

**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 DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES**

**THEME**

---

**Etude d'une Machine Synchrone à Aimants**  
**Permanents à Double Excitation**

---

Proposé et dirigé par :

**Mr. LADGHEM CHIKOUCHE Brahim**

Présenté par :

**Mr. GANA Hicham**

**Année Universitaire : 2013 / 2014**

N° d'ordre : ISE-110

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie **DIEU** le Tout-puissant d'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Je tiens à exprimer mon remerciement et ma gratitude à mon encadreur:

Mr. LADGHEM CHIKOUCHE Brahim qui a aidé pour rendre ce travail effectif.

Mon remerciement aussi au chef département de l'électrotechnique de l'université de M'sila et à tous les enseignants qui ont enseignés durant les années du cursus.

Mon remerciement est également aussi aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin je remercie aussi toutes les personnes qui ont aidée de près ou de loin à la rédaction de ce travail.

**HICHAM .GANA**

# Dédicaces

*À mes parents*

*Mes frères et mes sœurs*

*À ma famille*

*Et Toutes mes amis tout avec son nom.*

## Sommaire

<i>Introduction générale</i> .....	1
------------------------------------	---

### CHAPITRE (I)

#### **Généralités Sur Les Machines Synchrones à Aimants Permanents**

<i>I.1.Introduction</i> .....	3
<i>I.2. Aimants permanents</i> .....	3
<i>I.2.1. Définition</i> .....	3
<i>I.2.2. Caractéristiques générales des aimants permanents</i> .....	4
<i>I.2.3. différents types d'aimants permanents</i> .....	4
<i>I.3. Principales structures de la MSAP</i> .....	5
<i>I.3.1. Structures sans pièces polaires (Pôles lisses)</i> .....	6
<i>I.3.2. Structures avec pièces polaires (Pôles saillants)</i> .....	7
<i>I.3.2.1. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux</i> .....	7
<i>I.3.2.2. Structure avec pièces polaires et concentration de flux</i> .....	7
<i>I.3.3. Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique</i> .....	8
<i>I.3.4. Structure à aimants internes</i> .....	8
<i>I.3.5. Structure à aimants en surface</i> .....	9
<i>I.4. Principe de fonctionnement de la MSAP</i> .....	9
<i>I.5. Avantages et inconvénients des MSAP [9]</i> .....	10
<i>I.5.1. Les avantages</i> .....	10
<i>I.5.2. Les inconvénients</i> .....	10
<i>I.6. Domaines d'applications des MSAP</i> .....	10
<i>I.6.1. Applications aux petites puissances</i> .....	10
<i>I.6.2. Applications aux moyennes puissances</i> .....	11
<i>I.6.3. Applications aux fortes puissances</i> .....	12
<i>I.7. Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones</i> .....	13
<i>I.8. Différents modes d'alimentation des MSAP</i> .....	14
<i>I.8.1. Alimentation par un Commutateur de Courant</i> .....	14
<i>I.8.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux</i> .....	14
<i>I.8.1.2. Alimentation par courants rectangulaires</i> .....	15
<i>I.8.1.3. Alimentation par onduleur</i> .....	15
<i>I.8.2. Alimentation par un Onduleur de Tension</i> .....	16

## ***Sommaire***

---

<i>I.9. Conclusion</i> .....	<i>17</i>
------------------------------	-----------

## CHAPITRE (II)

### *Généralité sur machine synchrone à double excitation*

II.1. Introduction.....	18
II.2. Définition et intérêt des MSDE .....	18
II.3. Les différents types de MSDE .....	18
II.4. Structures de MSDE suivant (l'arrangement des sources d'excitation) .....	19
II.4.1. MSDE série .....	19
II.4.2. MSDE à griffe .....	20
II.4.3. MSDE à circuits juxtaposés .....	22
II.4.4. MSDE à nombre de paires de pôles variable .....	23
II.4.5. MSDE à pôles conséquents .....	25
II.4.6. MSDE à concentration de flux .....	27
II.5. Avantages et inconvénients des structures de MSDE .....	28
II.6. Principe de fonctionnement.....	29
II.7. Conclusion .....	31

## Chapitre (III)

### *Modélisation par éléments finis de MSAP à double excitation*

III.1. Introduction.....	31
III.2. Présentation de la méthode des éléments finis .....	31
III.3. Présentation de l'outil de calcul utilisé.....	33
III.4. Formulation du modèle magnétostatique .....	33
III.4.1. Équations de Maxwell .....	33
III.4.2. Hypothèses Simplificatrices.....	35
III.4.3. Formulation en potentiel vecteur magnétique .....	35
III.6. Présentation de la machine étudiée.....	36
III.7. Paramètres de la machines étudiée.....	38
III.8. Formulation en potentiel vecteur magnétique dans les différentes régions .....	38

## **Sommaire**

---

III.8.1. Conditions aux limites.....	40
III.9. Etude du champ dans l'entrefer .....	42
III.9.1. Cartes de champ magnétique .....	42
III.9.2. Induction magnétique dans le cas (ouverture des aimants 20 °).....	43
III.9.2. Induction magnétique Dans le cas (ouverture des aimants 16 °).....	46
III.9.3. Induction magnétique Dans le cas (ouverture des aimants 14 °).....	49
III.10 .Etude sur les différents couples.....	51
III.10.1. Le couple de détente .....	51
III.10.2. Le Couple de réluctance.....	52
III.10.3. Influence Différent ouverture d'aimants sur les différents couples .....	52
III.10.4. Influence Différent ouverture d'encoche rotorique sur les différents couples .....	54
III.11.Méthodes de calcul des grandeurs globales.....	56
III.11.1.Méthode de calcul flux .....	56
III.11.2.Calcul des forces électromotrices .....	58
III.11.Conclusion .....	59

**Conclusion générale**

**Références bibliographiques**

**Résumé**



**LISTE DE FIGURE**

**Chapitre (I)**

*Généralités Sur Les Machines Synchrones à Aimants Permanents*

<b>Figure I.1:</b> Circuit magnétique associé à un aimant. ....	3
<b>Figure I.2:</b> Illustration d'une courbe B-H des aimants. ....	4
<b>Figure I.3:</b> Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants .....	5
<b>Figure I.4 :</b> Structures d'une machine à aimants permanents sans pièces polaires.....	6
<b>Figure I. 5 :</b> Aimantation radiale. ....	<b>Figure I.6 :</b> Aimantation tangentielle. .... 6
<b>Figure I.7 :</b> Aimantation mixte .....	6
<b>Figure I.8 :</b> Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux. ....	7
<b>Figure I.9 :</b> Structure à aimantation azimutale.....	8
<b>Figure I.10 :</b> Structure à aimantation mixte .....	8
<b>Figure I.11 :</b> Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique .....	8
<b>Figure I.13 :</b> Structure à aimants en surface. ....	9
<b>Figure I.14 :</b> Exemples d'applications de moteurs Brushless de petite puissance .....	11
<b>Figure I.15 :</b> Exemples d'applications de moteurs Brushless de moyenne puissance .....	12
<b>Figure. I.16 :</b> Exemples d'applications de moteurs brushless de forte puissance. ....	13
<b>Figure I.17:</b> Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone. ....	13
<b>Figure. I.18 :</b> Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant .....	15
<b>Figure I.19 :</b> Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de -4 - pôles.....	16

**Chapitre (II)**

*Généralité sur la machine synchrone double excitation*

<b>Figure II.1:</b> Principe de la double excitation série. ....	19
<b>Figure II.2 :</b> Rotors de Machines Synchrones à Double Excitation série. ....	20
<b>Figure II.3 :</b> Principe de la double excitation parallèle. ....	20
<b>Figure II.4:</b> Prototypes de MSDE à griffes.....	21
<b>Figure II.5 :</b> Rotor et principe d'une MSDE à circuits juxtaposés .....	22
<b>Figure II.6:</b> Rotors de MSDE à nombre de paires de pôles variables .....	24
<b>Figure II.7 :</b> Structure d'une MSDE à pôles conséquents .....	25
<b>Figure II.8 :</b> Principe de fonctionnement de la MSDE à nombre de paires de pôles variables ...	25
<b>Figure II.9 :</b> Défluxage d'une MSDE à pôles conséquents .....	26
<b>Figure II.10 :</b> Surfluxage d'une MSDE à pôles conséquents .....	26

## Liste des figures

---

<b>Figure II.11:</b> Idée de base de la MSDE à concentration de flux .....	27
<b>Figure II.12:</b> Stator (a) et rotor (b) d'une MSDE à concentration de flux (c) .....	28
<b>Figure II.13 :</b> Schéma de principe des machines à double excitation (une paire de pole) (a) machine à aimants permanents, (b) machine à excitation bobinée (c) machine double excitation. ....	30
<b>Figure II.14 :</b> principe de fonctionnement de la machine à double excitation. ....	30

### Chapitre (III)

#### *Modélisation par éléments finis de MSAP à double excitation*

<b>Figure III.1 :</b> la machine MSDE avec maillage globale en 2D. ....	32
<b>Figure. III.2 :</b> Illustration du maillage de la zone l'entrefer. ....	32
<b>Figure. III.4 :</b> Paramètres géométriques de la machine .....	37
<b>Figure. III.5 :</b> Bobinage de la machine synchrone à aimant double excitation .....	37
<b>Figure III.6 :</b> Condition aux limites dans encoche statorique <b>Figure III.7 :</b> Condition aux limites dans Encoche rotorique. ....	38
<b>Figure. III.8 :</b> Distribution du Champ magnétique pour différentes ouverture des aimants. ....	42
<b>Figure III.9 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au Aiment permanent.....	43
<b>Figure III.10 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant rotorique. ....	43
<b>Figure III.11 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant statorique.....	43
<b>Figure III.12 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant rotorique et courant statorique .....	44
<b>Figure III.13 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant rotorique et aimants permanent .....	44
<b>Figure III.14 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au MSAP. ...	44
<b>Figure III.15 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au MSDE. ...	45
<b>Figure III.16 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au aimant permanent.....	46
<b>Figure III.17 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, cas courant rotorique.....	46
<b>Figure III.18 :</b> Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant statorique.....	46

## Liste des figures

---

<b>Figure III.19</b> : Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, due au courant rotorique et courant statorique .....	47
<b>Figure III.20</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant rotorique et aiment permanent .....	47
<b>Figure III.21</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au MSAP. ...	47
<b>Figure III.22</b> : répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au MSDE. ....	48
<b>Figure III.23</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au aiment permanent.....	49
<b>Figure III.24</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant rotorique.....	49
<b>Figure III.25</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant statorique.....	49
<b>Figure III.26</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant statorique et rotorique .....	50
<b>Figure III.27</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au courant rotorique et aiment permanent .....	50
<b>Figure III.28</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au MSAP. ...	50
<b>Figure III.29</b> : Répartition de l'induction radial et tangential dans l'entrefer, due au MSDE. ...	51
<b>Figure III.29</b> : Répartition de couple détente et relectant dans l'entrefer, cas une ouverture 20°	52
<b>Figure III.30</b> : Répartition de couple détente et relectant dans l'entrefer, due au une ouverture 16° .....	52
<b>Figure III.31</b> : Répartition de couple détente et relectant dans l'entrefer, due au une ouverture 14° .....	53
<b>Figure III.32</b> : Cartes de champ magnétique. ....	54
<b>Figure III.33</b> : Répartition de couple détente et relectant dans l'entrefer, due au une ouverture d'encoche 6° .....	55
<b>Figure III.34</b> : Répartition de couple détente et relectant dans l'entrefer, due au une ouverture d'encoche 8° .....	55
<b>Figure III.35</b> : Répartition de couple détente et relectant dans l'entrefer, due au une ouverture d'encoche 10° .....	55
<b>Figure III.36</b> : Calcule le flux unitaire dans une spire. ....	56
<b>Figure III.37</b> : Contour d'intégration .....	57
<b>Figure III.38</b> : la variation du flux par la machine étudiée .....	57
<b>Figure III.39</b> :Répartition de la force électromotrice. ....	58

Liste des tableaux

**Tableau II.1:** Avantages et inconvénients de différentes structures de MSDE..... 29  
**Tableau III.1:** Paramètres de la machines étudié..... 38

LISTE DE SYMBOLES

<b><math>Br</math></b>	<i>Induction rémanente (ferrite)</i>
<b><math>Mr</math></b>	<i>Perméabilité relative des aimants</i>
<b><math>P</math></b>	<i>Nombre de paires de pôles</i>
<b><math>Q_s</math></b>	<i>Nombre d'encoches de stator</i>
<b><math>N_r</math></b>	<i>Nombre d'encoches du rotor</i>
<b><math>N_C</math></b>	<i>Nombre de conducteurs par encoche statorique</i>
<b><math>I_m</math></b>	<i>Courant de crête</i>
<b><math>I_f</math></b>	<i>Courant d'excitation de l'électro-aimant</i>
<b><math>N_f</math></b>	<i>Nombre de conducteurs par encoche rotorique</i>
<b><math>r_0</math></b>	<i>Rayon extérieur de l'encoche rotorique</i>
<b><math>r1</math></b>	<i>Rayon intérieur de l'encoche rotorique</i>
<b><math>r2</math></b>	<i>Rayon extérieur de l'aimant</i>
<b><math>r3</math></b>	<i>Rayon extérieur de l'encoche de stator</i>
<b><math>r4</math></b>	<i>Rayon intérieur de l'encoche de stator</i>
<b><math>R_0</math></b>	<i>Rayon externe de stator</i>
<b><math>R_S</math></b>	<i>Rayon de la surface intérieure du stator</i>
<b><math>R_m</math></b>	<i>Rayon de la surface externe du rotor</i>
<b><math>R_r</math></b>	<i>Rayon de la surface interne du rotor</i>
<b><math>g</math></b>	<i>Largeur de l'entrefer</i>
<b><math>h_s</math></b>	<i>Hauteur de le l'encoche statorique</i>
<b><math>L_U</math></b>	<i>Longueur utile de la machine</i>
<b><math>C</math></b>	<i>Ouverture des encoches statorique</i>
<b><math>C_r</math></b>	<i>Ouverture des encoches rotorique</i>
<b><math>dr</math></b>	<i>Ouverture de la semi ouverture des encoches rotorique</i>
<b><math>b</math></b>	<i>Ouverture de la semi- ouverture des aimants</i>
<b><math>d</math></b>	<i>Ouverture de la semi ouverture des encoches statorique</i>
<b><math>a</math></b>	<i>Ouverture proportionnelle de l'aimant</i>
<b><math>H</math></b>	<i>Champ magnétique</i>

## Liste des tableaux et symboles

---

<i>H<sub>cb</sub></i>	<i>Champ coercitif de l'induction</i>
<i>B<sub>m</sub></i>	<i>L'induction maximale</i>
<i>H<sub>m</sub></i>	<i>Champ maximale</i>
<i>W<sub>r</sub></i>	<i>Vitesse angulaire</i>
<i>ω<sub>s</sub></i>	<i>Pulsation de l'alimentation triphasée</i>
<i>c<sub>e</sub></i>	<i>Couple électromagnétique</i>
<i>3D</i>	<i>Troie dimension</i>
<i>2D</i>	<i>Deux dimensions</i>
<i>[M]</i>	<i>Matrice de contrainte</i>
<i>[A]</i>	<i>Vecteur des inconnues</i>
<i>[S]</i>	<i>Terme source due au densité du courant</i>
<i>J<sub>i</sub></i>	<i>Courant d'induit</i>
<i>j<sub>ex</sub></i>	<i>Courant d'excitation</i>
<i>σ</i>	<i>la conductivité électrique</i>
<i>ε</i>	<i>Permittivité du milieu de champ électromagnétique</i>

## LISTE DES ABREVIATIONS

<b>MSAP</b>	Machine synchrone a aiment permanent
<b>MSDE</b>	Machine synchrone double excitation
<b>BLDC</b>	Brushless DC
<b>FEM</b>	Force électromotrice
<b>FEMM</b>	Finit élément magnétique méthode
<b>MLI</b>	Modulation de l'argeur d'implition
<b>PWM</b>	Pulse width modulation
<b>Nd-Fe-B</b>	Néodyme-fer -bore
<b>ALINCO</b>	Aluminium –Nikel –Coulbat





# Introduction générale

## **Introduction générale**

Les progrès accomplis, aux niveaux de la technologie des matériaux et de l'électronique industrielle, associés à des outils et à des modèles de calculs de plus en plus performants, sont à l'origine d'une nouvelle génération d'actionneurs électriques. La plupart des machines électriques actuelles sont conçues de manière à s'insérer dans une chaîne de commande composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, d'un actionneur et d'une charge.

Les récentes exigences, de différentes applications industrielles, nécessitent la construction de dispositifs Electrotechniques caractérisés par des performances technico-économiques élevées. Les actionneurs électriques, excités par des aimants modernes, font l'objet de nombreux travaux de recherches qui portent sur plusieurs aspects; ceux liés à la qualité de leurs performances en agissant sur leurs structures, leurs alimentations et leurs commandes et ceux visant à améliorer leurs modélisations en développant de nouveaux outils d'aide à leurs conceptions. Le développement de l'électronique et de la micro-électronique a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en fréquence variable les moteurs à courant alternatif. De plus, l'arrivée sur le marché, des matériaux magnétiques (aimants permanents modernes) dont les caractéristiques se sont améliorées en terme de performance et de prix, a permis l'essor de la machine synchrone. En effet la mise en place des aimants permanents au rotor pour créer le champ inducteur, a permis la suppression des contacts glissants ainsi que les dispositifs à diodes tournantes nécessaires aux rotors bobinés. Les machines synchrones à aimants sont caractérisées par un couple massique et un couple volumique importants comparativement aux machines classiques.

Plusieurs structures d'inducteurs de machines synchrones à aimants sont envisageables. Cette diversité porte beaucoup plus sur la nuance d'aimants, ainsi que sur leur disposition au niveau du rotor. Le choix entre ces différentes structures d'inducteurs est, le plus souvent, imposé par des contraintes technologiques et par la possibilité d'améliorer les performances en couple massique en fiabilité et en comportement dynamique et statique. Les structures à rotor lisse sont très bien adaptées pour les systèmes utilisant la commande par orientation de flux.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude d'une machine à aimants permanents à double excitation (à concentration de flux). L'étude est basée sur la combinaison de deux sources de flux magnétiques d'excitation, des aimants permanents et des bobines d'excitation alimentées sous un courant continu. et des aimants sont généralement de type Nd-Fe-B à aimantation radiale.

L'objectif de notre travail est pré-dimensionner la structure étudiée et de faire une comparaison entre deux types de machines (MSAP à concentration de flux et MSDE à concentration de flux), sous des critères mécaniques et thermiques fixes, cette étude sera basée sur la méthode des éléments finis pour les équations de la diffusion du champ électromagnétiques.

Dans le premier chapitre, nous allons effectuer un rappel sur la caractéristique générale de la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application etc., ensuite un rappel sur les caractéristiques générales des aimants permanents et différents types d'aimants et les différents structure de la MSAP, et le principe de fonctionnement de la MSAP.

Dans le deuxième chapitre, on va présenter la machine synchrone à aimants à double excitation. Nous nous intéressons aux machines synchrones à double excitation à concentration de flux, ce type de machine présente généralement une performance très importante par rapport aux autres machines. Différents types et structures des machine possible vont être présenté, leurs principes, leurs avantage et leurs inconvénients.

Dans le dernier chapitre, on va expliquer brièvement la méthode des éléments finis. La modélisation de la MSDE est indispensable en calculant les différents paramètres de cette machine.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus, et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

A decorative border with teal and light blue floral motifs in the corners, surrounding a central rectangular area.

***Chapitre (I)***

***Généralités Sur Les Machines  
Synchrones à Aimants permanents***

## I.1.Introduction

Aujourd'hui, les machines à aimants occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance où l'on recherche compacité, rusticité et bon rendement (robotique, électroménager, etc....); de moyenne puissance (machines-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). La recherche d'outils de calcul simples est le premier souci dans un processus de dimensionnement d'un actionneur électrique. Durant la phase de pré-dimensionnement, une analyse paramétrique est souvent effectuée, à l'aide de modèles analytiques. Ces modèles, représentant des liens explicites entre les paramètres de dimensionnement et les grandeurs caractéristiques de fonctionnement de l'actionneur, doivent être rapides et faciles à mettre en œuvre.

Dans ce chapitre nous allons donner un aperçu général sur les machines synchrones à aimants permanent, ensuite en citant les différentes structures possibles, et les Caractéristiques générales des aimants, les avantages et inconvénients de cette machine, et les domaines applications possibles.

## I.2. Aimants permanents

### I.2.1. Définition

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique [1].

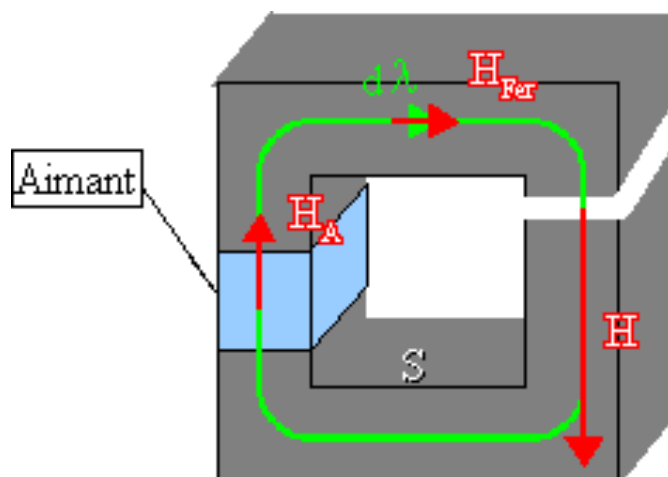


Figure I.1: Circuit magnétique associé à un aimant.

## I.2.2. Caractéristiques générales des aimants permanents

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan BH Figure (I.2).

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente  $B_r$ , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé, c'est une indication de la puissance potentielle de l'aimant.
- Le champ coercitif de l'induction  $H_{cb}$  qui est le champ démagnétisant annulant l'induction résiduelle, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant n'est stable.
- Le produit d'énergie volumique  $(BH)_{max}$ .
- Les valeurs  $H_m$  et  $B_m$  du point de fonctionnement optimal M correspondant à  $(BH)_{max}$ .

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

En plus de ces propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître le point de curie qui représente la température au-delà de laquelle l'aimant perd ces propriétés magnétiques. Il est indispensable de connaître aussi les propriétés mécaniques et physicochimiques, le prix, la perméabilité réversible, ainsi que la caractéristique magnétique [1] [2].

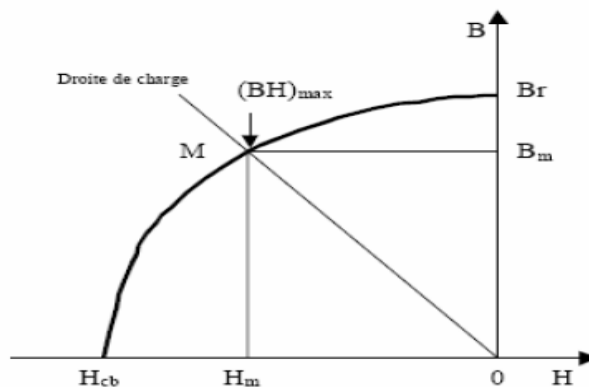


Figure I.2: Illustration d'une courbe B-H des aimants.

## I.2.3. différents types d'aimants permanents

Les matériaux utilisés au niveau des machines électriques, du point de vue de leurs propriétés magnétiques peuvent se classer en deux grandes familles:

- Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents.
- Les matériaux magnétiques doux qui ne présentent des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure.

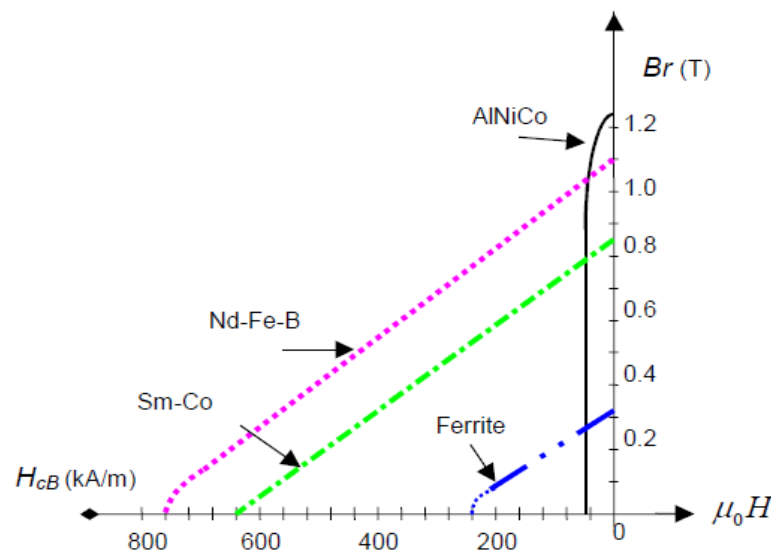
Il existe maintenant une grande variété de matériaux pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont très diverses. Ce sont, soit des matériaux céramiques, soit des matériaux métalliques

Parmi les aimants les plus utilisés, on peut citer deux types :

- Les aimants permanents "terres rares" (SmCO5 et Sm2C17), NdFeB,...
- Les aimants à alliages métalliques, ferrites (aimants robustes et peu coûteuses), Alnicos.

