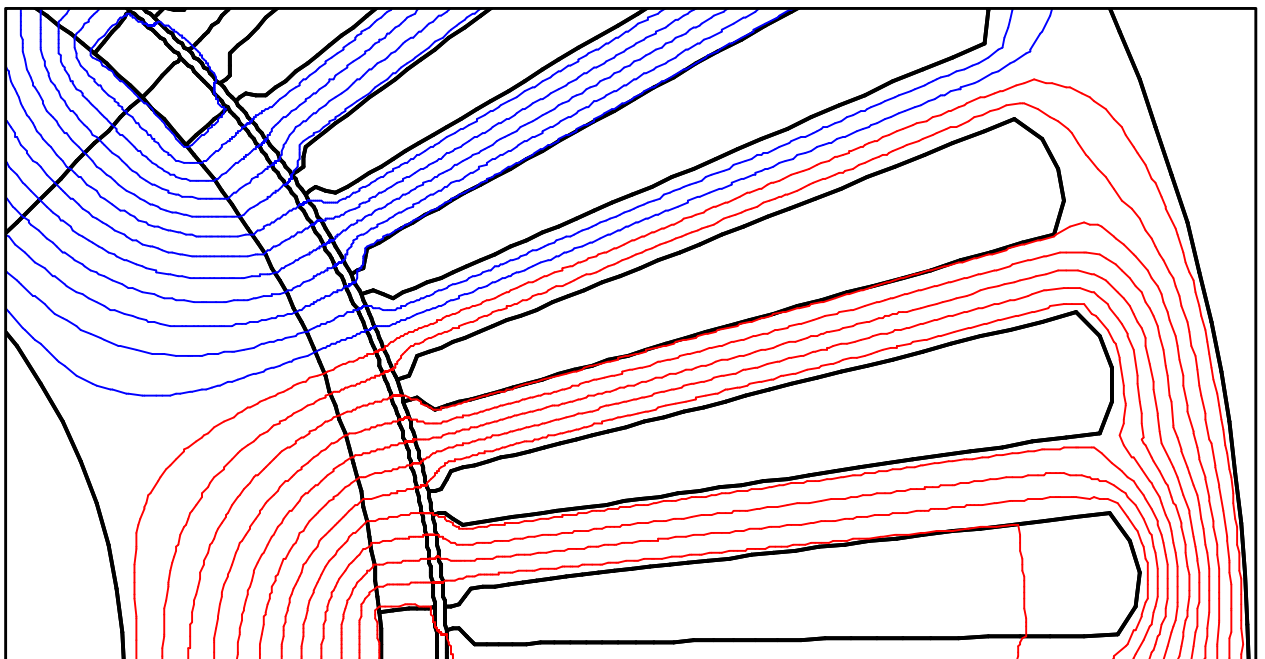
**Fig. III.20 :** Structure du maillage au niveau de l'entrefer

### III.6.2. Cartes du champ

La distribution des lignes de flux au niveau de la machines sont représentés par la figure suivante.



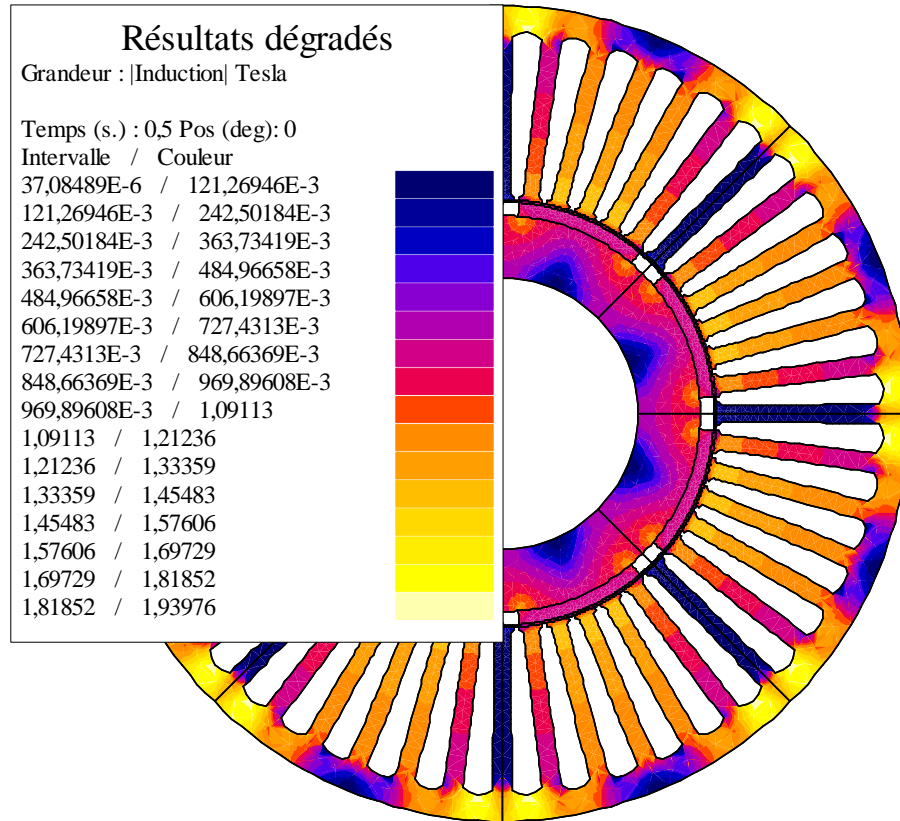
**Fig. III.21 :** Distribution des lignes de flux dans la machines en présence des encoches



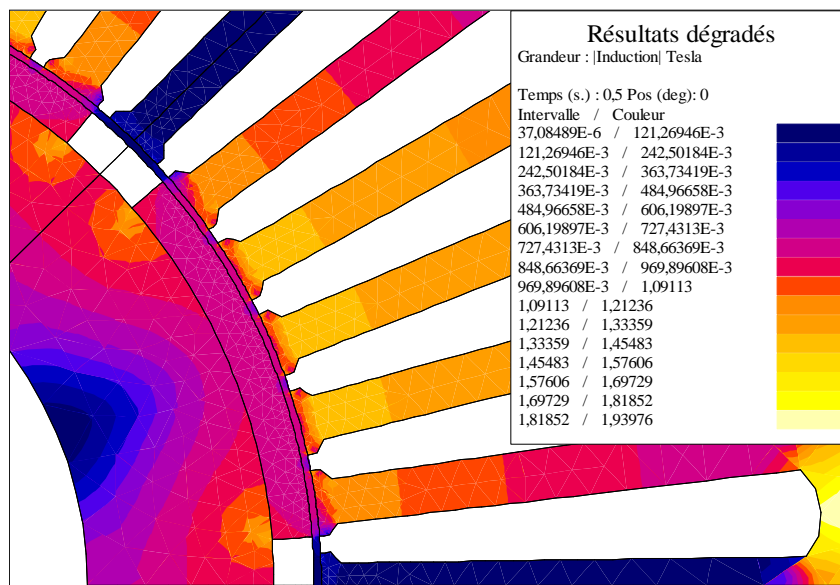
**Fig. III.22 :** Distribution des lignes de flux sous un pôle

Selon les figures (III.21) et (III.22), les lignes de flux traversent l'entrefer et circulent de façon parallèle dans les dents statoriques, puis se ferment aux extrémités de la machine où la condition imposé ( $A=0$ ).

La répartition de l'induction magnétique dans les régions de la machine avec un stator non-lisse est montrée par la figure suivante.



