

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT Génie électrique  
N° :



FILIERE : GENIE ELECTRIQUE  
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention du  
Diplôme de Master Académique

Par : BELHOUT Adel  
DJAIDJA Seufiane

Intitulé

**Etude d'une machine synchrone à aimants  
permanents par différentes techniques**

Soutenu devant le jury composé de :

Pr. CHAKROUNE Salim	Université de M'sila	Président
Dr. LADGHEM CHIKOUCHE Brahim	Université de M'sila	Rapporteur
Dr. MABRAK Samir	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2022 /2023

## **REMERCIEMENT**

**Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé par les deux étudiants BELHOUT Adel et DJAIDJA Seufiane au département de génie électrique de l'université de M'sila.**

**Merci à Dieu, puis merci à mon père, merci à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin jusqu'à ce que je vienne aujourd'hui présenter ce travail.**

**Je tiens à remercier mon superviseur, Dr. BRAHIM LADGHEM CHIKOUCHE, pour tous les efforts qu'il a déployés pour mener à bien ce travail.**

**Je tiens également à remercier les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter le verdict sur cette œuvre.**

**Je remercie tous les professeurs du département de génie électrique.**

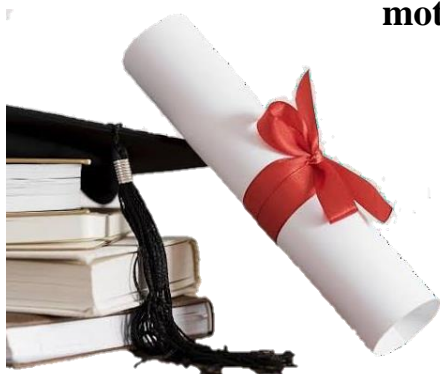


## **Dédicaces**

**Je dédie cet humble travail**

- . À ceux qui sont restés debout, élevés et enseignés - à ma chère mère, que Dieu la protège et prolonge sa vie**
- . A ceux qui ont travaillé dur et misérablement pour prendre soin de moi - A mon père aimant, que Dieu le protège et le protège**
- . A mes frères, chacun en son nom, à mes amis, à mes camarades, chacun en son nom**

**À tous ceux qui m'ont conseillé et encouragé à terminer ma carrière universitaire et à terminer ce grand travail, même avec un mot gentil et motivant, que Dieu vous récompense, mes chers.**



# Table des matières

Remerciement

Dédicaces

Notations et Symboles

INTRODUCTION GENERALE .....	8
CHAPITRE I .....	10
I. 1. INTRODUCTION .....	11
1.2. PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS .....	11
LES MACHINES A COURANT CONTINU ET AIMANTS PERMANENTS (MCC) .....	13
LES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS SANS BALAIS .....	13
LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS (MSAP).....	13
CONSTITUTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	14
✚ I.3.1. LE STATOR.....	14
DIFFIERANTS TYPES DE L'ALIMENTATION .....	16
➤ Moteur à f-é-m trapézoïdale .....	16
➤ Moteur à f-é-m sinusoïdale .....	16
✚ I.3.2. LE ROTOR .....	16
➤ La machine à pôles lisses.....	17
➤ La machine à pôles saillants .....	17
I. 4. LES AIMANTS PERMANENTS.....	17
DIFFERENTE TYPER DE MATERIAUX POUR AIMANTS .....	20
b- Aimants en ferrites .....	20
c- Aimants terres-rares .....	21
✓ Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) .....	21
DIFFERENTES FORMES DE AIMANTS .....	21
DIFFERENTE TYPER D'AIMANTATIONS .....	22
I. 5. CONFIGURATIONS ROTORIQUES DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS .....	23
AIMANTS EN SURFACE.....	23
AIMANTS INSERES .....	23
AIMANTS ENTERRES .....	24
AIMANTS A CONCENTRATION DE FLUX .....	24
I. 6. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS .....	25
I. 7. LES COUPLES AU NIVEAU D'UNE MACHINE A AIMANTS PERMANENTS .....	25
COUPLE STATIQUE .....	25

COUPLE DE RELUCTANCE .....	26
COUPLE DE DETENTE.....	26
COUPLE ELECTROMECHANIQUE.....	26
<b>I. 8. DOMAINES D'APPLICATIONS DES MSAP .....</b>	<b>26</b>
APPLICATIONS AUX PETITES PUISSANCES .....	26
APPLICATIONS AUX MOYENNES PUISSANCES .....	27
APPLICATIONS AUX FORTES PUISSANCES .....	28
AVANTAGES DES MSAP PAR RAPPORT AUX AUTRES TYPES DE MACHINES .....	29
INCONVENIENTS DE LA MSAP .....	29
CONCLUSION .....	30
<b>CHAPITRE II.....</b>	<b>31</b>
INTRODUCTION.....	32
MODELES D'AIDE AU DIMENSIONNEMENT .....	32
EQUATIONS DE MAXWELL .....	33
RELATION DU MILIEUX .....	35
✚ Relation du magnétiques.....	35
✚ Relation diélectrique .....	35
RELATION DE PASSAGE .....	35
CONDITIONS AUX LIMITS.....	36
• Condition type DIRICHLET .....	36
• Condition type NEWMANN .....	36
• Condition mixte .....	36
• Condition de périodicité et d'anti-périodicité.....	36
HYPOTHESE SIMPLIFICATRICES.....	37
AVANTAGE DE LA MEF .....	37
INCONVENIENTS DE LA MEF.....	37
DESCRIPTION DU LOGICIEL FEMM.....	38
LES DOMAINES D'APPLICATION.....	39
<b>II.11. CONCLUSION.....</b>	<b>39</b>
<b>CHAPITRE III .....</b>	<b>40</b>
INTRODUCTION.....	41
PRESENTATION DE LA MACHINE.....	41
DIMENSIONNEMENT D'UNE MACHINE ELECTRIQUE.....	42
<b>III. 4. PARAMETRES DE LA MACHINE.....</b>	<b>42</b>
<b>III. 5. DOMAINE D'ETUDE DE LA MACHINE .....</b>	<b>42</b>

III. 5.1. DIFFERENTS TECHNIQUES DE REDUCTION DU COUPLE DE DETEINTS.....	42
III. 5.2. SCHEMA DE SIMULATION DE L'AIMANTATION DE L'AIMANT.....	43
III. 5.3. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS .....	46
III. 6. EN CHARGE .....	53
III. 6.1. SCHEMA DE LA SIMULATION .....	53
III. 6.2. MAILLAGE ET CHAMP MAGNETIQUE DE LA STRUCTURE .....	53
III. 6.3. REPRESENTATION DE L'ENROULEMENT DANS LA MSAP .....	54
III. 6.4. RESULTATS DE SIMULATIONS .....	54
III. 7. ETAT DE LA SATURATION.....	55
III. 7.1. SCHEMA DE LA SIMULATION DE MSAP EN SATURATION .....	55
III. 7.2. MAILLAGE ET CHAMP MAGNETIQUE DE LA STRUCTURE .....	55
III. 7.3. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS EN SATURATION .....	56
III. 7.4. FORME OPTIMALE DE LA MACHINE .....	61
II.8. CONCLUSION .....	62
CONCLUSION GENERALE .....	63
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE .....	65

# Notions et Symboles

$\sigma$ : coefficient de fuites

$H_c$  : est appelé champ coercitif

$J$  : aimantation de l'aimant

$\mu_0$  : perméabilité du vide

$\mu_r$  : perméabilité relative du matériau

$E$  : Champ électrique [V. m<sup>-1</sup>].

$B$  : Induction magnétique [T].

$H$  : Champ magnétique [A. m<sup>-1</sup>].

$D$  : Induction électrique [C. m<sup>-2</sup>].

$\rho$ : Densité volumique de charge électrique [C. m<sup>-3</sup>].

$J$  : Densité de courant surfacique [A. m<sup>-2</sup>].

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

$\vec{M}$ : Vecteur aimantation magnétique [ At/cm]

$\mu_0$ : Perméabilité magnétique du vide [H/m]

$\mu_r$ : Perméabilité magnétique relative du milieu

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$  : Perméabilité magnétique absolue [H/m]

$\epsilon_0$  : Permittivité diélectrique du vide [F/m]

$\epsilon_r$  : Permittivité diélectrique du milieu

$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$  : Permittivité diélectrique absolue [F/m]

**MCC** : machines à courant continu

**MAPSB** : machines à aimants permanents sans balais

**MSAP** : machines synchrones à aimants permanents

**PMDC**: Permanent Magnet Direct current

**PMSM**: Permanent Magnet Synchronous Motor

**BLDC**: Brushless DC Direct current

**Sm-Co**: Samarium Cobalt

**Nd-Fe-B**: Néodyme-Fer-Bore

**MEF** : méthode des éléments finis

**FEMM** : Finité Elément Méthode Magnétiques

$\xi = L_d/L_q$  : Rapport de saillance de la machine électrique

**Ld, Lq** : dq-axes inductance d'enroulement

# INTRODUCTION GENERALE

## **INTRODUCTION GENERALE**

La machine synchrone à aimants permanents est une forme de moteur électrique qui utilise des aimants permanents plutôt que des bobines pour créer un champ magnétique. Ce type de machine est largement utilisée dans de nombreuses applications industrielles en raison de ses performances élevées et de son efficacité énergétique.

L'une des principales caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents est sa capacité à maintenir une vitesse de rotation constante, même lorsque la charge varie. Cela est dû à sa synchronisation avec la fréquence du courant alternatif fourni par l'alimentation électrique. Les aimants permanents génèrent un champ magnétique constant qui interagit avec le champ magnétique tournant produit par le courant alternatif, créant ainsi un couple moteur.

Comparée à d'autres types de machines électriques, la machine synchrone à aimants permanents présente plusieurs avantages. Elle offre une densité de puissance élevée, ce qui signifie qu'elle peut produire une grande quantité de puissance dans un encombrement réduit. Elle présente également une efficacité énergétique élevée, car les pertes dues à la résistance électrique des bobines sont réduites grâce à l'utilisation des aimants permanents.

De plus, les machines synchrones à aimants permanent ont une réponse rapide aux variations de charge, ce qui les rend idéales pour les applications nécessitant des changements rapides de vitesse ou de couple. Elles sont souvent utilisées dans les systèmes de propulsion électrique des véhicules hybrides et électriques, ainsi que dans les éoliennes et les applications industrielles nécessitant un contrôle précis du mouvement.

La machine synchrone à aimants permanents est un moteur électrique performant et efficace, qui utilise des aimants permanents pour générer un champ magnétique et produire un couple moteur constant. Grâce à ses caractéristiques avantageuses, elle est largement utilisée dans de nombreux domaines de l'industrie moderne

L'objectif principal de notre mémoire de fin d'études est d'améliorer les performances de la machine synchrone à aimants permanents sur la surface du rotor grâce aux différents types d'aimantation

Dans le premier chapitre, nous faisons une étude générale sur la machine synchrone à aimants permanents conçue avec différents types de matériaux disponibles, dans laquelle nous listons les différentes structures de rotor et alimentations, et nous évoquons le principe de fonctionnement de ce moteur, et dans le dernier nous mettons en évidence les différentes technologies afin d'améliorer les performances

Dans le deuxième chapitre, nous modélisons la machine étudiée à l'aide des équations de Maxwell, qui régissent tous les phénomènes électromagnétiques, et nous posons des hypothèses afin de simplifier nos calculs, et enfin nous décrivons l'application FEMM sur laquelle nous nous appuyons pour améliorer les performances.

Dans le dernier chapitre, nous nous appuyons nos travaux sur une technique de réduction du couple dans la machine électrique proposée afin d'améliorer les performances sous le code de calcul FEMM. Cette technique comprend le changement du sens de l'aimantation des blocs des pôles aimantés du rotor. Les modèles développés sont faits pour plusieurs cas c-à-d, à vide, en charge et en saturation.

CHAPITRE I  
GENERALITE SUR LES MACHINES  
SYNCHRONES A AIMANTS  
PERMANENTS

## I. 1. INTRODUCTION

Le moteur synchrone appartient au groupe des moteurs à courant alternatif. Il se compose de deux éléments rotatifs et statoriques. Cela dépend de l'idée de le construire sur l'induction électromagnétique de Faraday. On l'appelle un moteur synchrone car le rotor tourne de manière synchrone avec le stator, c'est-à-dire avec le même champ.

En effet, depuis une vingtaine d'années, les matériaux des aimants à base de terres rares ont été remarquablement améliorés avec l'apparition des aimants en samarium Cobalt (Sm Co) et en Néodyme Fer Bore (Nd Fe B). Leurs caractéristiques magnétiques sont telles qu'elles permettent d'obtenir une induction rémanente élevée alliée à une forte résistance aux champs démagnétisant, ce qui entraîne une réduction de la taille des moteurs, par rapport aux moteurs à excitation par inducteur bobiné, à puissance équivalente [ALN98].

On peut classer l'ensemble des machines synchrones comme le montre la figure (I.1) en utilisant le principe de classification de CHALMERS et de ses collègues, les machines synchrones sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinage, aimant permanent, etc..) et par le rapport de saillance  $\xi = L_q/L_d$

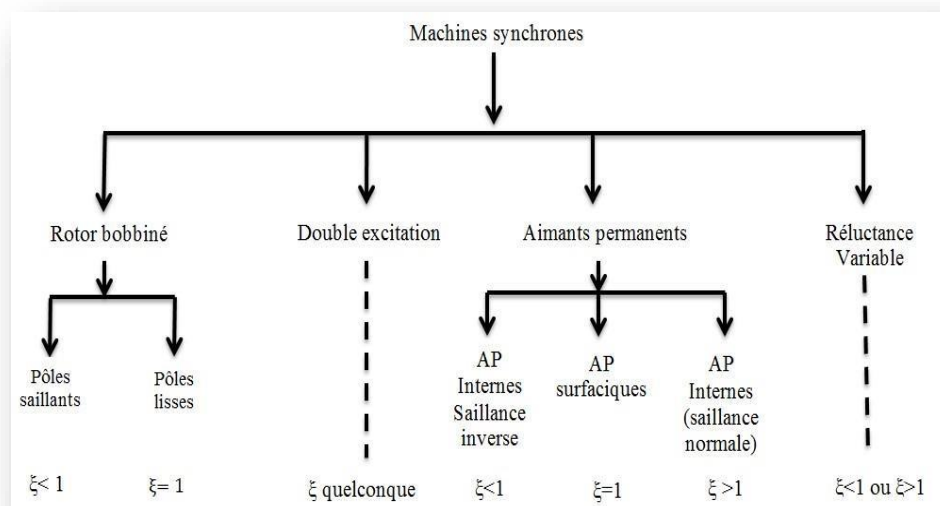


Figure I.1. Classement des machines synchrones

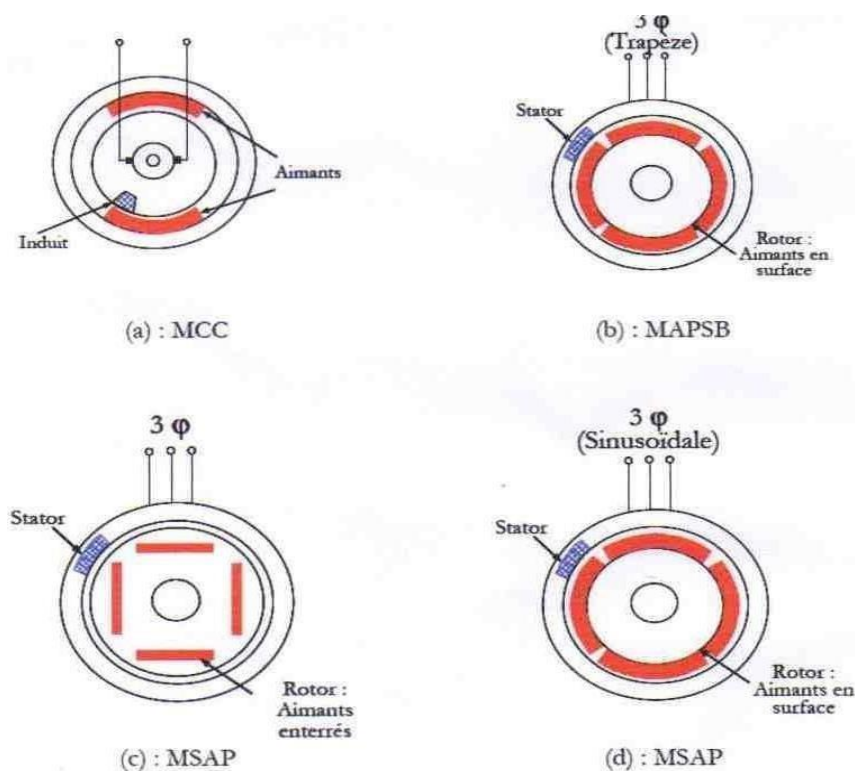
## 1.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Avec l'émergence des matériaux magnétiques permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont connu une amélioration reconnaissable.