On note que les aimants permanents du type terres rares (SmCo, NdFeB) sont les plus utilisés, car ils présentent une induction rémanente ( $B_r$ ) et un champ coercitif  $H_{cB}$  (kA/m) plus élevés.

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants. La courbe ci-dessous présente la courbe désaimantation des différents aimants cités.



**Figure I.3:** Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [3] [4]

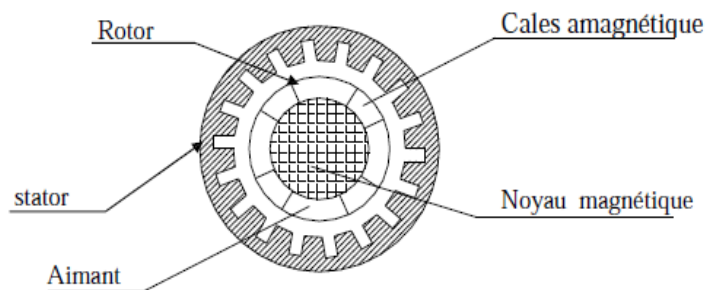
### I.3. Principales structures de la MSAP

Le rotor d'un moteur synchrone à aimants permanents a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires. Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leurs dispositions au niveau du rotor [2].

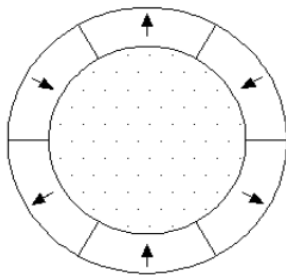
La différence entre les deux structures citées précédemment réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires.

### I.3.1. Structures sans pièces polaires (Pôles lisses)

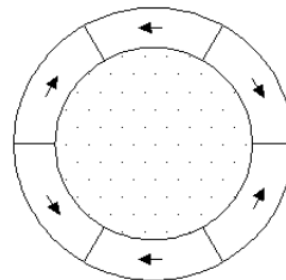
Les aimants, en forme de barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes figure (I.4). Le sens d'aimantation peut être radial figure (I.5), tangential figure (I.6) ou mixte figure (I.7), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique a rotor bobine a pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important. Ainsi, la réaction de l'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure [2] [5].



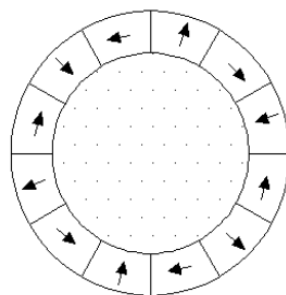
**Figure I.4 :** Structure d'une machine à aimants permanents sans pièces polaires.



**Figure I.5 :** Aimantation radiale.



**Figure I.6 :** Aimantation tangentielle.



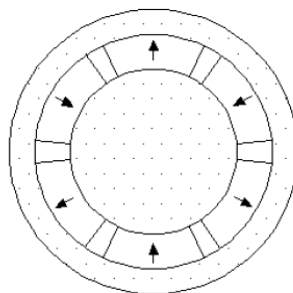
**Figure I.7 :** Aimantation mixte [4].

### I.3.2. Structures avec pièces polaires (Pôles saillants)

Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple relustrant qui vient s'ajouter au couple d'interaction. A ce principal rôle que doivent assurer les pôles saillants dans les machines à aimants, un autre rôle peut leur être confié, c'est celui de la concentration de flux. Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés. Cependant, dans ce type d'inducteurs, la réaction d'induit est relativement plus importante [5].

#### I.3.2.1. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux

Généralement les aimants sont à aimantation radiale et placés sous des pièces polaires figure(I.8), afin de diminuer l'entrefer magnétique dans le but d'améliorer les performances de la machine. Par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [2].



**Figure I.8 :** Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux.

#### I.3.2.2. Structure avec pièces polaires et concentration de flux

Elles permettent d'améliorer, le niveau de l'induction dans l'entrefer, donc le flux à vide et par conséquent le couple, grâce aux pièces polaires surtout pour les moteurs constitués d'aimants présentant une faible induction rémanente comme les ferrites [5]. Il existe plusieurs catégories que l'on peut distinguer par l'existence des pièces polaires et la disposition des aimants à l'intérieur du rotor (Figure I.10) (Figure I.9).

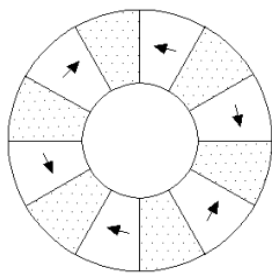


Figure I.9 : Structure à aimantation azimutale

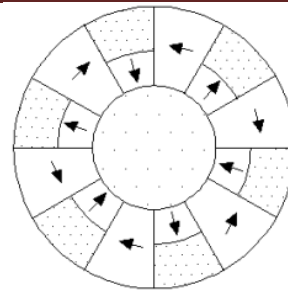


Figure I.10 : Structure à aimantation mixte

### I.3.3. Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotorique (figure I.11). En plus de la simplicité de leur réalisation, ce type de structure permet d'augmenter le couple tout en diminuant le volume d'aimants en acceptant toutefois un certain taux d'ondulation [5].

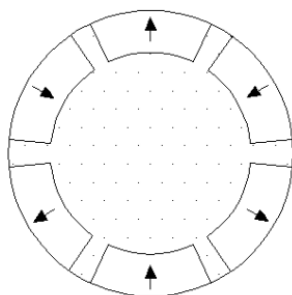


Figure I.11 : Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique [5].

### I.3.4. Structure à aimants internes

La structure des inducteurs de ce type de machines est à géométrie complexe. Les aimants sont inclus dans le rotor (figure I.10). La robustesse mécanique de ces rotors permet d'atteindre de grandes vitesses de rotation pour des puissances importantes. Toute fois, une saturation apparaît dans les régions où sont encastrés les aimants [6].

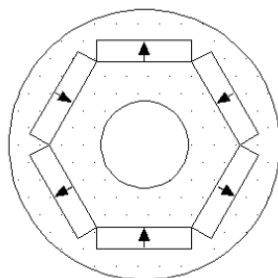


Figure I.12 : Structure à aimants internes dans l'armature rotorique. [6]

### I.3.5. Structure à aimants 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.13). 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 [7] [8].

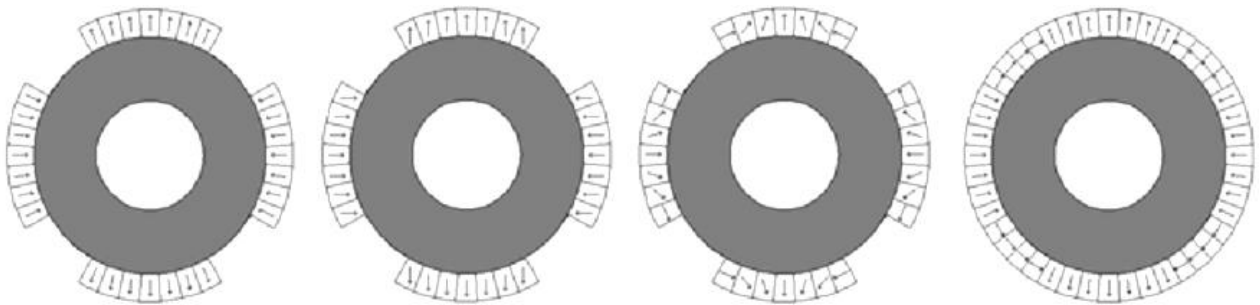


Figure I.13 : Structure à aimants en surface.

### I.4. Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu : le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante. *Bri*. Le champ d'induction *Bri* a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction. De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance *Bri*. Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire  $\omega_r$  correspondant à la pulsation  $\omega_s$  de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone [17].

## I.5. Avantages et inconvénients des MSAP

### I.5.1. Les avantages

À puissance nominale, le rendement d'un moteur synchrone est élevé par rapport à un moteur asynchrone.

- La vitesse d'un moteur synchrone demeure rigoureusement constante, même si la tension d'alimentation ou la charge qu'il entraîne subissent des variations.
- Le couple d'un moteur synchrone est proportionnel à la tension d'alimentation et non pas au carré de celle-ci, donc cet actionneur peut mieux supporter une baisse temporaire de la tension d'alimentation sans décrocher.
- Contrairement à un moteur asynchrone qui est encombrant et coûteux à basses vitesses. L'emploi du moteur synchrone à ces vitesses devient particulièrement avantageux, car, quelle que soit la vitesse, son facteur de puissance avoisinant l'unité et son rendement demeure élevé.
- À des vitesses lentes, un moteur synchrone est plus léger et moins cher qu'un moteur asynchrone de même puissance tournant à la même vitesse.
- Puissance massique élevée.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du cuivre et de contacts bagues - balais au niveau de l'inducteur dans ces moteurs. [9]

### I.5.2. Les inconvénients

- En contrepartie, lorsque le réseau est exposé à des interruptions de service de très courte durée (de l'ordre d'une seconde), le moteur asynchrone peut continuer à fonctionner alors que le moteur synchrone décroche et s'arrête, ce qui nécessite une surveillance particulière avec l'utilisation des dispositifs de sécurité.
- Construction plus compliquée du moteur synchrone et par conséquent un prix élevé.
- Problème de l'hétéronomie concernant le démarrage. [9]

## I.6. Domaines d'applications des actionneurs à aimant permanent

### I.6.1. Applications aux petites puissances

Dans la gamme des puissances faibles, les moteurs Brushless sont pour la plupart utilisés en mode courant continu sans balais 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.14) [10].



Micro- Ventilateur

Disque dur

Fraise de dentiste

Programmateur

**Figure I .14 :** Exemples d'applications des moteurs Brushless de petite puissance [10]

## I.6.2. 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 des bonnes performances ; c.-à-d. 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 .15) 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 [10].



Vélo à assistance

Voiture électrique

machine outil

robot industriel

**Figure I.15** : Exemples d'applications des moteurs Brushless de moyenne puissance [10].

### I.6.3. 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" (figure I.16). 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 [10].



Traction ferroviaire

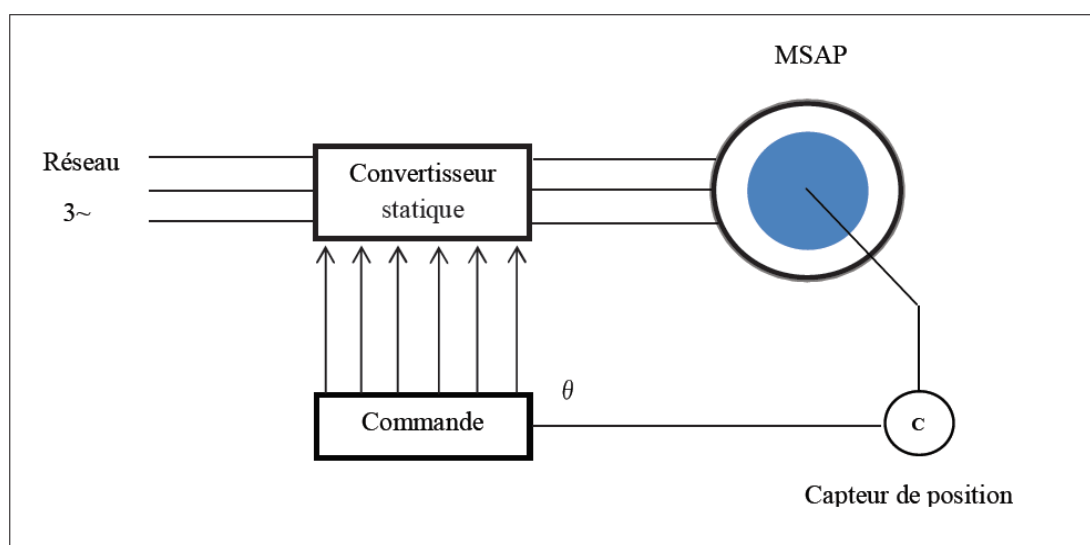


Propulsion navale [Navire Legend of the seas]

**Figure. I.16 :** Exemples d'applications des moteurs brushless de forte puissance.

## I.7. Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé à une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine. Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte [11].



**Figure I.17:** Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone.

---

## I.8. Différents modes d'alimentation des MSAP

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire. Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économiques, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement. Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux techniques leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [11].

### I.8.1. Alimentation par un Commutateur de Courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les F.E.M. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique  $C_e(\vartheta_m)$  de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de  $C_e(\vartheta_m)$  lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant)[11].

#### I.8.1.1. 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. 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[11].

### I.8.1.2 Alimentation par courants 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 (I.18).

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 FEM 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 des FEM. Cela revient à un décalage nul entre les ordres de commutation et les FEM.

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 [11].

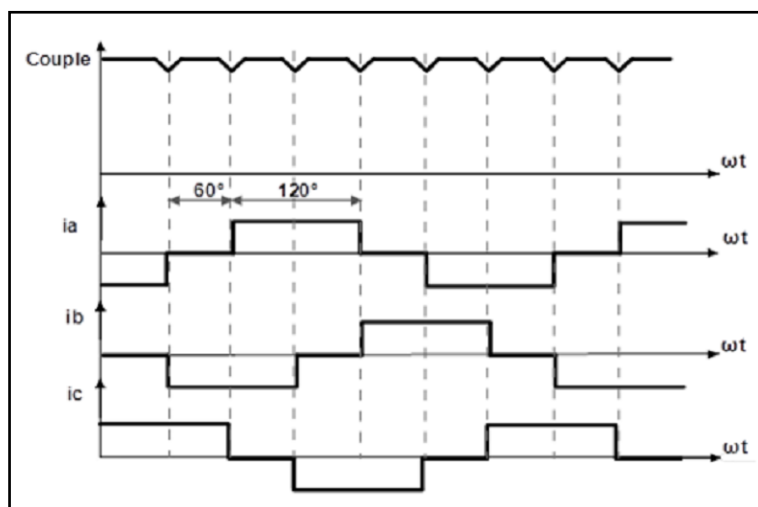
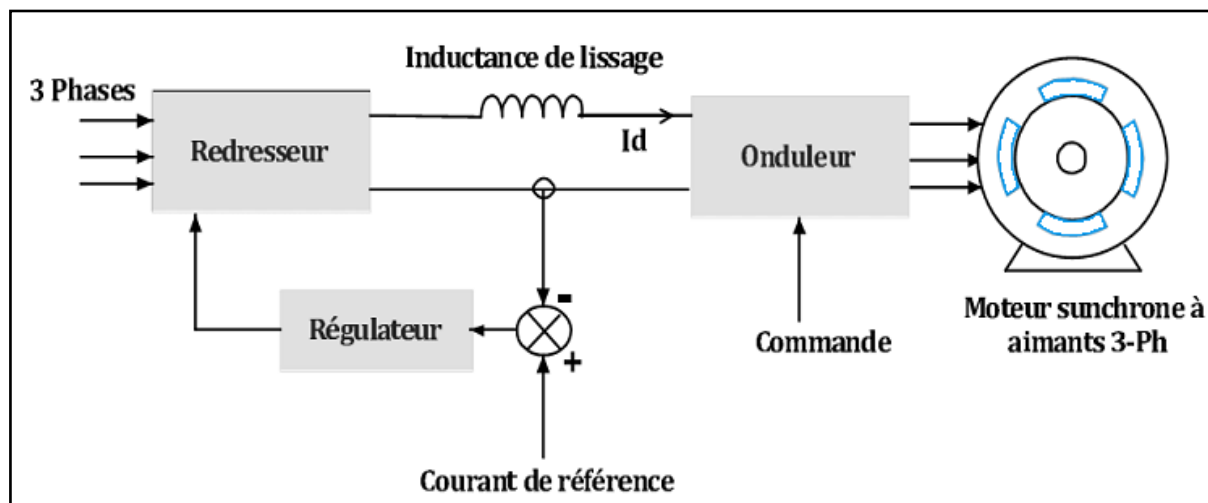


Figure. I.18 : Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant

### I.8.1.3 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 Greatz 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 (I.19).



**Figure I.19 :** Structure d'alimentation par ondulateur de courant d'un moteur à aimants de 4 - pôles.

## I.8.2. Alimentation par un Ondulateur de Tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les ondulateurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statorique de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des ondulateurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un ondulateur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsion MLI) ou (Pulse Width Modulation PWM, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des ondulateurs s'appuient

sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés [12], [13].

## **I.9. Conclusion**

L'utilisation optimale du matériau ferromagnétique pour la conception des machines électriques relève toujours du compromis entre ses propriétés magnétiques, thermiques, mécaniques et le coût de la production totale. Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés. On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application et les différents types de machine. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants à concentration de flux. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique.



***Chapitre (II)***

***Généralité Sur Machine Synchrone***

***A Double Excitation***

## II.1.Introduction

Nous établissons dans ce chapitre un état de l'art de la machine synchrone à double excitation. Le développement des machines à double excitation est fortement lié aux domaines applicatifs des machines électriques et plus particulièrement des machines à aimants permanents. Ces machines, qui sont étudiées permettent de combiner les avantages des machines synchrones à aimant permanent et des machines synchrones à excitation bobinée.

Nous commencerons donc ce chapitre par présenter la définition et l'intérêt, Les différents types de MSDE, ainsi que leurs domaines d'applications, le principe de fonctionnement, avantages et inconvénients des structures de MSDE.

## II.2. Définition et intérêt des MSDE

Le principe de la machine synchrone à double excitation combine deux sources de flux, une à aimants permanents et l'autre bobinée. La structure profite ainsi des avantages des deux technologies, à savoir un bon rendement et un bon couple massique en plus d'une simplicité du contrôle de flux et les inconvénients de la technique.

La MSDE est alors une excellente alternative aux MSAP conventionnelles que ce soit pour des applications en mode moteur ou en mode générateur. En fait, si on prend le cas d'une machine de traction électrique, le degré de liberté supplémentaire apporté par la double excitation peut permettre de caler la zone de rendement maximal dans un plan couple vitesse sur la zone de fonctionnement la plus sollicitée améliorant ainsi l'efficacité énergétique du système de traction [14].

## II.3. Les différents types de MSDE

L'état de l'art des MSDE a été bien traité dans plusieurs articles et dans plusieurs thèses. Il y a plusieurs façons de classer les structures de MSDE :

- Suivant la localisation des sources d'excitation On peut définir trois types dans cette catégorie; sources d'excitation au rotor, sources d'excitation au stator et sources d'excitation mixtes.
- Suivant le trajet du flux. En effet, il y a des machines où le champ magnétique évolue dans un plan 2D et d'autres où le champ est tridimensionnels (3D). Généralement les structures 2D sont plus faciles à modéliser et à construire que les structures 3D.
- Suivant l'arrangement des sources d'excitation. En fait, la double excitation peut être série c'est-à-dire que les sources d'excitation sont magnétiquement en série (le flux créé par la

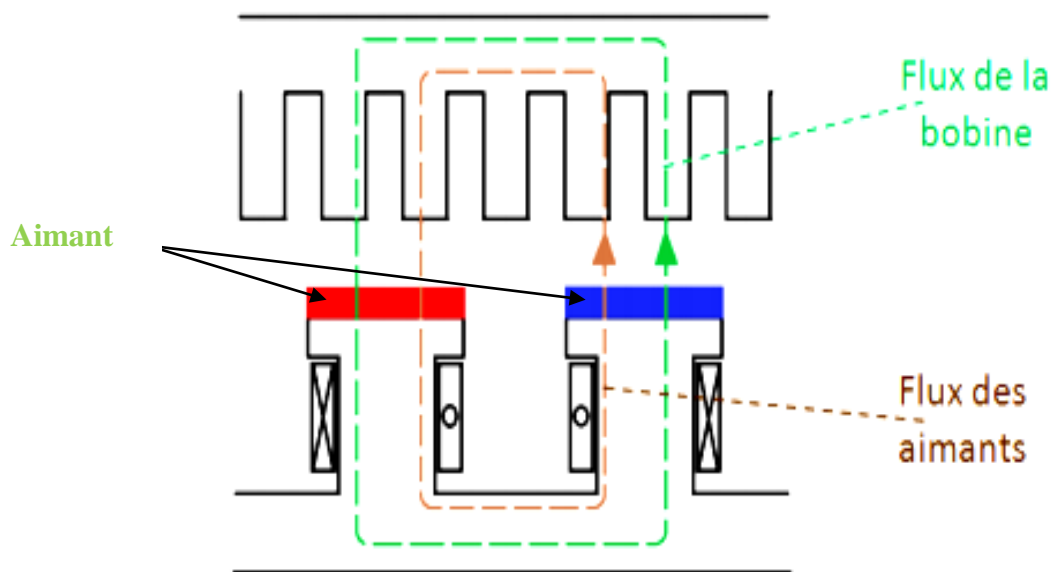
bobine d'excitation traverse l'aimant permanent et inversement). Elle peut aussi être parallèle où les sources d'excitation sont magnétiquement en parallèle (les flux créés par les sources d'excitation empruntent des chemins différents).

Dans la suite, quelques structures de MSDE seront présentées. Vue la multitude de configurations possibles, on se contentera de présenter les structures les plus intéressantes, en faisant une classification suivant l'arrangement des sources d'excitation [14].

## II.4. Structures de MSDE suivant (l'arrangement des sources d'excitation)

### II.4.1. MSDE série

Sur la Figure (II.1) on peut voir le schéma de principe de ce type de MSDE. Le flux généré par les bobines d'excitation traverse les aimants permanents ce qui définit la double excitation série.



**Figure II.1:** Principe de la double excitation série.

Avec cet agencement des sources, les bobines d'excitation sont magnétiquement en série avec les aimants permanents. Donc, si on cherche à augmenter la FMM créée par les aimants permanents, il faudra augmenter l'épaisseur des aimants ce qui réduit l'efficacité de la bobine de double excitation. Il faut aussi noter l'existence d'un risque de démagnétisation des aimants surtout lorsque la machine est dimensionnée pour un fonctionnement en défluxage. Par contre, cette structure a l'avantage d'être simple à modéliser et à concevoir. En plus, lors du défluxage la réduction de l'induction dans l'entrefer réduit les pertes fer [15].

Ce type de structure a été bien étudié et développé inter nationalement [16], [19]

La Figure (II.2) montre quelques concepts de rotors de MSDE série [18].

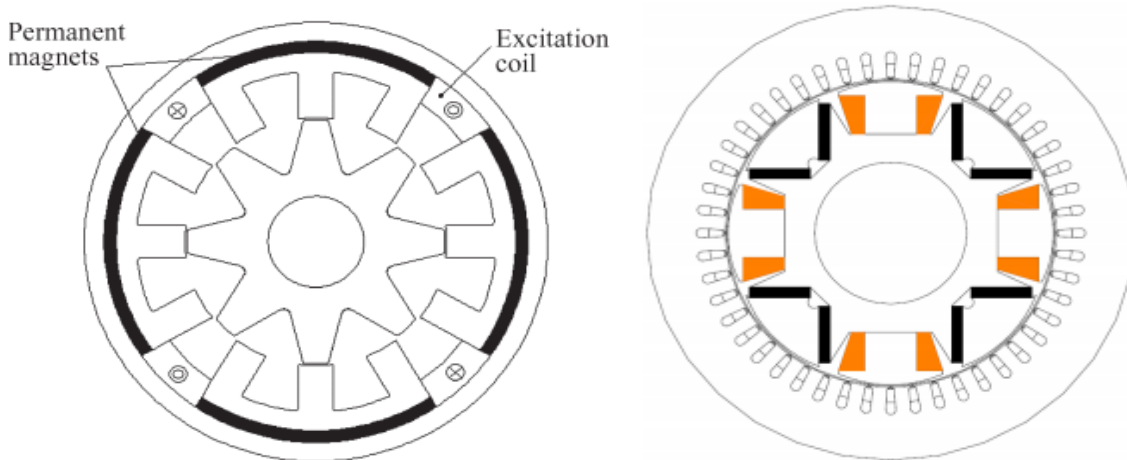


Figure II.2 : Rotors de Machine Synchrone à Double Excitation série.

#### II.4.2. MSDE à griffe

Cette machine est à double excitation parallèle, son principe est illustré par la Figure (II.3).