**Fig. III.23 :** Distribution de l'induction magnétique de la machine en présence des encoches

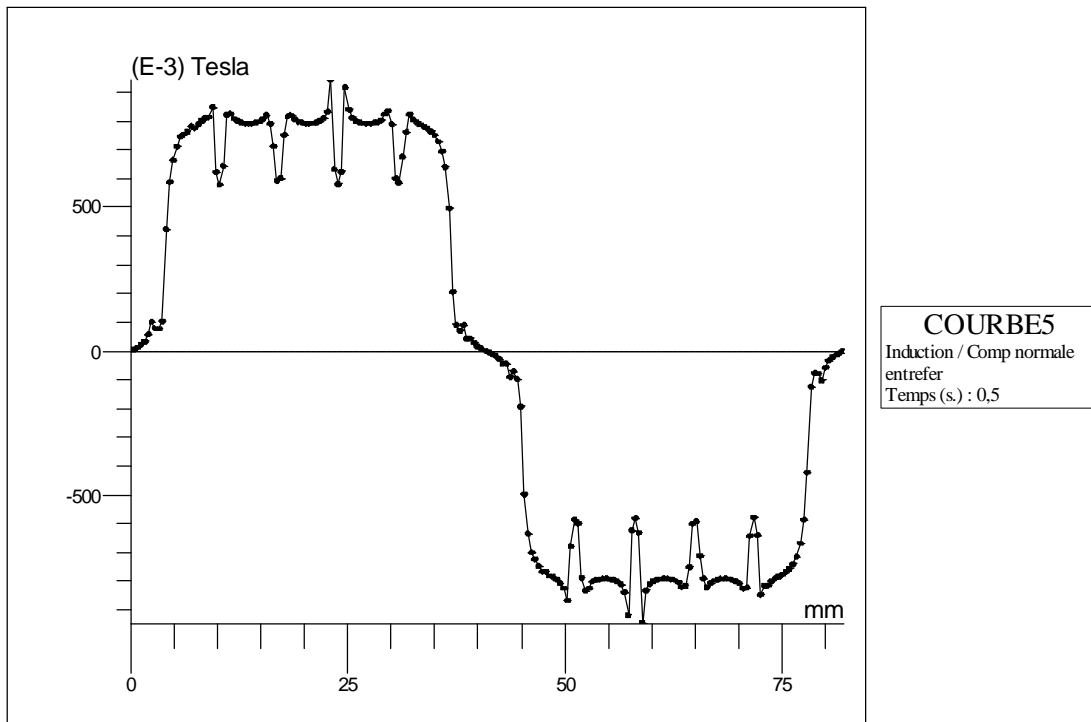


**Fig. III.24 :** Distribution de l'induction magnétique sous un pôle

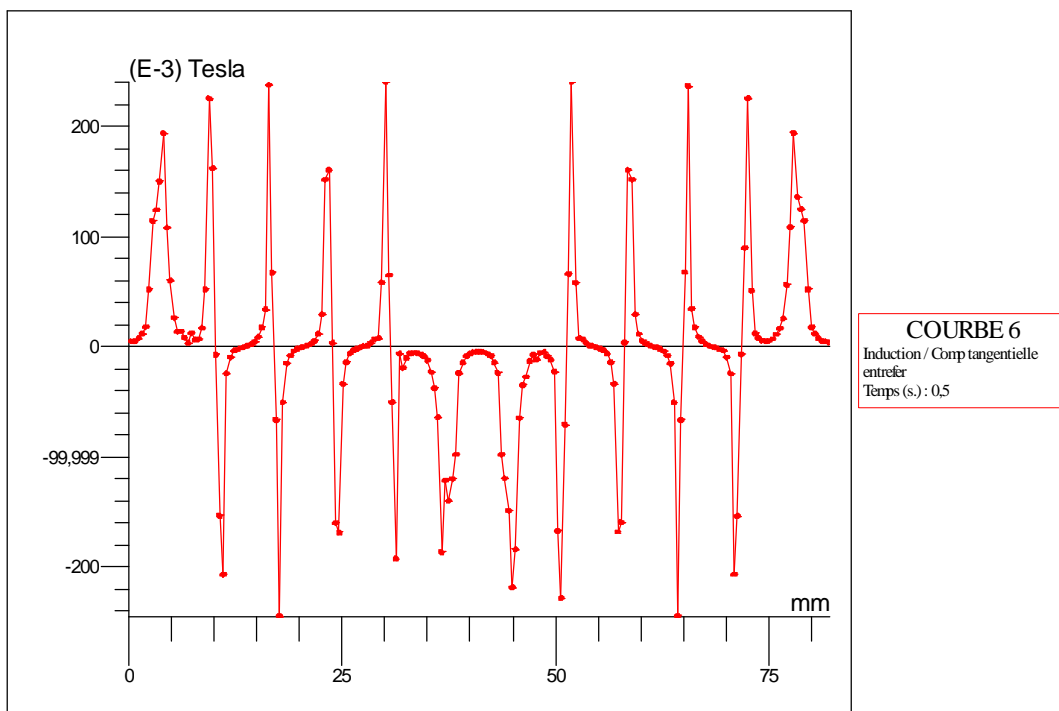
### III.6. 3. Résultats numériques de la machine en présence des encoches

#### a) Répartition des inductions magnétiques

La forme des inductions magnétiques radiale et tangentielle sont illustrés par les figures ci-dessous :



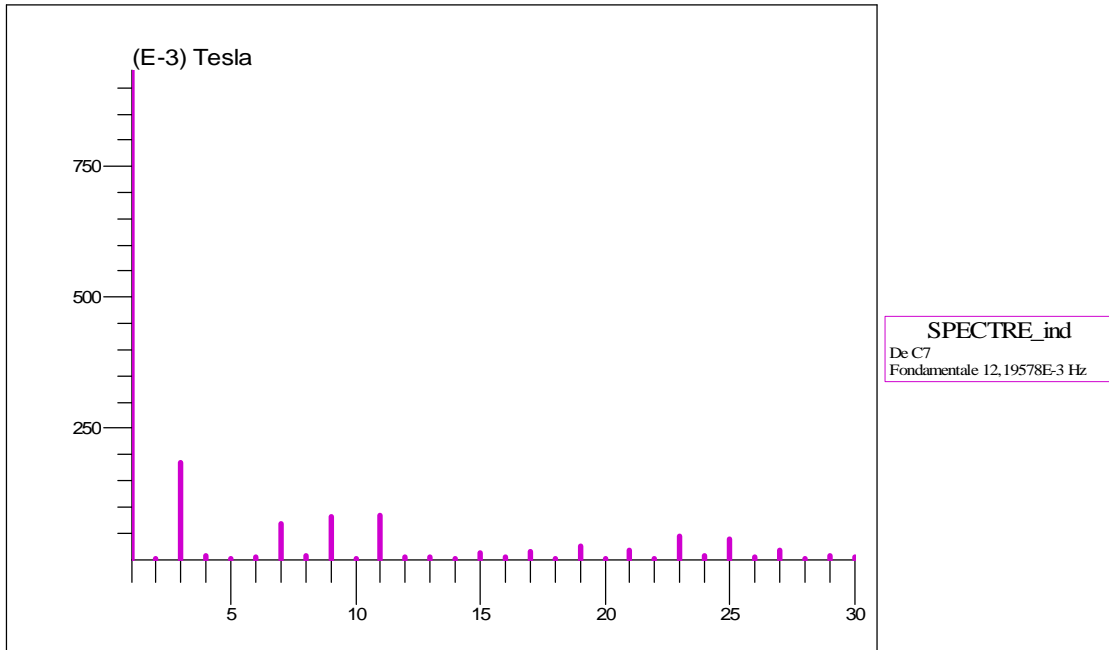
**Fig. III.25:** Représentation de l'induction magnétique radiale créée par les aimants dans la région de l'entrefer (en présence des encoches).



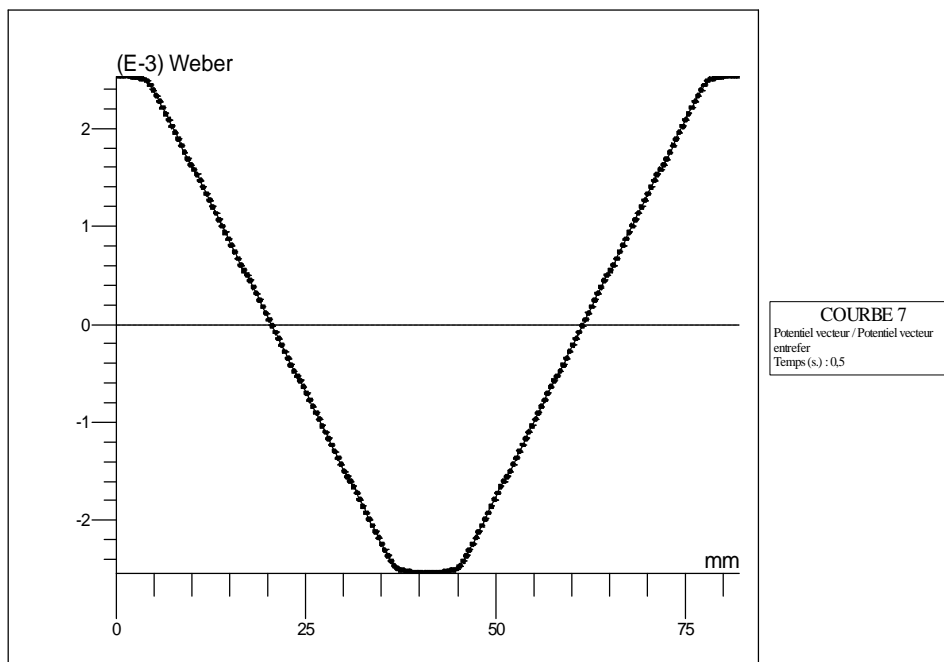
**Fig. III.26:** Représentation de l'induction magnétique tangentielle créée par les aimants dans la région de l'entrefer (en présence des encoches).

Si nous comparons les inductions magnétiques dans les deux machines (stator lisse et en présence des encoches), nous remarquons la présence de l'effet des encoches sur la forme des inductions. Ainsi la présence des encoches ayants une influences direct sur la valeur moyenne et les ondulations des inductions magnétiques.

La figure suivante donne le spectre d'harmonique de l'induction magnétique radiale en présence des encoches statoriques



**Fig. III.27 :** Spectre d'harmonique de l'induction magnétique radiale (en présence des encoches).



**Fig.III.28 :** Représentation du potentiel vecteur magnétique créé par les aimants (en présence des encoches).

### III.7. Validation des modèles d'analyse

Sous les mêmes hypothèses, les résultats issus du modèle analytique sont confrontés aux résultats obtenus à partir d'un calcul par éléments finis pour les différentes structures étudiées. Au niveau des formes d'ondes des inductions (Fig. III .29), des forces électromotrices (Fig. III .30) et des couples (Fig III.31), on observe une très bonne concordance. En effet, les écarts sont très faibles.