Une croissance fulgurante ces dernières années. Ils ont été utilisés dans de nombreuses applications de haute performance telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc. Ceci est pour toutes les applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et Ceci est pour des applications spécifiques (servomoteur à vitesse variable). Afin de clarifier, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

De plus, les machines à aimants permanents (Brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le contrôle précis et rapide du couple, de la vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasé.



**Figure I.2.** Structure des machines à aimants permanents [RVS08]

Selon les principes de fonctionnement, les machines à aimants permanents peuvent être classées en trois types :

- Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC).
- Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).
- Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAP). [AMB08]

La figure (I.2) montre la configuration de ces trois types.

### **I.2.1. Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC)**

La soi-disant machine à courant continu qui contient un champ magnétique, qui est causé par des électroaimants, il est changé et un aimant permanent est mis à sa place. En conséquence, les pertes joules liées aux bobinages de l'excitation sont éliminées, mais le champ de l'excitation n'est plus contrôlable. Cela les rend moins utilisés pour les basses puissances et les hautes dynamiques ne nécessitant pas une fonction en mode de défluxage [AMB08].

### **I.2.2. Les machines à aimants permanents sans balais**

Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs ont entraîné le développement de plusieurs types des machines à courant continu où la commutation avec le système balais collecteur est remplacé par la commutation électronique. Dans ces machines, des aimants sont placés sur la partie tournante, tandis que le stator est constitué de trois enroulements alimentés par les formes d'onde carrées fournies un convertisseur. La commutation du convertisseur est contrôlée de telle façon que, à chaque instant, seulement deux phases conduisent. Ce système de commutation électronique est équivalent fonctionnellement à la commutation du balai mécanique de la machine à courant continu (MCC). Par conséquent, ce type de machine à aimants permanents est connu sous le nom de machine à aimant permanent sans balai (Brushless PMDC) ou la machine à aimants permanents avec forme d'onde carrée (Square wave PMDC). La machine à aimant permanent sans balai est préférable dans de nombreuses applications du fait qu'elle ne nécessite que peu d'entretien, elle présente un rendement élevé et sa loi de commande est relativement simple [AMB08].

### **I.2.3. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)**

Les machines synchrones à aimants permanents ont également des aimants sur la partie tournante quant au stator est constitué d'un enroulement de trois phases réparties de manière sinusoïdale, comme montré sur la figure (I.2,c,d). Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du

champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

Un onduleur est nécessaire dans la plupart des applications afin d'alimentation à tension et fréquence variables, où le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur. C'est pour une vitesse partant de zéro pour atteindre sa vitesse maximale.

Pour les (MAPSB) ou (MSAP) l'information de la position rotorique est fondamentale pour la commande électrique. Par conséquent, dans ces machines, l'interface physique avec un codeur ou résolveur est inévitable. Avec le développement des algorithmes d'estimation de position cette contrainte peut être éliminée [AMB08].

### **I.3. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents**

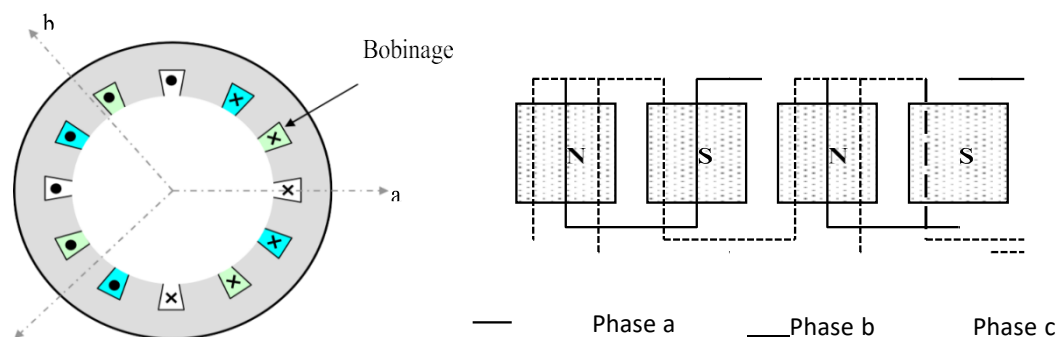
La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique composé d'un stator et d'une pièce tournante appelée rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source comme le montre la figure (I.3)

#### **I.3.1. Le stator**

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent trois bobinages indépendants les uns les autres. Un champ magnétique tournant est créé lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés. Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. Il existe deux grandes catégories de bobinage. Les bobinages dits réguliers, parmi lesquels on trouve les bobinages à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et phase. Cette figure (I.3) est un exemple illustratif de bobinage statorique régulier à une seule voie par phase et deux paires de pôles [AKV09].

Les machines à basse tension sont habituellement bobinées ceci grâce à l'utilisation de fil cylindrique émaillé non rangé. Chacun conducteur, servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de brins en parallèle ou plusieurs fils. Les conducteurs ainsi réalisés ne sont pas isolés entre eux. Lequel ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'insertion des bobines dans les encoches et d'enroulement des spires, ou présenter intrinsèquement des faiblesses localisées, nous devons isoler les bobines par rapport à la masse, c'est-à-dire l'empilage de tôles magnétiques, en suivant la même méthode, nous devons isoler entre elles les

bobines appartenant à des phases différentes. L'isolation des bobines par rapport à la masse Cela se fait en les plaçant dans les encoches, si avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant il est en forme de U qui épouse tout le périmètre utile de l'encoche [ANC01].



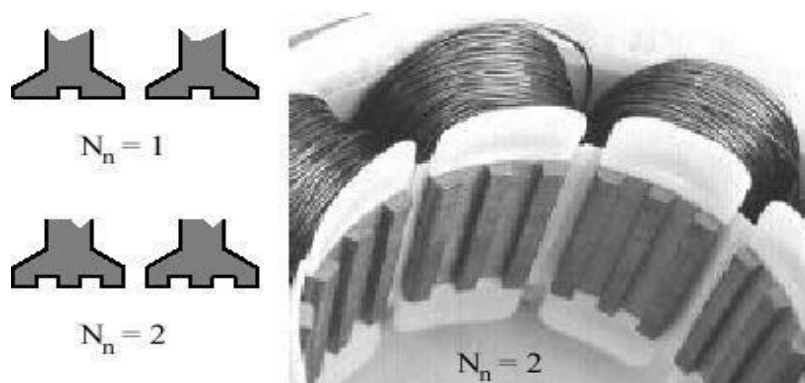
**Figure I.3.** Schéma du bobinage statorique [AKV09]

### I.3.1.1. Fausses encoches ou fausses dents

En introduisant de fausses dents ou encoches figure (I.4), la fréquence des interactions entre les aimants et les encoches augmente, ainsi l'amplitude du couple de détente diminue [SNH17].

Les fausses encoches doivent être également espacées et de largeur équivalente à l'ouverture d'encoches. Cette méthode permet d'éliminer tous les harmoniques de couple de détente à part les harmoniques multiples de  $N_n+1$  avec  $N_n$  le nombre de fausses encoches par dent.

Le nombre de fausses encoches ( $N_n$ ) est lié à la périodicité des ondulations du couple de détente. Le nombre adéquat est obtenu à partir de la relation :  $\text{PGCD} \{(N_n+1, N_p)\} = 1$ . Ainsi l'égalité  $N_n+1=N_p$  est à éviter, sans quoi tous les harmoniques du couple de détente sont augmentés.



**Figure I.4.** Structure du stator comportant de fausses encoches et de fausses dents [SNG04]

Une stratégie équivalente, particulièrement exploitée dans les lecteurs de disquette, consiste à opter pour une structure comprenant de fausses dents à chaque ouverture d'encoches [SNG04].

### **I.3.1.2. Différents types de l'alimentation**

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles ; les machines dont la f-é-m est sinusoïdale et des machines dont la f-é-m est trapézoïdale.

#### **➤ Moteur à f-é-m trapézoïdale**

Pour les machines à f-é-m dite trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée est de type à 120°. Les actionneurs correspondant à ce type d'alimentation sont communément appelés actionneur à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors) ou machines synchrones autopilotées à aimants permanents. Leur commande est simple car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant deux phases et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basse performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs [BMM18].

#### **➤ Moteur à f-é-m sinusoïdale**

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondants à cette famille sont appelés actionneurs synchrones (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motors)

Le pilotage du moteur en courants sinusoïdaux permet de supprimer les commutations brutales (source de bruit) et d'obtenir une meilleure régularité du couple moteur. Les PMSM sont utilisés pour les applications à grande performances qui demandent une grande qualité de couple. [BMM18].

### **I.3.2. Le rotor**

Le rotor (pièce mobile) est constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposés des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente. Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques « durs », c'est-à-dire des matériaux qui, une fois aimantés, conservent leur aimantation à la température d'utilisation. Leurs propriétés magnétiques sont déterminées par les propriétés intrinsèques des composés qui les constituent. Elles dépendent aussi fortement de la microstructure du matériau qui dépend essentiellement du processus de fabrication. Les aimants permanents peuvent être montés en insérés ou surface dans le rotor [AKV09].

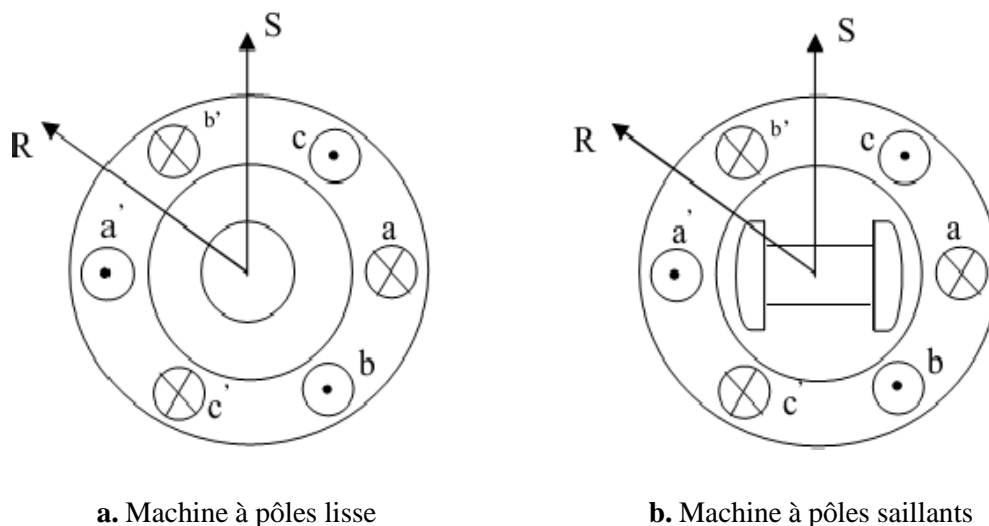
Suivant la disposition des aimants, on distingue :

➤ **La machine à pôles lisses**

Il s'agit d'une machine connue sous le nom d'utilisation d'un aimant sans pièces polaires (machines de structure dite SPP (sans pièces polaires)) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (figure I.5a). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites  $\sigma$  est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction dans l'entrefer est celle de l'aimant. Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois). Les aimants sont immobilisés sur le moyeu de carbone liées par une résine époxy ou soit par une frette de fibres de verre, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

➤ **La machine à pôles saillants**

Il s'agit d'une machine connue sous le nom d'utilisation des aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP) figure (I.5b). Avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » où les aimants sont alors logés entre polaires leur aimantation est transversale et les pièces figure (I.5b).



**Figure I.5.** Formes simplifiées de la machine synchrone à aimants permanents [AMX05]

#### I. 4. Les aimants permanents

Les aimants permanents permettent de fournir un flux d'induction important dans un circuit magnétique donné. Les performances des machines à aimants dépendent de la stabilité du flux en

---

fonction de divers facteurs tels que température [CMF91], les champs démagnétisant, et l'influence de l'action chimique de l'environnement comme la corrosion. Différents types d'aimants peuvent être répertoriés, les ferrites, les céramiques et les composés de terres rares qui apparaissent successivement.

Dans les années 50, les aimants en ferrite les premiers disponibles sur le marché, ils étaient composés de carbone, d'oxyde de ferrite et mélangés avec du barium ou du strontium qui leur permettent d'être très durs et résistants. L'induction rémanente ne dépassait pas 0.4 Tesla, mais leur température d'utilisation pouvait aller jusqu'à 250°C. Ces aimants possédaient la caractéristique d'être de très bons isolants électriques et n'engendraient pas de pertes par courants de Foucault.

Au début des années 60, les premiers composés de cobalt et de terres rares tels que le samarium (Sm Co) furent découverts mais ne furent disponibles sur le marché que dans les années 70. Leurs caractéristiques principales étaient de concilier à la fois un champ d'aimantation élevé et une caractéristique de démagnétisation presque linéaire permettant une très bonne tenue aux champs démagnétisant. Leur direction d'aimantation correspond à celle de leur plus faible épaisseur. De par leur conception, ces aimants étaient très fragiles mécaniquement et par conséquent coûteux non seulement à l'achat, mais aussi lors de leur mise en place dans les systèmes électromécaniques. L'induction rémanente développée pouvait atteindre 1.06 T, tout en offrant une bonne stabilité thermique. Ces nouveaux aimants possédaient un inconvénient majeur correspondant à une forte conductivité électrique engendrant des pertes par courants de Foucault et augmentant leur température interne [ALN98].

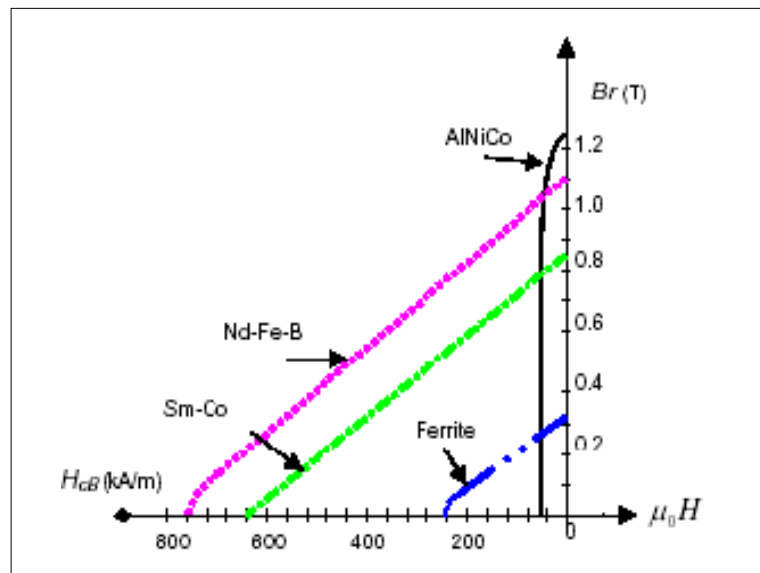
Au début des années 80, les aimants néodyme fer bore (NdFeB) firent leur apparition. Leur conception était fondée sur le même principe que les composés de samarium et de cobalt. Ils permettaient de délivrer, à la fois, une forte induction et un grand champ coercitif, tout en apportant, en plus, une résistance mécanique que les aimants samarium-cobalt n'offraient pas. Leur faiblesse se portait au niveau d'une forte dépendance de leurs performances en fonction de la température [CND] qui fut résolue par l'apport de dysprosium ou de cobalt [CLH96] au détriment de leurs performances et de leur coût de fabrication.