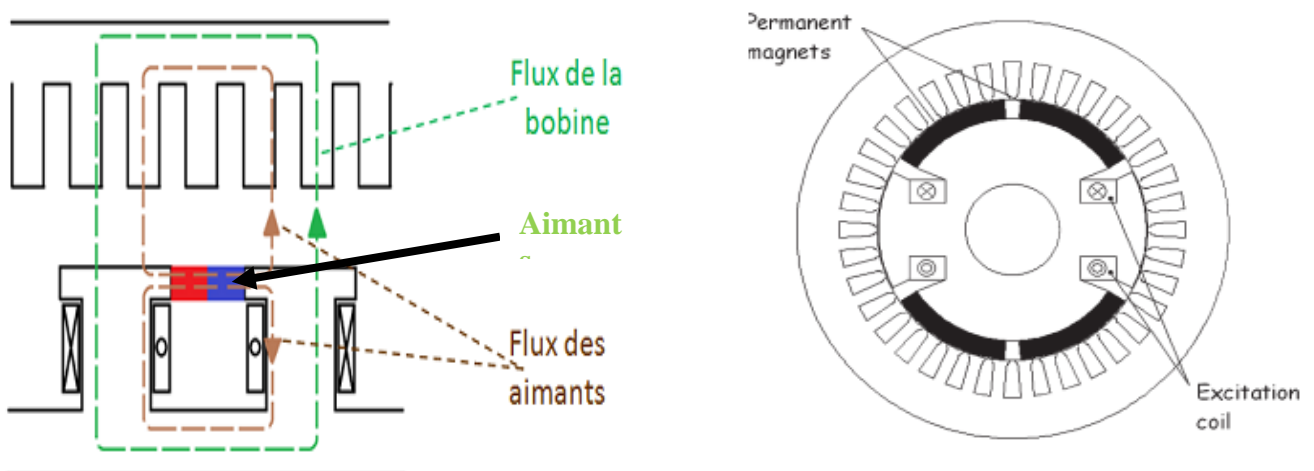
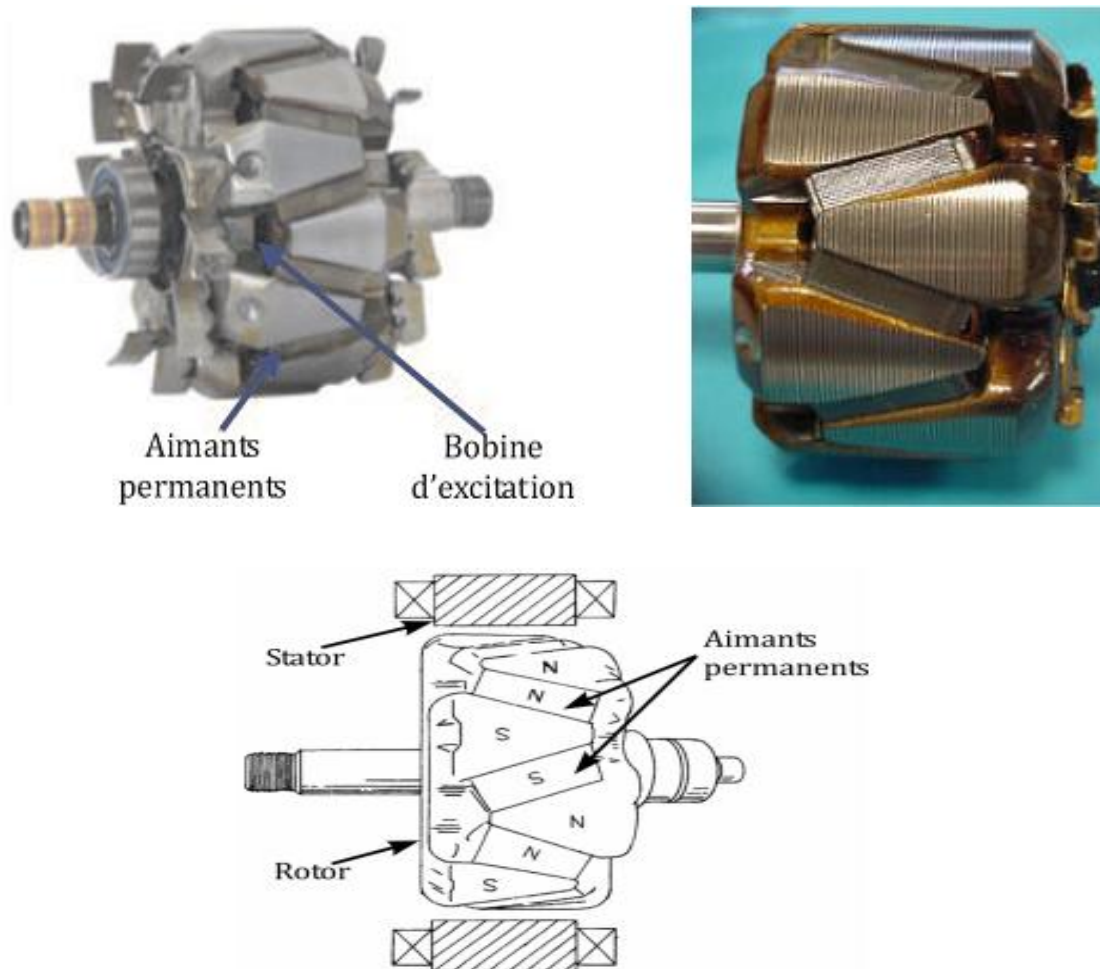


Figure II.3 : Principe de la double excitation parallèle.

En fait, l'idée de base consiste en l'amélioration du rendement des machines à griffes classiques par insertion d'aimants permanents entre les griffes du rotor. A courant d'excitation nul, les aimants permanents se trouvent en court-circuit magnétique au rotor. Il faut donc dimensionner la machine de sorte à saturer le circuit magnétique rotorique à travers l'alimentation de la bobine d'excitation ce qui permet au flux des aimants de choisir le trajet le moins saturé et donc de traverser l'entrefer de la machine.

Malgré que le rendement d'une telle structure reste très en dessous de ceux des MSAP et des MSDE séries, cette structure a un avantage en terme de sureté de fonctionnement, car en cas d'un court-circuit au niveau du bobinage de l'induit la simple annulation du courant d'excitation élimine tout risque de surtension.

Sur la Figure (II.4) on peut voir des photos de rotors de MSDE à griffes. Cette MSDE est utilisée principalement en tant que altermo-démarrreur de véhicules [14].



**Figure II.4:** Prototypes de MSDE à griffes.

### II.4.3. MSDE à circuits juxtaposés

Ce type de MSDE est appelé à circuits juxtaposés ou à double rotor. Cette machine peut être classée comme à double excitation parallèle. L'idée est de mettre sous le même bobinage de l'induit deux rotors, séparés magnétiquement, où le premier est à aimants permanents et le deuxième est à excitation bobinée. Cette configuration permet d'avoir une multitude de combinaisons; ainsi, on peut avoir un rotor à aimants en surface combiné avec un rotor bobiné à pôles saillants ou à griffes. On peut aussi avoir des rotors à aimants à concentration de flux combinés avec des rotors bobinés [16].

Sur la Figure (II.5) à gauche, on peut voir une photo d'un prototype de MSDE à circuits juxtaposés. Le principe de fonctionnement est illustré par la Figure (II.5) à droite. En fait, à courant d'excitation nul, le flux capté par le bobinage de l'induit n'est créé que par les aimants permanents. Pour renforcer ce flux, il faut alimenter la bobine d'excitation de sorte à faire coïncider la polarité des deux rotors. Pour défluxer, il faut alimenter la bobine d'excitation de sorte à avoir des polarités inversées sur les deux rotors [16].

Cette MSDE est efficace en termes de contrôle du flux. En plus, avec cet agencement des deux sources d'excitations, il n'y a aucun risque de démagnétisation des aimants étant donné que les deux rotors fonctionnent en parallèle et sans interaction. Par contre, cette structure souffre de la dégradation du rendement lors du défluxage. En effet, lorsqu'on réduit le flux dans l'entrefer, on réduit aussi l'induction moyenne sur toute la longueur de la machine, mais au niveau de chaque rotor on aura des flux en opposition et donc des inductions locales élevées et en opposition. Cela induit des pertes fer qui augmentent quand on réduit le flux (quand la vitesse augmente). Il faut aussi noter qu'en termes de couple et puissance massique cette machine est peu convaincante [16].

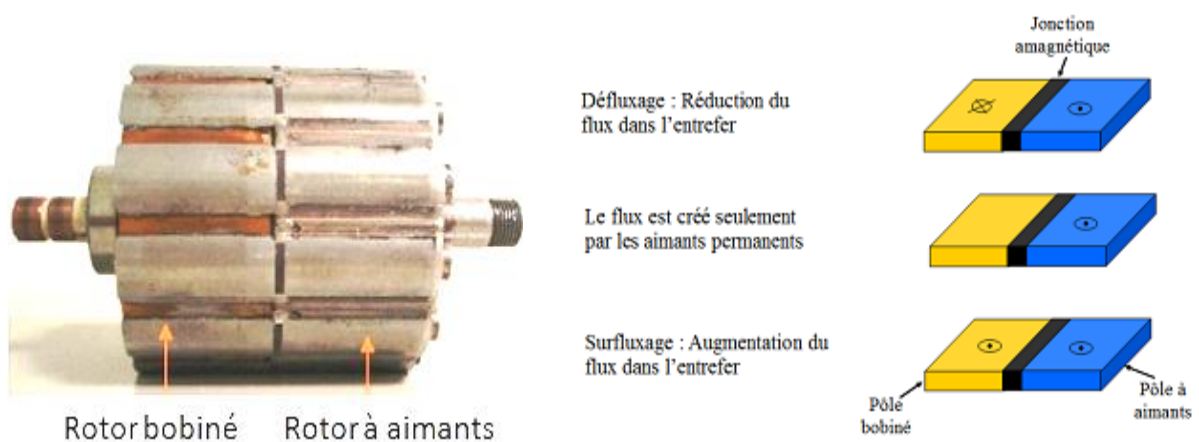


Figure II.5 : Rotor et principe d'une MSDE à circuits juxtaposés

#### II.4.4. MSDE à nombre de paires de pôles variable

L'idée principale de cette famille de MSDE repose sur la variation du nombre de paires de pôles de la machine. Cette structure a fait l'objet de plusieurs recherches. La Figure (II.6) montre quelques rotors de MSDE utilisant ce principe. Pour cette structure, le flux créé par le bobinage d'excitation ne traverse pas les aimants, c'est donc une double excitation parallèle. Grâce à ce type de double excitation, on peut défluxer complètement sans se soucier du risque de désaimantation, c'est un avantage par rapport aux MSDE séries. Par contre son inconvénient majeur est que son défluxage est global et pas local ce qui engendre une augmentation des pertes fer, donc une dégradation du rendement lors de cette phase de fonctionnement [14].

Pour comprendre le principe de fonctionnement d'une MSDE à nombre de pôles variable prenons l'exemple de la Figure (II.6.a) [14].

✓ A Courant d'excitation nul, le flux est créé uniquement par les aimants permanents. Ainsi, les lignes de champs se referment à travers les masses polaires qui lui sont adjacentes et par les pôles bobinés. Ce cas de figure est illustré par la vue étalée de la Figure (II.7.a) de la machine où l'on voit apparaître au rotor une succession d'un pôle nord et de trois pôles sud ; dans ce cas là un flux non nul est canalisé dans le bobinage statorique [14].

✓ En alimentant le bobinage d'excitation par un courant positif ou « magnétisant », on voit apparaître un pôle nord dans la succession des trois pôles sud décrits et le flux créé par les aimants se referme uniquement par les pôles conséquents. Egalement, les lignes de flux du pôle bobiné se referment par ces mêmes pôles sud. Nous obtenons ainsi une succession régulière de pôles nord et de pôles sud comme le montre la Figure (II.7.b). Ainsi le flux total embrassé par le stator peut être augmenté et contrôlé par la bobine d'excitation [14].

✓ Ensuite, dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle de la bobine d'excitation, en injectant un courant négatif dans celle-ci les lignes de champs de l'aimant permanent vont être attirées par le pôle sud du pôle bobiné. Il y a moins de ligne de champ qui se referme à travers les pôles conséquents. En augmentant le courant inverse on arrive à mieux canaliser le flux de l'aimant permanent par le pôle bobiné qui vient de plus en plus égaliser le flux nord des aimants et en même temps les pôles conséquents deviennent neutres. Ainsi, le flux embrassé par le bobinage du stator baisse progressivement jusqu'à s'annuler pour une valeur de courant d'excitation inverse donné où les pôles conséquents deviennent totalement neutres. Ce dernier cas de figure est illustré par la Figure (II.7.c) et la Figure (II.7.d) [14].

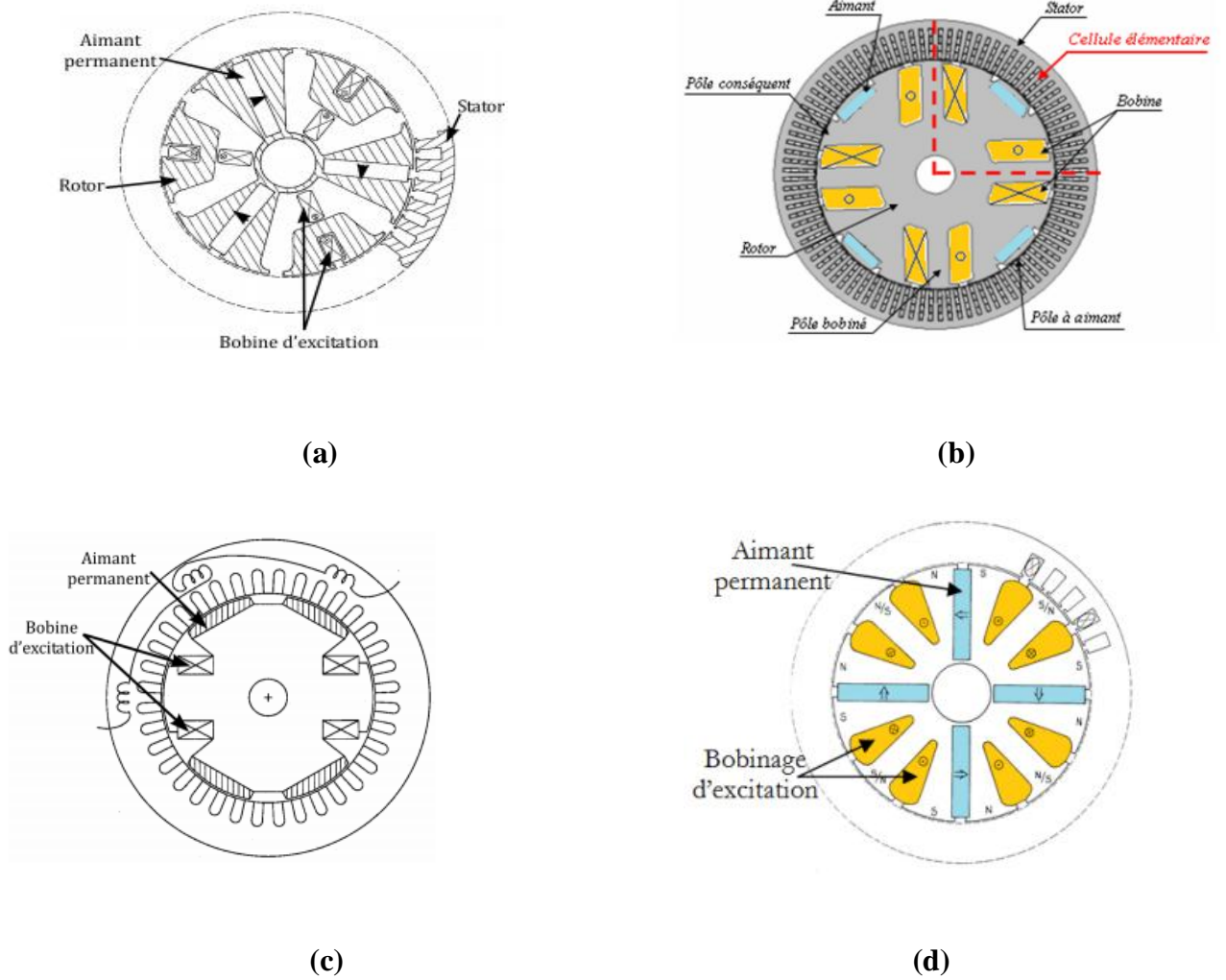


Figure II.6: Rotors de MSDE à nombre de paires de pôles variables [14]

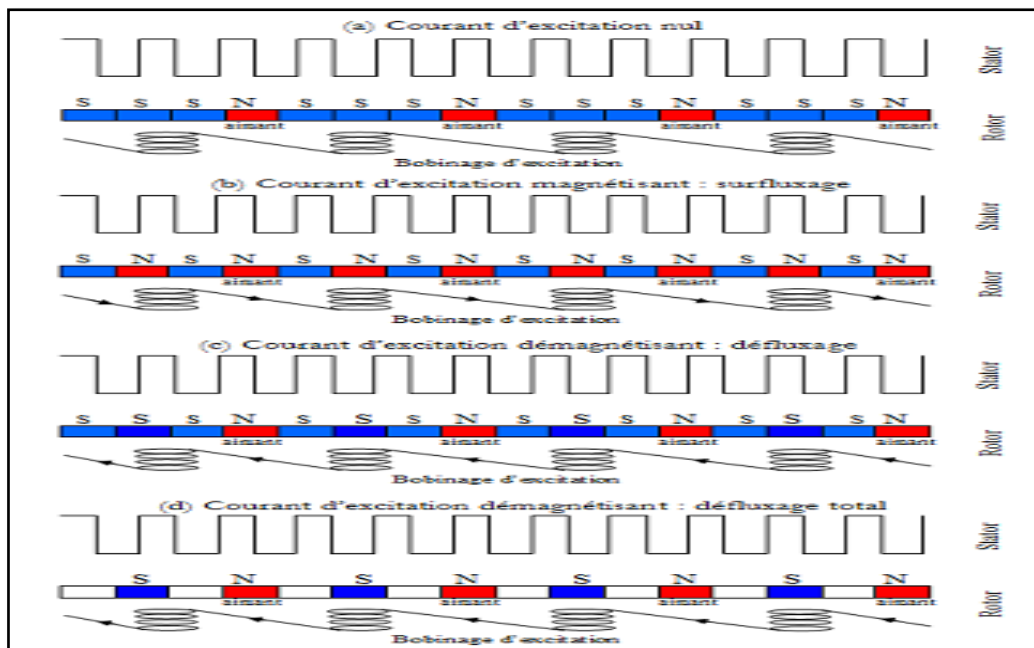


Figure II.7 : Principe de fonctionnement de la MSDE à nombre de paires de pôles variables

### II.4.5. MSDE à pôles conséquents

Cette machine est à double excitation parallèle. La Figure II.8 montre une structure d'une MSDE de ce type. En fait, son rotor est composé de pôles à aimants permanents et de pôles saillants alternés sur la longueur et la circonférence du rotor. Quant au stator de cette structure il est divisé en deux parties feuilletées et égales. Entre les deux parties du stator est logée la bobine de double excitation. Une culasse magnétique vient se poser au-dessous des deux parties du stator pour assurer la canalisation du flux de la bobine de double excitation [14].

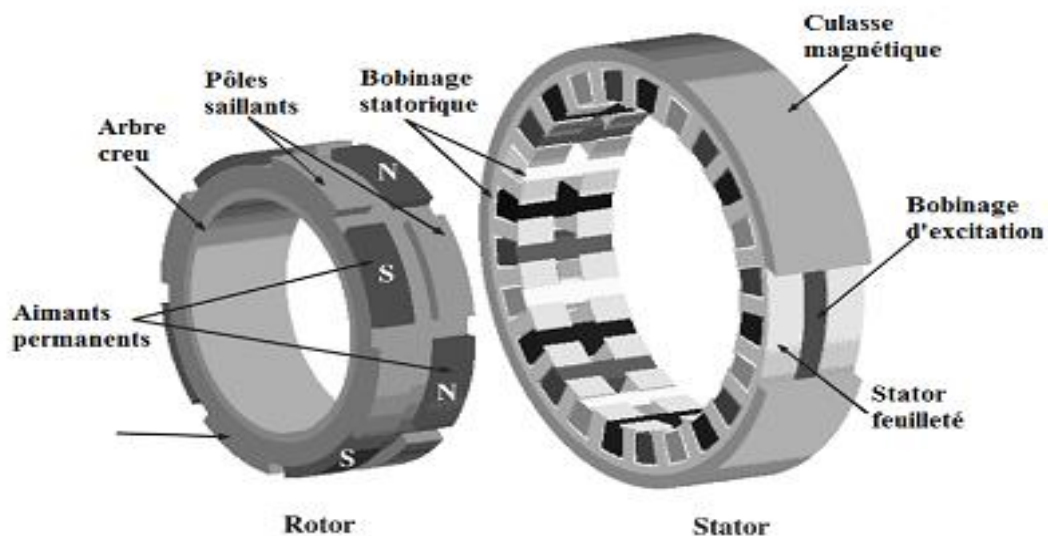


Figure II.8 : Structure d'une MSDE à pôles conséquents

Dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle de la bobine d'excitation on peut avoir deux cas de fonctionnement :

- En défluxage : quand la bobine d'excitation est alimentée de sorte à créer un flux qui vient se soustraire au flux créé par les aimants permanents. C'est-à-dire qu'on vient créer sur les pôles saillants des polarités opposées à celles des aimants qui leurs sont adjacents axialement. C'est le cas de la Figure (II.9).
- En sur fluxage : dans ce cas on alimente le bobinage d'excitation de sorte à créer des pôles saillants de même polarité que celles des aimants qui leurs sont adjacents axialement. C'est le cas de la Figure (II.10).

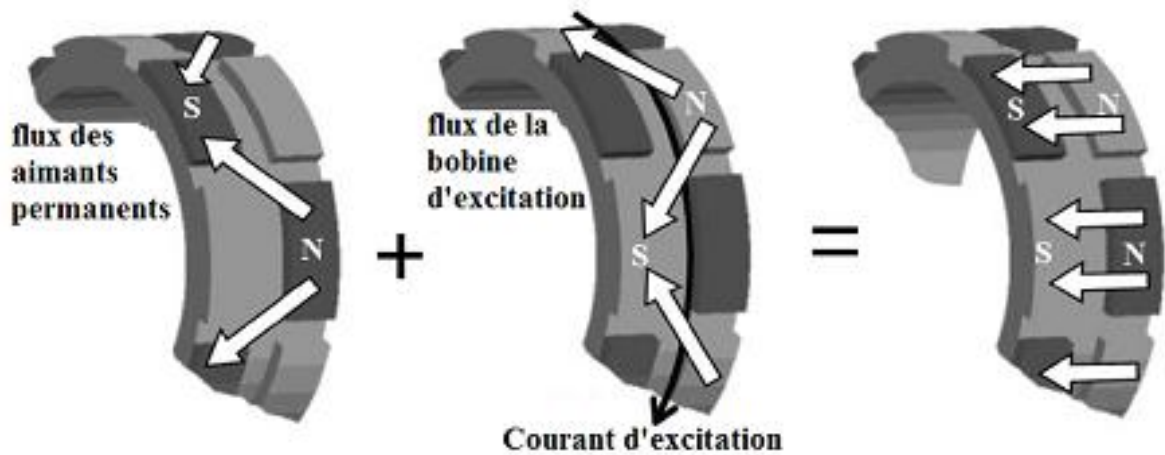


Figure II.9 : Défluxage d'une MSDE à pôles conséquents

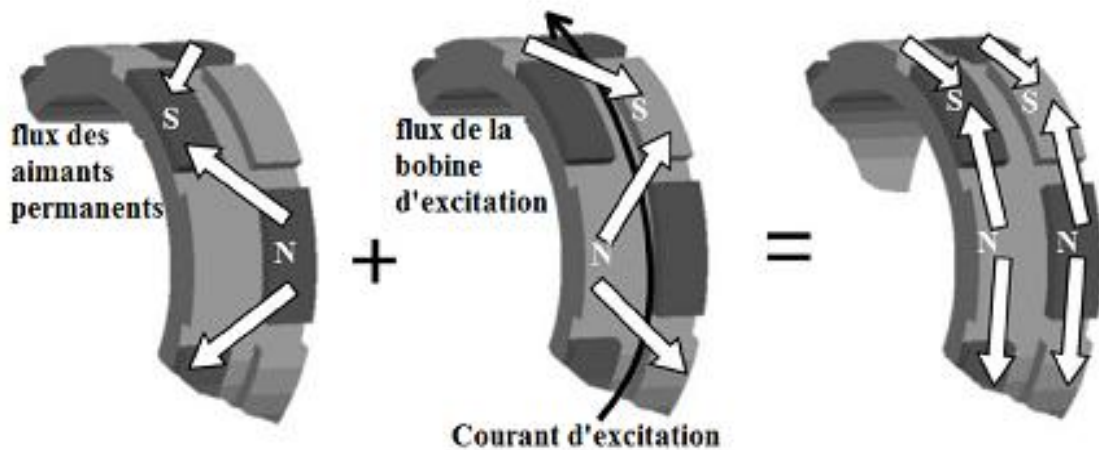


Figure II.10 : Surfluxage d'une MSDE à pôles conséquents

Avec cet agencement des sources de double excitation, il n'y a pas de risque de démagnétisation des aimants. En plus, en plaçant la bobine d'excitation au stator, on évite l'utilisation de contacts glissants. Par contre l'existence d'une composante axiale du flux dans le stator induit plus de pertes fer même si celui-ci est feuilleté. Du point de vue puissance massique cette machine est loin d'être compétitive [14].