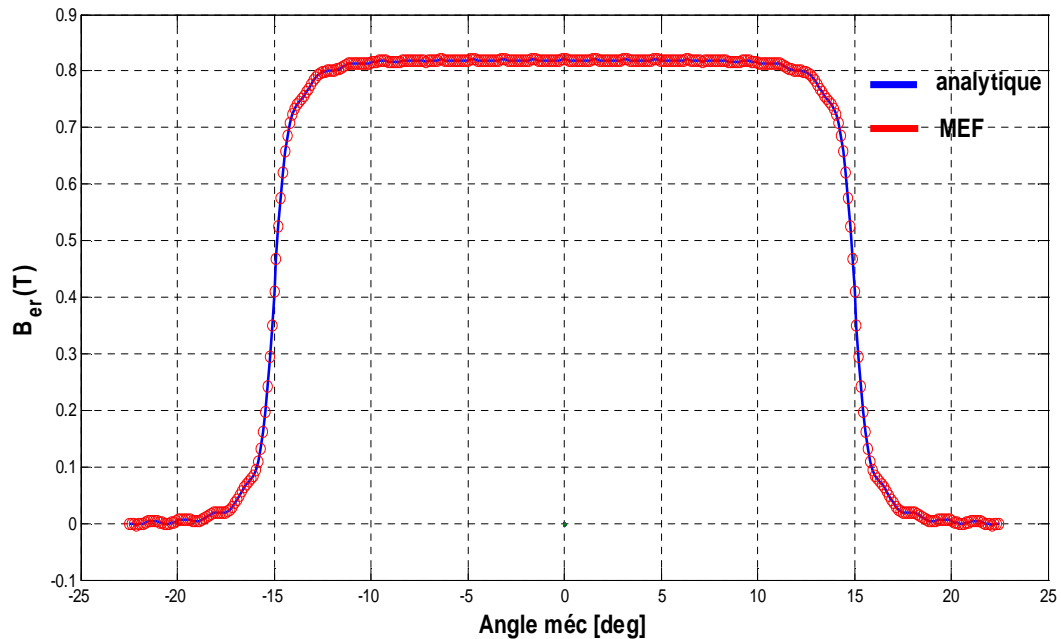


Fig. III .29 : Inductions magnétiques dans l'entrefer

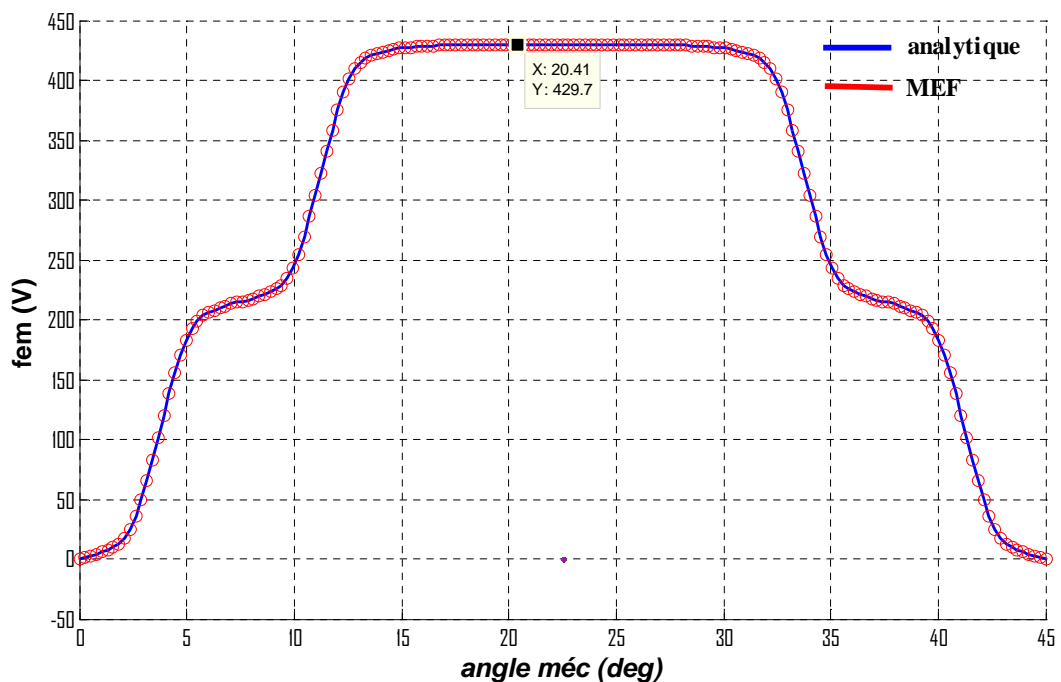
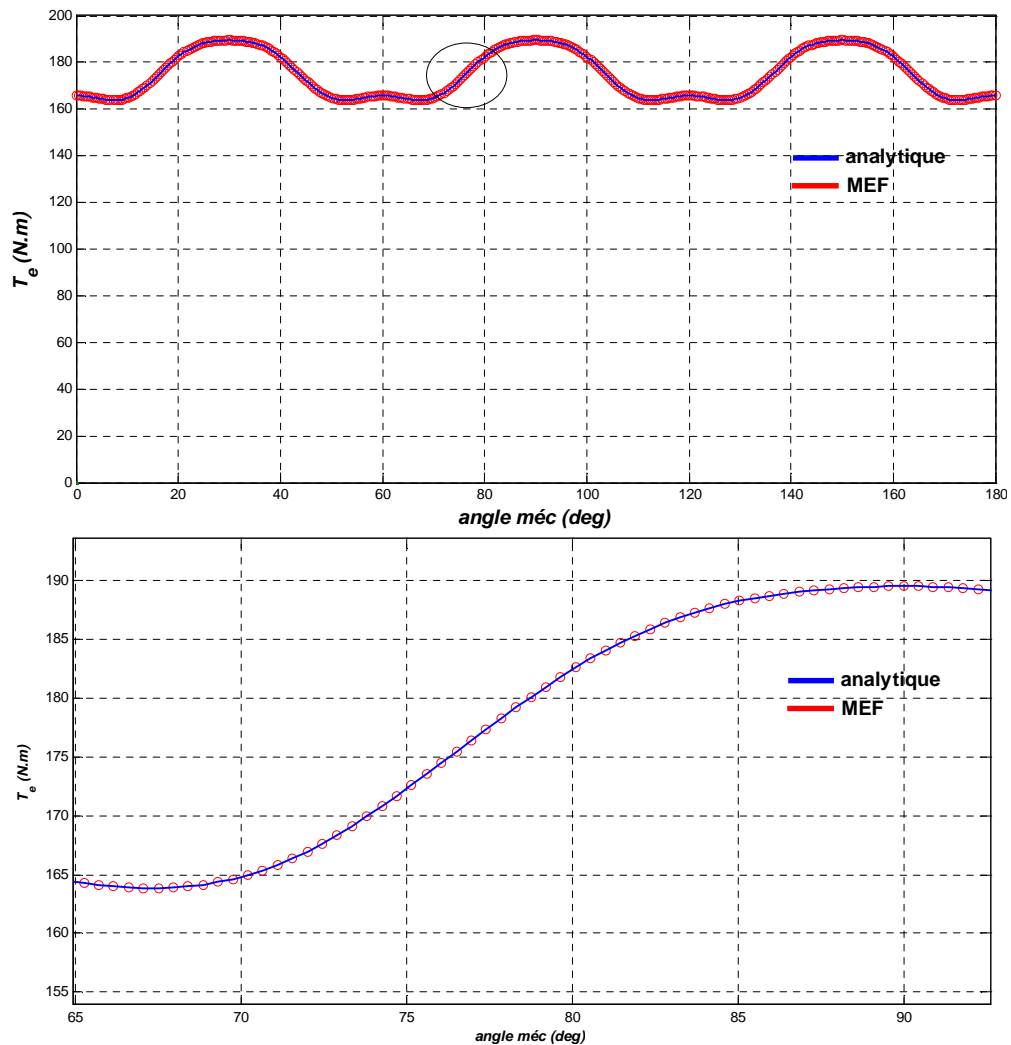


Fig.III.30 : Formes d'ondes de la force électromotrice.



**Fig.III.31** : Formes d'ondes du couple d'interaction (stator lisse)

On peut affirmer que pour le type de machines étudiées, mise à part les phénomènes liés à la saturation et à la présence de la denture, les principales grandeurs peuvent être déterminées à l'aide du modèle analytique avec une bonne précision.

### III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le calcul numérique par la méthode des éléments finis des machines synchrone à aimants, Le modèle éléments finis en 2D, développé pour le calcul électromagnétique des machines à aimants montés sur la surface du rotor, tient compte de la structure géométrique réelle de la machine ; et des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties.

Nous avons effectué une comparaison des résultats issus des résolutions analytique et numérique (en régime harmonique). Dans le chapitre suivant on va aborder le modèle circuit de la machine étudié pour nous permet de faire le couplage de ce modèle avec celle du analytique présenté dans le deuxième chapitre.

# ***CHAPITRE IV***

## ***Alimentation de la machine synchrone à aimant permanent***

## IV.1.Introduction

Les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable d'où la nécessité de l'utilisation d'un onduleur de tension. Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée d'une part sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI). [YO-LT 06]

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension Rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrée est à La fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour résoudre se problème. Cependant, l'essor de la modulation MLI n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs [Yak 05].

## IV .2. Alimentation des moteurs synchrones à aimants

Ces dernières années, avec les progrès dans les matériaux magnétiques, les semi-conducteurs de puissance, et notamment dans la théorie du contrôle, le type d'alimentation d'où le système d'entraînement des moteurs synchrones à aimant permanents(MSAP) jouent un rôle extrêmement important dans les applications dont la gamme est de faible à moyenne puissance [WAN11].

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être alimentées par deux principaux types d'alimentation :

- la structure d'alimentation en courant,
- la structure d'alimentation en tension.

Le choix du type d'alimentation va dépendre du type de moteur utilisé en termes de puissance et de la dynamique désirée [LIU11]. Pour notre travail, on va utiliser l'onduleur de tension pour alimenter le moteur synchrone à aimants permanents.