Actuellement, Leur sensibilité en fonction de la température reste un facteur important surtout lors de leur utilisation dans les machines où la température de fonctionnement avoisine les 110 à 120 °C.

Un détail des propriétés des différents matériaux est donné au tableau 1, ainsi que leurs courbes de démagnétisation figure (I.6) à la température de 20 °C [ALN98].

Propriétés	Unités	ALNICO 5-7	Céramique	$Sm_2CO_{17}$	NdFeB
<b>Br</b>	T	1.35	0.405	1.06	1.12
$\mu_0 H_c$	T	0.074	0.37	0.94	1.06
<b>(BH)max</b>	T kA/m	59.68	30.56	206.9	238.7
$\mu_{rec}$		1.9	1.1	1.03	1.1
<b>Gravité Spécifique</b>		7.31	4.8	8.2	7.4
<b>Résistivité</b>	$\mu\Omega cm$	47	$>10^4$	86	150
<b>Expansion Thermique</b>	$10^{-6}/^\circ C$	11.3	13	9	3.4
<b>Coefficient de Température de Br</b>	$\%/^\circ C$	-0.02	-0.2	-0.025	-0.1
<b>Saturation de H</b>	KA/m	278.5	1114	$>3183$	$>237$

**Tableau I.1.** Propriétés des différents matériaux des aimants permanents



**Figure I.6.** Courbes de démagnétisation des différents types d'aimant [RGF02]

Les valeurs de l'induction (B) et du champ d'excitation (H) de l'aimant varient en fonction du circuit extérieur qui lui est associé et l'induction est donnée par :

$$\vec{B} = \mu_0 * \mu_r * \vec{H}_C + \vec{B}_r \quad (I-1)$$

Où :

- $\vec{H}_C$ : Vecteur champ coercitif
- $\vec{B}_r$ : Vecteur induction rémanente [T]
- $\mu_0$  : perméabilité du vide
- $\mu_r$  : perméabilité relative du matériau

Trois types de pertes peuvent être distingués lors de l'application d'aimants permanents sur le domaine des moteurs électriques et doivent être pris en considération lors de la conception :

- Les pertes d'aimantation réversibles fonction de la température, elles sont prises en compte par le coefficient de  $B_r$  donné au tableau 1 ou de l'application d'un champ de démagnétisation partielle.
- Les pertes irréversibles dues à l'application d'un champ trop fort qui engendre une démagnétisation totale. L'aimant peut alors être remagnétisé en usine.
- Les pertes irréversibles causées par des changements et altérations métallurgiques et/ou chimiques du matériau la re-magnétisation est alors impossible.

Dans le cadre de la modélisation des machines à aimants permanents, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices doivent être posées tout en négligeant certains phénomènes qui ne peuvent pas être pris en compte par l'intermédiaire de modèles simples, tels que les effets liés à la température [CKS91] :

#### **I.4.1. Différentes types de matériaux pour aimants**

##### **a) Aimants métalliques (ALNICO)**

Découverts dans les années 30 au Japon et connus aussi sous le nom générique de Ticonal, ce sont des alliages composés de fer, de cobalt, de nickel et d'aluminium. Ces aimants sont les premiers à avoir connu une application industrielle. De nos jours, ils sont très peu utilisés à cause des modestes performances qu'ils offrent (entre 50 à 85 kJ/m<sup>3</sup>) et du cobalt, matériau coûteux qui entre dans leur constitution. En effet, le champ coercitif de ces aimants augmente en fonction du pourcentage de cobalt utilisé, malheureusement leur polarisation rémanente décroît parallèlement [CMQ97]. Ces aimants ont l'avantage d'être très stables du point de vue thermique, leur température de fonctionnement pouvant atteindre 550°C [CND05].

##### **b) Aimants en ferrites**

Découvert en 1950, les ferrites font partie des aimants les plus utilisés à ce jour. Cette attraction est due principalement à leur coût modeste. Cependant, il faut dire qu'ils présentent 2 inconvénients majeurs, à savoir : une faible aimantation rémanente, ce qui implique une densité volumique d'énergie limitée à 35 kJ/m<sup>3</sup> et une décroissance de  $J_r$  par rapport à la température beaucoup plus accrue que les alnicos [CMQ97].

### c) Aimants terres-rares

#### ✓ Les Samarium Cobalt (Sm-Co)

Ils ont été découverts dans les années 60 et sont les premiers aimants terres rares à avoir été utilisés. Ils sont nettement plus performants que les 2 types d'aimants vus précédemment. Une densité d'énergie pouvant atteindre 270 kJ/m<sup>3</sup> et une température maximale de fonctionnement de 550°C pour le Sm<sub>2</sub>Co<sub>17</sub>. Par contre, ils présentent 2 inconvénients, ils sont très coûteux à cause du cobalt, et leur polarisation rémanente est limitée à 1,0 T à la température ambiante [CMQ97].

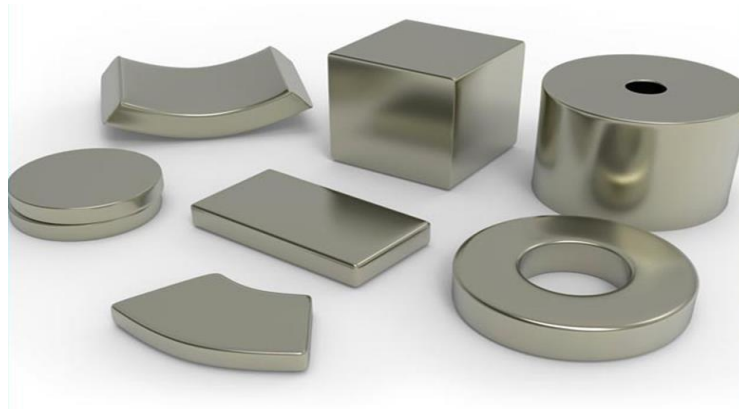


Figure I.7. Les Samarium Cobalt (Sm-Co) [RYT]

#### ✓ Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B)

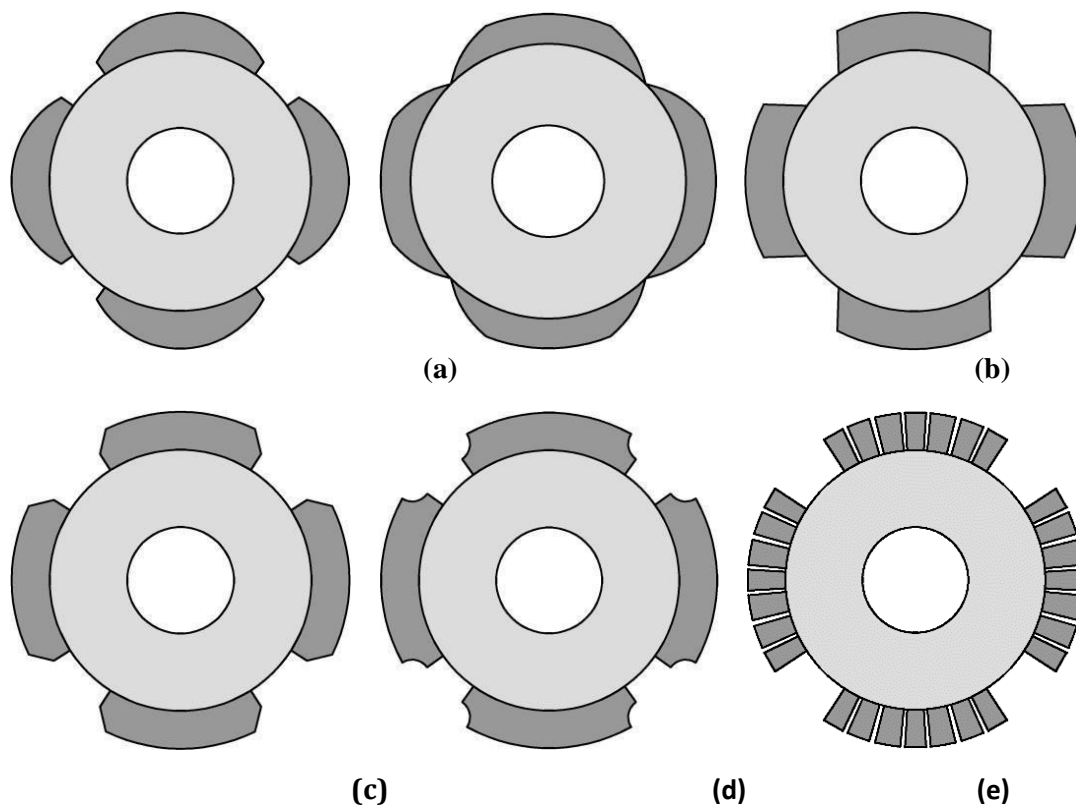
Découvert dans les années 80, les aimants terres rares à base de néodyme ont l'avantage d'être moins coûteux que les aimants à base de samarium. En effet, le néodyme est beaucoup plus abondant (6 à 10 fois plus) que le Samarium [CMQ97]. Actuellement, on trouve des aimants avec une polarisation rémanente de 1,48 T à 20°C pour une densité volumique d'énergie de 422 kJ/m<sup>3</sup> et une température maximale de fonctionnement de 80°C [CMR]. L'inconvénient majeur de ces aimants est leur température maximale de fonctionnement qui ne dépasse guère les 180°C [CMQ97].

#### I.4.2. Différentes formes des aimants

Les aimants qui se déclinent sous de multiples formes (Figs. I.8), peuvent avoir plusieurs tailles et surtout des prix très différents. Diverses formes ont été développées et adoptées sur plusieurs domaines d'applications. Les moteurs classiques ont des aimants de forme rectangulaire, néanmoins cette forme génère un couple de détente et une force électromotrice éloignée de la forme sinusoïdale. La forme biseautée [JPA11, LKS11, CSD12, WSO14, WZH14] et la segmentation [LTT06, AAM11] offrent, comme principal avantage, le réglage de la force électromotrice de manière à réduire les ondulations du couple électromagnétique et les pertes fer [YIS10, CLP16].

Les structures à aimants enterrés présentent l'avantage de l'ajout d'un couple de saillance au

couple d'interaction entre les aimants et les enroulements statoriques. Cependant, l'insertion des aimants est relativement difficile et par ailleurs les ondulations de couple sont plus importantes que pour les machines à aimants déposés en surface [HIB16]. La structure à concentration de flux permet l'emploi d'aimants ferrites moins onéreux et moins sensibles à la température. Néanmoins, sa construction est plus complexe notamment pour l'insertion des aimants. Les topologies à aimants enterrés recherchent une large plage de défluxage au détriment de fortes ondulations de couple. Ces structures sont aussi plus sensibles aux excentricités du rotor par rapport aux machines à aimants déposés. De plus, l'analyse comparative [FMI09] montre que les machines à aimants déposés en surface présentent de meilleures performances en termes de puissances massiques, de facteur de puissance et de rendement [FLK18].

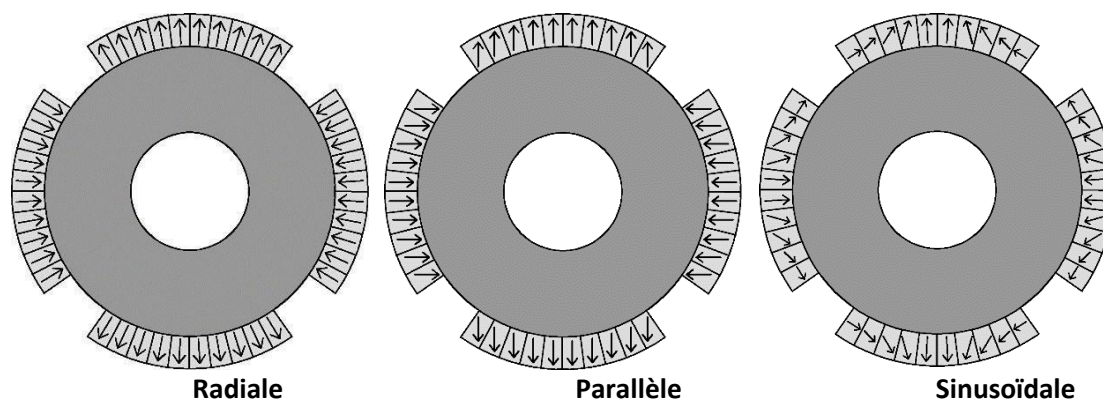


**Figure I.8.** Différentes formes des aimants : a) [WZS14], b) [MST04], c) [JPA11], d) [CSK12], e) [AAM11].

### I.4.3. Différentes types d'aimantations

Les aimants installés sur chaque pôle du rotor sont habituellement composés de plusieurs blocs aimantés. Ces derniers sont collés par des frettes de type amagnétique. Pour réaliser une telle forme d'aimantation [FMH15], il suffit de travailler avec un nombre fini de blocs au lieu d'une unique pièce cylindrique dont l'aimantation est inclinée d'un angle bien mesuré correspondant à la position du bloc dans le pôle. Souvent, l'aimantation sinusoïdale est la plus favorable parmi les autres types.

L'aimantation parallèle peut servir à fournir un champ d'induction sinusoïdale dans l'entrefer à condition que le nombre de paires de pôles ne dépasse pas le cas bipolaire. La Figure (I.9) montre les différentes configurations possibles de l'aimantation pour une machine synchrone à aimants montés en surface. [FLK18].



**Figure I.9.** Différents types d'aimantations pour une machine à aimants montés en Surface [FLK18]

## I. 5. Configurations rotoriques de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites à travers de nombreux de configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant :

### I.5.1. Aimants en surface

Ces types de machines, les aimants sont placés sur du rotor, ils sont aimantés radialement, comme indiqué sur la figure (I.10a). Ceci considéré configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité par conséquent, son coût de fabrication est faible par rapport aux autres. Il est également connu sous l'inconvénient l'exposition des aimants permanent aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui causent son détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe on ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protégé les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction des forces centrifuges et de l'induit. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont, pratiquement les mêmes.