### II.4.6. MSDE à concentration de flux

L'idée principale de cette structure est d'exploiter la section de fer entre deux aimants permanent (section  $S_1$  sur la Figure II.11) d'un rotor d'une MSAP à concentration de flux pour y faire acheminer le flux de la bobine d'excitation. La Figure II.12 montre la modification de la MSAP à concentration de flux pour avoir la MSDE à concentration de flux. On peut voir l'emplacement au stator des bobines de double excitation. On peut aussi remarquer l'ajout d'une « enveloppe » ferromagnétique nécessaire pour faire circuler le flux de double excitation. La machine de la Figure II.12 est homopolaire, c'est-à-dire que la bobine d'excitation n'agit que sur un seul type de polarité. La configuration bipolaire de ce type de MSDE est détaillée dans la thèse de [14].

L'avantage majeur de cette structure de MSDE c'est la présence de la bobine d'excitation au stator, ce qui évite l'utilisation de contacts glissants. Avec cet arrangement des sources d'excitation cette machine est considérée comme à double excitation parallèle, ainsi il n'y a aucun risque de démagnétisation en défluxage. Il faut aussi noter que malgré la présence d'un entrefer supplémentaire (celui de l'enveloppe ferromagnétique) cette double excitation est plus efficace que la double excitation série. En outre, la concentration de flux permet l'utilisation d'aimants permanents ferrites à bas prix. Cependant cette structure est compliquée à concevoir et à refroidir surtout pour des applications de fortes puissances. [14]

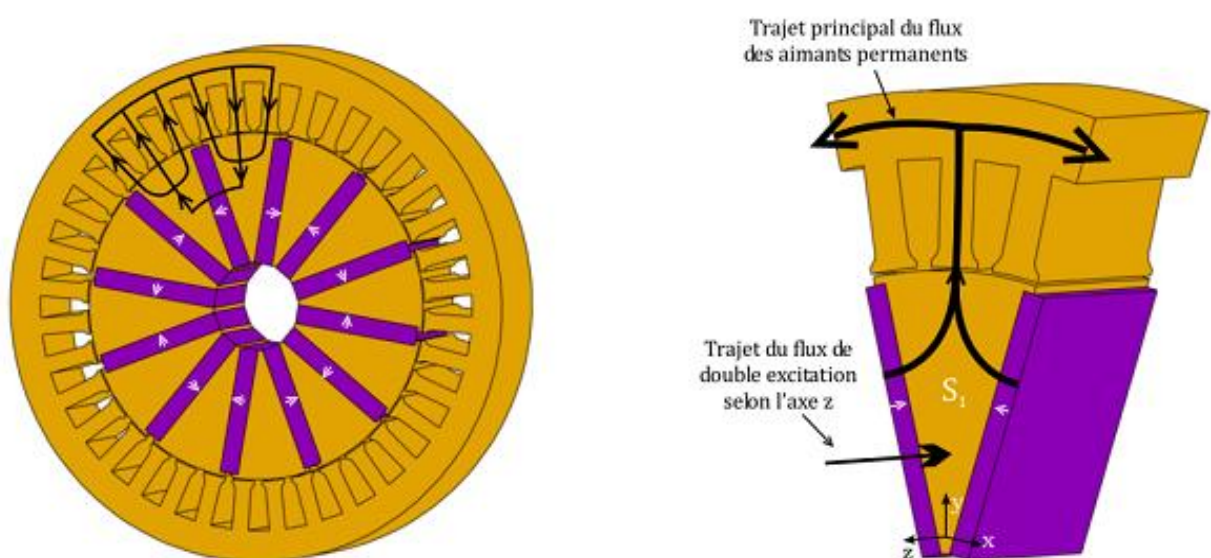


Figure II.11: Idée de base de la MSDE à concentration de flux [14]

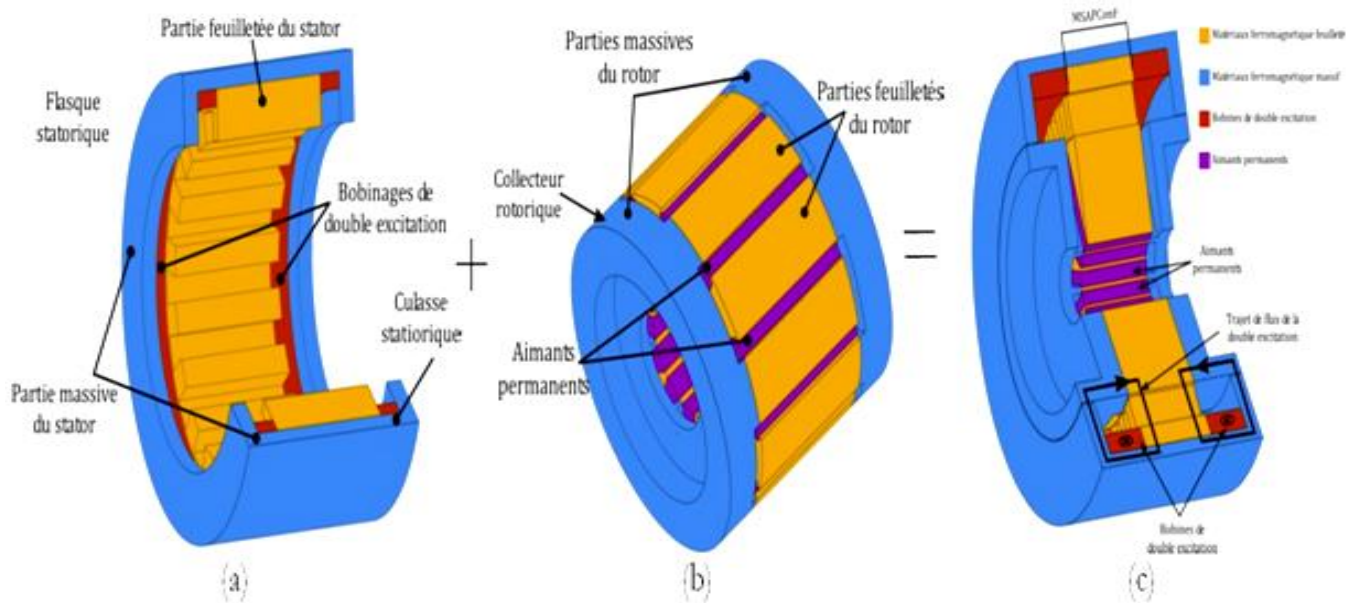


Figure II.12: Stator (a) et rotor (b) d'une MSDE à concentration de flux (c) [14].

## II.5. Avantages et inconvénients des structures de MSDE

Les MSDE sont étudiées depuis longtemps et il existe de nombreuses structures différentes. Ici seulement les structures qui ont fait objet de plusieurs recherches et dépôts de brevets ont été présentées. Chacune de ces machines possèdent des avantages et des inconvénients que nous avons synthétisé dans le Tableau suivant : [14].

Type de MSDE	Avantage	Inconvénient
<b>MSDE série</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Simplicité de conception</li> <li>- Réduction des pertes fer en défluxage.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Risque de désaimantation</li> <li>- Efficacité limitée de la bobine de double excitation</li> <li>-Utilisation de contacts glissants</li> </ul>
<b>MSDE à griffes</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Simplicité de conception</li> <li>-Pas de risque de désaimantation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rendement limité</li> </ul>
<b>MSDE à circuits juxtaposés</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Simplicité de conception</li> <li>-Efficacité de la double excitation</li> <li>-Pas de risque de désaimantation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Augmentation des pertes fer en défluxage</li> <li>- Puissance volumique limitée</li> <li>-Utilisation de contacts glissants</li> </ul>

<b>MSDE à nombre de pôles variable</b>	- Efficacité de la double excitation - Pas de risque de désaimantation	- Augmentation des pertes fer en défluxage - Problèmes de tenue mécanique
<b>MSDE à pôles conséquents</b>	- Pas de risque de désaimantation - Pas de contacts glissants	- Puissance volumique limitée - Pertes fer importantes même en défluxage
<b>MSDE à concentration de flux</b>	- Pas de contacts glissants - Pas de risque de désaimantation - Efficacité de la double excitation	- Complexité de conception - Difficulté de refroidissement

**Tableau II.1:** Avantages et inconvénients de différentes structures de MSDE.

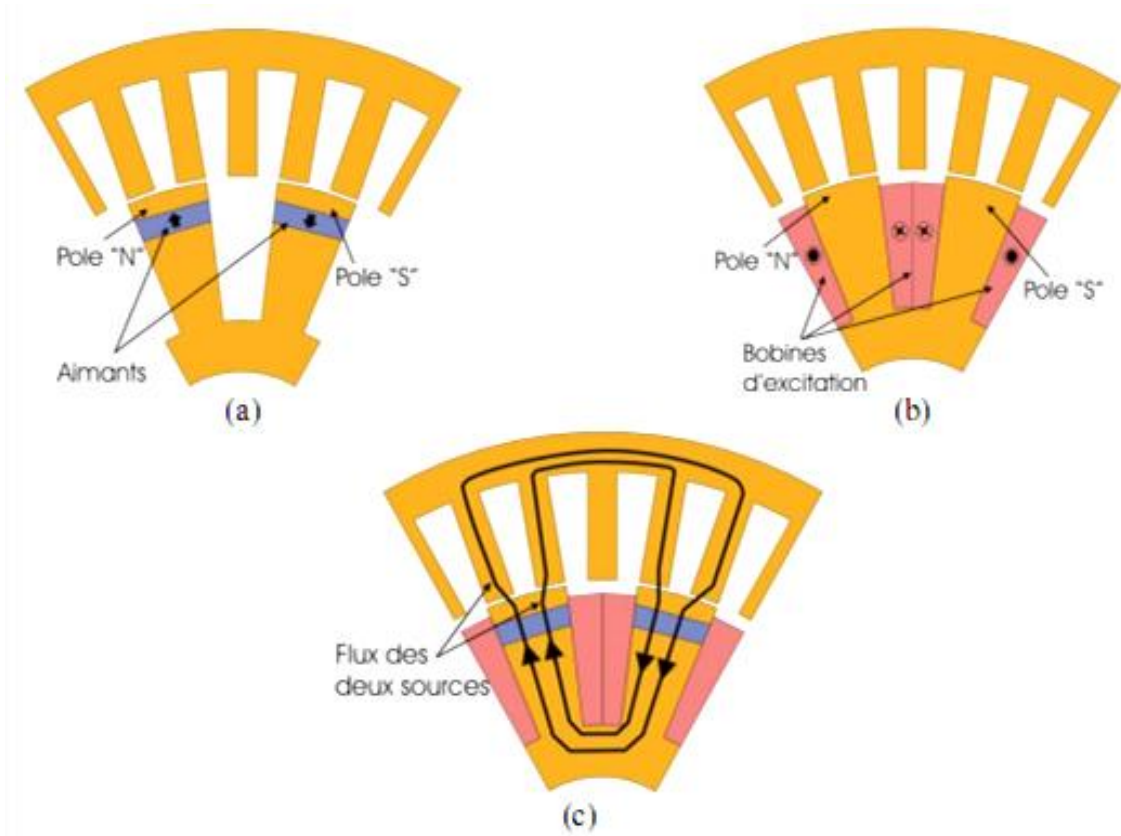
## II.6. Principe de fonctionnement

Le principe des structures à double excitation est basé sur la combinaison de deux sources de flux magnétiques d'excitation : des aimants permanents et des bobines d'excitation. Cette association permet d'introduire une flexibilité dans le contrôle de flux d'excitation en comparaison aux machines à aimants permanents où le flux d'excitation est à priori constant (aussi longtemps que les aimants gardent leurs propriétés magnétiques).

L'hybridation de ces deux sources d'excitation magnétique ouvre le champ à la possibilité de réaliser une multitude de topologies de structures. Pour illustrer le principe de la double excitation nous commencerons par présenter une structure à double excitation basique (Figure II.13). Des structures plus ou moins complexes, issues de la littérature scientifique (articles, rapports de recherches) ou techniques (brevets, rapports industriels), seront également présentées.

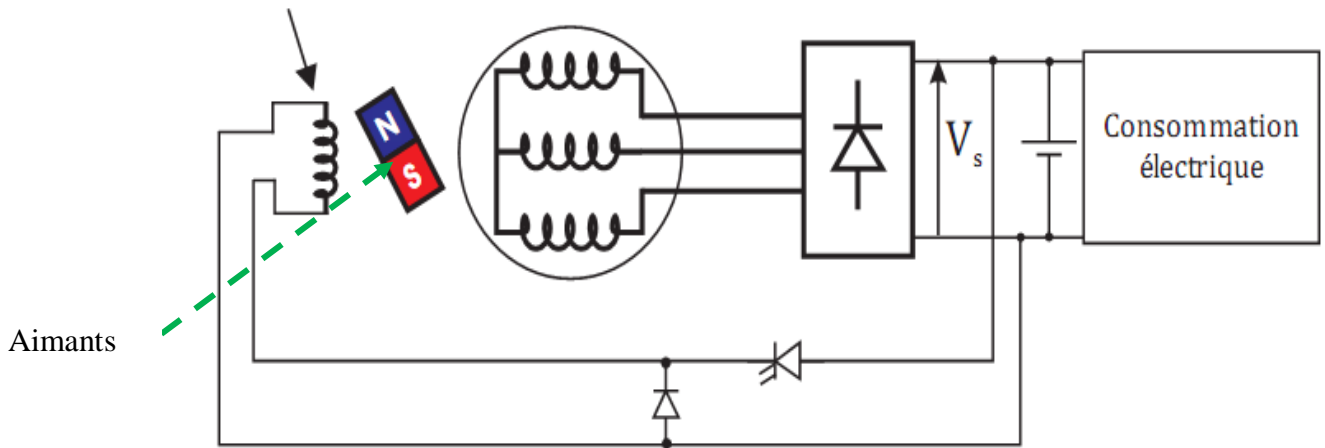
La (Figure II.13.c) montre une structure à double excitation. Cette structure est issue de l'association de deux machines à simple excitation (Figure II.13.a et Figure II.13.b).

Dans le cas de cette structure, on parle de double excitation série [1], [5], [6], du fait que les deux sources (aimants permanents et bobines d'excitation) sont " magnétiquement en série ".



**Figure II.13 :** Schéma de principe des machines à double excitation (une paire de pôle) (a) machine à aimants permanents, (b) machine à excitation bobinée (c) machine double excitation.

Bobine de double excitation



**Figure II.14 :** principe de fonctionnement de la machine à double excitation.

## **II.7. Conclusion**

L'utilisation optimale du matériau ferromagnétique pour la conception des machines électriques relève toujours du compromis entre ses propriétés magnétiques, thermiques, mécaniques et le coût de la production totale. Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés.

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents et la machine synchrone à aimants permanents double excitation. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à double excitation à concentration de flux. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique. Ces machines nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants (Néodyme-Fer-Bore).



***Chapitre (III)***

***Modélisation Par Eléments Finis De  
MSAP A Double Excitation***

### 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. 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 intéresser à la méthode des éléments finis. La méthode des éléments finis (Finit Elément Méthode), 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. 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.

Dans ce présent chapitre, nous définissons la machine étudiée, ensuite, on va calculer des grandeurs électromagnétiques en utilisant cette méthode.

### III.2. Présentation de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis consiste à utiliser une approximation simple des variables pour transformer les équations aux dérivées partielles en équations algébriques [15].

Dans son approche vibrationnelle, la méthode des éléments finis permet de ramener la résolution des équations aux dérivées partielles à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré. Celle-ci est donnée dans le cas d'un problème de magnétostatique, par la relation suivante:

$$f = \frac{1}{2} \int \left( \left[ \int_0^b H \cdot dB \right] - 2jA \right) d\tau \quad (\text{III.1})$$

Le domaine d'étude  $\tau$  est alors subdivisé en régions élémentaires (les éléments finis) où l'inconnue est approchée par une interpolation polynomiale. L'idée fondamentale de cette méthode est de discrétiser le problème en décomposant le domaine matériel à étudier en éléments de forme triangulaire. Pour des problèmes résolus en 2D, les éléments de forme triangulaire (Figure.III.1) sont les plus utilisés. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'un algorithme de numérotation automatique. L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi :

$$A^e(x,y) = a^e + b^e + c^e \quad (\text{III.2})$$

La discrétisation de la forme intégrale (Figure.III.1) par éléments finis et la recherche des potentiels aux nœuds qui minimisent cette forme entraînent la résolution d'un système d'équations algébriques. La forme matricielle de ce système s'écrit :

$$[M][A] = [S] \quad (\text{III.3})$$

Où  $[M]$  : est la matrice des contraintes et dépend des propriétés magnétiques des matériaux.

Et le  $[A]$  : vecteur des inconnues qui sont les potentiels vecteurs aux différents Nœuds du maillage.  $[S]$  : est le terme source dû aux densités du courant.

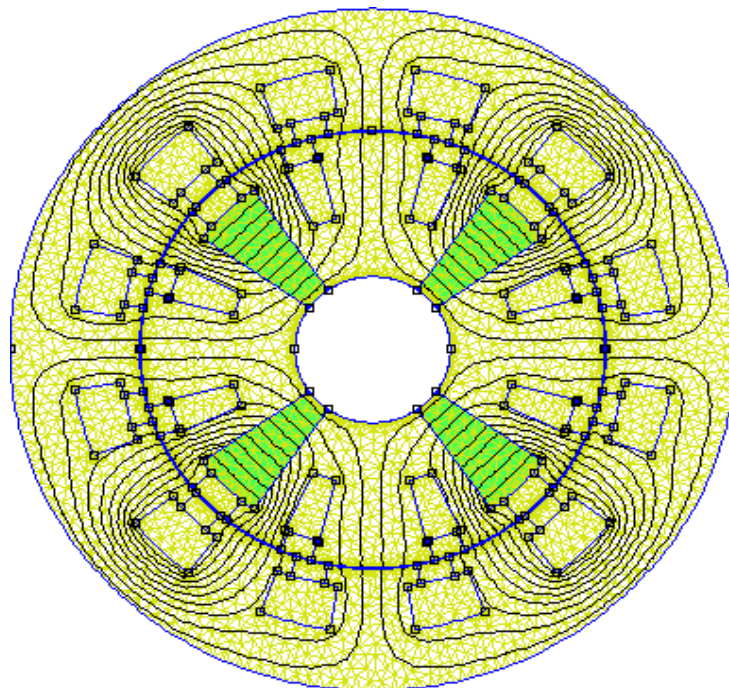


Figure III.1 : La machine MSDE avec maillage globale en 2D.

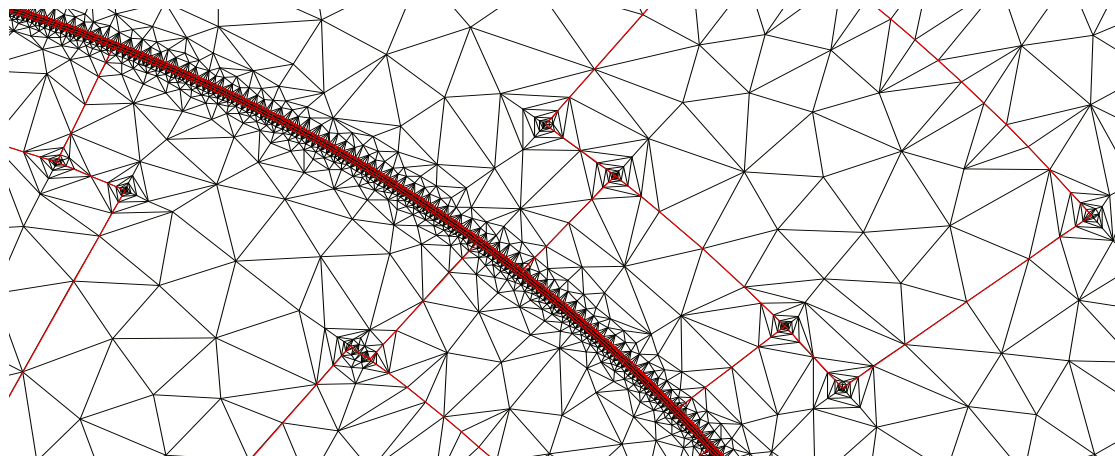


Figure. III.2 : Illustration du maillage de la zone de l'entrefer.

### III.3. Présentation de l'outil de calcul utilisé

Nous avons défini précédemment la méthode des éléments finis utilisée pour calculer les performances des machines synchrones à aimants permanents. Nous définissons dans cette partie, l'outil de calcul utilisé. La validation des résultats obtenus par les calculs analytiques est effectuée à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM. Comme tous les logiciels employés pour des problèmes d'éléments finis en deux dimensions, ils sont articulés en quatre axes appelés «préprocesseur graphique», «mailleur», «solveur», et «post-processeur graphique».

**Préprocesseur** : permet aux utilisateurs de dessiner les différentes parties de l'élément à étudier, de définir les matériaux utilisés, d'imposer les conditions aux limites et ainsi de suite.

**Le meilleur** : permet le maillage en éléments triangulaires des géométries à étudier via un logiciel connexe : Triangle.

**Le solveur** : permet la résolution de problèmes magnétiques et électrostatiques plans et axisymétriques (incluant les problèmes de magnétostatique linéaire et non linéaire et les problèmes harmoniques à basses fréquences). Pour le problème de magnétostatique et d'électrostatique, un solveur utilisant le gradient conjugué basé sur le pré-conditionnement de sous-relaxation symétrique successif est employé.

**Le post-processeur** : C'est un graphique permettant l'exploitation de la solution du problème. La solution peut être représentée par un tracé de densité ou par des vecteurs s'il s'agit d'une grandeur vectorielle. Un certain nombre de calcul intégral, le long des contours et des aires prédéfinis, est aussi accessible [16].

### III.4. Formulation du modèle magnétostatique

La détermination du champ magnétique dans un système peut être obtenue à partir des Équations de Maxwell en utilisant, soit le potentiel scalaire ou le potentiel vecteur. Le domaine d'étude contient plusieurs sources de courants, le potentiel vecteur est alors utilisé [7].

#### III.4.1. Équations de Maxwell

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{j} + \frac{d\vec{D}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{III.5})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{III.6})$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{III.7})$$

Les symboles en majuscule représentent les quantités vectorielles. Il y a cinq vecteurs du champ dans les équations de (III.1) à (III.4): l'intensité du champ magnétique  $H$ , l'induction magnétique  $B$ , l'intensité du champ électrique  $E$ , le déplacement électrique  $D$  et la densité de courant  $J_{\text{ex}}$ . 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 champs ont également liés par les relations constitutives des milieux données par:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{III.8})$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{III.9})$$

$$\vec{J}_i = \sigma \vec{E} \quad (\text{III.10})$$

Où  $\mu$ ,  $\sigma$ , et  $\epsilon$  sont respectivement la perméabilité, la conductivité et la permittivité du milieu du champ électromagnétique. L'équation (III.10) est pour les courants ou  $\vec{j}$  est la somme des courants sources et les courants induits, exprimé par :

$$\vec{j} = -\vec{j}_{\text{ex}} + \vec{j}_i \quad (\text{III.11})$$

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  $(d\vec{D}/dt)$  dans l'équation (III.4) qui représente un champ électrique variable dans le temps devient nulle, cette équation s'écrit:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = -\vec{j}_{\text{ex}} + \vec{j}_i \quad (\text{III.12})$$

Dans le cas des machines à aimants permanent, et dans la région des aimants l'équation (III.8) peut

S'écrire sous la forme:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{M} \quad (\text{III.13})$$

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

### III.4.2. Hypothèses Simplificatrices

Pour analyser les performances de la machine étudiée suivant l'objectif visé, nous adoptons les hypothèses suivantes:

1. Modèle dimensionnelle (2D) en coordonnées polaires.
2. Perméabilité de fer statorique et fer rotorique sont supposées très grande ( $\mu \rightarrow \infty$ ), on néglige donc la saturation des matériaux magnétiques [10].
3. On suppose que les aimants sont modernes à cause de leurs perméabilités qui égal 1.
4. La machine est considérée suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés.
5. La caractéristique de démagnétisation des aimants est supposée linéaire dans la plage utile de fonctionnement.
6. On suppose que la conductivité du circuit magnétique est nulle.