Cependant, nous pouvons donc avoir des F.E.M de différentes formes, Pour les machines à F.E.M trapézoïdale, la structure à commutation de courant sera la mieux adaptée mais la durée

de la commutation sera liée à l'impédance interne de la machine quelle que soit la rapidité des interrupteurs.

La structure à commutation de tension possède une dynamique plus importante que la structure à commutation de courant [BOUK10] car elle ne dépend pas de l'impédance interne de la machine.

## IV .2.1. Structure avec alimentation par courant

### a) Alimentation par courants sinusoïdaux

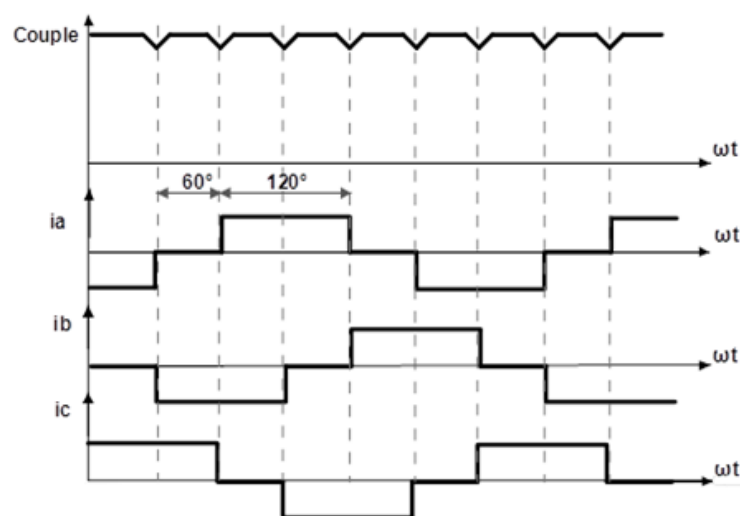
Pour réaliser des courants de référence de forme sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de la position du rotor possédant une bonne définition angulaire ou bien, plus rarement, faire l'estimation de celle-ci [CHA08]. En pratique, les courants de référence de forme sinusoïdale sont obtenus au moyen de mémoires adressées à partir du codeur de position et lues par des convertisseurs numérique-analogique.

L'amplitude de ces courants peut être ajustée en changeant la valeur de la tension de référence de ces convertisseurs.

Les courants réels circulant dans la machine sont mesurés par des capteurs qui doivent nécessairement posséder un isolement galvanique. Pour mettre en œuvre le système de contrôle des courants qui élabore la commande des interrupteurs de l'onduleur à partir de la comparaison des courants réels et des courants de références.

### b) Alimentation par courant rectangulaires

Les courants ont la forme de créneaux de  $120^\circ$  de largeur. Il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant. Tous les  $60^\circ$ , le courant est commuté d'une phase à l'autre comme représenté sur la figure (IV.1).



**Fig. IV .1 :** Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant.

Le couple apparait donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développé par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement. Il est clair que si l'on cherche à minimiser les ondulations du couple résultant, les courbes de couple de deux phases alimentées à courant constant doivent avoir une variation trapézoïdale en fonction de la position du rotor, avec un palier de largeur suffisante (plus de  $60^\circ$ ).

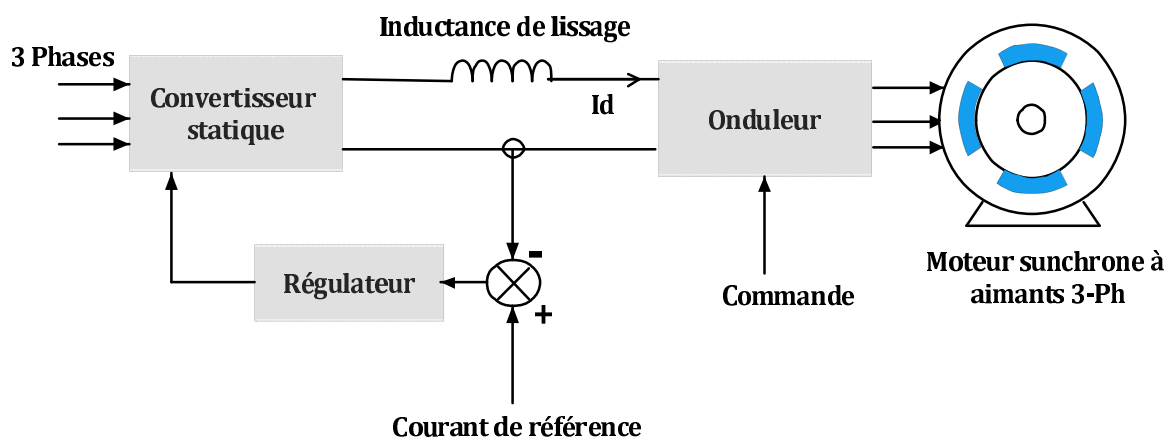
On peut également noter que si le critère essentiel est la minimisation des ondulations du couple, les courants doivent être centrés par rapport aux courbes de couple. Cela revient à un décalage nul entre les ordres de commutation et les F.E.M.

La différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, seule la position du rotor au moment des commutations est nécessaire [TUL96].

### c) Alimentation par onduleur

Plusieurs moteurs synchrones sont de type d'alimentation par courant. Dans les gammes de puissance plus élevée, s'est engagé directement avec les onduleurs, et dans les gammes de puissance plus faible, il est avec des onduleurs à modulation de largeur d'impulsion .

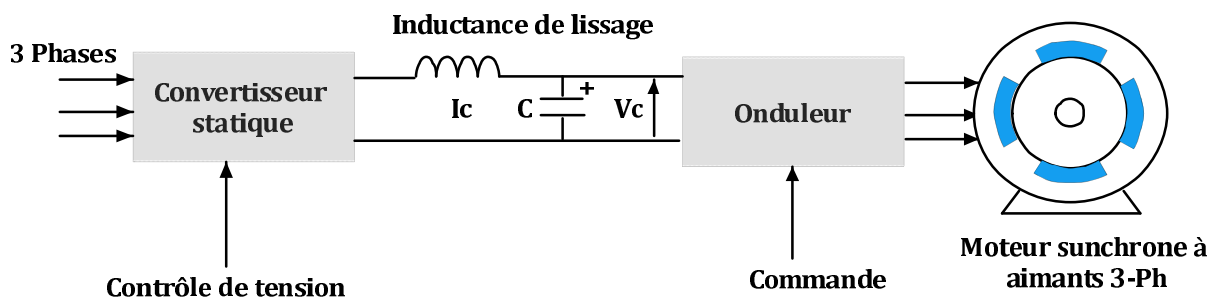
Cette structure est basée sur le schéma de principe du pont de Graëtz à six thyristors. Ce commutateur a pour rôle d'aiguiller le courant dans les enroulements statoriques de la machine, à partir d'un courant continu fourni par une source de courant. En général, cette source de courant est constituée d'un pont redresseur à interrupteur statique, à partir d'une source d'alimentation triphasée, régulée en courant et associée à une inductance dite de "lissage" servant à réduire les ondulations du courant et rendant la source plus proche d'une source idéale comme indiqué sur la figure (IV .2) .



**Fig. IV. 2 :** Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 8-pôles.

### IV .2.2 Structure avec alimentation en tension [MEZ12]

Dans ce cas, l'alimentation à fréquence variable de la machine s'effectue à partir d'une source de tension continue  $V_c$  et par modification périodique de la tension aux bornes de la machine. La structure de la figure (IV .3) diffère peu de celle de la commutation en courant. Cependant, on ajoute un condensateur en parallèle sur la sortie du redresseur afin d'absorber les ondulations de tension du redresseur en vue d'obtenir une tension continue.



**Fig. IV .3 :** Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants.

Avec cette même structure, peuvent être distinguées plusieurs manières d'élaborer la séquence de commande des interrupteurs et de régler la valeur de la tension appliquée à la machine.

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur la même branche, on parle, dans ce cas, d'un onduleur du type  $180^\circ$  (Fig. IV .4 -b).

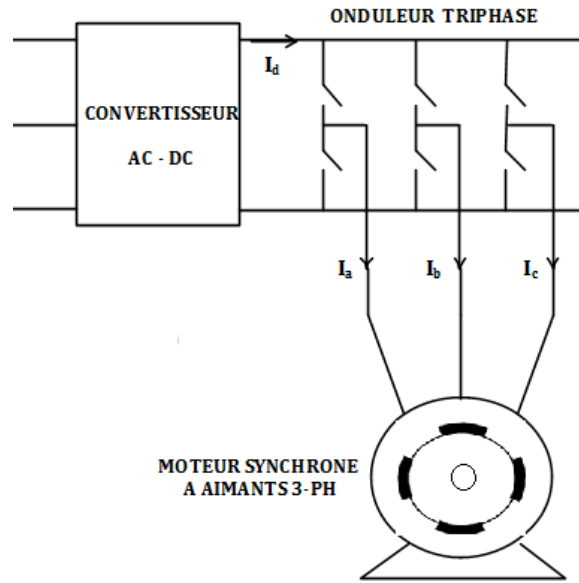
Si on considère un onduleur avec des interrupteurs parfaits, on peut alors la représenter sous la forme simplifiée de la figure (IV .4 -a).

Il existe un deuxième type de séquence de commande qui est représenté sur la figure (IV .4 -c), la forme d'onde obtenue avec cet onduleur, appelé onduleur de type  $120^\circ$ , La commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur la même branche.