### I.5.2. Aimants insérés

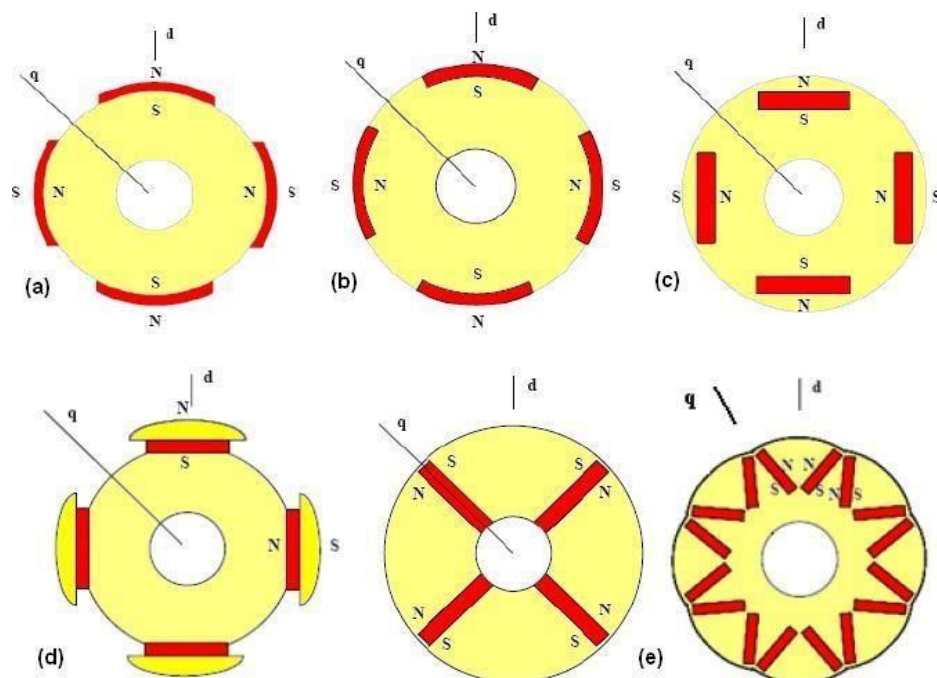
Comme des machines contient aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.10b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance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

### I.5.3. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines contiennent des aimants intégrés dans le rotor figure (I.10c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est beaucoup plus petit qu'un rotor, l'induction dans l'entrefer est très faible par rapport à l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe  $-d$  est plus petite par rapport l'axe  $-q$ . Dans ce cas, ces aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée ceci pour les application à grandes vitesses.

### I.5.4. Aimants à concentration de flux

Il existe une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrés profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence comme le montre la figure (I.10e) les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux génère par les aimants permanents dans le rotor et à partir de là, nous obtenons ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe  $-q$  est plus grande que celle de l'axe- $d$ .



**Figure I.10.** Vue en coupe transversale des rotors des moteurs à aimant permanent, sur les différentes figures, colorés en rouge ce sont les aimants, et en jaune, le fer doux : a) configuration dite sans pièces polaires, b) à aimants insérés, c) à aimants enterrés, d) à épanouissements polaires, e) à concentration de flux [RBW11]

## I. 6. Principe de fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur) ou, inversement, à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur). Il est principalement défini comme composé de deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice et l'inducteur qui crée un champ magnétique, pour que ces deux parties soient séparées par un entrefer [BNL15].

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques créée par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux du rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension [BNL15]

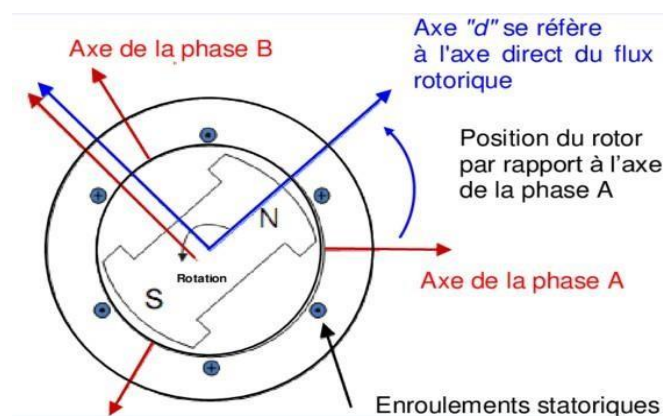


Figure I.11.Principe de fonctionnement de la MSAP [RVK15].

## I. 7. Les couples au niveau d'une machine à aimants permanents

Les performances des moteurs à aimants permanents sont évaluées selon des critères économique et technique, par exemple le couple volumétrique et l'ondulation minimale. Le couple est lié à la puissance ou à la structure.

Les différents couples existants dans une machine à aimant permanent sont :

### I.7.1. Couple statique

Le Couple statique est dû à l'interaction entre le champ inducteur et les courants d'induit. Celui-ci est donc limité par : [BNJ00]

- L'induction maximale dans l'entrefer ne doit pas dépasser la valeur de saturation du matériau, notamment dans les machines à concentration du flux. 0 doit être réduite aux grandes vitesses à cause des pertes fer qu'elle induit dans les parties statoriques.
- La densité du courant statorique afin d'atténuer les pertes Joule en plus de l'échauffement de la machine.

### **I.7.2. Couple de réluctance**

Dans les machines à entrefer variable (effet de pôle saillant du rotor), par la machine est due au couple de réluctance et au couple d'interaction

Le couple de réluctance est causé par l'anisotropie du rotor. Comme le couple de réluctance est proportionnel au carré du courant, plus la valeur du courant est élevée, plus le décalage par rapport au maximum du couple varie. Cette variation diminue en intensité avec l'augmentation du nombre de paires de pôles car l'effet d'anisotropie est alors moindre [BNJ00].

### **I.7.3. Couple de détente**

Aussi connu sous le nom couple de denture ou couple de réluctance d'encoches. C'est un couple pulsatoire dû à l'interaction les dents statoriques avec des aimants. En d'autres termes, c'est un couple dû à la variation de l'énergie magnétique au sein du moteur et cela se produit lorsque le rotor tourne à vide.

Ceci est principalement dû aux forces qui s'exercent sur les extrémités des aimants. Les encoches du milieu de l'aimant, en raison de la symétrie des lignes de champ à vide, n'exerce aucune force tangentielle sur le rotor ; par contre, aux extrémités du pôle, les lignes de champ sont dissymétriques, il s'exerce alors un effort sur le rotor [BNJ00].

### **I.7.4. Couple électromécanique**

Le couple électromagnétique est le couple nécessaire pour démarrer la rotation d'un moteur, et il est généralement égal au couple résistant. Le couple électromagnétique de sortie (couple produit par l'induit sur l'entrefer) est le couple résistant à vide, et le couple résistant est égal au couple électromagnétique

## **I. 8. Domaines d'applications des MSAP**

### **I.8.1. Applications aux petites puissances**

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

Ces moteurs sont utilisés pour des systèmes nécessitent un contrôle de position Précis (graveurs de DVD, disques durs...). Comme le montre la figure (I.12). [BJF11].



a) Micro- Ventilateur



b) Disque dur

**Figure I.12.** Exemples d'applications de moteurs Brushless de petite puissance

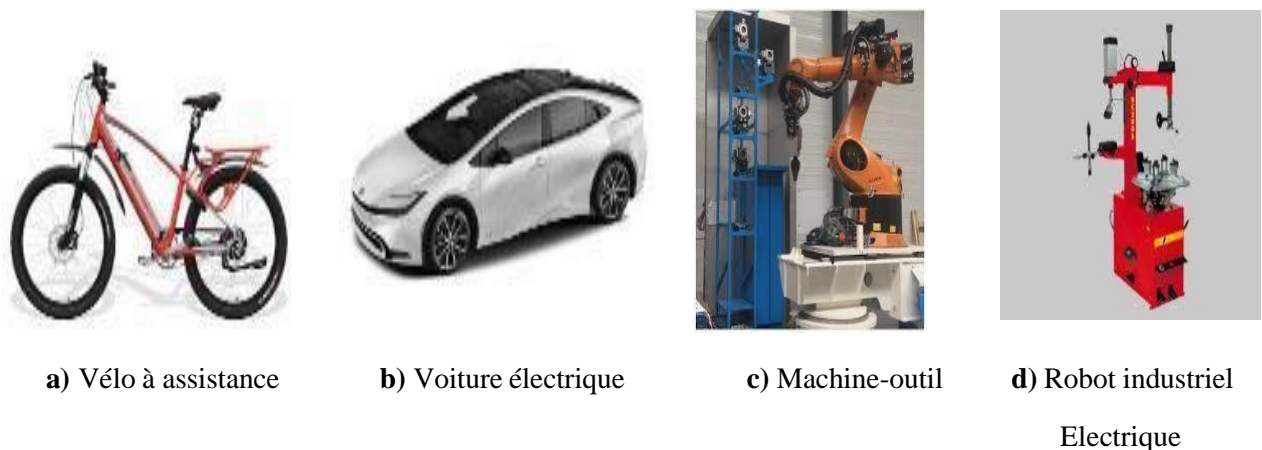
### I.8.2. Applications aux moyennes puissances

Dans ce cas, les systèmes que nous étudions nécessitant une puissance comprise entre 500W et 100kW et utilisant ou susceptibles d'utiliser des MSAP, ces machines fonctionnent sont pour la plupart polyphasées (généralement triphasées) et associées à un onduleur de tension commandé en courant afin d'assurer l'autopilotage.

La première application dans cette gamme de puissance basée sur la motorisation des véhicules électriques divers. En effet, les tendances actuelles conduisent au développement des accumulateurs électriques (ion / batteries Lithium ...) 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 Citroën-C0 ou la Toyota-Prius sont donc équipés de MSAP. Dans le même ordre d'idée, des études sur les véhicules 2-roues sont aussi entreprises (vélos à assistance électrique, scooter...). Certaines machines à outils et robots industriels utilisent aussi des moteurs Brushless car ils apportent de bonnes performances couple à faible vitesse, fiabilité de vitesse, forte capacité de surcharge...) et nécessitent peu de maintenance.

Il est également illustré par la figure (I.13) qui présente tous les exemples en raison de leurs avantages, la MSAP peut aussi être utilisée dans beaucoup d'entraînements de divers mécanismes et ce particulièrement pour les systèmes où le volume et le poids jouent un rôle important. Si c'est déjà le cas pour certains systèmes dans les voitures (climatisation, ventilation...), 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 de "l'avion tout électrique" ou "l'avion plus électrique" [BJF11].



**Figure I.13.** Exemples d'applications de moteurs Brushless de moyenne puissance

### I.8.3. 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 propulsion navale ou la traction électrique.

Automotrice à grande vitesse (L'AGV) d'Alstom utilise ainsi des MSAP pour le freinage électrodynamique du train et la traction. Ce successeur du TGV concilie la structure des rames articulées par exemple (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 termes 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.

Ces moteurs utilisés sont connus pour avoir 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).

Les MSAP peuvent être employées pour la propulsion navale. Dans ce cadre, les moteurs utilisés doivent en effet être compacts, fiables, légers, résistants à l'environnement marin (températures, salinité, humidité, vibrations ...) et le plus discret possible s'ils sont utilisés dans un cadre militaire, bien que les MSAP qui génèrent une forte puissance soient assez chères à fabriquer, on en trouve sur les sous-marins et certains bateaux militaires ainsi que sur certains navires de croisière comme le "Legend of the seas" (la figure I.14). 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, chacune est relié 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 le poids et la taille, le cas des SMM appliqués

au domaine [BJF11].



Traction ferroviaire [AGV-Alstom ®]



Propulsion navale [Navire Legend of the seas]

**Figure I.14.** Exemples d'applications de moteurs Brushless de forte puissance [BJF11]

### I.9. Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines

1. A puissance nominale, le rendement d'un moteur synchrone est élevé par rapport à un moteur asynchrone ;
2. La vitesse d'un moteur synchrone demeure rigoureusement constante, même si la tension d'alimentation ou la charge qu'il entraîne subissent des variations.
3. 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.
4. 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 est avantageux, l'unité et son rendement demeurent élevés.
5. 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.
6. Puissance massique élevée.
7. Et augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du cuivre et de contacts bague-balais au niveau de l'inducteur dans ces moteurs.
8. Puissance massique élevée [BDD91].

### I.10. Inconvénients de la MSAP

1. Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
2. Ondulation de couple.
3. Technologie coûteuse liée au coût des aimants.

4. Interaction magnétique du au changement de structure.
5. Pertes par courant de Foucault dans les aimants [BDD91].

### **I.11. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes machines synchrones à aimants permanents, leur construction et les différentes alimentations. Nous avons également abordé le principe de leur fonctionnement, et découvrir les différents couples de cette machine et les différentes techniques qui conduisent pour réduire le couple de détente. Les avantages et les inconvénients de cette machine et ses applications selon puissances ont été également discutés. Quant aux différents matériaux qui le composent, le choix de ces derniers dépend généralement de l'application choisie qui exige parfois des performances bien précises. Le choix d'un aimant permanent de type NdFeB pour les machines à aimants et d'une tôle à base de Fer-Silicium permet de préserver les performances sans pour autant sacrifier le coût de réalisation de la machine. Le choix de l'alimentation a sans doute une importance primordiale, car celle-ci s'introduit sur les performances de la machine notamment le couple.

CHAPITRE II  
MODELISATION NUMERIQUE PAR  
ELEMENTS FINIS

## II.1. Introduction

L'étude bibliographique présentée dans le chapitre précédent montre que parmi les machines synchrones à aimants permanents les plus utilisées figurent celles à aimants montés sur la surface du rotor. Dans ce chapitre, nous présentons une modélisation théorique des phénomènes électromagnétiques à partir des équations de Maxwell de ce dernier type de machine basée sur le calcul du champ pour différentes directions d'aimantations. La connaissance du champ magnétique créé par les sources, qu'il s'agisse de courants ou d'aimants, est essentielle pour le calcul de l'induction, du couple, de la force électromotrice, etc. ; il s'agit de calculer le potentiel vecteur dans les différentes zones actives de la machine. Dans un premier temps, nous adoptons quelques hypothèses afin de simplifier notre calcul analytique. La résolution des équations est basée sur la méthode de séparation des variables. Enfin, nous validons nos résultats avec ceux du code basé sur la méthode des éléments finis.

## II.2. Modèles d'aide au dimensionnement

Les modèles d'aide au dimensionnement des machines électriques tournantes peuvent se classer selon trois grandes familles : les modèles numériques, semi-analytiques, analytiques et hybrides.

Les modèles numériques spatiaux mettent en œuvre des méthodes de discrétisation de l'espace. Parmi celles-ci la méthode des éléments finis (MEF) est aujourd'hui universelle pour le calcul de grandeurs électromagnétiques. Elle est souvent utilisée et permet la modélisation de nombreux phénomènes physiques éventuellement couplés (électrique, magnétique, thermique, acoustique, vibratoire, aérodynamique etc.). Elle permet de résoudre directement les équations physiques avec un faible niveau d'hypothèses. Elle présente une grande précision dans l'évaluation des performances du système par contre, elle n'a pas le caractère explicite des équations d'un modèle analytique et demande plus de taille mémoire et consomme plus de temps de calcul.

Les modèles semi-analytiques ou semi-numériques, tout comme les modèles analytiques, nécessitent certaines hypothèses pour pouvoir être construits. Ces modèles sont employés lorsque le degré de précision exigé se situe au-delà de ce qui pourrait être obtenu avec un modèle analytique. Ils sont capables de gérer les non linéarités tout comme les modèles analytiques et certainement avec plus de précision [XJA11].

Ces derniers temps, on distingue un nombre important de travaux publiés qui font appel à la méthode analytique et surtout à celle des sous domaines [DUE09, ZWX10, BID12, WZS12]. Cette dernière méthode, bien sûr sous de faibles hypothèses simplificatrices, donne d'excellents résultats en termes de précision et de rapidité. Le principe de cette méthode consiste à subdiviser la géométrie de la

machine en plusieurs domaines comme : les aimants, l'entrefer et les encoches. Une amélioration de cette méthode a été faite récemment par [FRB17, FRE17, LAZ18] en introduisant la valeur finie de la perméabilité relative du circuit magnétique dans les équations du système.

Avant l'essor des moyens de calculs informatiques, les modèles analytiques formaient le gros de l'offre en modélisation. De ce fait, il existe une variété de modèles analytiques pour différents systèmes. Ils permettent de traiter des comportements simples mais également, selon l'intensité de l'effort de modélisation, des phénomènes complexes non linéaires. Ces modèles nécessitent souvent de formuler certaines hypothèses simplificatrices pour mener à bien les calculs. Ils sont constitués de relations explicites reliant les différentes grandeurs descriptives du comportement de l'actionneur aux paramètres d'entrée. Ils représentent l'avantage de calculer facilement les différentielles des formules les constituant et de pouvoir prendre en compte facilement certains couplages de phénomènes physiques différents. De plus, étant utilisés depuis longtemps, nombre d'entre eux sont connus et directement utilisables. Un autre point positif est la rapidité de leurs calculs figure (II.1) [FLK18].