### III.4.3. 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  $\vec{A}$  défini par la relation :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} = \vec{B} \quad (\text{III.14})$$

Par ailleurs, en substituant l'équation (III.13) dans (III.14), le champ magnétique peut être représenté en termes de potentiel vecteur par :

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

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 (III.15) dans (III.12), on trouve :

$$\overrightarrow{rot} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{J}_{ex} + \overrightarrow{rot} \left( \frac{\vec{M}}{\mu} \right) \quad (\text{III.16})$$

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). Adoptant une condition supplémentaire sur  $\vec{A}$  définie par la jauge de Coulomb qui s'écrit  $\text{div} \vec{A} = 0$  dans le cas des régimes basses fréquences, l'équation (III.16) devienne :

$$\Delta \vec{A} - \sigma \mu \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\mu \vec{j}_{ex} + \overrightarrow{rot} \left( \frac{\vec{M}}{\mu} \right) \quad (\text{III.17})$$

$$\Delta \vec{A} = -\mu \vec{j}_{ex} + \overrightarrow{rot} \left( \frac{\vec{M}}{\mu} \right) \quad (\text{III.18})$$

### III.6. Présentation de la machine étudiée

Le type de machine que nous abordons dans notre travail (Figure. III.4), est celui des machines Synchrone à aimants permanents à double excitation. Le principe des structures à double excitation est basé sur la combinaison de deux sources de flux magnétiques d'excitation : des aimants permanents et des bobines d'excitation.

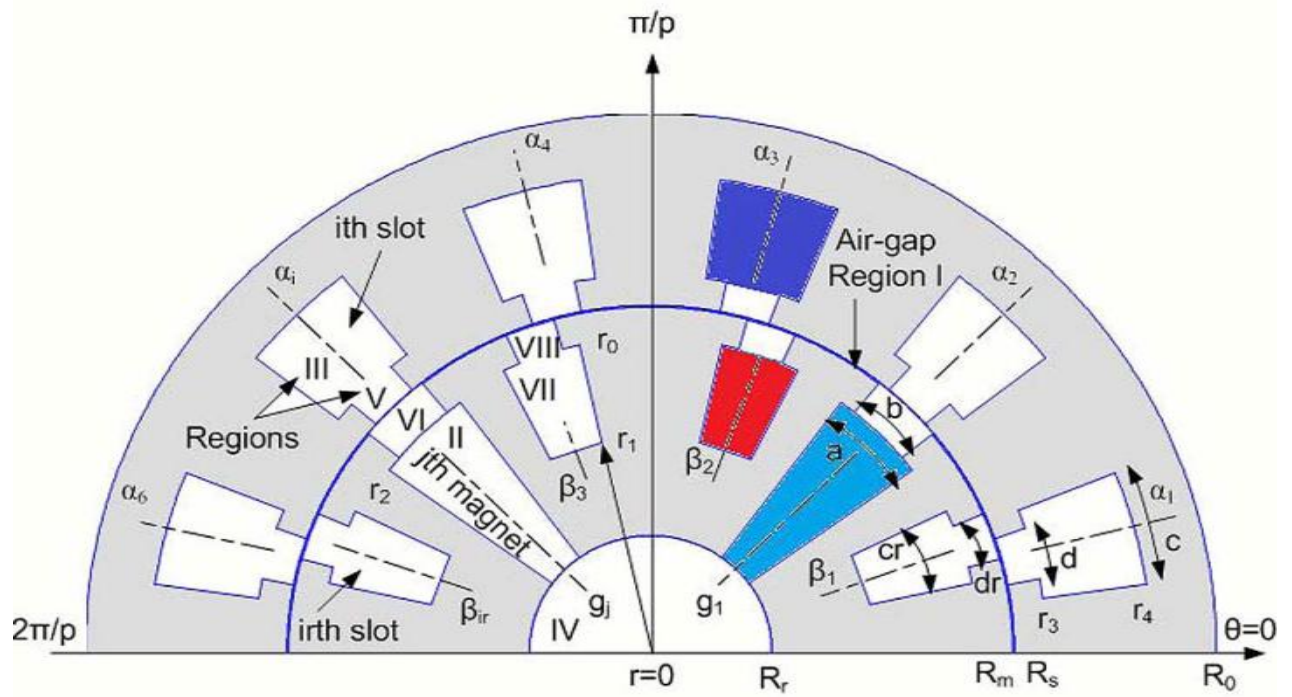


Figure. III.4 : Paramètres géométriques de la machine

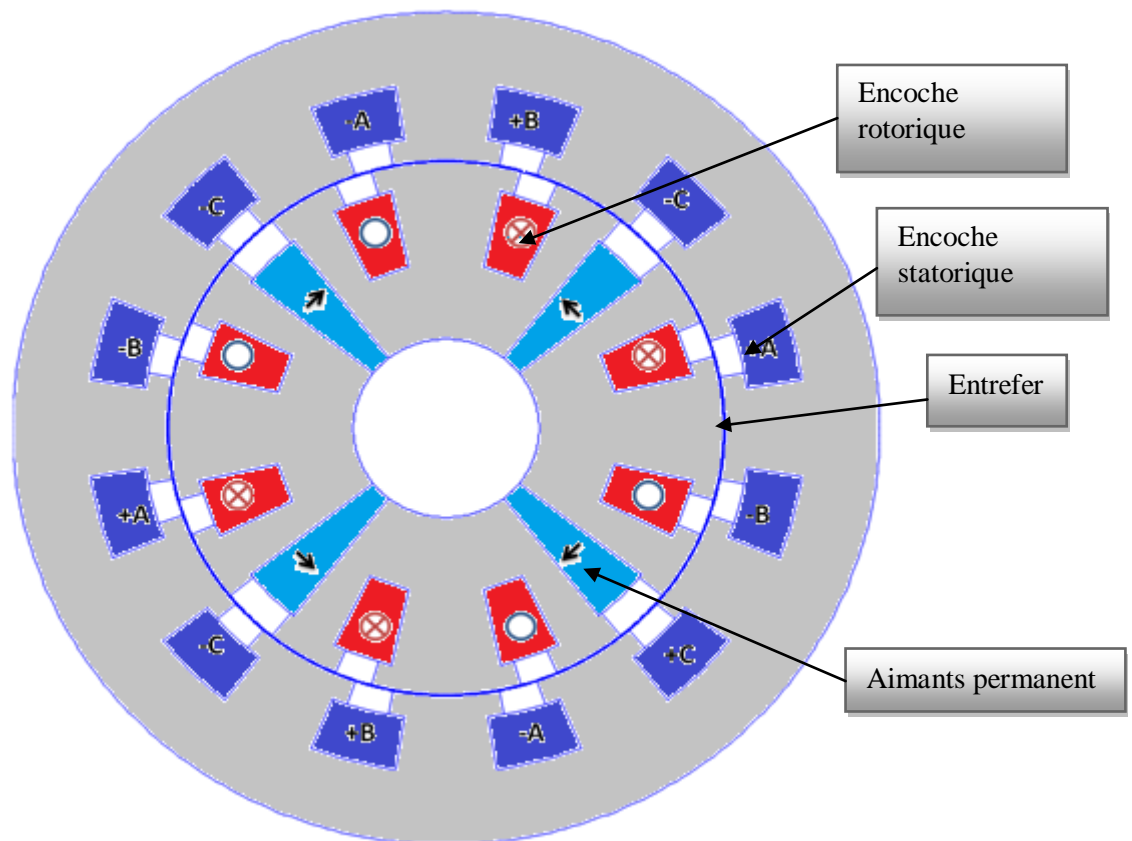


Figure. III.5 : Bobinage de la machine synchrone à aimant double excitation

### III.7. Paramètres de la machines étudié

Paramètres	Symboles	Valeur et unité
Induction rémanente (ferrite)	$Br$	0.4T
Perméabilité relative des aimants	$\mu_r$	1
Nombre de paires de pôles	$p$	2
Nombre d'encoches de stator	$Q_s$	12
Nombre d'encoches du rotor	$N_r$	8
Nombre de conducteurs par encoche statorique	$N_C$	12
Courant de crête	$I_m$	12.50A
Courant d'excitation de l'électro-aimant	$I_f$	05.00A
Nombre de conducteurs par encoche rotorique	$N_f$	10
Rayon extérieur de l'encoche rotorique	$r_0$	40.80mm
Rayon intérieur de l'encoche rotorique	$r_1$	27.80mm
Rayon extérieur de l'aimant	$r_2$	40.00mm
Rayon extérieur de l'encoche de stator	$r_3$	49.00mm
Rayon intérieur de l'encoche de stator	$r_4$	58.00mm
Rayon externe de stator	$R_0$	70.00mm
Rayon de la surface intérieure du stator	$R_s$	45.00mm
Rayon de la surface externe du rotor	$R_m$	44.80mm
Rayon de la surface interne du rotor	$R_r$	15.00mm
Largeur de l'entrefer	$g$	00.20mm
Hauteur de le l'encoche statorique	$h_s$	09.00mm
Longueur utile de la machine	$L_U$	57.00mm
Ouverture des encoches statorique	$C$	14°
Ouverture des encoches rotorique	$C_r$	14°
Ouverture de la semi ouverture des encoches rotorique	$dr$	08°
Ouverture de la semi- ouverture des aimants	$b$	12°
Ouverture de la semi ouverture des encoches statorique	$d$	08°
Ouverture proportionnelle de l'aimant	$a$	2/9 %

Tableau III.1: Paramètres de la machines étudié.

### III.8. Formulation en potentiel vecteur magnétique dans les différentes régions

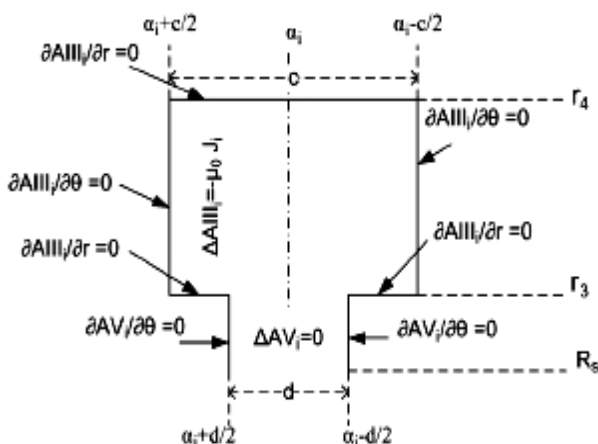


Figure III.6 : Condition aux limite dans encoche statorique

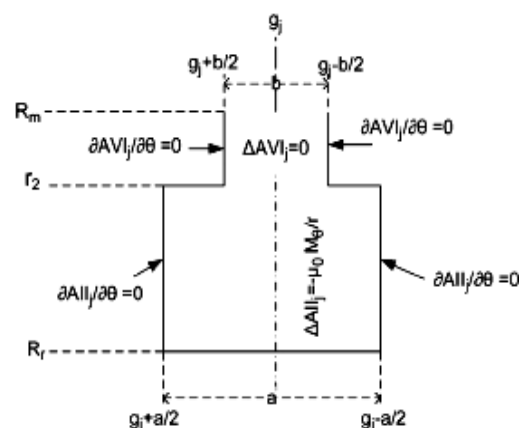


Figure III.7 : Condition aux limite dans Encoche rotorique.

**a/ Solution générale dans la semi-ouverture (région III)**

$$\frac{\partial^2 AIII_i}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AIII_i}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AIII_i}{\partial \theta^2} = -\mu_0 J_i \quad (III.19)$$

Conditions aux limites :

$$\left. \frac{\partial AV_i}{\partial \theta} \right|_{\theta=\alpha_i-\frac{d}{2}} = 0 \quad \text{and} \quad \left. \frac{\partial AVII_{ir}}{\partial r} \right|_{\theta=\beta_{ir}-\frac{cr}{2}} = 0 \quad \left. \frac{\partial AIII_i}{\partial r} \right|_{r=r_4} = 0 \quad (III.20)$$

**b/ Solution générale dans la semi-ouverture (region V)**

$$\frac{\partial^2 AVII_i}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AVII_i}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AVII_i}{\partial \vartheta^2} = -\mu_0 J_{fir} \quad (III.21)$$

Conditions aux limites :

$$\left. \frac{\partial AII_i}{\partial \theta} \right|_{\theta=g_i-\frac{a}{2}} = 0 \quad \text{and} \quad \left. \frac{\partial AV_i}{\partial \theta} \right|_{\theta=\alpha_i+\frac{d}{2}} = 0 \quad (III.22)$$

**c/ Solution générale dans la semi-ouverture (region II)**

$$\frac{\partial^2 AII_j}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AII_j}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AII_j}{\partial \vartheta^2} = -\mu_0 \frac{M_g}{r} \quad (III.23)$$

Avec :

$$M_\theta = M_j = (-1)^j \left( \frac{B_{erm}}{\mu_0} \right) \quad (III.24)$$

Conditions aux limites :

$$\left. \frac{\partial AVI_j}{\partial \theta} \right|_{\theta=g_i-\frac{b}{2}} = 0 \quad \text{and} \quad \left. \frac{\partial AII_j}{\partial \theta} \right|_{\theta=g_j+\frac{a}{2}} = 0 \quad (III.25)$$

**d/ Solution générale dans la semi-ouverture (region VI)**

$$\frac{\partial^2 AVI_j}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AVI_j}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AVI_j}{\partial \theta^2} = 0 \quad (III.26)$$

Conditions aux limites :

$$\left. \frac{\partial AVI_j}{\partial \theta} \right|_{\theta=g_i+\frac{b}{2}} = 0 \quad \text{and} \quad \left. \frac{\partial AVI_j}{\partial \theta} \right|_{\theta=g_i+\frac{b}{2}} = 0 \quad (\text{III.27})$$

**e/ Solution générale dans entrfer (region I)**

$$\frac{\partial^2 AI_i}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AI_i}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AI_i}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{III.28})$$

**f/ Solution générale dans la region nonmagnetique (region I)**

$$\frac{\partial^2 AIV}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AIV}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AIV}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{III.29})$$

**g/ Solution générale dans encoche double excitation (region VII)**

$$\frac{\partial^2 AVII_{ir}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial AVII_{ir}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 AVII_{ir}}{\partial \theta^2} = -\mu_0 J_{f_{ir}} \quad (\text{III.30})$$

Conditions aux limites :

$$\left. \frac{\partial AVII_{ir}}{\partial r} \right|_{\theta=\beta_{ir}+\frac{cr}{2}} = 0 \quad \text{and} \quad \left. \frac{\partial AVII_{ir}}{\partial r} \right|_{\theta=\beta_{ir}+\frac{cr}{2}} = 0 \quad (\text{III.31})$$

### III.8.1. Conditions aux limites

**a/ Condition entre la region IV et II**

$$\begin{aligned} AII_j(R_r, \theta) &= AIV(R_r, \theta) \\ g_j - \frac{a}{2} &\leq \theta \leq g_j + \frac{a}{2}. \\ HII_{\theta_j}(R_r, \theta) &= HIV_{\theta}(R_r, \theta) \\ g_j - \frac{a}{2} &\leq \theta \leq g_j + \frac{a}{2}. \\ HIV_{\theta}(R_r, \theta) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

**b/Condition entre la region II et IV**

$$\begin{aligned}
AVI_j(r_2, \theta) &= AII_j(r_2, \theta) \\
g_j - \frac{b}{2} &\leq \theta \leq g_j + \frac{b}{2}. \\
HVI_{\theta j}(r_2, \theta) &= HII_{\theta j}(r_2, \theta) \\
g_j - \frac{b}{2} &\leq \theta \leq g_j + \frac{b}{2}. \\
HII_{\theta j}(r_2, \theta) &= 0
\end{aligned} \tag{III.33}$$

**c/ Condition entre la region I et VI**

$$\begin{aligned}
AVI_j(R_m, \theta) &= AI(R_m, \theta) \\
g_j - \frac{b}{2} &\leq \theta \leq g_j + \frac{b}{2}. \\
AI(R_m, \theta) &= AVIII_{ir}(R_m, \theta) \\
\beta_{ir} - \frac{dr}{2} &\leq \theta \leq \beta_{ir} + \frac{dr}{2}.
\end{aligned} \tag{III.34}$$

**d/ Condition entre la region I et VIII**

$$\begin{aligned}
HI_{\theta}(R_m, \theta) &= HVI_{\theta j}(R_m, \theta) \\
g_j - \frac{b}{2} &\leq \theta \leq g_j + \frac{b}{2}. \\
HI_{\theta}(R_m, \theta) &= HVIII_{\theta ir}(R_m, \theta) \\
\beta_{ir} - \frac{dr}{2} &\leq \theta \leq \beta_{ir} + \frac{dr}{2}. \\
HI_{\theta}(R_m, \theta) &= 0
\end{aligned} \tag{III.35}$$

**e/ Condition entre la region I, VIII et VI**

$$\begin{aligned}
AI(R_s, \theta) &= AV_i(R_s, \theta) \\
\alpha_i - \frac{d}{2} &\leq \theta \leq \alpha_i + \frac{d}{2}. \\
HI_{\theta}(R_s, \theta) &= HV_{\theta i}(R_s, \theta) \\
\alpha_i - \frac{d}{2} &\leq \theta \leq \alpha_i + \frac{d}{2}. \\
HI_{\theta}(R_s, \theta) &= 0
\end{aligned} \tag{III.36}$$

f/ Condition entre la région I, V et  $R_s$

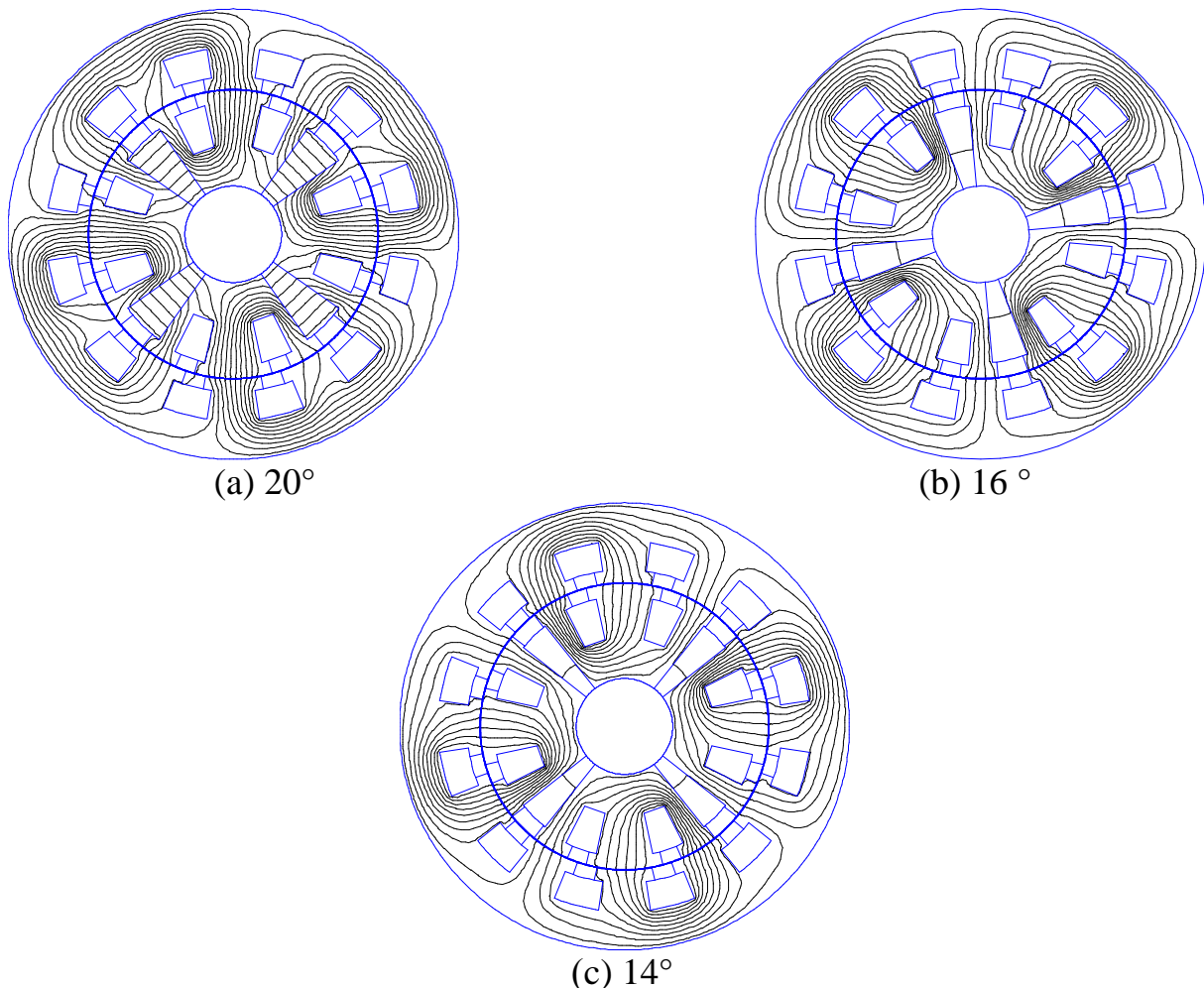
$$\begin{aligned}
 AIII_i(r_3, \theta) &= AV_i(r_3, \theta) \\
 \alpha_i - \frac{d}{2} &\leq \theta \leq \alpha_i + \frac{d}{2}. \\
 HIII_\theta(r_3, \theta) &= HV_\theta(r_3, \theta) \\
 \alpha_i - \frac{d}{2} &\leq \theta \leq \alpha_i + \frac{d}{2}. \\
 HIII_{\theta_i}(r_3, \theta) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{III.37}$$

### III.9. Etude du champ dans l'entrefer

On considère, le fonctionnement à vide. Les figures (III.9), (III.10), (III.11), (III.12), (III.13), (III.14) et (III.15) représentent la répartition de l'induction radiale et tangentielle on niveau du milieu de l'entrefer en fonction de la position angulaire pour différentes ouverture d'aimants.

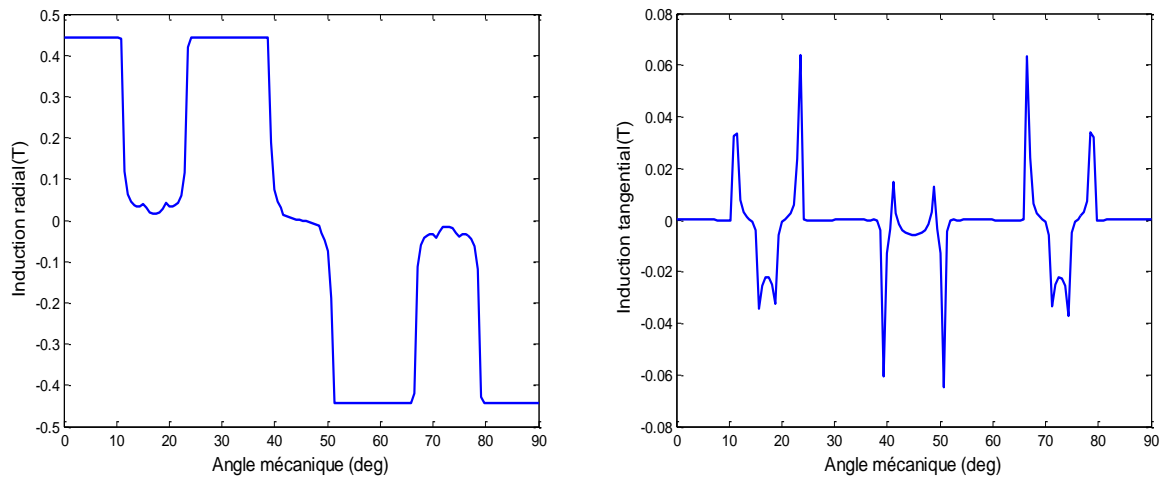
La figure (III.8) représente la distribution du champ magnétique pour différentes ouverture des aimants.