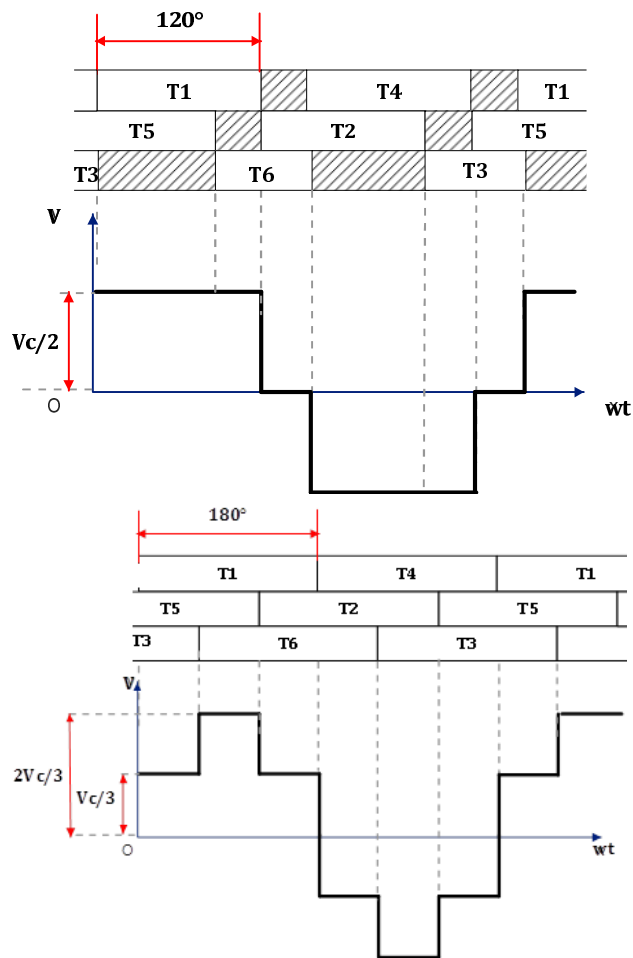
Dans ce cas, pendant les intervalles où aucun des interrupteurs n'est commandé, la tension aux bornes de la machine va dépendre des conditions de fonctionnement. En effet, pendant ces intervalles, les diodes de roue libre peuvent conduire, ce qui fixe le potentiel aux bornes de la phase à  $+V_c/2$  ou  $-V_c/2$  ou ne pas conduire et, dans ce cas, ce potentiel est compris entre  $+V_c/2$  et  $-V_c/2$  et dépend de la F.E.M. et des tensions induites par les courants circulant dans les autres phases.

La séquence de commande représentée sur la figure (IV .4 -c), est la plus usuelle. Elle correspond à une durée de commande des interrupteurs égaux à  $120^\circ$ , qui comporte des zones où la tension n'est pas fixée par la commande et dépend des conditions de fonctionnement de

la machine. Ainsi, la tension ne peut être assimilée à un créneau de  $120^\circ$  de largeur que lors de fonctionnement à très basse vitesse (F.E.M. négligeable).



a) système onduleur-moteur



b) onduleur de tension type 180

c) onduleur de tension type 120

**Fig. IV .4** : Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAP.

### IV .3 .Modèle circuit électrique d'une machine synchrone à aimants

#### IV .3.1 .Hypothèses simplificatrices

Dans ce cadre, les hypothèses suivantes sont prises en compte pour la mise en équation de la machine synchrone à aimants :

- Absence de la saturation magnétique,
- Les enroulements statoriques sont décalés de 120 électrique.
- L'effet d'encoches et la saturation du circuit magnétique ne sont pas considérés.
- Les courants de Foucault, l'effet de peau et l'effet de la température sur les paramètres de la machine sont négligés.

#### IV .3.2 Equations électriques de la machine

La résistance des enroulements du stator de chaque phase est  $R_s = R_a = R_b = R_c$ . Les inductances propres, et les inductances mutuelles sont respectivement  $L = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$  et  $M = M_{ab} = M_{ba} = M_{ca}$ .

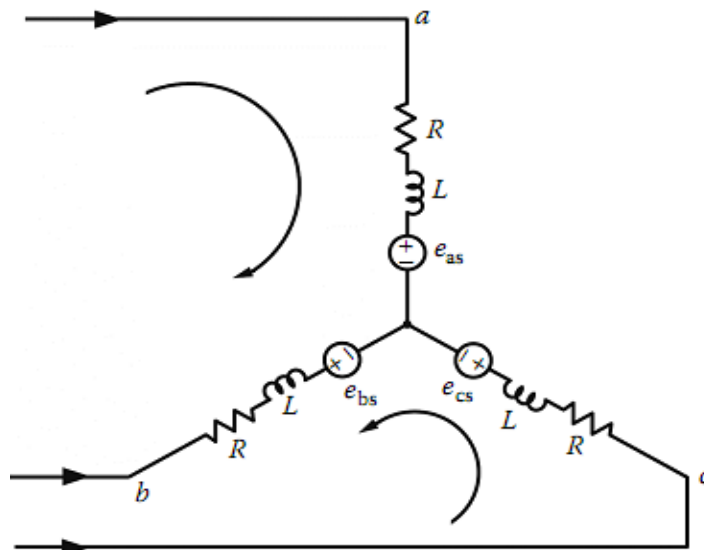


Fig. IV .5 : Le modèle circuit de la machine synchrone à aimants.

L'équation de tension dans le référentiel du stator ( $abc$ ) peut être mise sous forme matricielle [CHE07, ROM11, XIN03]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \quad (\text{IV.1})$$

Où:

$$[V_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T : \text{Vecteur des tensions de phases.}$$

$$[I_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T : \text{Vecteur des courants de phases.}$$

$[E_s] = [e_a \ e_b \ e_c]^T$  : Vecteur des FEMs de phases.

Ces FEMs peuvent être calculées par l'expression (II.61) du modèle analytique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{La matrice résistance,}$$

$$\text{et } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} : \text{la matrice d'inductance.}$$

En général, les trois phases du stator sont connectées en étoile de sorte que:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{IV.2})$$

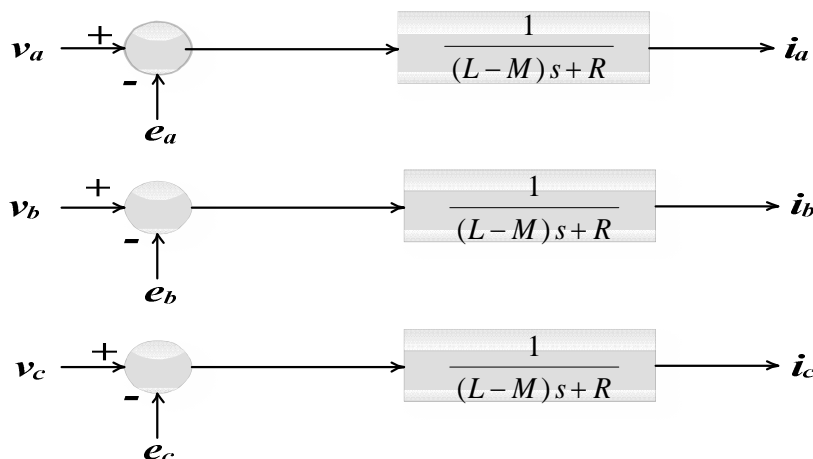
Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule l'inductance cyclique de la machine ( $L_s = L - M$ ) limite les courants de phases, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

On peut déduire les courants de phases par :

$$i_{as} = \frac{v_{as} - e_a}{R_s + s(L-M)}, \quad i_{bs} = \frac{v_{bs} - e_b}{R_s + s(L-M)}, \quad i_{cs} = \frac{v_{cs} - e_c}{R_s + s(L-M)} \quad (\text{IV.4})$$

Ils peuvent être représentés par des blocks donnés par la figure (IV.6)



**Fig. IV.6 :** Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants.

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à partir des FEMs]:

$$\Gamma_e = \frac{e_a i_{as} + e_b i_{bs} + e_c i_{cs}}{\Omega} \quad (\text{IV.5})$$

Où :

$\Omega$  est la vitesse de rotation.

### IV .3.3. Calcul des paramètres du circuit électrique

#### IV .3.3.1. Calcul des inductances propres et mutuelles

Le paramètre le plus important d'un convertisseur d'énergie est son inductance L, définie comme étant le rapport entre les valeurs instantanées de flux produit et les courants.

Si plusieurs bobines sont alimentées par des courants au même temps, l'inductance calculée est une inductance L globale qui comprend la self de la bobine choisie (ex :  $L_{aa}$ ) et les inductances mutuelles dues aux alimentations d'autres bobines,  $M_{ab}$ ,  $M_{ac}$ ,...

Le système d'équations définissant la relation flux/inductance est donnée par :

$$\begin{aligned} \Phi_a &= L_{aa} i_{as} + M_{ab} i_{bs} + M_{ac} i_{cs} \\ \Phi_b &= M_{ba} i_{as} + L_{bb} i_{bs} + M_{bc} i_{cs} \\ \Phi_c &= M_{ca} i_{as} + M_{cb} i_{bs} + L_{cc} i_{cs} \end{aligned} \quad (\text{IV.6})$$

L'inductance globale peut s'écrire :

$$L = L_{aa} + M_{ab} \frac{i_{bs}}{i_{as}} + M_{ac} \frac{i_{cs}}{i_{as}} \quad (\text{IV.7})$$

#### a) Inductance propre

Pour calculer la self d'une bobine, les courants circulant dans les autres bobines doivent être nuls, dans ces conditions:

$$L_{aa} = \left. \frac{\Phi_a}{i_{as}} \right|_{i_{bs}, i_{cs} = 0} \quad (\text{IV.8})$$

Tel que  $\Phi_a$  est le flux total par phase (a) produit par le courant dans la même phase, qui est donné par l'expression suivante :

$$\Phi_a(\omega t) = 2pL_u \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} A_c(R_3, \theta) C_a(\theta_s, t) R_3 d\theta_s \quad (\text{IV.9})$$

Où  $A_c(R_3, \theta)$  est le potentiel vecteur magnétique créée par courant de la phase (a) dans l'entrefer de la machine et  $C_a(\theta_s, t)$  représente la densité des conducteurs de la phase (a).