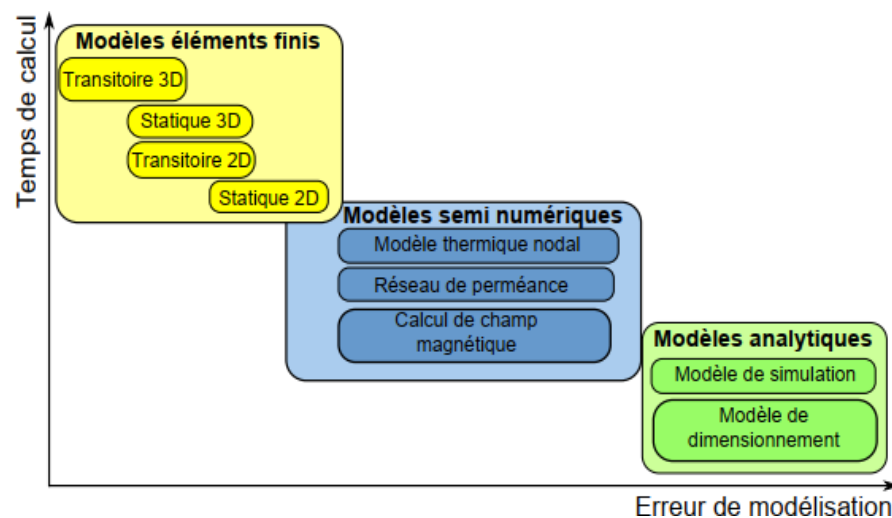


Figure II.1. Positionnement de différents modèles [MAA11]

Leur inconvénient majeur est qu'ils reposent sur certaines hypothèses simplificatrices basées sur des considérations globales qui dépendent de l'avis d'experts et dont il est difficile de cerner le domaine de validité [GMM07].

### II.3. Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell, aussi appelées équations de Maxwell-Lorentz, sont des lois fondamentales de la physique. Elles constituent les postulats de base de l'électromagnétisme, avec l'expression de la force électromagnétique de Lorentz. Ces équations traduisent sous forme locale différents théorèmes (Gauss, Ampère, Faraday) qui régissent l'électromagnétisme avant que Maxwell

ne les réunisse sous forme d'équations intégrales. Les équations de Maxwell permettant de formaliser les relations entre les différentes entités électrotechniques [EMM03].

L'ensemble des phénomènes électromagnétiques peut être décrit par six grandeurs qui dépendent du temps et de l'espace ce sont :

$E$ : Champ électrique [ $V \cdot m^{-1}$ ].

$B$ : Induction magnétique [T].

$H$ : Champ magnétique [ $A \cdot m^{-1}$ ].

$D$ : Induction électrique [ $C \cdot m^{-2}$ ].

$\rho$ : Densité volumique de charge électrique [ $C \cdot m^{-3}$ ].

$J$ : Densité de courant surfacique [ $A \cdot m^{-2}$ ].

Ces différentes grandeurs sont liées par les équations de Maxwell qui décrivent, de façon générale les phénomènes électromagnétiques associés aux équations constitutives des matériaux.

La première équation de Maxwell permet d'expliciter le lien entre le champ électrique source et les charges électrostatiques (Equation de maxwell-Gauss) :

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II-1})$$

Le flux  $D$  à travers une surface fermée, est proportionnel à la charge électrique contenu.

La deuxième équation est le lien entre le champ électrique et l'induction magnétique (Equation de maxwell-faraday) :

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-2})$$

Cette deuxième équation est connue également sous le nom de loi de Faraday-Lenz : la circulation du champ électrique le long d'un contour fermé est égale et opposée à la variation du flux de l'induction magnétique par rapport au temps.

La troisième équation de Maxwell représente la loi de conservation de flux de l'induction magnétique :

$$\operatorname{div}(\vec{B})=0 \quad (\text{II-3})$$

La dernière équation représente la conservation de la charge électrique pour un courant électrique (Equation de maxwell-Ampère) :

La dernière équation représente la conservation de la charge électrique pour un courant électrique (Equation de maxwell-Ampère) :

$$\overline{rot}(\vec{H}) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II-4})$$

$$\overline{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad \text{—} \quad (\text{II-5})$$

$$\text{div}(\vec{A}) = 0 \quad (\text{II-6})$$

Dans les basses fréquences on néglige le terme  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  (courants de déplacement).

Les relations constitutives des matériaux et les conditions de passage complètent ces équations.

## II.4. RELATION DU MILIEUX

### ✚ Relation du magnétiques

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II-7})$$

$$\vec{B}_r = \mu_0 \cdot \vec{M} \quad (\text{II-8})$$

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

$\vec{M}$ : Vecteur aimantation magnétique [ At/cm]

$\mu_0$ : Perméabilité magnétique du vide [H/m]

$\mu_r$ : Perméabilité magnétique relative au milieu

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$  : Perméabilité magnétique absolue [H/m]

### ✚ Relation diélectrique

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II-9})$$

$\varepsilon_0$  : Permittivité diélectrique du vide [F/m]

$\varepsilon_r$  : Permittivité diélectrique du milieu

$\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$  : Permittivité diélectrique absolue [F/m]

## II.5. RELATION DE PASSAGE

- Conservation de la composante normale de l'induction magnétique

$$(\vec{B}_{1n} - \vec{B}_{2n}) \vec{n} = 0 \quad (\text{II-10})$$

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique si les courants surfaciques existent

$$(\vec{H}_{1t} - \vec{H}_{2t}) \wedge \vec{n} = \vec{K}_s \quad (\text{II-11})$$

- Conservation de la composante tangentielle du champ électrique

$$(\vec{E}_{1t} - \vec{E}_{2t}) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{II-12})$$

- Discontinuité de la composante normale de l'induction électrique si les charges électriques existent sur l'interface :

$$(\vec{D}_{1n} - \vec{D}_{2n}) \vec{n} = \rho_s \quad (\text{II-13})$$

$\vec{n}$ : La normale à la surface entre les deux milieux

$K_s$ : La densité de courant surfacique

$\rho_s$ : La densité de charges surfaciques

## II.6. Conditions aux limites

- **Condition type DIRICHLET**

Cette condition nous informe sur la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière du domaine d'étude. Elle est sous forme

$$A = A_0 = C^{te} \quad (\text{II-14})$$

- **Condition type NEWMANN**

Elle est appliquée sur la frontière lorsque la valeur de la grandeur calculée n'est pas connue à la frontière du domaine d'étude.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = A_0 \quad (\text{II-15})$$

- **Condition mixte**

C'est la combinaison des deux types précédents, elle s'exprime de la manière suivante

$$\alpha A + \beta \frac{\partial A}{\partial n} = \gamma \quad (\text{II-16})$$

Où :  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  sont des constantes.

- **Condition de périodicité et d'anti-périodicité**

Appliquée surtout dans le cas des machines tournantes et linéaires, du fait de la périodicité de la distribution du champ magnétique.

Cette périodicité du champ peut être utilisée pour définir un autre type de conditions aux limites pour réduire la taille du modèle numérique. On parle alors de condition de périodicité.

La condition de l'anti-périodicité est appliquée lorsque nous avons les mêmes contraintes en module mais de polarité inverse. Elle s'exprime comme suit

$$A\Gamma = K.A\Gamma + d\Gamma \quad (\text{II-17})$$

A : Fonction inconnue.

$d\Gamma$  : Période spatiale suivant le

contour  $\Gamma$  Si :  $K=1$  condition

périodique.

Si :  $K = -1$  condition anti périodique.

## II.7. Hypothèses simplificatrices

1. La longueur de la machine est importante. L'étude du champ électromagnétique est considérée comme un problème bidimensionnel (2D) ce qui rend les effets de bord négligeables.
2. L'hystérésis est négligeable.
3. Les courants de Foucault dans le fer sont négligés.
4. La caractéristique de la désaimantation de l'aimant est supposée linéaire.
5. Les contraintes mécaniques et thermiques sont supposées constantes.

## II.8. Avantages de la MEF

1. La flexibilité est l'un des plus importants avantages de la M.E.F. Les éléments peuvent avoir plusieurs formes variées et peuvent donc s'adapter facilement à n'importe quelles formes géométriques complexes et aussi tenir compte des propriétés inhomogènes et non linéaires des matériaux.
2. Les matrices formant le système final d'équations sont symétriques ce qui simplifie grandement la résolution de celui-ci.
3. La programmation de la méthode est assez simple surtout lorsqu'il s'agit de tenir compte de l'introduction des conditions aux limites.
4. La M.E.F a fait ses preuves dans beaucoup de domaines en ingénierie.
5. De plus, avec son développement important, il existe de très bons logiciels commerciaux qui sont basés sur cette méthode et qui la rendent très accessible, et par conséquent, elle est applicable à beaucoup de problèmes sans que nous connaissions nécessairement la M.E.F en détail [ENN11].

## II.9. Inconvénients de la MEF

- Dans les problèmes de calcul de champs électriques présentant un domaine spatial infini, l'établissement de la frontière artificielle peut causer certaines difficultés dans la réalisation d'un

programme simple. D'une part, celle-ci doit être beaucoup plus vaste que le domaine d'étude, ce qui engendre un temps de calcul (en ce qui concerne le maillage) beaucoup plus important que pour des domaines finis.

- D'autre part, le choix de cette frontière à une grande importance dans la précision des calculs et son influence sur celle-ci doit être pris en compte dans tout programme de ce type.
- Il a été dit que la M.E.F était une méthode flexible car elle s'adapte facilement aux différentes géométries, mais ce n'est pas le cas du maillage car celui-ci doit être entièrement refait si une modification sur une partie de la géométrie du problème considéré intervient.
- L'utilisation de la M.E.F pour la résolution d'un problème donné nécessite la connaissance parfaite de la géométrie du problème mais aussi des conditions aux limites ; ce qui n'est pas toujours le cas.
- Une fois le potentiel connu en chaque nœud, il faut procéder à un autre calcul numérique pour déterminer le champ électrique en tout point ce qui peut engendrer d'autres erreurs.

La méthode des éléments finis utilise une approximation par morceau de la fonction inconnue pour résoudre une équation différentielle.

On peut aussi utiliser les équivalences physiques pour chercher la solution d'une équation aux dérivées partielles.

La méthode de simulation de charges en est une bonne illustration. [EKK10]

## II.10. Description du logiciel FEMM

Il est un logiciel libre et gratuit, disponible sur le réseau internet. Ce logiciel est devenu un outil très convoité par les chercheurs.

La méthode qu'il utilise est celle des éléments finis, méthode appliquée aux structures électromagnétique, électrostatique...etc.

Le logiciel FEMM est composé de trois modules essentiels, un module d'édition qui permet de définir le type de problème, de tracer la géométrie, de définir les différents milieux, ainsi que les conditions aux limites, et de mailler la structure proposée (préprocesseur).

Un deuxième module permet de résoudre le problème (processeur). Et un troisième module qui permet d'exploiter les résultats du calcul (post processeur). Le logiciel est utilisé généralement en compagnie d'un outil de programmation (LUA SCRIPTING) [ESS08].

Composantes principales logiciel :

- **Éditeur** : édition géométrie du problème, propriétés des matériaux utilisés et conditions aux frontières du domaine d'étude.
- **Mailleur Éléments Finis** : Discrétisation spatiale du domaine d'étude en triangles (maillage éléments finis).
- **Processeur** : Résolution des équations locales aux dérivées partielles discrétisées sur tout le domaine d'étude en tenant compte des conditions imposées aux frontières du domaine d'étude.
- **Post-Processeur** : Affichage & Traitement des résultats [EKK04].

### II.11. Les domaines d'application

- **Magnétisme** : calcul des grandeurs électriques et magnétiques dues à des aimants, à des flux imposés, à des courants continus ou variables, imposés ou induits.
- **Electrostatique** : calcul en régime permanent des potentiels et champs électriques avec ou sans circulation de courants dans les milieux diélectriques ou conducteurs.
- **Thermique** : calcul de la répartition des températures créées par des puissances dissipées, des différences de températures ou des flux thermiques [ELK16].

### II.12. Conclusion

Dans cet axe, nous avons évoqué les différents types de modélisation de la machine synchrone, à savoir la méthode numérique et la méthode analytique, où nous avons étudié chaque méthode en détail. Nous avons également présenté les équations de Maxwell qui conduisent à des systèmes linéaires et non linéaires. Ces équations sont résolues en utilisant la méthode des éléments finis qui est utilisée dans une large gamme dans les domaines du magnétisme, de l'électricité statique et thermique électromagnétique à cause de sa capacité de s'adapter à des géométries très complexes et à la prise en compte de phénomènes physiques diverses.

CHAPITRE III  
DIMENSIONNEMENT DE LA  
MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS  
PERMANENTS MONTES EN  
SURFACE

### III.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous étudions les performances de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface sous le logiciel FEMM.

L'objectif de cette étude est d'améliorer le problème des oscillations et des variations de couple du moteur en modifiant la forme du champ magnétique grâce à la modification de la configuration des aimants. Pour cela, les résultats des modèles développés sont comparés dans plusieurs cas de machine, et une bonne concordance entre eux est obtenue.

### III.2. Présentation de la machine

La structure d'une machine synchrone à aimants permanents (PM) est caractérisée par l'utilisation d'aimants permanents pour créer un champ magnétique fixe à l'intérieur de la machine. Ce type de machine est largement utilisé dans de nombreuses applications, notamment les véhicules électriques, les éoliennes et les systèmes de génération d'énergie.

Voici les principaux composants et caractéristiques d'une machine synchrone à aimants permanents :

**Stator** : Le stator est la partie fixe de la machine et comprend le noyau en fer doux et les bobines d'enroulement. Les enroulements du stator sont disposés de manière à créer un champ magnétique tournant lorsqu'un courant alternatif y est appliqué.

**Rotor** : Le rotor est la partie mobile de la machine et est composé d'un noyau en fer doux avec des aimants permanents fixés sur sa surface. Les aimants permanents génèrent un champ magnétique constant et puissant qui interagit avec le champ magnétique tournant du stator pour produire un couple moteur.

**Entrefer** : L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor. Il est essentiel de maintenir un petit entrefer pour optimiser le couplage magnétique entre les deux parties de la machine.

**Enroulements du stator** : Les encoches du stator accueillent les bobines d'enroulement. Ces bobines sont formées par des conducteurs électriques isolés et sont placées de manière à créer un champ magnétique tournant lorsqu'un courant alternatif y est appliqué. Les enroulements sont disposés dans les encoches du stator de manière à optimiser le couplage magnétique avec les aimants permanents du rotor.

**Aimants permanents** : Les aimants permanents utilisés dans le rotor sont généralement fabriqués à partir de matériaux magnétiques puissants tels que le néodyme-fer-bore (Nd-Fe-B) ou l'alnico. Ces aimants conservent leur magnétisme sur une longue période et fournissent un champ magnétique stable et fort pour le fonctionnement de la machine.