#### III.9.1. Cartes de champ magnétique

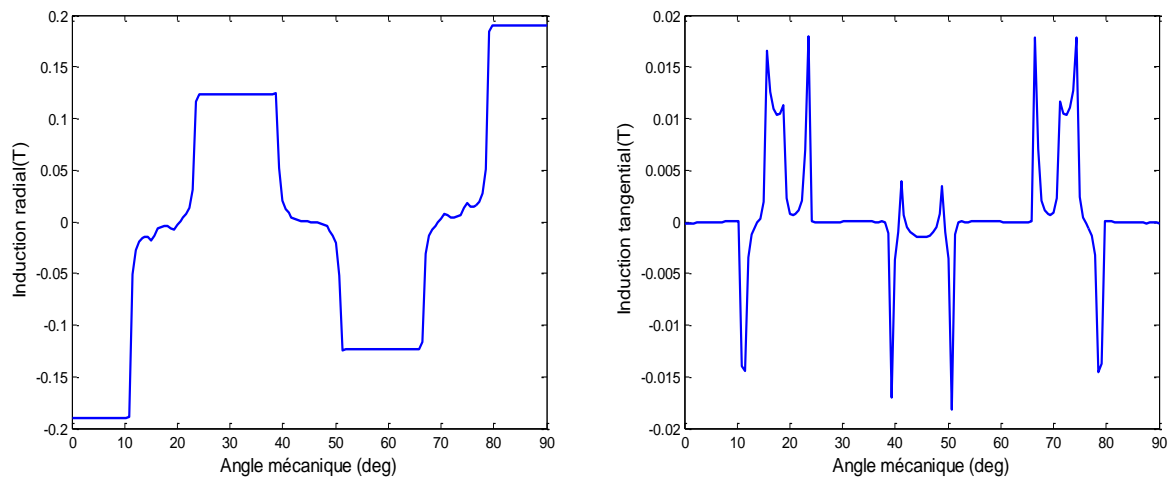


**Figure. III.8 :** Distribution du champ magnétique pour différentes ouverture des aimants.

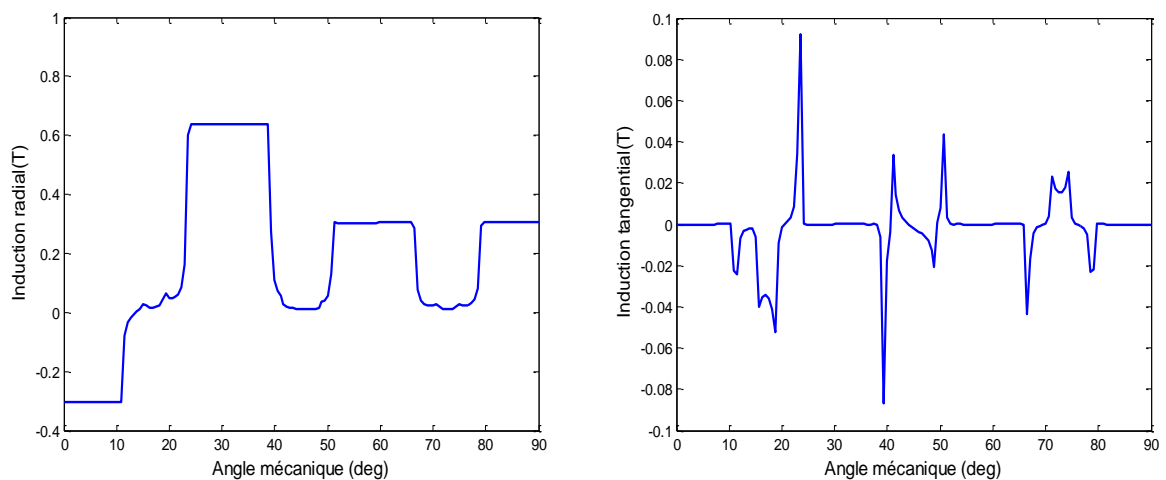
### III.9.2. Inductions magnétiques dans le cas (ouverture des aimants 20 °)



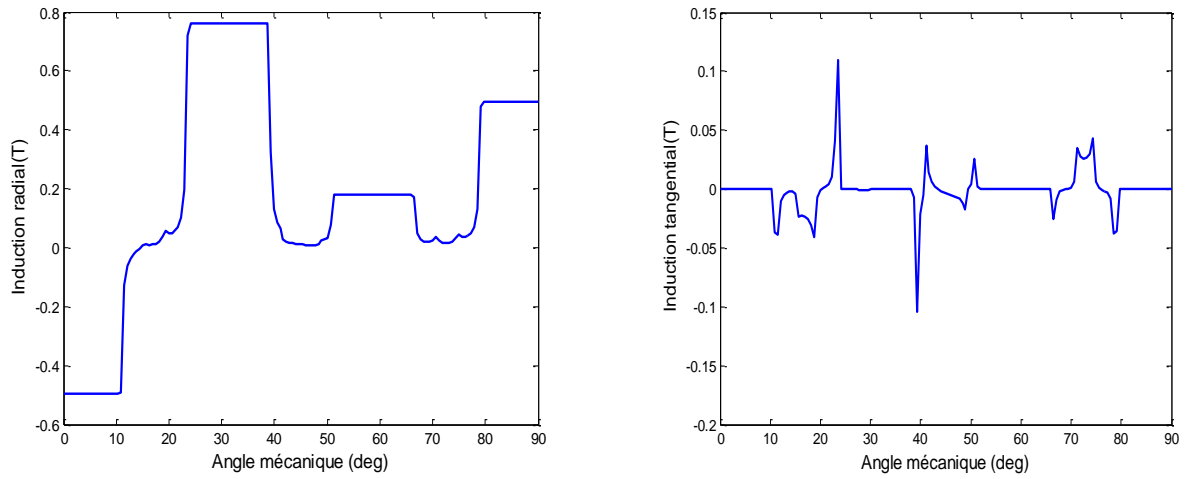
**Figure III.9 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas Aiment permanent.



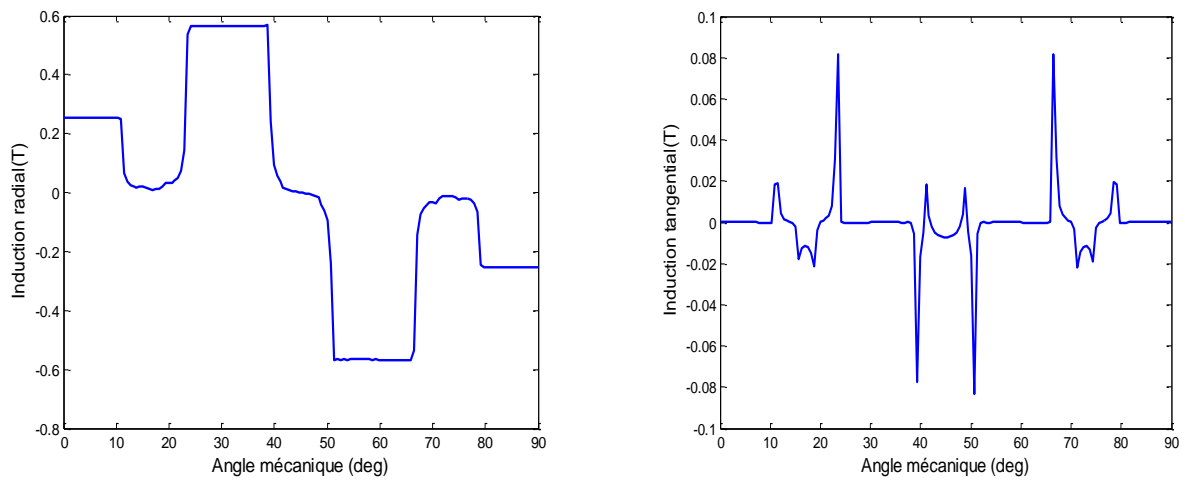
**Figure III.10 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique.



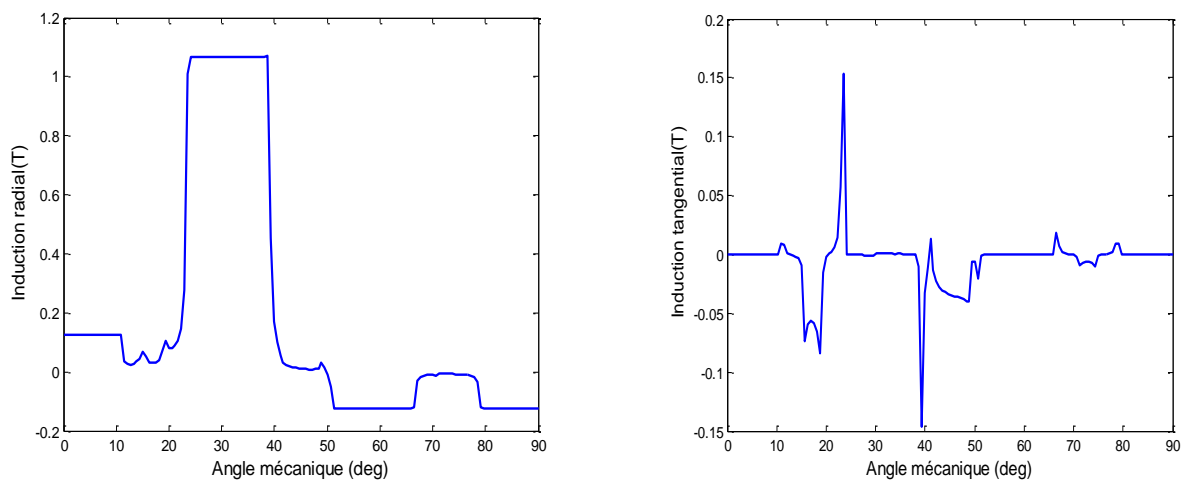
**Figure III.11 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant statorique.



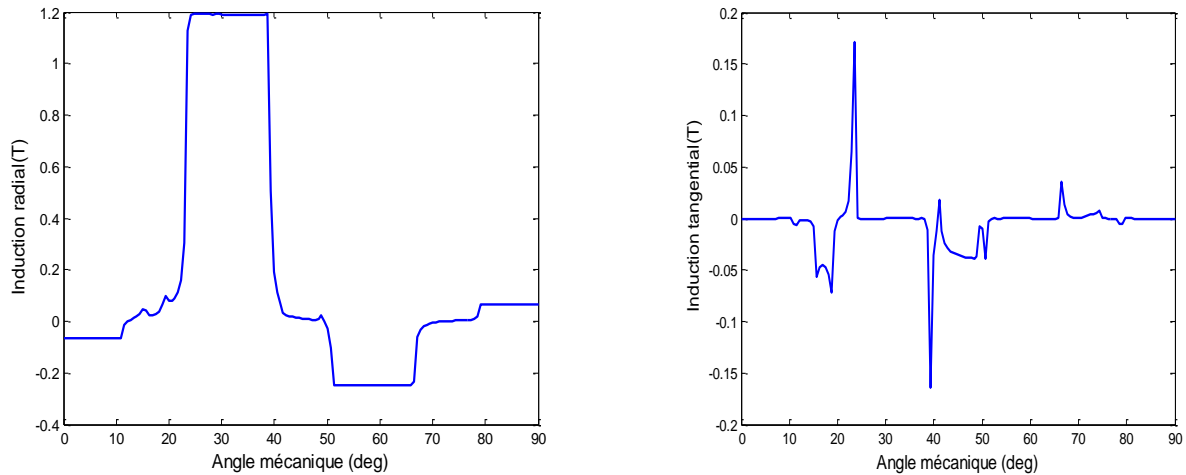
**Figure III.12 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique et courant statorique .



**Figure III.13 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique et aimants permanent



**Figure III.14 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas MSAP.



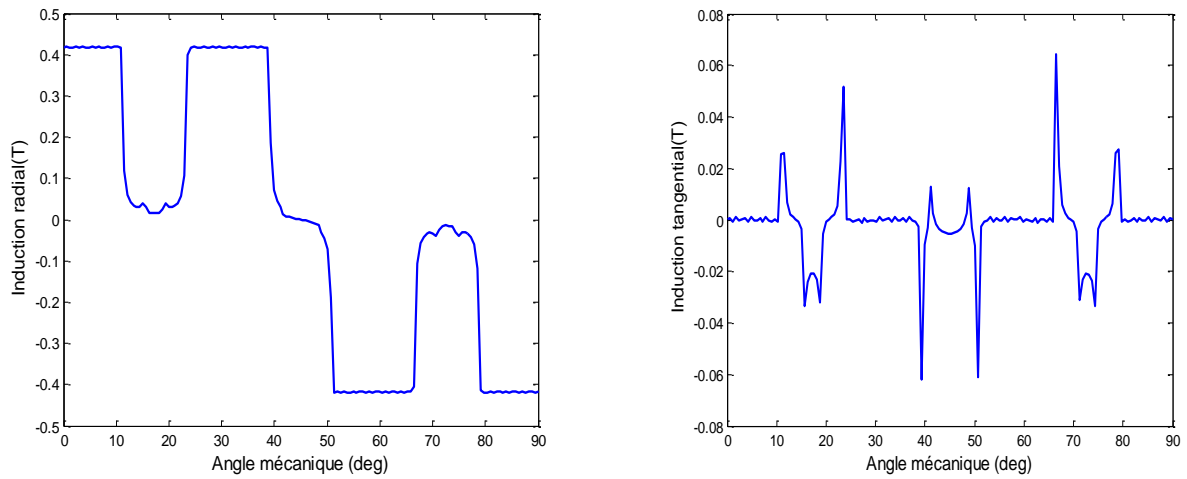
**Figure III.15** : Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas MSDE.

La figure (III.9), (III.10), (III.11), (III.12), (III.13), (III.14) et (III.15) représente respectivement la distribution de l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer pour les aimants seuls, courant rotorique seul, courant statorique seul, courant rotorique et courant statorique, courant rotorique et aimant permanent, MSAP et MSDE. Avec une ouverture d'aimant  $20^\circ$  (radian). On remarque dans la figure (III.9) que la valeur d'induction radiale dans le milieu de l'entrefer est égale  $B_r=0.45T$  donc une augmentation de  $0.05T$  par rapport à l'induction rémanente de l'aimants qui est  $B=0.4T$ . On remarque ainsi dans la figure (III.10) et (III.11) que la valeur d'induction radiale dans le cas courant rotorique est égale  $B = 0.18T$ , Et dans le cas courant statorique est égale  $B= 0.62 T$ .

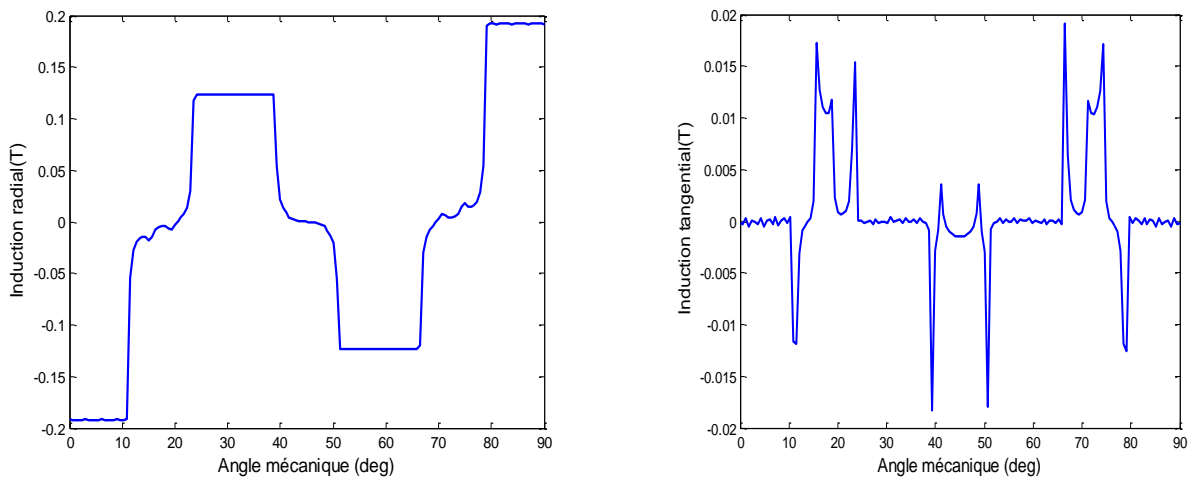
Ensuite, dans la figure (III ,12) on remarque que l'induction radiale obtenue dans le milieu d'entrefer dans le cas courant rotorique et statorique égale à  $B=0.8T$ , et dans le cas d'aimant et courant rotorique on remarque que la valeur d'induction radial est égal  $B=0.55 T$ .

Enfin, dans la figure (III. 14) et (III.15), On remarque que il y a une augmentation à la valeur de l'induction dans le cas d'une machine MSDE, cette valeur égale  $B=0.05T$  par rapport l'induction qui on obtient dans la machine MSAP.

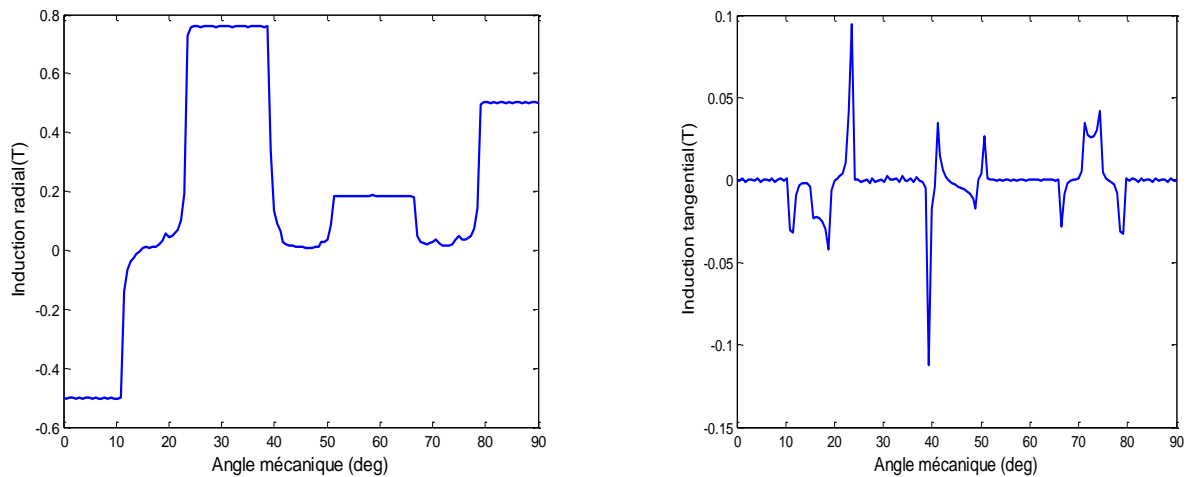
**III.9.2. Induction magnétique Dans le cas (ouverture des aimants 16 °)**



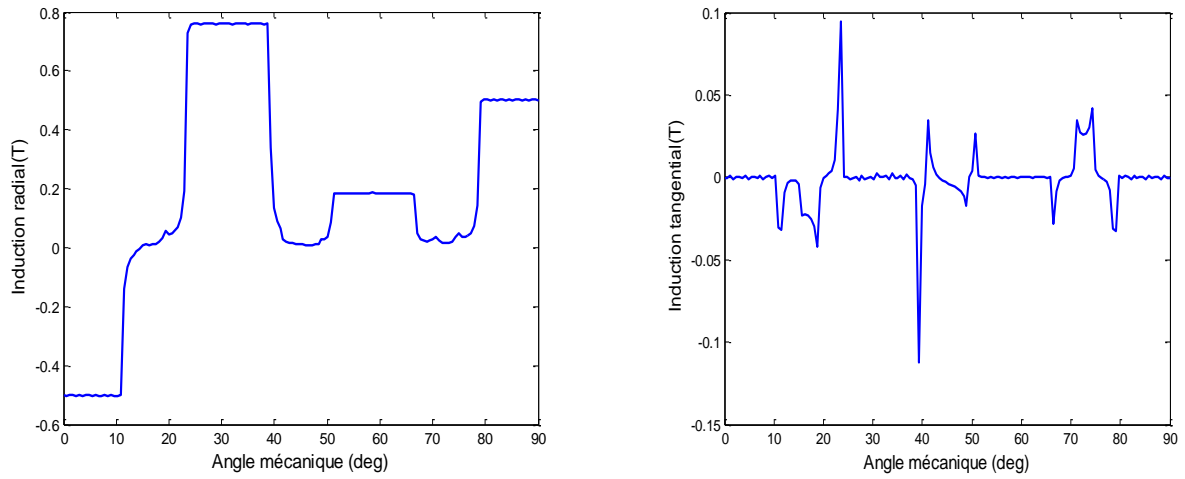
**Figure III.16 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas aimant permanent.



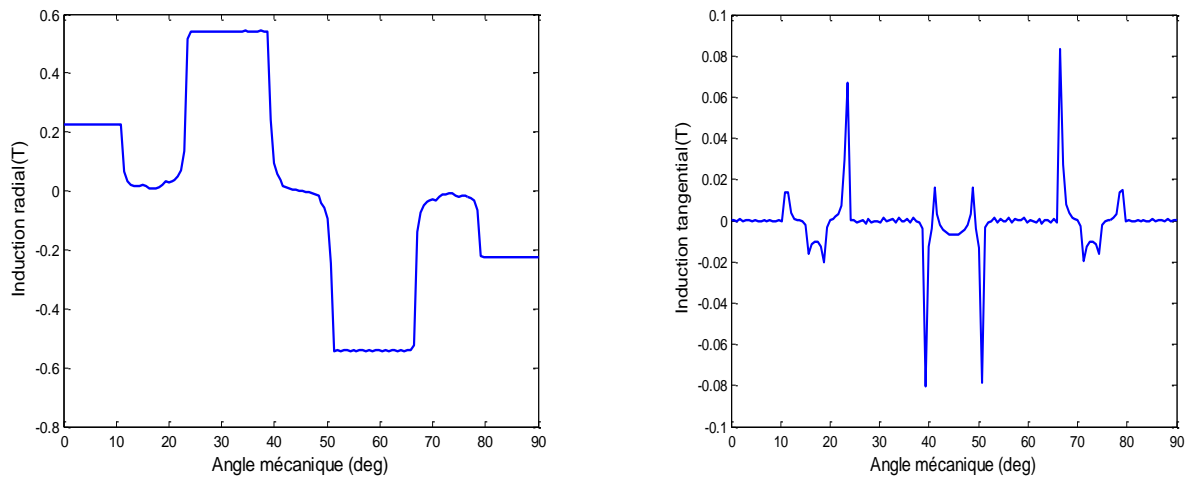
**Figure III.17 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique



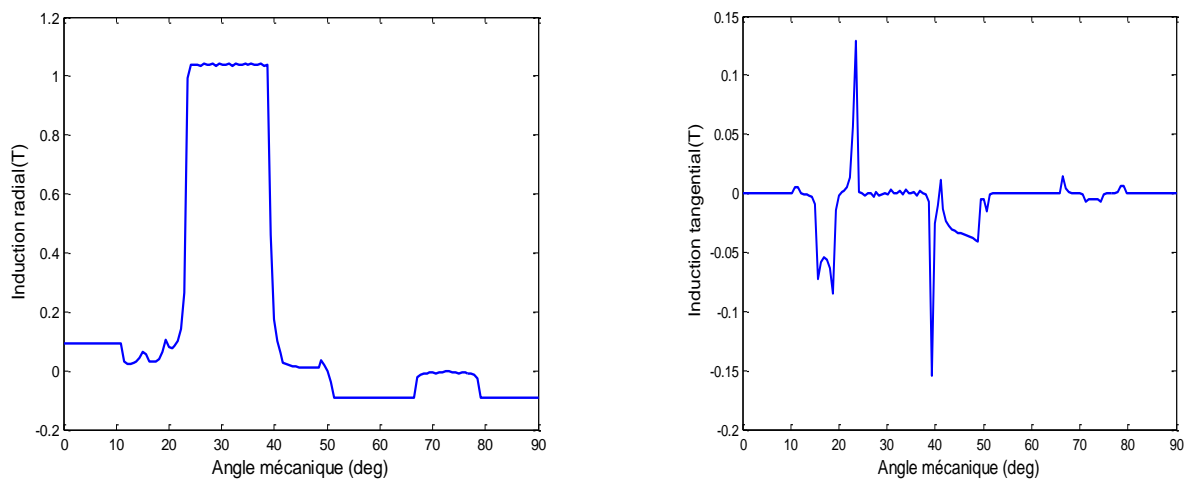
**Figure III.18 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant statorique



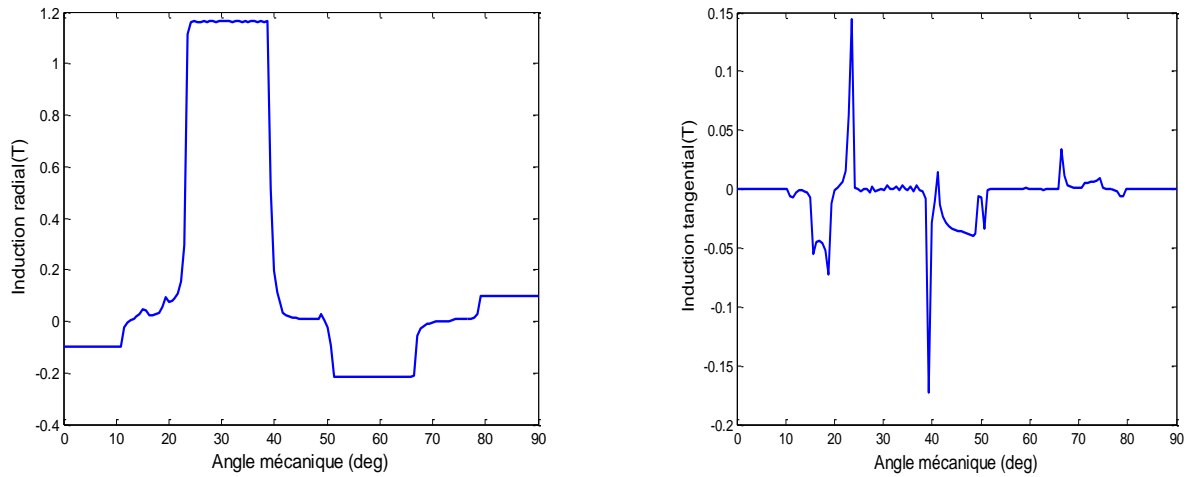
**Figure III.19 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique et courant statorique



**Figure III.20 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique et aimant permanent



**Figure III.21 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas MSAP.



**Figure III.22** : répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas MSDE.

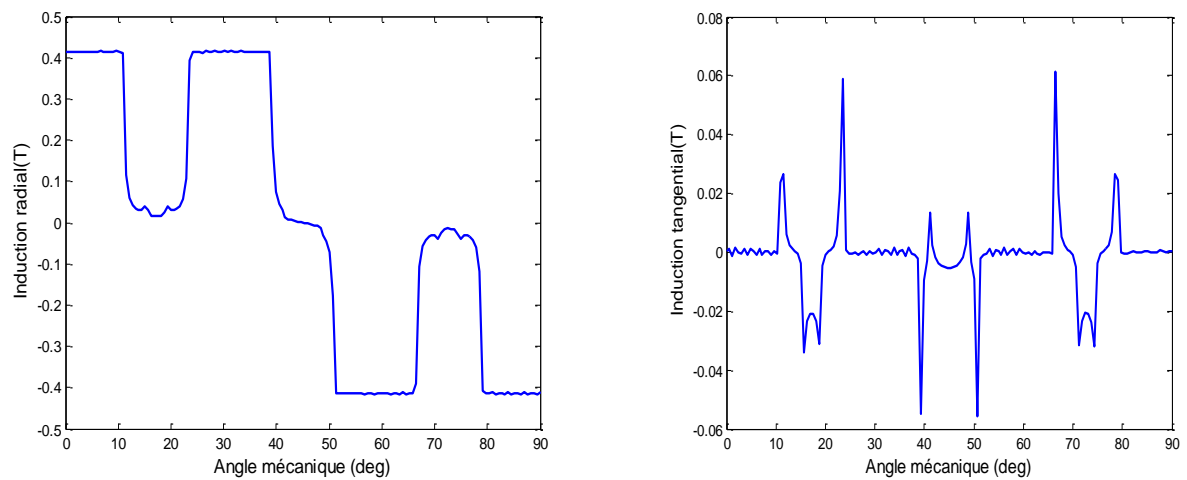
La figure (III.16), (III.17), (III.18), (III.19), (III.20), (III.21) et (III.22) représente respectivement la distribution de l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer pour les aimants seul, courant rotorique seul, courant statorique seul, courant rotorique et courant statorique, courant rotorique et aimant permanent, MSAP et MSDE. Avec une ouverture d'aimant  $16^\circ$  (radian).