### b) Inductance mutuelle

Le flux circulant dans les bobines non alimentées ( $i_{bs} = 0, i_{cs} = 0$ ) nous permet de déduire leur inductance mutuelle avec la bobine alimentée:

$$M_{ba} = \left. \frac{\Phi_b}{i_{as}} \right|_{i_{bs}, i_{cs} = 0} \quad (\text{IV.10})$$

### IV .3.3.2 Calcul de la résistance d'une phase statorique

La résistance par phase est donnée par l'expression suivante:

$$R_{ph} = 2p N_s^2 \rho \frac{l}{FS} \quad (\text{IV.11})$$

Avec :

- $2p$ : le nombre de bobines,
- $N_s$  : le nombre de spires,
- $S$  : la section équivalente à la couche des conducteurs d'une phase par pole,
- $F$ : le coefficient de foisonnement ( $0 < F < 1$ ) (est la surface occupée par les brins / surface totale).

## IV .4 .Modélisation de l'alimentation de la machine

Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, la MSAP doit être lancée à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier à ces difficultés, elle doit être munie d'une alimentation à fréquence variable.

Dans notre cas, le système à modéliser est constitué d'un moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses qui est alimenté à fréquence variable par un convertisseur statique comportant un redresseur alimenté par le réseau, un filtre (LC) et un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

### IV .4.1. Alimentation par tension sinusoïdale

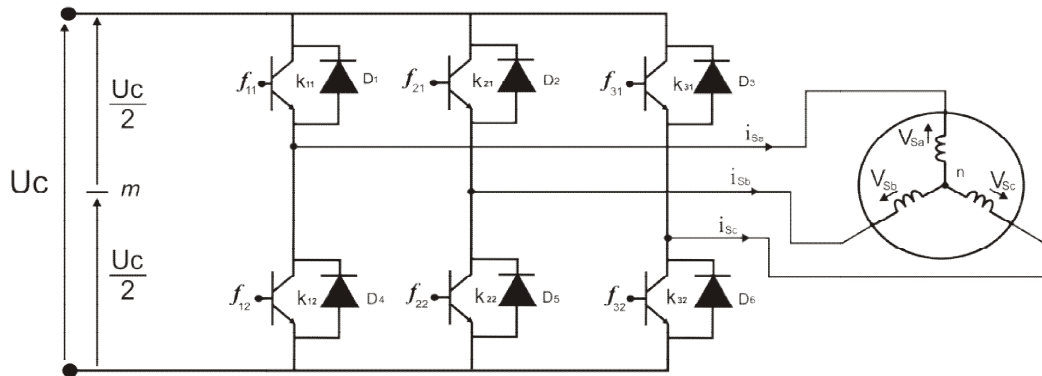
Les trois phases de la machine sont alimentées par des tensions de formes sinusoïdales. Les tensions sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_2(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.12)$$

**IV .4.2. Alimentation par onduleur de tension à MLI**

Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un thyristor) monté en tête-bêche avec une diode de récupération. pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source, les interrupteurs «  $k_{11}$  » et «  $k_{12}$  », «  $k_{21}$  » et «  $k_{22}$  », «  $k_{31}$  » et «  $k_{32}$  » doivent être contrôlé de manière complémentaire

Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le stator du moteur synchrone est donné par la figure (IV.7) :



**Fig.IV.7:** schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantané ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- La charge triphasé est équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé.

D'où on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.



**Fig.IV.8:** Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode

On définit la fonction de connexion  $f_{ci}$  ( $c \in \{1, 2, 3\}$ ,  $i \in \{1, 2\}$ ) comme l'état de l'interrupteur «  $k_{ci}$  », on a :

$$\begin{cases} f_{11} = 1 - f_{10} \\ f_{21} = 1 - f_{20} \\ f_{31} = 1 - f_{30} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

- $f_{ci} = 1$  si l'interrupteur est fermé,
- $f_{ci} = 0$  si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude «  $U_c$  ». Les potentiels des nœuds «  $a$  », «  $b$  » et «  $c$  » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif «  $n$  » sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{an} = f_{11} U_c \\ v_{bn} = f_{21} U_c \\ v_{cn} = f_{31} U_c \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Les tensions composés délivrées par cet onduleur sont donnés par :

$$\begin{cases} u_{sab} = U_c (f_{11} - f_{21}) \\ u_{sbc} = U_c (f_{21} - f_{31}) \\ u_{sca} = U_c (f_{31} - f_{11}) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Pour une charge triphasé équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliés par :

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (\text{IV.16})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

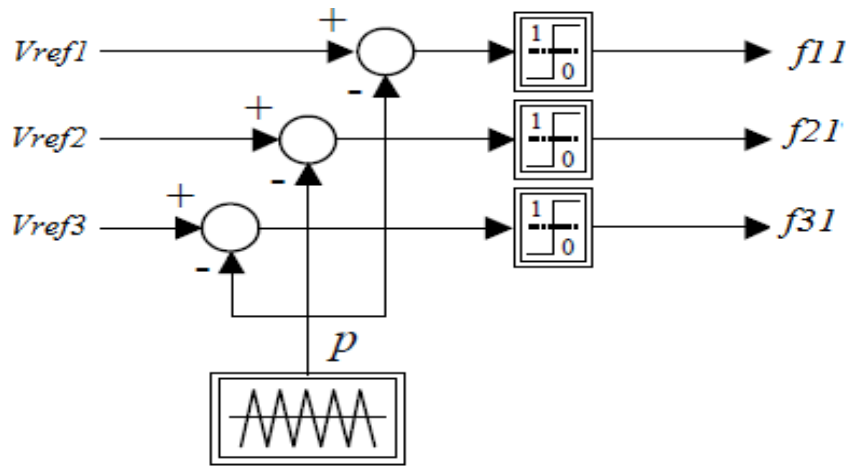
Après arrangement des équations précédentes on obtient le système matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

Pour déterminer les fonctions « $f_{ci}$ », on présentera dans ce qui suit la stratégie de commande de l'onduleur.

#### IV.4.2.1 Commande de l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoidale

La MLI Sinus-Triangle (*MLI\_ST*) utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoidale de fréquence « $f$ », appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence « $f_p$ », appelée la porteuse « $P$ », pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (II.8).



**Fig.IV.9:** Principe de la MLI Sinus-Triangle

Les signaux de référence sont définis par :

$$V_{refj}(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right), \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{IV.19})$$

La porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( \frac{4t}{T_p} - (4n+1) \right) & \text{si } t \in [nT_p, \frac{n+1}{2}T_p] \\ V_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) \right) & \text{si } t \in [\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

avec :  $T_p$  période de  $V_p$

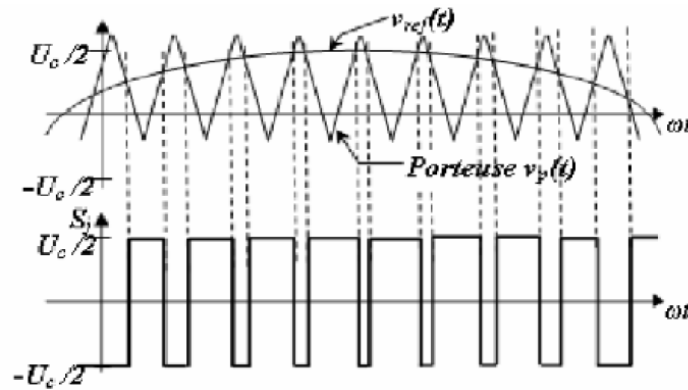
La commande *MLI* est caractérisée par les deux paramètres :

- L'indice de modulation «  $m$  » égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence,
- Le coefficient de réglage en tension «  $r$  » égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête «  $U_c/2$  » de l'onde de modulation.

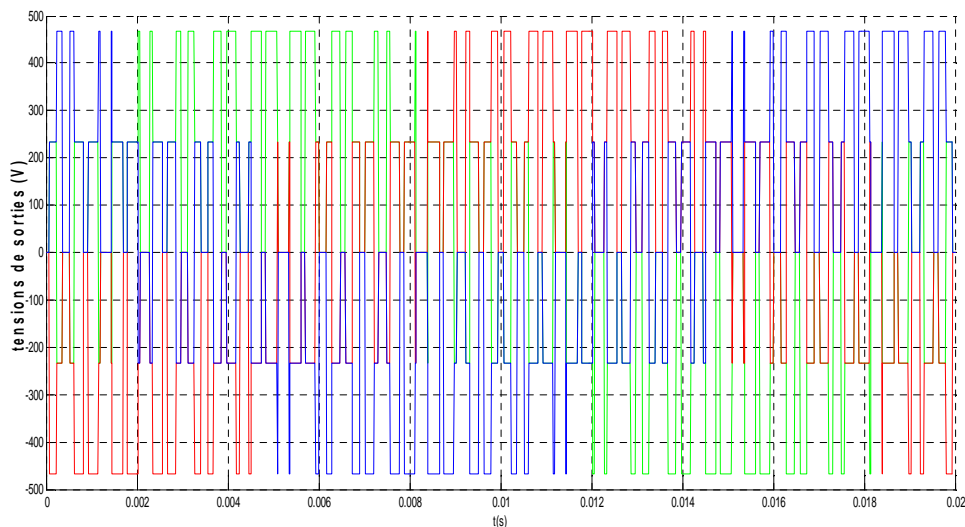
Notez que l'augmentation de «  $m$  » rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et donc facilite le filtrage. Mais «  $m$  » est limité par le temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions.