### III.3. Dimensionnement d'une machine électrique

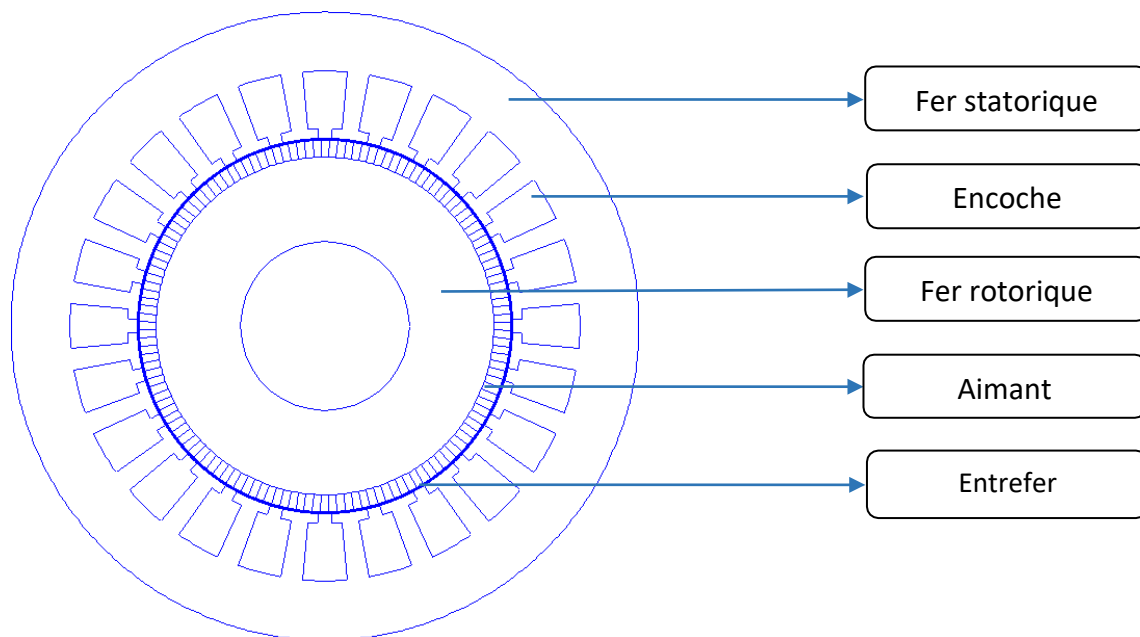


Figure III.1. Disposition géométrique des éléments de la MSAP en coupe transversale

### III. 4. Paramètres de la machine

Les caractéristiques de la machine étudiée sont présentées dans le tableau (III.1).

Paramètres	symbole	valeur	unité
Nombre de pôles	$2p$	4	-
Nombre de bloc aimanté	$N$	35	-
Aimantation	Mixte (Radiale & azimutale)		
Nombre des encoches	$Q_s$	24	-
Ouverture de l'encoche	$b_0$	10	deg
L'épaisseur de l'entrefer	$e$	0.6	mm
Rayon interne du rotor	$R_1$	25	mm
Rayon externe du rotor	$R_2$	55	mm
Rayon interne du stator	$R_3$	55.6	mm
Rayon externe du stator	$R_4$	93	mm
L'épaisseur de l'aimant	$e_a$	5	mm
Hauteur de la fente d'encoche	$H_e$	19.9	mm

Tableau (III.1) : Caractéristiques de base de la machine étudiée

### III. 5. Domaine d'étude de la machine

#### III. 5.1. Différents Techniques de réduction du couple de détente

La réduction des ondulations de couple peut être traitée de deux façons :

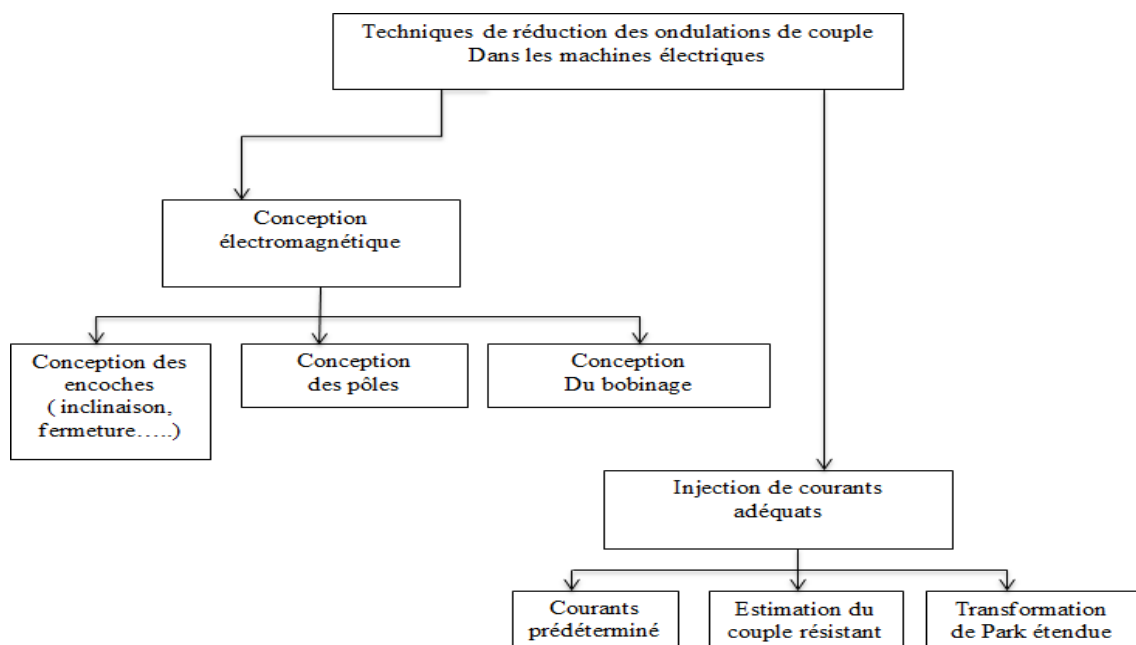
- Modifier la structure du moteur (bobinage, inclinaison d'encoche, nombre fractionnaire...) pour

obtenir un moteur à très faibles ondulations de couple,

- Ou bien, compenser les ondulations de couple par une alimentation adéquate. Cette méthode consiste à modifier la forme des courants d'alimentation par ajout d'harmoniques de courant neutralisant les ondulations de couple. Elle présente deux intérêts : d'une part de minimiser les ondulations de couple résultant de défauts de fabrication (variation d'aimantation, excentricité du rotor...) et d'autre part, suivant la potentialité de la commande, d'utiliser des moteurs non optimisés en termes d'ondulations. Cette technique exige des consignes de courant à haute définition ce qui nécessite un capteur de position à haute résolution.

L'alimentation par des courants sinusoïdaux enrichis d'harmoniques permet la mise en œuvre de méthodes de compensation active liées à la commande et autorise donc l'emploi du plus grand nombre de méthodes pour répondre aux exigences du cahier des charges en termes d'ondulations de couple. Ce choix permettra de traiter de front les deux démarches de minimisation des ondulations de couple.

[BNN04]

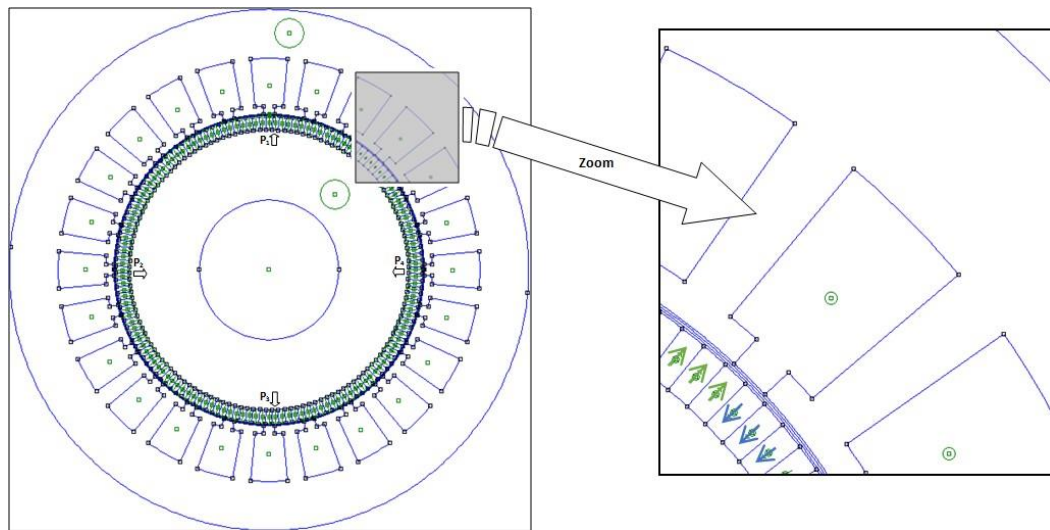


**Figure III.2.** Différentes catégories de techniques de minimisation des ondulations de couple [RCC09]

### III. 5.2. Schéma de simulation de l'aimantation de l'aimant

Le Domaine d'étude de la machine dans des conditions initiales où la machine possède quatre pôles (chaque pôle contenant 35 aimants), chaque paire de pôles étant opposée dans la direction magnétisée. Cela est présenté dans le Figure III.3.

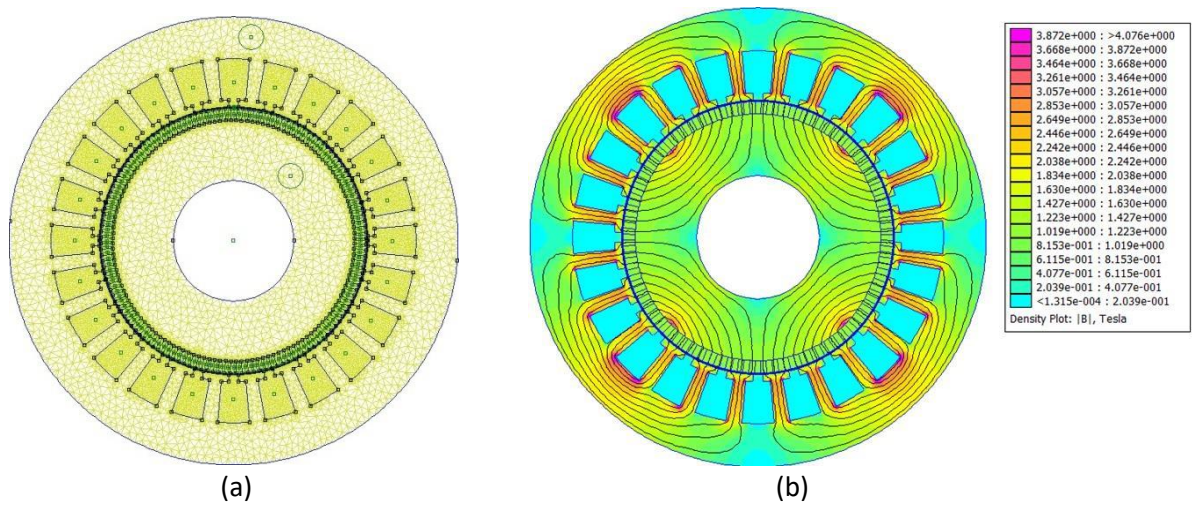
**III. 5.2.1. La machine dans les conditions initiales**



**Figure III.3.** Domaine d'étude de la machine dans les conditions initiales

**III. 5.2.2. Maillage et champ magnétique de la structure**

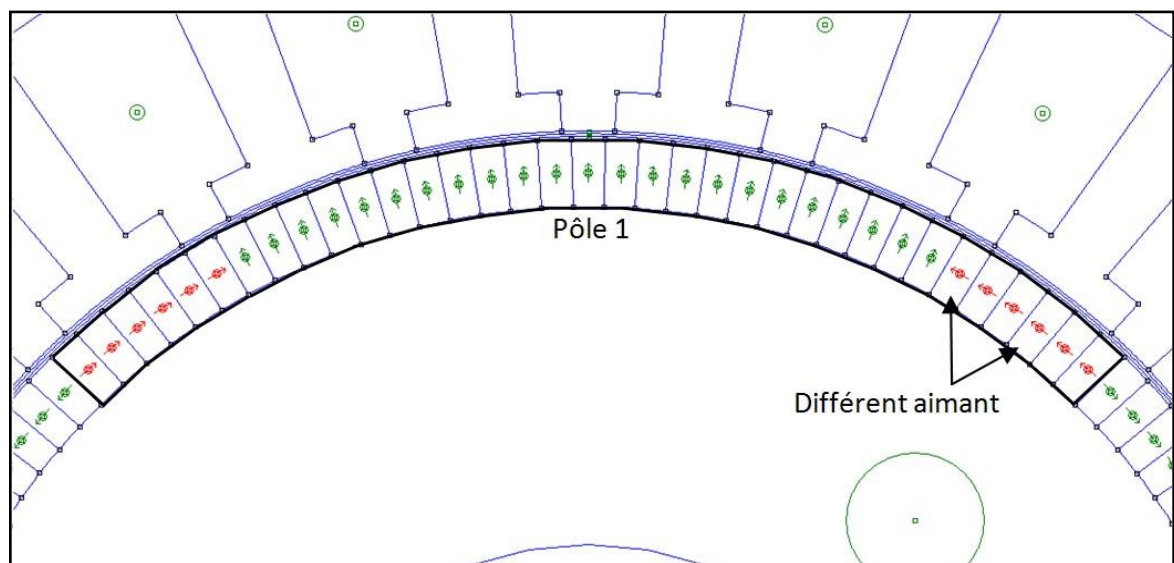
La figure ci-dessous montre le maillage éléments finis et le champ magnétique de la machine :



**Figure III.4.** Représentation (a) Du maillage éléments finis de la MSAP. (b) Des lignes et distribution du flux magnétique pour MSAP

**III. 5.2.3. Structure modifiée de la MSAP**

Nous changeons le sens de l'aimantation des pôles de la machine. La machine sera considérée ayant une aimantation mixte comme le montre la figure suivante :

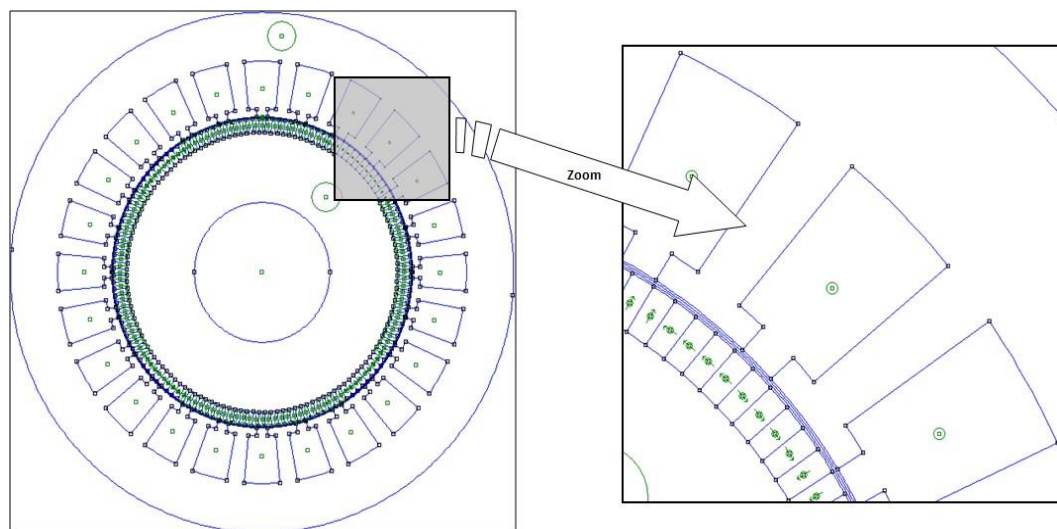


**Figure III.5.** Illustration de l'aimantation d'un aimant de la MSAP

Pour l'étude, nous prenons les deuxième et huitième étapes, Comme le montrent les figures (III.6 et III.7).

### III. 5.2.3.1. La quatrième Modification

Pour le quatrième changement, nous avons fait un changement de huit aimants pour chaque pôle (quatre à droite et quatre à gauche du pôle).