On remarque dans la figure (III.16) que la valeur d'induction radiale dans le milieu de l'entrefer est égale à  $B_r=0.42\text{T}$  donc une augmentation de  $0.02\text{T}$  par rapport à l'induction rémanente des aimants. Remarquons aussi dans la figure (III.17) et (III.18) que la valeur de l'induction radiale dans le cas courant rotorique est égale  $B = 0.18\text{T}$ , Et dans le cas courant statorique est égale  $B= 0.68\text{T}$ .

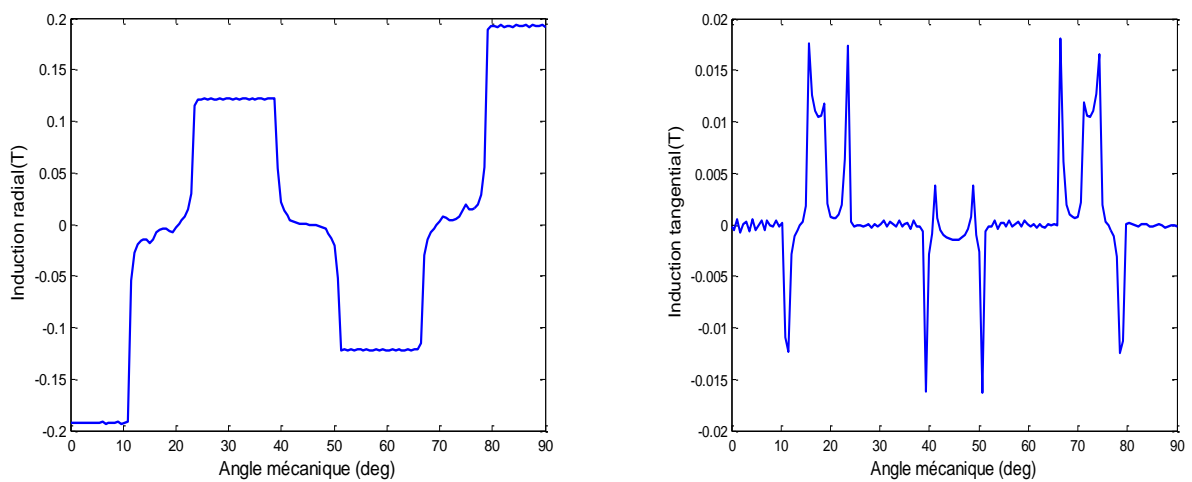
Dans la figure (III ,20) on remarque que l'induction radiale qui on obtient dans le milieu d'entrefer dans le cas courant rotorique et statorique  $B=0.8\text{T}$ , et dans le cas d'aimant et courant rotorique on remarque que la valeur d'induction radiale est égal  $B=0.55\text{ T}$  figure (III.19).

Enfin, dans la figure (III.21) et (III.22), On remarque que il y a une augmentation à la valeur d'induction dans le cas d'une machine MSDE, cette valeur égale  $B=0.05\text{T}$  par rapport l'induction qui on obtient dans la machine MSAP. Mais on remarque que une diminution de la valeur d'induction dans le cas une ouverture  $16^\circ$  par rapport le cas d'une ouverture  $20^\circ$ .

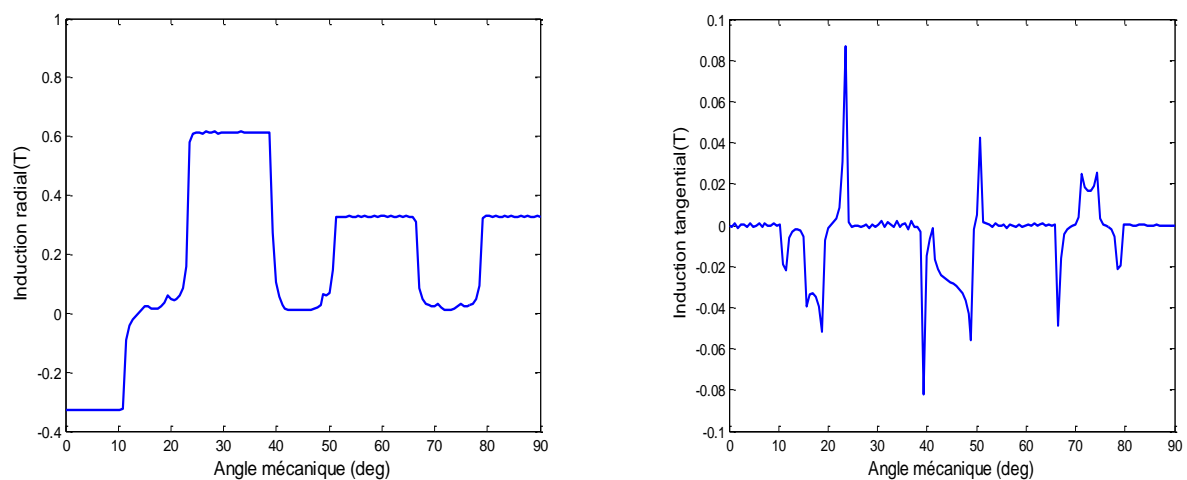
**III.9.3. Induction magnétique Dans le cas (ouverture des aimants 14 °)**



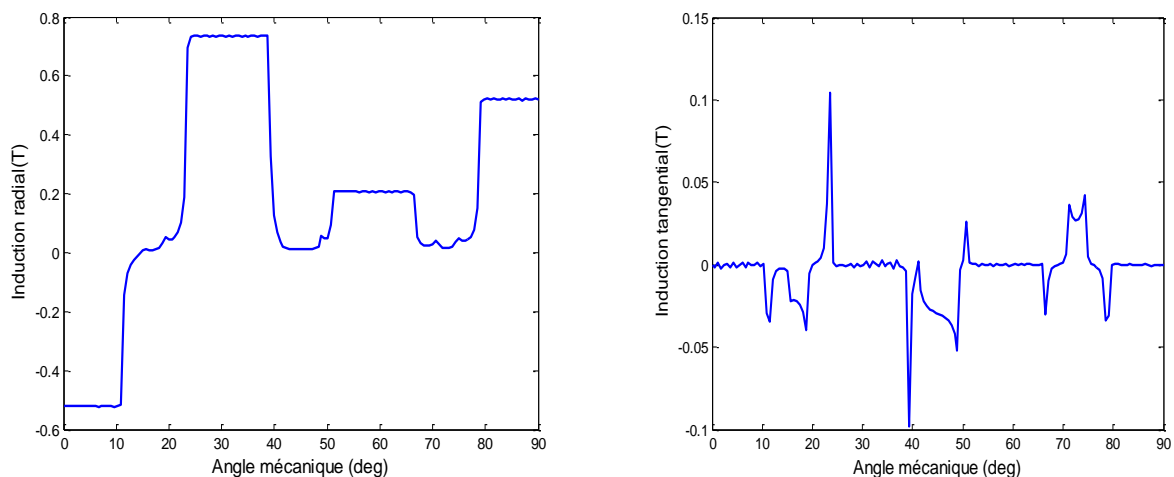
**Figure III.23:** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas aimant permanent.



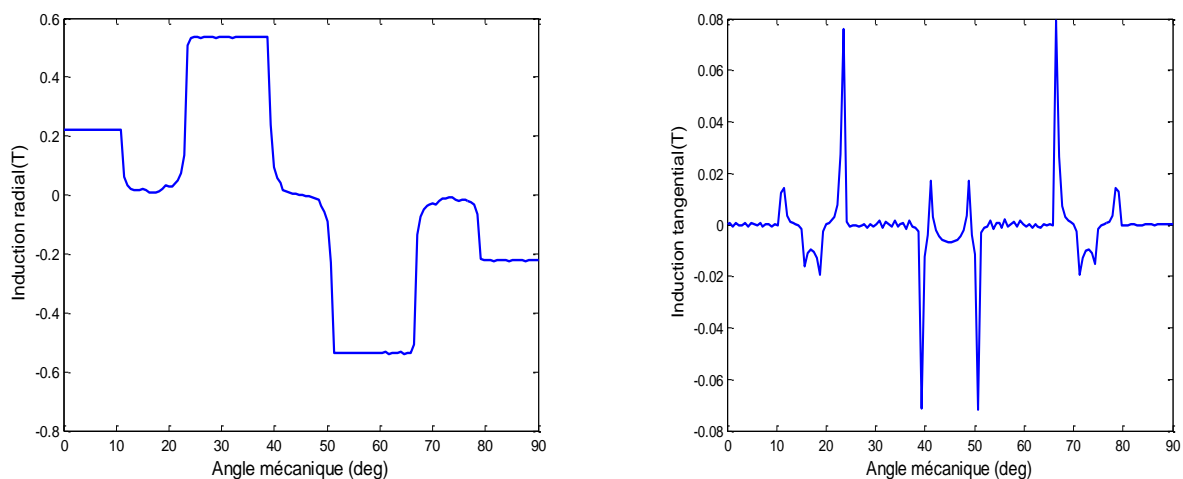
**Figure III.24 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique.



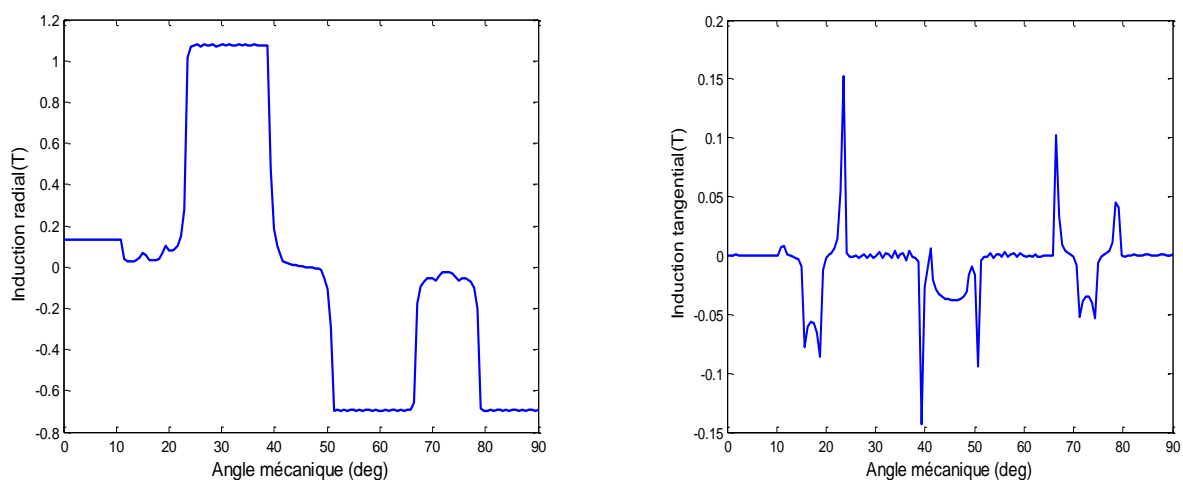
**Figure III.25 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant statorique



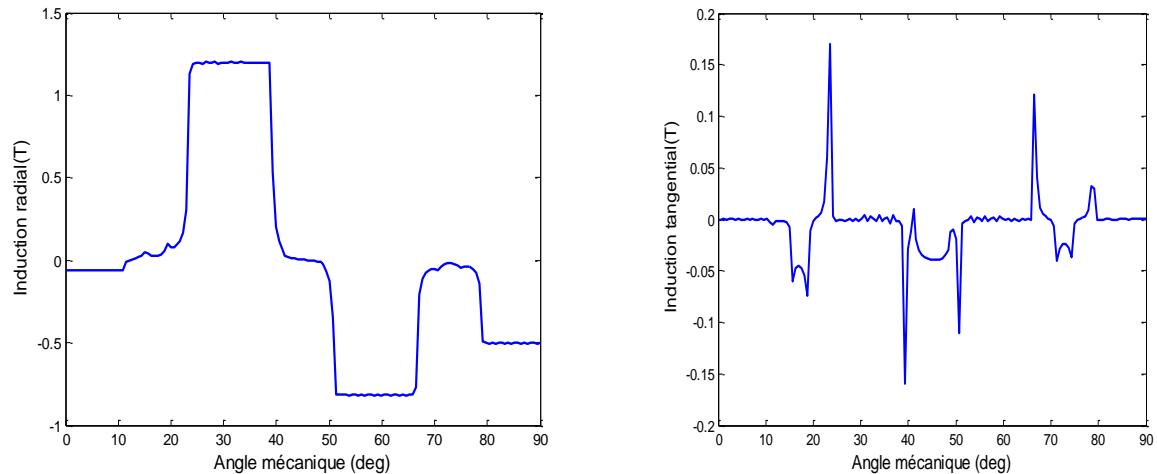
**Figure III.26 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant statorique et rotorique



**Figure III.27 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas courant rotorique et aimant permanent



**Figure III.28 :** Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas MSAP.



**Figure III.29** : Répartition de l'induction radiale et tangentielle dans l'entrefer, cas MSDE.

La figure (III.23), (III.24), (III.25), (III.26) (III.27), (III.28) et (III.29) représente respectivement la distribution de l'induction radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer pour les aimants seul, courant rotorique seul, courant statorique seul, courant rotorique et courant statorique, courant rotorique et aimant permanent, MSAP et MSDE avec une ouverture d'aimant  $14^\circ$  (radian).

On remarque dans la figure (III.23) la valeur d'induction radiale dans le milieu de l'entrefer est égale  $B_r=0.41T$ , donc une augmentation de  $0.01T$  par rapport à l'induction rémanente d'aimants  $B=0.4T$ . Et on remarque dans la figure (III.24) et (III.25) que la valeur d'induction radiale dans le cas courant rotorique est égale  $B = 0.18T$ , Et dans le cas courant statorique est égale  $B = 0.62T$ .

Ensuite, dans la figure (III.26), on remarque que l'induction radiale que l'on obtient dans le milieu d'entrefer dans le cas courant rotorique et statorique  $B=0.7T$ , et dans le cas d'aimant et courant rotorique on remarque que la valeur d'induction radiale est égale  $B=0.56T$  figure (III.27).

Enfin, dans la figure (III.28) et (III.29), On remarque que il y a une augmentation à la valeur d'induction dans le cas d'une machine MSDE, cette valeur égale  $B=0.05T$  par rapport l'induction que l'on obtient dans la machine MSAP.

## III.10 .Etude sur les différentes couples

### III.10.1. Le couple de détente

La présence du couple de détente est une préoccupation majeure dans la conception des machines à aimants permanents, car il ajoute des harmoniques indésirables au couple pulsatoire. Ainsi les ondulations du couple ont principalement dues aux fluctuations de la distribution de

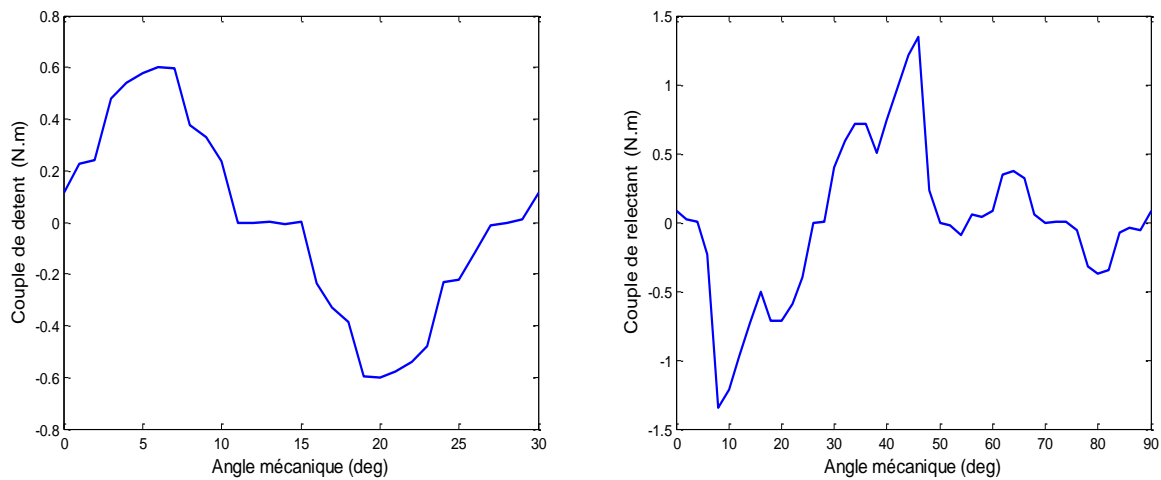
champ dans l'entre fer qui dépend de la structure magnétique du moteur.

Le couple de détente des moteurs à aimants est toujours un sujet difficile pour l'analyse. Bien qu'il existe de nombreuses références, qui ont étudié le problème du couple de détente. [14]

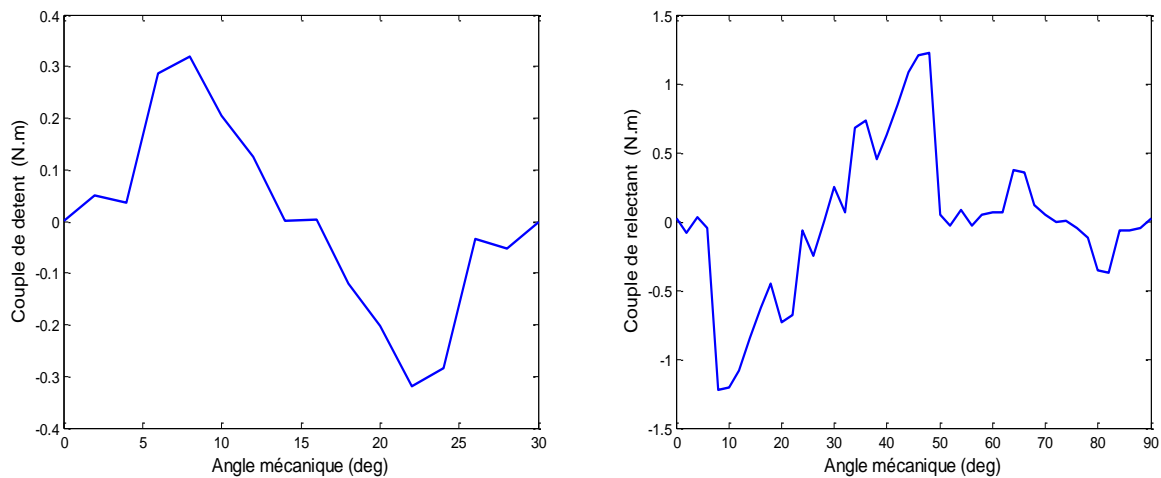
### III.10.2. Le Couple de réluctance

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statorique en fonction de la position du rotor. Le calcul du couple de réluctance prend le principe de calcul du couple de détente, mais en l'absence des aimants et présence des courants statorique. [14]

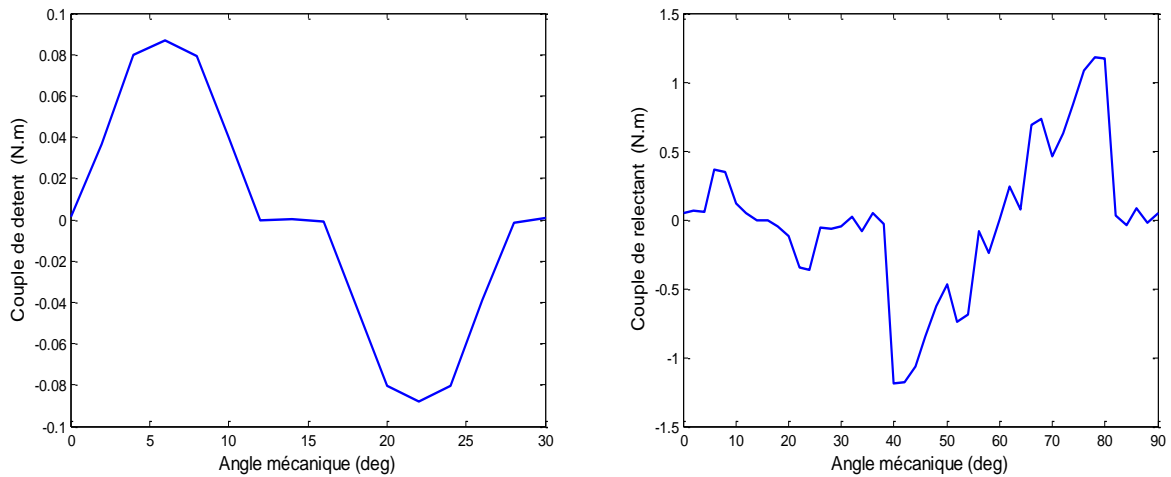
### III.10.3. Influence Différent ouverture des aimants sur les différents couples



**Figure III.29 :** Répartition de couple de détente et réluctant dans l'entrefer, cas une ouverture 20°



**Figure III.30 :** Répartition de couple de détente et réluctant dans l'entrefer, cas une ouverture 16°



**Figure III.31** : Répartition de couple de détente et réductant dans l'entrefer, cas une ouverture  $14^\circ$

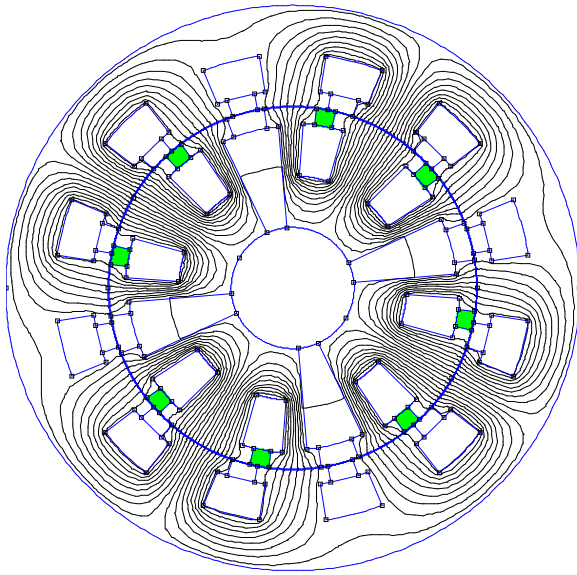
La figure (III.29), (III.30), (III.31), représente respectivement la distribution de couple détente et couple réductant au milieu de l'entrefer pour différente ouverture des aimants ( $20^\circ$ ,  $16^\circ$ ,  $14^\circ$ )

On remarque dans la figure (III.29), dans le cas où l'ouverture des aimant égale à  $20^\circ$ , la valeur maximale du couple de détente est de  $C = 0.6 \text{ N.m}$ , le couple réductant a une valeur maximale égale à  $C = 1.47 \text{ N.m}$ .