Alors, le choix de «  $m$  » procède d'un compromis entre la neutralisation des harmoniques et le rendement de l'onduleur, pour cela on prend ( $m=21$ ).

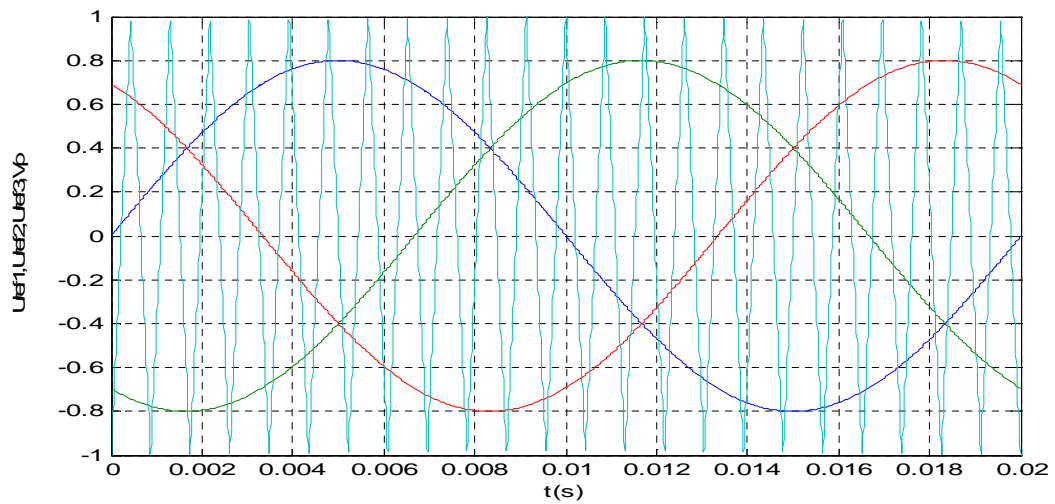
Tandis que, par action sur «  $r$  » on peut faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.



**Fig.IV.10:**MLI triangulo-sinusoidale



**Fig.IV.11 :** Tension de sortie de l'onduleur

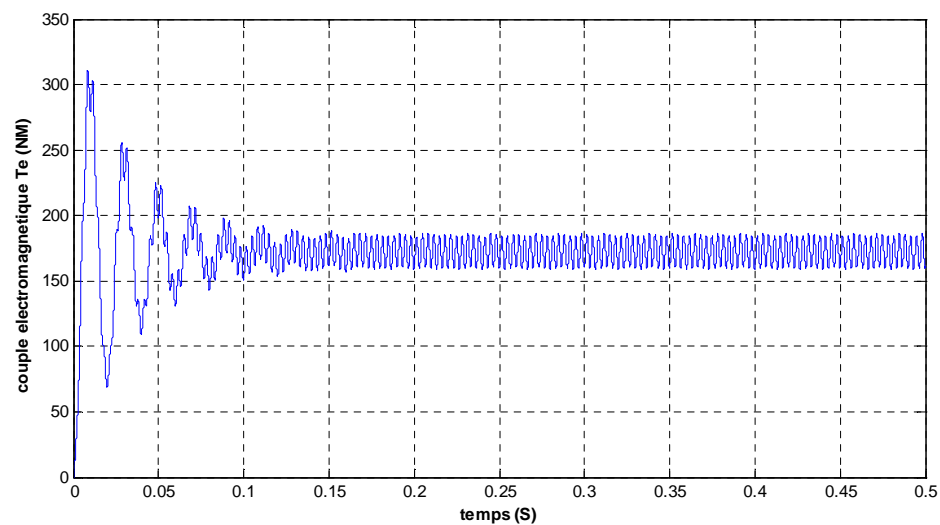


**Fig.IV.12** : Tensions de références avec la porteuse

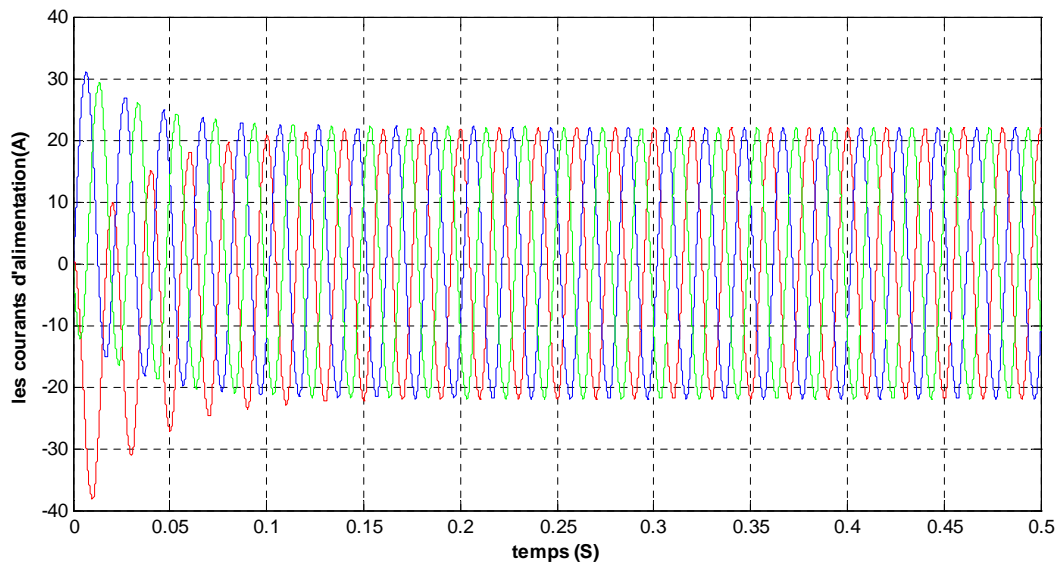
## IV .5 Résultats de couplage modèle circuit –modèle analytique

### IV .5.1 alimentation par tension sinusoïdale

La machine est alimentée comme moteur avec une tension sinusoïdale on obtient les formes des courbes suivantes respectivement couple et courant d'alimentation de la machine fig.(IV .13)et(IV .14).



**Fig. IV .13** couple électromagnétique développé par la machine dans le cas d'alimentation par tension sinusoïdale.

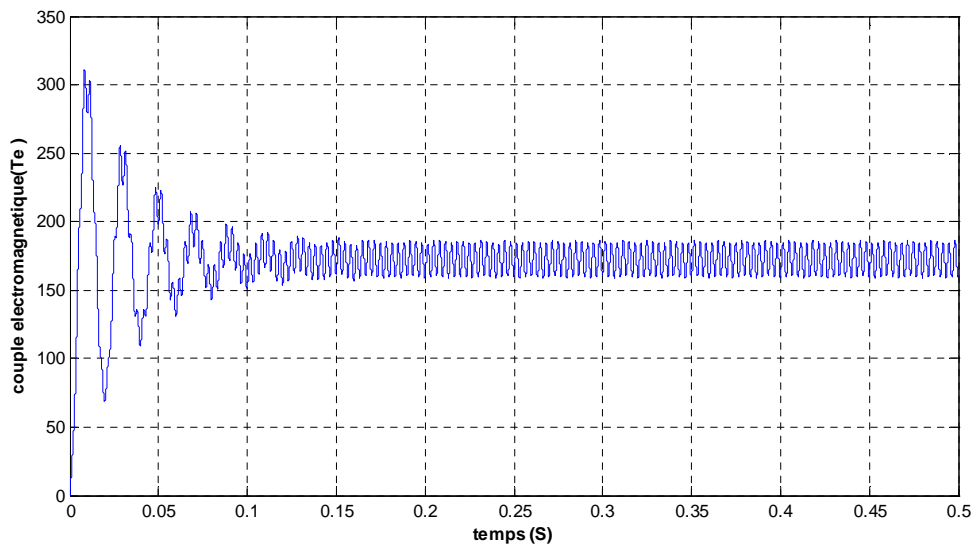


**Fig. IV.14 :** Forme des courants résultants

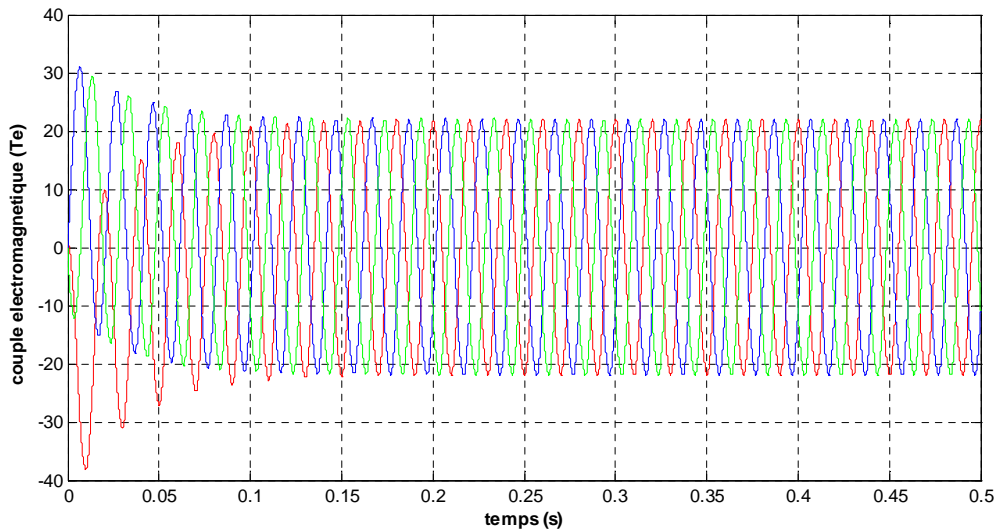
D'après les résultats obtenue on conclue que le couple pour une alimentation sinusoïdale les ondulations son minime avec une amplitude au alentour de celui trouver au deuxième chapitre dans le cas d'alimentation en génératrice.