**Figure III.6.** Modification de la forme de l'aimant pour chaque pôle du MSAP

### III. 5.2.3.2. La huitième Modification

Pour le huitième changement, nous avons fait un changement de seize aimants pour chaque pôle (huit à droite et huit à gauche du pôle).

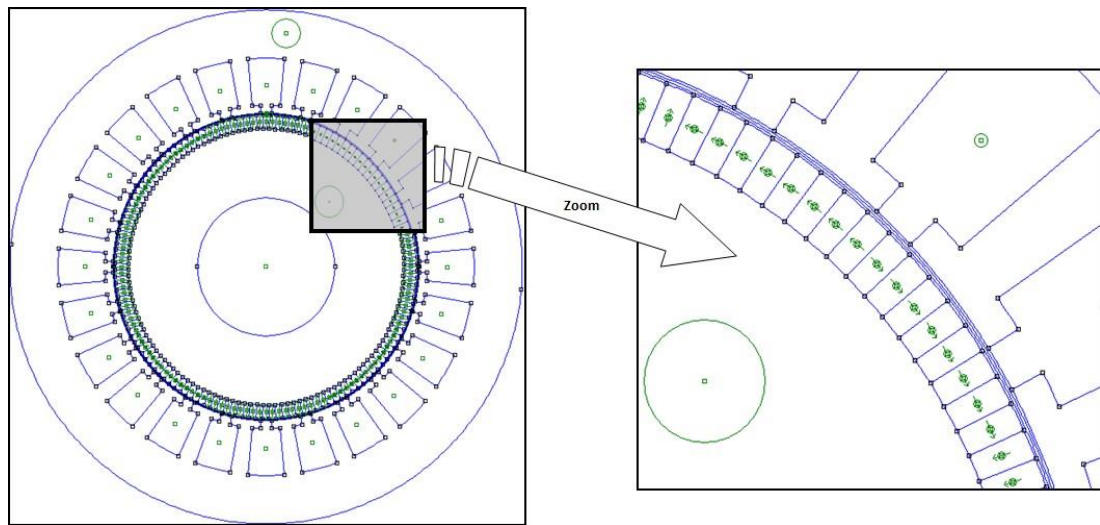


Figure III.7. Modification de la forme d'aimantation de l'aimant pour 8 aimants par pôle de la MSAP

## III. 5.3. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS

### III. 5.3.1. Les inductions

#### III. 5.3.1.1. La machine dans les conditions initiales

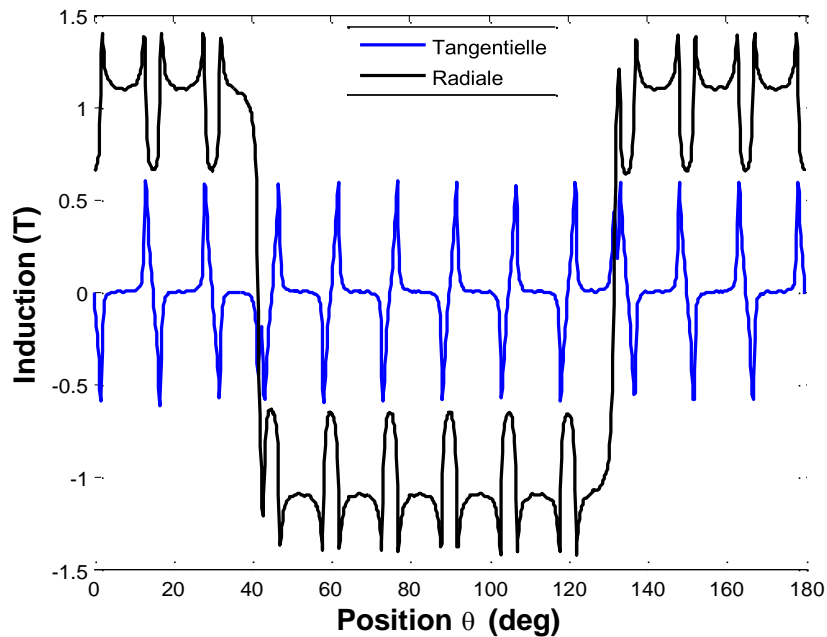
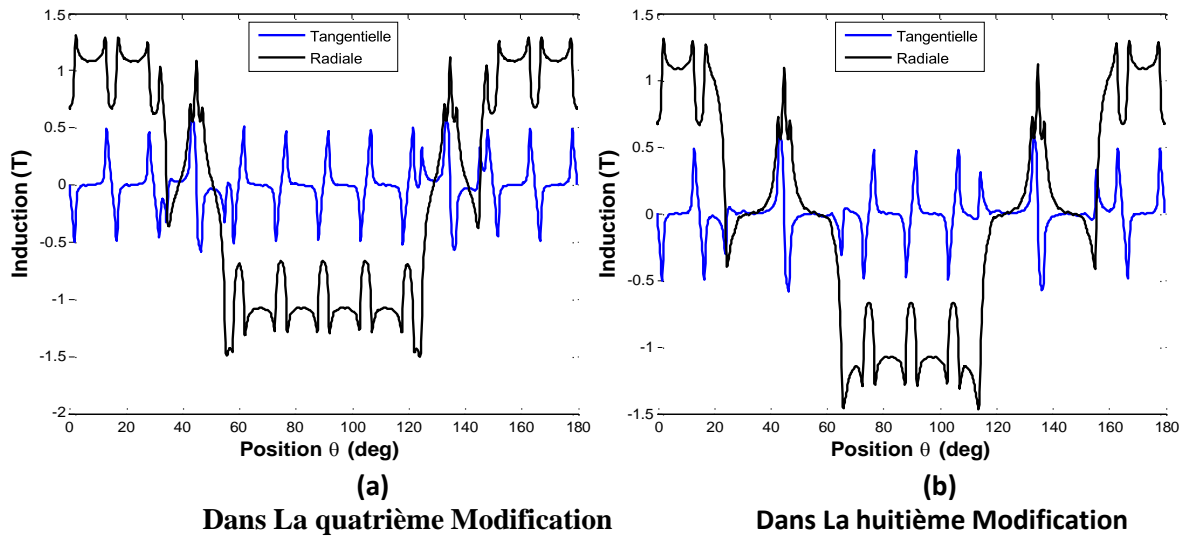


Figure III.8. Représentations spatiales des inductions radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer  $(R1+R2)/2$ , dans les conditions initiales

### III. 5.3.1.2. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)



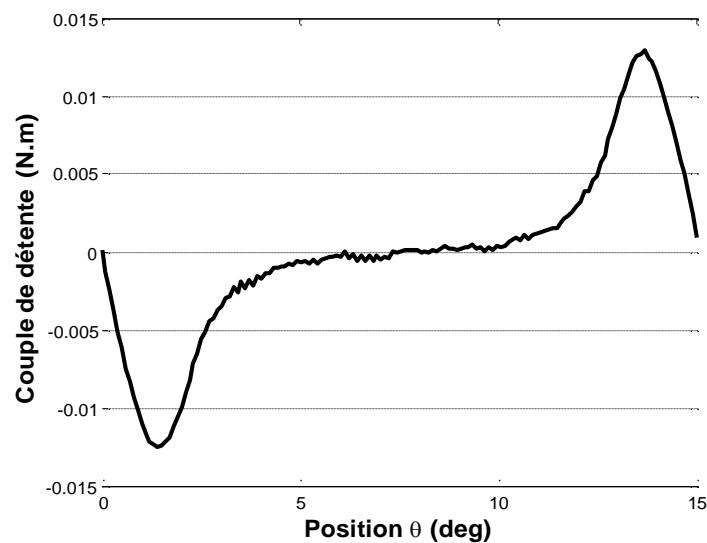
**Figure III.9.** Représentations spatiales des inductions radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer  $(R1+R2)/2$ ,

Commentaires :

On remarque que les inductions radiales atteignent une amplitude maximale proche de 1.4T. alors que l'amplitude de l'induction tangentielle ne dépasse pas 0.5T.

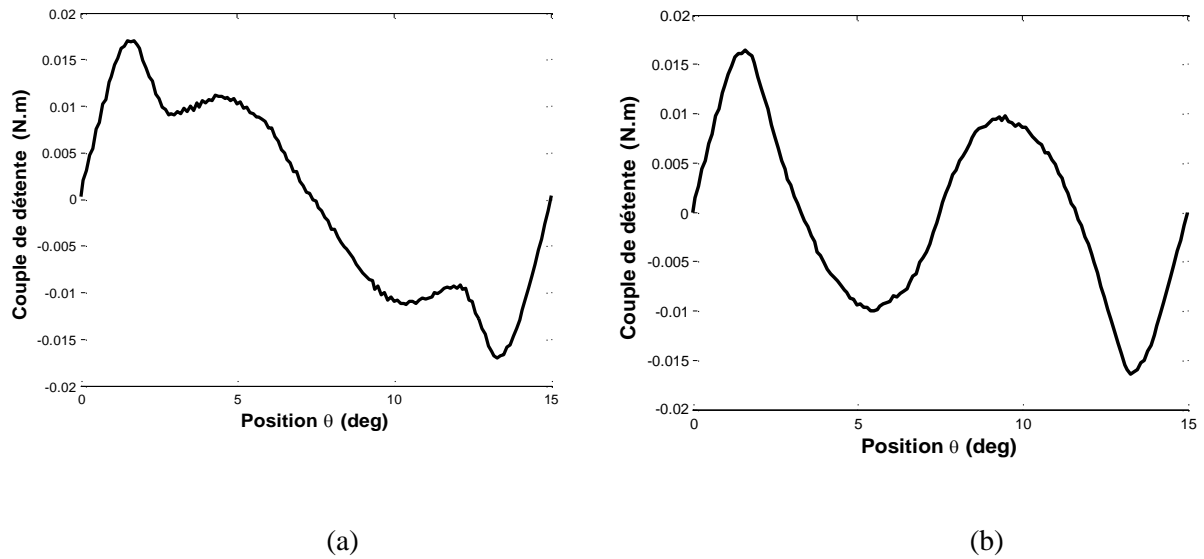
### III. 5.3.2. Couple de détente

#### III. 5.3.2.1. La machine dans les conditions initiales



**Figure III.10.** Représentation du couple de détente, dans les conditions initiales

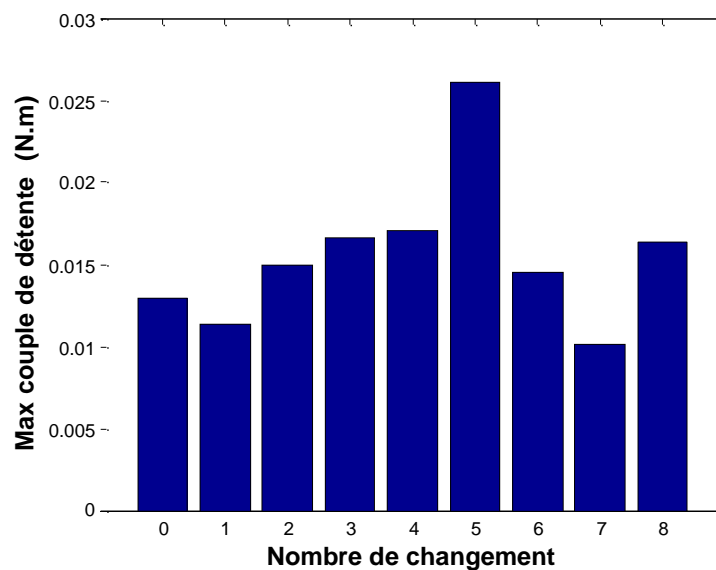
### III. 5.3.2.2. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)



**Figure III.11.** Représentation du couple de détente,

(a) Dans la quatrième modification  
(b) Dans la huitième modification

### III. 5.3.2.3. Comparaison des résultats de couple de détente



**Figure III.12.** Résultats numériques comparatifs du couple de détente pour différentes structures des aimants (Aimantation mixte)

Commentaires :

Les graphiques représentent les résultats numériques comparatifs du couple de détente maximal pour différentes structures d'aimant (ouverture d'aimant). On remarque que le changement de l'aimantation des aimants du rotor entraîne une modification sur l'amplitude du couple de détente.

Grâce à cette comparaison, nous avons constaté que l'ouverture du septième aimant est le couple le plus faible, c'est-à-dire la meilleure machine. L'amélioration des performances de la machine (réduction des vibrations de la machine) se produit lorsque le couple de détente de la machine est réduit.

### III. 5.3.3. La FEM Observation

La force électromotrice (FEM) désigne la tension induite ou la différence de potentiel électrique générée dans un conducteur en mouvement dans un champ magnétique variable.

On obtient la Répartitions de la f.é.m. par phase du flux magnétique de la machine comme suit :

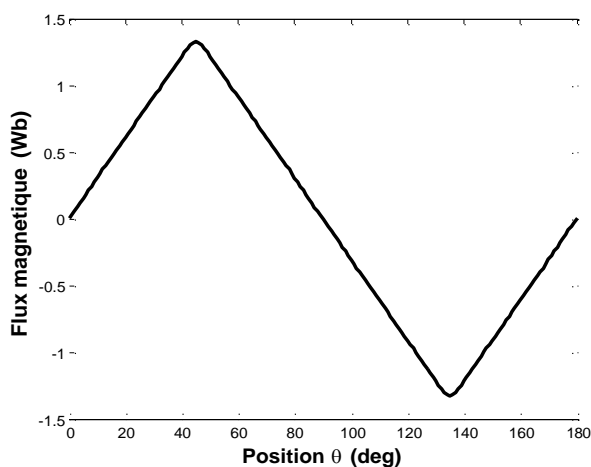
$$\text{Fém} = \text{vitesse} * \text{diff}(\text{flux}) / \text{pas} \quad (\text{III.1})$$

Les paramètres de simulation sont donnés comme suit :

Profondeur	150	mm
Nombre de spires	100	-
La Section	0.000210327	mm <sup>2</sup>
q	2	-
Le pas	1	deg
La vitesse	1500	tr/min
Amplitude du courant	1	A

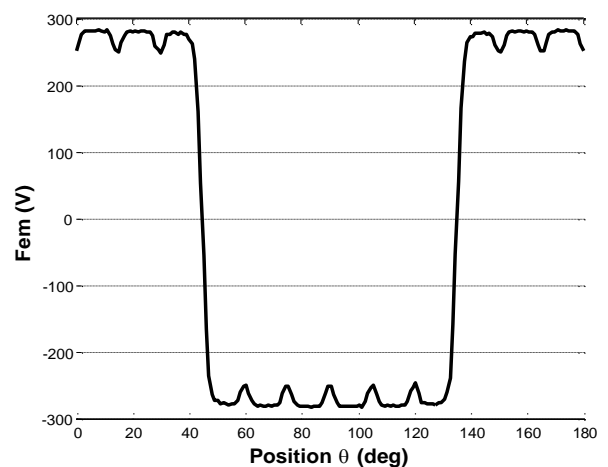
**Tableau (III.2) :** Les paramètres de simulation de la machine étudiée

#### III. 5.3.3.1. La machine dans les conditions initiales



(a)

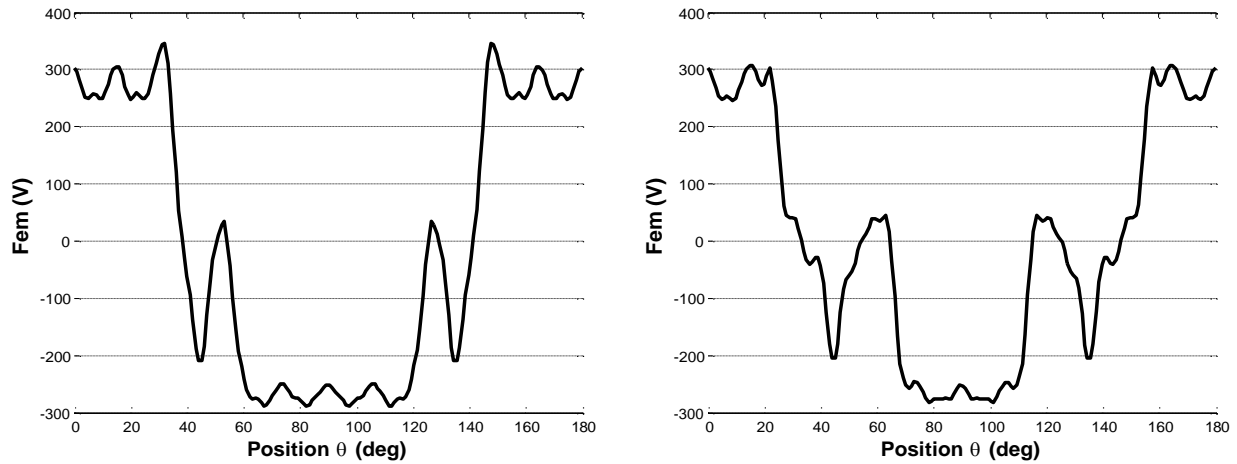
**Figure III.13. Répartitions**



(b)

(a) Du flux par phase dans les conditions initiales  
(b) De la f.é.m. par phase dans les conditions initiales

### III. 5.3.3.1. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)



(a)

Figure.III.14. Répartitions de la f.é.m. par phase

(b)

(a) Dans la quatrième modification  
(b) Dans la huitième modification

### III. 5.3.4. Couple électromagnétique Observation

Le couple électromagnétique représente la force de rotation résultant de l'interaction entre un champ magnétique et un courant électrique.