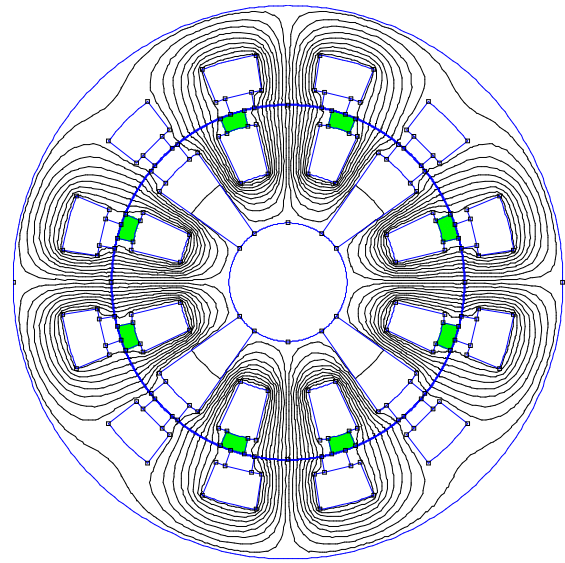
Ensuite, on remarque dans la figure (III.30), dans le cas ouverture des aimants égale à  $16^\circ$  que le couple de détente est diminué par rapport à l'ouverture des aimant  $20^\circ$ , la valeur max du couple est de  $C = 0.32 \text{ N.m}$ , la même remarque pour le couple réductant.

Enfin, dans la figure (III.31), dans le cas d'ouverture d'aimant  $14^\circ$ , On remarque que il y a une diminution à la valeur de couple dentent ( $C = 0.08 \text{ N.m}$ ).

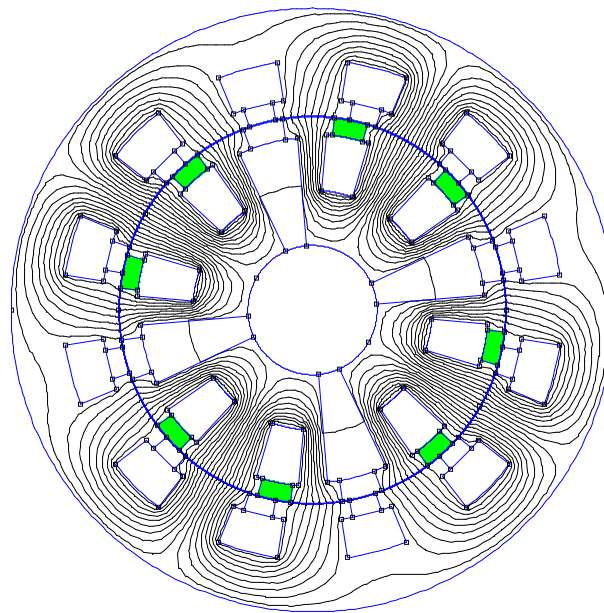
### III.10.4. Influence des différentes ouvertures des encoches rotorique sur les différents couples



Ouverture d'encoche rotorique 6°



Ouverture d'encoche rotorique 8°



Ouverture d'encoche rotorique 10°

**Figure III.32 :** Cartes de champ magnétique.

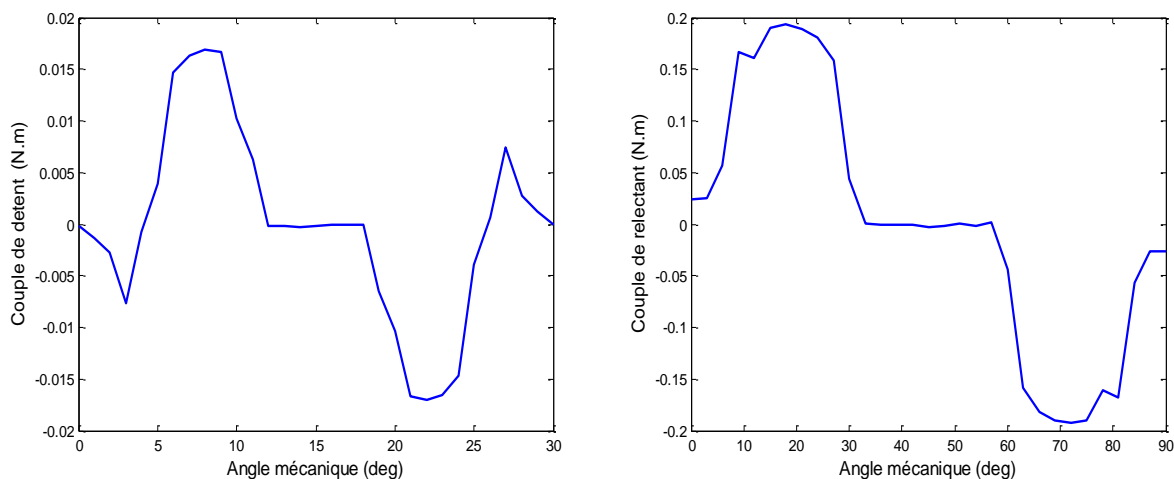


Figure III.33: Répartition de couple de détente et réductant dans l'entrefer, cas une ouverture d'encoche 6°

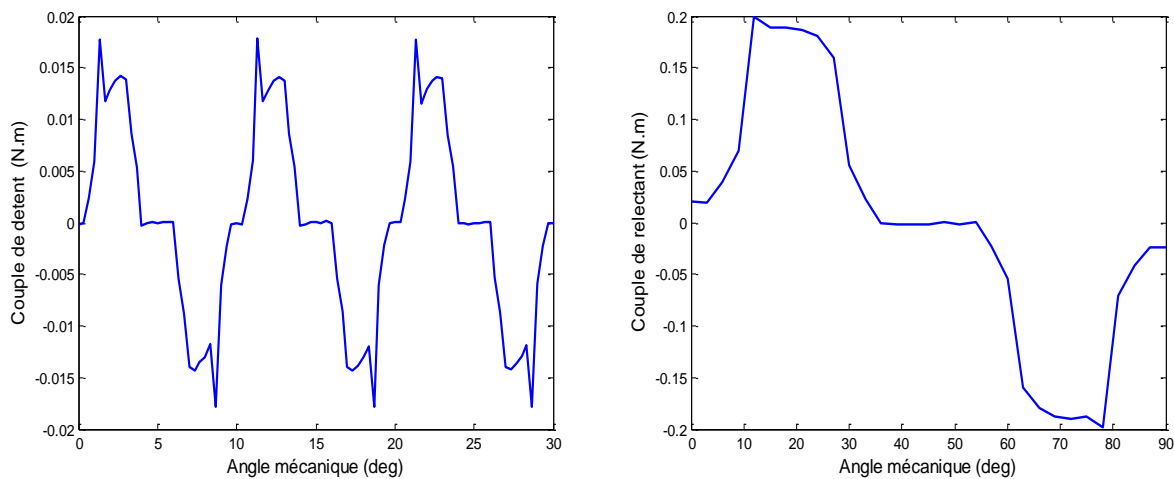


Figure III.34 : Répartition de couple de détente et réductant dans l'entrefer, cas une ouverture d'encoche 8°

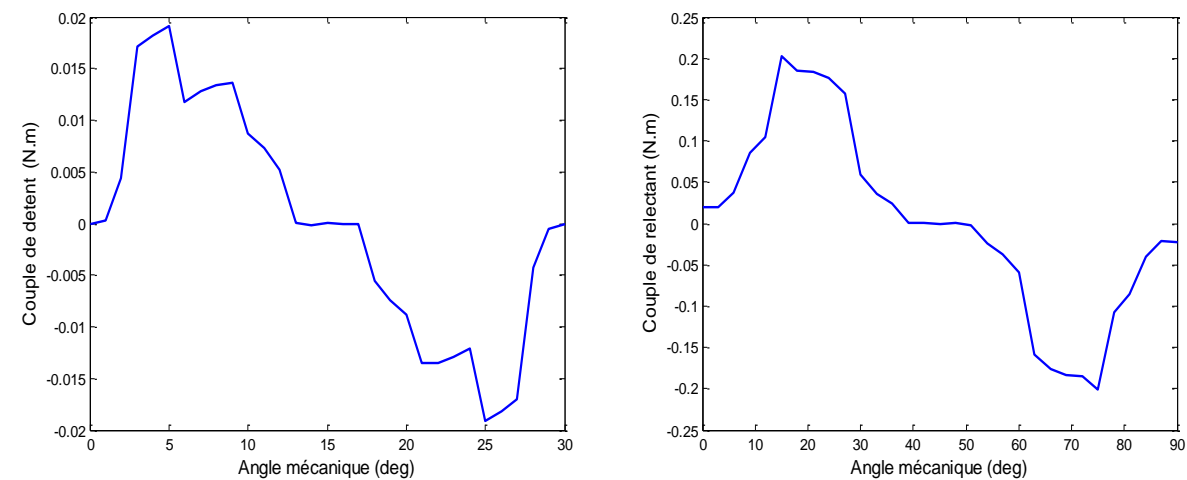


Figure III.35 Répartition de couple détente et réductant dans l'entrefer, cas une ouverture d'encoche 10°

La figure (III.33), (III.34), (III.35), représente respectivement la distribution de couple détente et couple réluctant au milieu de l'entrefer pour différente ouverture d'encoche rotorique ( $6^\circ, 8^\circ, 10^\circ$ )

On remarque dans la figure (III.33), dans le cas où l'ouverture des encoches égale à  $6^\circ$ , la valeur du couple de détente est une valeur maximale  $C = 0.03 \text{ N.m}$ , le couple réluctant prend une valeur maximale égale  $C = 0.18 \text{ N.m}$ . Remarquons que le couple de détente porte une forme proche de la sinusoïde.

Remarquons aussi dans la figure (III.34), dans le cas où l'ouverture des aimants égale à  $8^\circ$  que le couple de détente est de  $C = 0.035 \text{ N.m}$ , et on remarque pour le couple réluctant une valeur maximale de  $C = 0.4 \text{ N.m}$ .

Enfin, dans la figure (III.35), dans le cas d'ouverture d'encoche  $10^\circ$ , On remarque que il y a augmentation à la valeur de couple de détente ( $C = 0.049 \text{ N.m}$ ). et couple réluctant  $C = 0.4 \text{ N.m}$ .

## III.11. Méthodes de calcul des grandeurs globales

### III.11.1. Méthode de calcul flux

Pour calculer le flux par phase  $\Phi$ , il nous faut définir le contour à intégrer Figure (III.36) l'expression du flux à travers le bobinage d'une phase est la suivante :

$$\phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (\text{III.38})$$

Ou encore :

$$\phi = \oint_{C(s)} \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{III.39})$$

Pour un calcul en 2D utilisant les éléments finis, le flux à travers une spire d'une bobine logée dans les encoches d'indice 1 et 2 (Figure. III.36), décrit par l'équation (II. 4) se réduit à :

$$\phi = l_u (A_1 - A_2) \quad (\text{III.40})$$

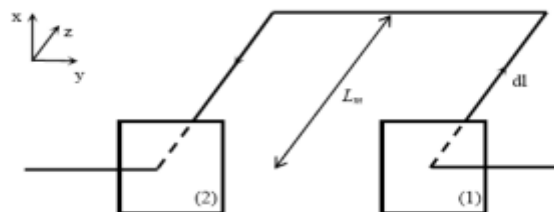


Figure III.36: Calcul le flux unitaire dans une spire.

$A_1$  et  $A_2$  Sont respectivement les valeurs du potentiel dans les encoches d'indice 1 et 2. Dans le cas des machines électriques, on doit considérer tous les conducteurs en série de la bobine d'une phase contenus dans la section d'une encoche. Sachant que la perméabilité de l'air est bien inférieure à celle du fer, on peut observer sur la Figure(III.32) que les lignes de champ ne passent pas par les encoches. De là, le flux dans l'encoche est pratiquement nul.

On en déduit que le potentiel vecteur magnétique est constant dans l'encoche. Le flux à travers la bobine d'une phase s'écrit :

$$\phi = \frac{1}{S_k} \int_{S_k} A \, d\vec{s} \quad (\text{III.41})$$

$S_k$  est la surface du faisceau occupé de l'encoche  $k$

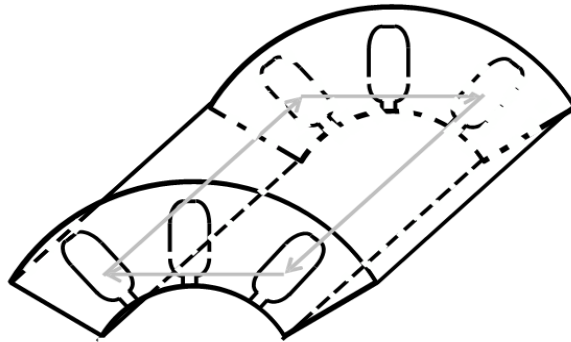


Figure III.37: Contour d'intégration

Le Figure (III, 38) représente la variation du flux par la machine étudiée dans le cas ouverture d'aimant  $14^\circ$  et ouverture rotorique  $8^\circ$ . On remarque il y a une valeur maximale de flux égale 0.8wb.

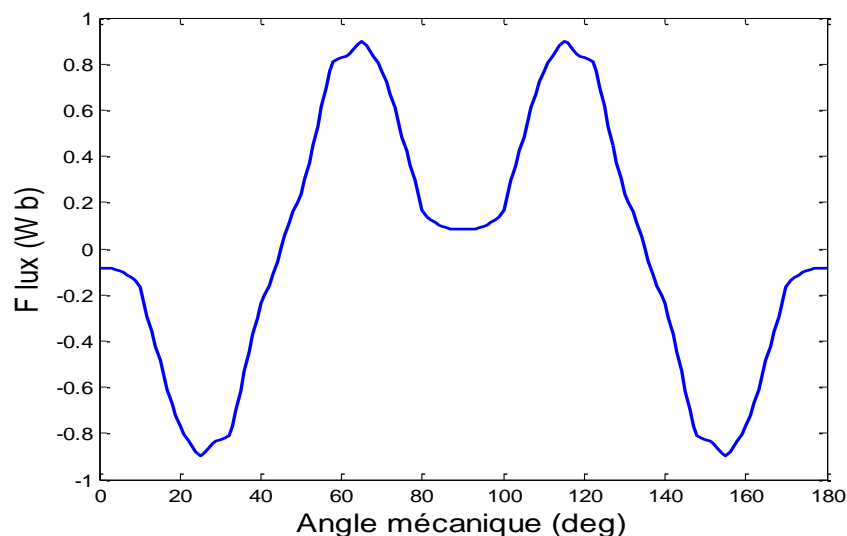


Figure III.38: la variation du flux par la machine étudiée

### III.11.2. Calcul des forces électromotrices

La variation de ce flux par phase en fonction du temps induit une f.c.e.m par phase qui s'exprime par la loi de Faraday, tel que :

$$e = - \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{III.42})$$

Par approximation de la dérivée, l'expression de la f.c.é.m. peut s'écrire :

$$e = - \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = - \frac{\Delta\phi}{\Delta\theta} \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad (\text{III.43})$$

Avec :

$\theta$ : Angle de rotation mécanique

$\Omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$  : Vitesse de rotation mécanique en radian/seconde.

$\frac{\Delta\phi}{\Delta\theta}$  : Variation du flux envoyé par les aimants rotorique à travers une phase statorique, qui correspond à la f.c.é.m. d'une phase par unité de vitesse.

Sous les conditions :  $z = 12$ ,  $2p = 4$ , le nombre d'encoche par pôle et par phase  $q$  égal à 1. Selon l'expression (III.40), le flux partiel peut être calculé à travers le potentiel aller et celui retour; le potentiel considéré dépend bien sûr de  $q$  et la surface occupée par le faisceau dans chaque encoche comme le montre la figure (III.39). La dérivée de l'allure du flux en fonction de la position rotorique permet de déterminer l'allure de la f.c.é.m. par unité de vitesse. Afin d'exprimer la f.c.é.m. en Volts, d'après l'expression (III.43), cette dernière est multipliée par la vitesse de rotation en radian/seconde.

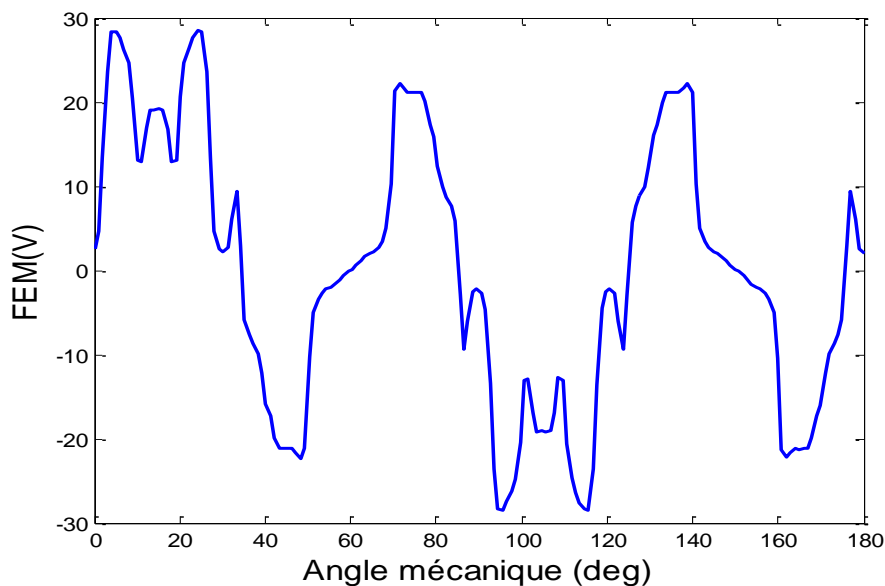


Figure III.39: Répartition de la force électromotrice.

La figure (III.39) montre la distribution de la force électromotrice. La forme est loin de la sinusoïde ce qui engendre un couple total un peu perturbé (ondulé). Le degré de liberté indiqué auparavant qui concerne l'ajout de la deuxième source d'excitation permet de régler ce problème, donc, il suffit de contrôler le niveau de l'induction créée par les électro-aimants afin de remédier la forme de la FEM et par conséquent la forme du couple total.

### **III.11.Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et dimensionner la machine synchrone à aimants à double excitation en utilisant un outil de calcul par éléments finis. Cet outil permet une modélisation assez fine de la machine. Pour les structures dans lesquelles l'essentiel des phénomènes électromagnétiques se passent dans l'axe de la machine, l'étude éléments finis 2D est amplement suffisante. Beaucoup de phénomènes physiques peuvent être pris en compte par une étude éléments finis 2D. Le pré-dimensionnement de la structure à aimants à concentration de flux et à double excitation est indispensable. Cette étude nous a permis de déterminer l'influence de quelques paramètres électromagnétiques dimensionnant sur les performances de la machine comme l'induction radiale et tangentielle, le couple dentent et le couple relectant pour des différentes ouvertures d'aimants et différent ouverture d'encoche rotorique.

## 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 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.

Le travail présenté dans ce rapport expose l'idée globale la machine synchrone à aimants permanents à double excitation.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué un rappel sur les caractéristiques générales de la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application, ensuite un rappel sur les caractéristiques générales des aimants permanents et ses différents types et différents structure de la MSAP, sans oublier le principe de fonctionnement.

Dans Le deuxième chapitre, On a présenté la machine synchrone à aimants double excitation. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à double excitation à concentration de flux. Ce type de machines présente généralement une performance très grand par rapport aux autres machines, on a cité les déférents types et structures des machine possible.

Dans le dernier chapitre, nous avons expliqué brièvement la méthode d'élément finie. Les équations de champ ou de Maxwell ont été ainsi données et modélisées.

Le couple de détente accentue les ondulations du couple résultant et il est nécessaire de chercher des stratégies pour le minimiser et même l'annuler. Cependant, ces ondulations, liées à la structure de l'inducteur et de l'induit, peuvent être réduites par l'utilisation des aimants à une ouverture optimale et le niveau de l'excitation des électro-aimants pour avoir un couple de faible amplitude.

### *Comme Perspectives on propose ;*

- ❖ Dans le but d'améliorer la performance de la machine synchrone a aiment ,ce travail doit être complété par l'étude analytique et faire une comparaisent entre la méthode numérique.
- ❖ on cherchera la structure très performant de la machine et qui donne une ondulation faible de couple.



## Références bibliographiques

- [1] **Bouhedda Ali** "Contribution à l'étude de système de commande d'une éolienne" Mémoire de Magister de l'université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2011.
- [2] **Chemouri Boudjema, Gafer Boubekur** "Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimant permanent " Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2006.
- [3] **Aoufi Saliha, Hamdipacha Fatima** " Commande par logique floue de la machine synchrone à aimants permanents " Mémoire d'ingéniorats de l'université de M'sila, 2010.
- [4] **Soltane Belakehal** "Conception et Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables" Thèse de doctorat de l'université de Constantine, 2010.
- [5] **Abada Abdelhalim, Zellagui Mahmoud** "Commande adaptative par modèle de référence, application sur la machine synchrone à aimants permanents " Mémoire d'ingéniorats de l'université de M'sila, 2007.
- [6] **M. Abid, K. Bouchrara** « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents ». PFE, Université farhat abbes, Setif 2002.
- [7] **J. A. Farooq** “ Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents”, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbellard, 2008.
- [8] **E. L. Carrilo Arroyo**, “Modelling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system”, Master thesis, University of Puerto Rico, 2006.
- [9] **CHIBANI AZIZ** « Étude pour la Conception d'une Machine Synchrone à Rotor Externe», Mémoire de Magister En Électrotechnique, Université Hadj Lakhdar de Batna, 2011.
- [10] **Mohamed Alaa Eddin Alali**, «Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents avec observation en utilisant le filtre de kalman étendu », Mémoire de Master de l'université de M'sila, 2012.

- [11] **B.Hacéne** «Contribution à la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents» Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, juin 1995.
- [12] **A. Aissa** «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissants» Thèse de Magister, Université de Batna 2005.
- [13] **F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier**, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance» Volume4: La conversion continue Alternatif, Lavoisier, 1995.
- [14] **Aymen AMMAR** «Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance» Thèse de doctorat à l'école centrale de Lille Nord-de-France 2013.
- [15] **Y. Amara** « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation », thèse de Doctorat, Université Paris XI, 2001.
- [16] **J. R. Hendershot Jr, T. J. E. Miller** « Design of Brushless-permanent motors », Oxford, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1994.
- [17] **D. FODOREAN** « Conception et réalisation d'une machine synchrone à double excitation : Application à l'entraînement direct », Thèse de Doctorat de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l'Université Technologique de Cluj-Napoca, 2005.
- [18] **K.Kamiev, J. Nerg, J. Pyrhönen, V. Zaboin** « Hybrid excitation synchronous generators for island operation » IEEE International Conference on Electrical Machine, ICEM2008, 6-8 Sept. 2008.
- [19] **F. Leonardi, T. Matsuo, Y. Li, T. A. Lipo, AND P. J. Maccleer** « Design considerations and test results for a doubly salient PM motor with flux control », Industry Applications Conference, Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS 1996, Vol.1, p. 458–463, 1996.
- [20] **Kamel Boughrara , Rachid Ibtouen , and Thierry Lubin** « Analytical Prediction of Magnetic Field in Parallel Double Excitationand Spoke-Type Permanent-Magnet Machines Accountingfor Tooth-Tips and Shape of Polar Pieces», IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 48, NO. 7, JULY 2012.





**SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES**

Proposé et dirigé par : Mr. **LADGHEM CHIKOUCHE Brahim**

Présenté par : Mr. **GANNA Hicham**

**Thème :**

**Etude d'une machine synchrone à aimants permanents à double excitation**

**Résumé :**

L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul des performances de la machine synchrone à aimants permanents à double excitation, le choix de cette machine se justifie par l'intérêt qu'elle porte dans les domaines tels que l'industrie, la robotique, et la mécanique de précision. L'application de la méthode numérique basée sur la méthode des éléments finis, est une méthode nécessaire et efficace pour notre travail. L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul numérique 2D, basé sur la méthode des éléments finis, d'une structure de la machine synchrone à aimants permanents à double excitation (à concentration de flux) dont le but est de prédéterminer, sous des conditions thermiques et mécaniques fixées, les performances de la machine comme les différents couples et la force électromotrice.

**Mots clés :** Machine synchrone à aimants permanents, Machine synchrone à aimants double excitation, inductions magnétiques, équations de Maxwell, couple de détente, couple réactif