#### IV .5.2 alimentation par onduleur de tension

Cette fois la machine est alimenter par onduleur de tension MLI on obtient les formes des courbes suivantes



**Fig. IV .15 :** Couples électromagnétiques développée par la machine dans le cas d'alimentation en onduleur MLI



**Fig. IV.16.** Forme des courants résultants

On peut comparer l'allure du couple électromagnétique par rapport à une alimentation directe sur le réseau sinusoïdale ; ces courbes, absolument analogues (il en serait de même avec les courants), montrent que la modulation MLI sinus-triangle provoque le même comportement du moteur que le réseau sinusoïdal. Elle possède cependant l'avantage de ne plus être liée au 50 Hz ; la modulation sinus-triangle est équivalente à une source de tension sinusoïdale dont on peut faire varier la fréquence.

#### **IV .6 conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté l'étude analytique de différents modes d'alimentation de la machine synchrone à aimant permanent, à savoir l'alimentation par tension sinusoïdale et par onduleur de tension, d'après les résultats on a constaté que le couple présente moins d'ondulation dans le cas d'alimentation sinusoïdale donc il dépend du mode d'alimentation. En fin en terminant notre travail avec une conclusion générale.

*Conclusion  
générale*

# Conclusion générale

Les aspects liés à la conception des machines électriques à aimants sont multiples. Ils concernent le type d'aimant, la structure de la machine, le mode d'alimentation et le type de commande qu'on ne peut dissocier.

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer un modèle d'étude bidimensionnel, utilisant des solutions analytiques, pour dimensionner la machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique a aimantation radiale. Le modèle d'étude développé, basé sur la résolution analytique des équations du champ, donne des expressions explicites entre les performances de la machine et ses paramètres de dimensionnement., en particulier dans une procédure de dimensionnement suivant les contraintes qu'impose le cahier des charges, de dégager rapidement les solutions envisageables.

Nous avons utilisé des techniques de calcul, pour déterminer le champ dans le cas d'un stator lisse. Ces techniques sont les transformations conformes basées sur le développement géométrique, par ce que grâce à ces transformations nous avons déterminé une relation entre les paramètres définit dans le plan à stator lisse encoché. Nous avons exprimé l'induction dans le plan réel de la machine, multipliant la fonction perméance complexe par l'expression montrée dans le plan sans encoche.

Le modèle numérique développé, qui est basé sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la structure réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, de son mode d'alimentation. A l'aide de cet outil, on a validé les résultats obtenus par le calcul analytique. Ce modèle peut être exploité pour analyser certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique. Sous les mêmes conditions, les résultats issus du modèle analytique sont en bonne concordance avec ceux obtenus à partir du calcul par éléments finis. Et en fin on a exploiter les résultats obtenue pour alimenter cette machine en fonctionnement moteur pour traction électriques avec plusieurs technique d'alimentation a savoir onduleur de tension et sinusoïdale.

Comme perspectives, nous envisageons de :

- Analyser des performances de machines à aimants insérés.
- utiliser des techniques de commande des machines synchrone à aimant permanent pour la traction électrique en exploitant ce paramétrage.



*Références  
bibliographiques*

## Références bibliographiques

- ABH11** Abdellaoui Hassina Etude Expérimentale de la Position Rotorique d'un moteur Synchrone à Aimants Permanents par Variables Electriques 2009.
- AM07** Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une machine Synchrone à Aimants Permanents » ; Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2007.
- BB12** Mr.Boukais Boussad Contribution à la modélisation des système couple machines convertisseurs: Application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)Fevrier 2012 .
- BOU09** K.Boughrara, B.L. Chikouche, R. Ibtouen, D. Zarko, and O. Touhami, "Analytical Model of Slotted Air-Gap Surface Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motor With Magnet Bars Magnetized in the Shifting Direction", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.45, NO. 2, February 2009.
- BOUK10** B. Boukais and H. Zeroug, "Magnet Segmentation for Commutation Torque Ripple Reduction in a Brushless DC Motor Drive", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 11, pp. 3909-3979, November 2010.
- CHA08** M. Chaieb; S. Tounsi.; R. Neji and F. Sellami; "Optimum geometry for torque ripple minimization of permanent magnet motor by the finite element method", *IEEE 14thMediterranean Electrotechnical Conference*, pp.459-464, 2008.
- CHE07** J. Chen; Y. Guo and J. Zhu; "An improved Phase Variable Model Based on Electro-magnetic Field coupled with its External Circuits for Performance Evaluation of Permanent Magnet Brushless DC Motors", *IEEE 2nd Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2007.
- FLU10** Flux® 10, User's Guide, Groupe CEDRAT, septembre 2010.
- HAD06** L. Hadjout, "Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique", Thèse de Doctorat, ENP, Alger, Décembre 2006 .
- KOP84** I.P.Kopylov, "Mathematical Models of Electric Machines", Mir Publishers Moscow Editor, 1984.

- LAC07** G. Lacombe, “Définition et réalisation d’une nouvelle génération de logiciel pour la conception des moteurs du futur”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2007.
- LEF10** P. Lefley, L. Petkovska, S. Ahmed and G. Cvetkovski, “Finite Element Analysis of a Novel Single Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor”, *IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Motion Control*, pp. 96-101, 2010.
- LH06** Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique», Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, Décembre, 2006.
- MA08** M. MABRAK Samir M. MAY Abdelmalek Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique juin 2008.
- MB** Calcul numérique d’une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses», Thèse magister d’état, ENP, Alger, Algérie
- MDB11** M. Damien Bidart commande coopérative des systèmes mono convertisseurs multi machines synchrones juin 2011.
- MF12** Mr- MEZAÂCHE Farouq Analyse des performances électromagnétiques de machines à aimants montés sur la surface du rotor janvier2012.
- MS.MA08** M. MABRAK Samir M. MAY Abdelmalek Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique juin 2008.
- NKH10** NABTI Khalil Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone octobre 2010.
- ONM11** OUNNADI MOHAMMED *Elaboration d’un modèle d’étude en régime dynamique d’une machine à aimants permanents avril 2011.*
- ROM11** L. Romeral, J.C. Urresty, J.R.R. Ruiz, and A.G. Espinosa, “Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 5, pp.1576-1585, May 2011.
- TUL96** G.Tulsi Ram Das and V. Subrahmanyam, “On the analysis of current source inverter fed permanent magnet synchronous motor”, *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, Vol. 1, pp. 286-292, 1996.

- WAN11** K. Kwangdeok, J. Younho; L. Seungho; K. Yong Jae, J. Yu-Suk and J. Sang-Yong, "Torque harmonic characteristic of Permanent Magnet Synchronous Motor according to ratio numbers of slots and poles", *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, 2011.
- XIN03** W. Xinghua, L. Qingfu, W. Shuhong, and L. Qunfeng, "Analytical Calculation of Air-Gap Magnetic Field Distribution and Instantaneous Characteristics of Brushless DC Motors", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 18, No. 3, pp. 424-432, September 2003.
- YAK05** Yakoub K." Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction". Thèse de Magistère de l'université de Batna [2005].
- YO.LT06** YAHIAOUI Omar LABZA Tahar étude et simulation d'association onduleur de tension-moteur a synchrone et réglage par Mode glissent 2007.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. Brahim LADGHEM CHIKOUCHE

Mr. Farouq MEZAËCHE

Présenté par – SADEK HACENE

- MAHAMMEDI YOUCEF

- MEFEDJEKH AMAR

Thème:

Contribution à l'étude d'une MSAP pour traction électrique alimentée par un  
Onduleur de tension

**Résumé :**

Ce travail consiste à effectuer un pré-dimensionnement des machines synchrones à aimant permanents montés sur la surface rotorique. En premier temps, nous faisons cette étude en considérant le stator sans encoche et l'aimantation radiale en adoptant une méthode analytique de calcul, permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques Ces expressions constituent un outil rapide et efficace pour une analyse paramétrique et pour un pré dimensionnement géométrique. Puis nous faisons les mêmes calculs par une méthode numérique pour valider notre modèle analytique ; la méthode numérique en 2D est basé sur la méthode des éléments finis. , tient compte de la géométrie réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties. De plus on a considéré une alimentation en tension de la machine. A l'aide de cet outil, on a affiné l'analyse des performances des structures envisagées en étudiant certain caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique.

**Mots Clés :**

Machine synchrone à aimants permanents, induction magnétique, matériaux magnétique, équation de maxwell, éléments finis, saturation, onduleur de tension MLI, traction électrique, alimentation des MSAP.