On l'obtient en sommant les courbes de la f e m des trois phases au courant électrique C comme suit :

Trois phases de courant électrique :

$$I_1 = \text{amp} * \sin(\theta) \quad (\text{III.2})$$

$$I_2 = \text{amp} * \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (\text{III.3})$$

$$I_3 = \text{amp} * \sin(\theta + 2\pi/3) \quad (\text{III.4})$$

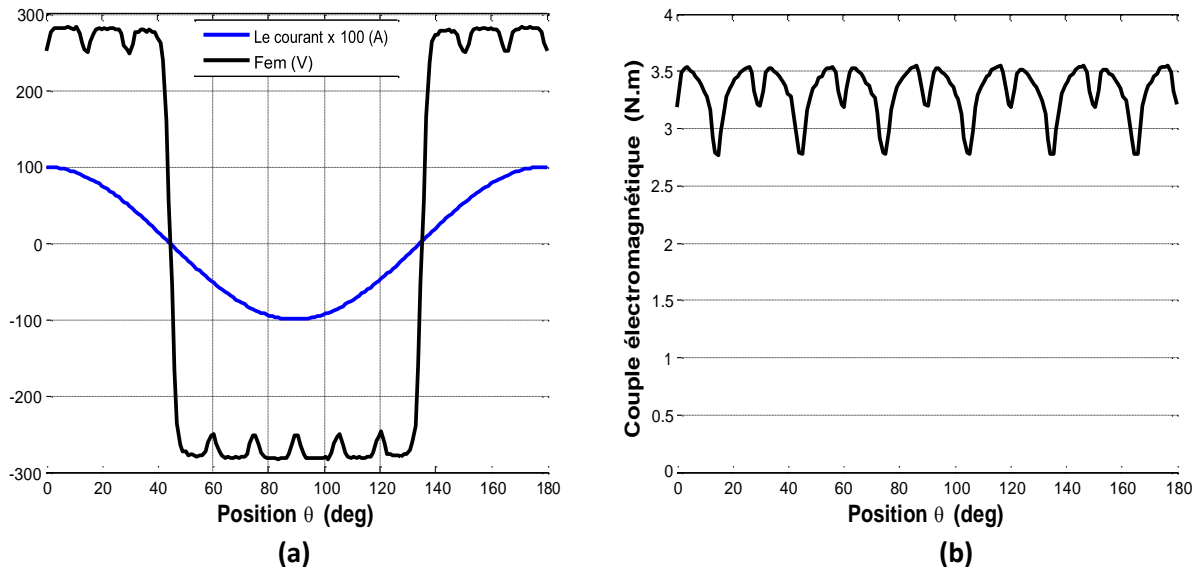
Trois courbes pour différents FEM

$$\text{fem}_1 = \text{fem} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{fem}_2 = (\text{fem} - 2\pi/3) \quad (\text{III.6})$$

$$\text{fem}_3 = (\text{fem} + 2\pi/3) \quad (\text{III.7})$$

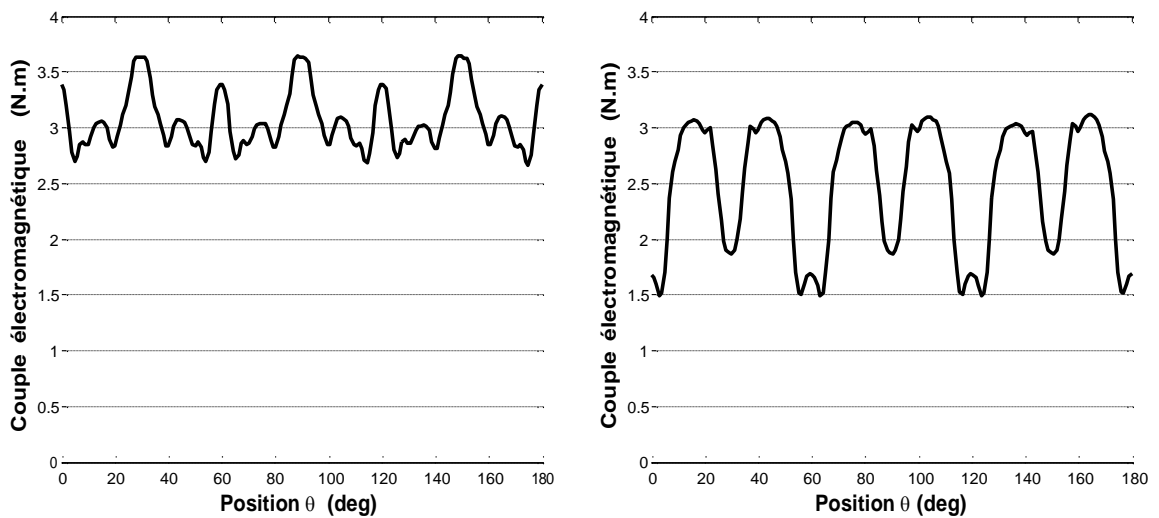
**III. 5.3.4.1. La machine dans les conditions initiales**



**Figure III.15.** Répartitions

(a) Le FEM et le courant par phase dans les conditions initiales  
 (b) Couple d'interaction dans les conditions initiales

**III. 5.3.4.1. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)**



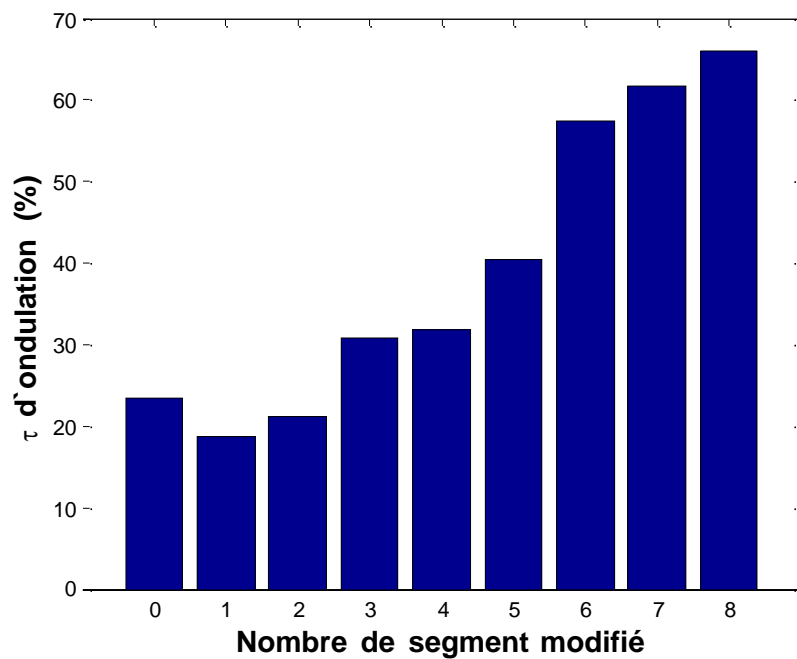
**Figure III.16.** Couple d'interaction

(a) Dans la quatrième modification  
 (b) Dans la huitième modification

**III. 5.3.4.3. Comparaison des résultats de Couple électromagnétique**

Afin de comparer le couple électromagnétique de huit changements  $r_{cem}$  (tau d'ondulation) doit être calculé comme suit :

$$r_{cem} = (\max(C_{em}) - \min(C_{em})) / \text{mean}(C_{em}) * 100 \quad (\text{III.8})$$



**Figure III.17.** Résultats numériques comparatifs du couple électromagnétique pour différentes structures des aimants (Aimantation mixte)

Commentaires :

Les graphiques représentent les résultats numériques comparatifs du tau l'ondulation du couple électromagnétique.

On remarque dans cette comparaison que la valeur la plus basse du taux d'ondulation est la variation de l'ouverture du premier aimant. Nous pouvons conclure que la septième machine est la meilleure machine. Une amélioration des performances de la machine (réduction des vibrations de la machine) se produit lorsque le tau l'ondulation est d'une valeur inférieure.

Remarque :

À travers les résultats, nous avons constaté que le couple de détente est négligeable par rapport au couple électromagnétique, ce qui signifie que le couple moteur est celui le couple électromagnétique.

Un changement de l'aimantation des pôles rotorique nous a permet une réduction des ondulations et vibrations de la machine.

### III. 6. En charge

#### III. 6.1. Schéma de la simulation

Nombre de spire : 100 spires dans l'encoche.

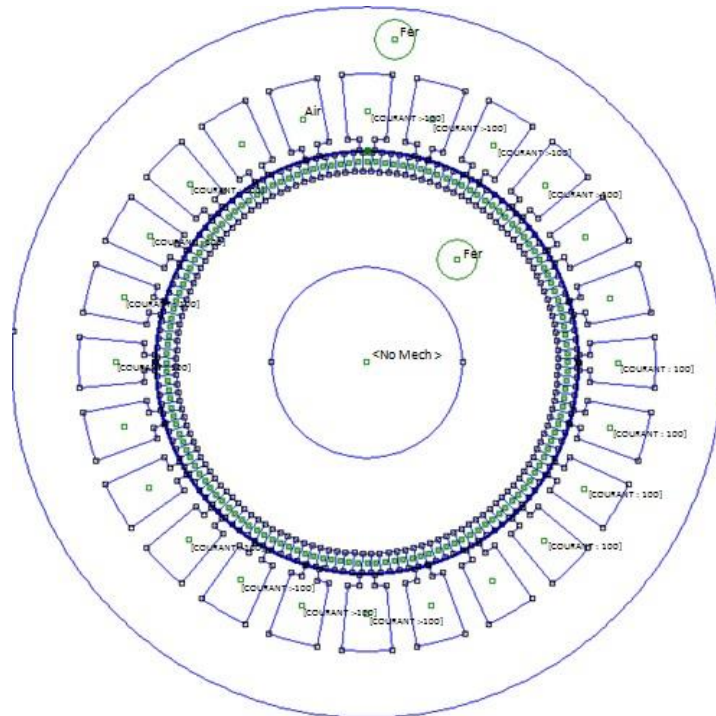


Figure III.18. Schémas de l'enroulement statorique

#### III. 6.2. Maillage et champ magnétique de la structure

La figure ci-dessous montre le maillage éléments fini et champ magnétique de la Machine en charge

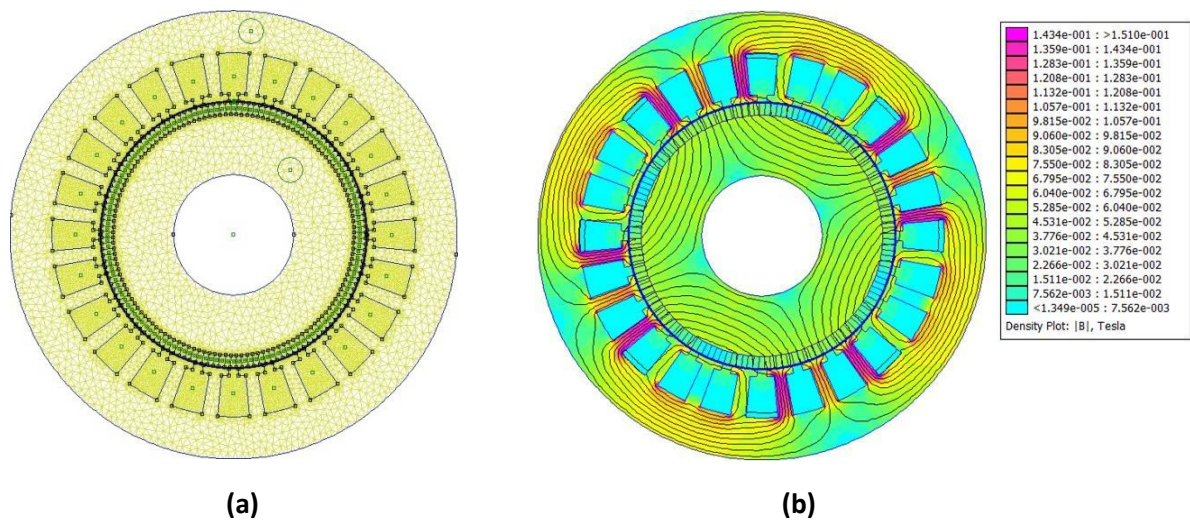


Figure III.19. Représentation

- (a) Du maillage éléments finis de la MSAP.  
 (b) Des lignes et distribution du flux magnétique pour MSAP

### III. 6.3. Représentation de l'enroulement dans la MSAP

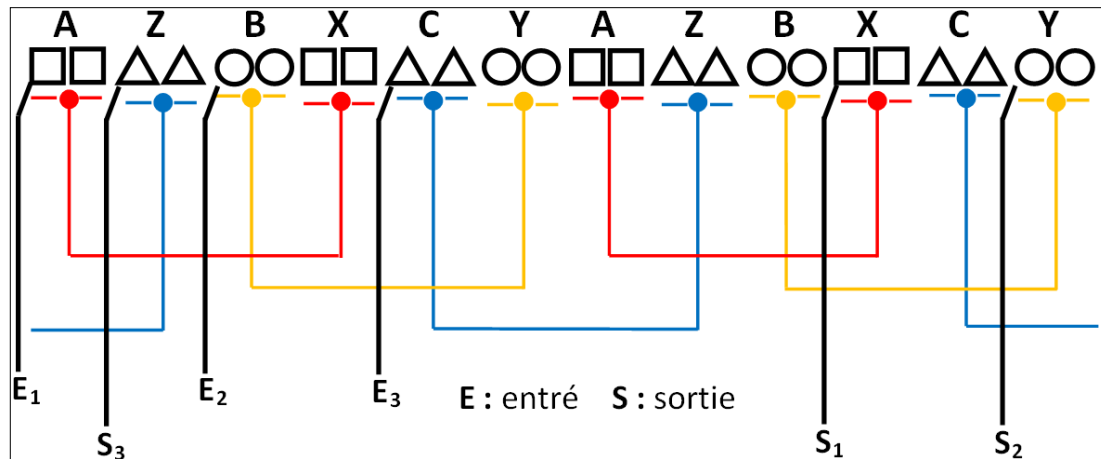


Figure III.20. Représentation de l'enroulement

### III. 6.4. Résultats de simulations

#### III. 6.4.1. Les inductions

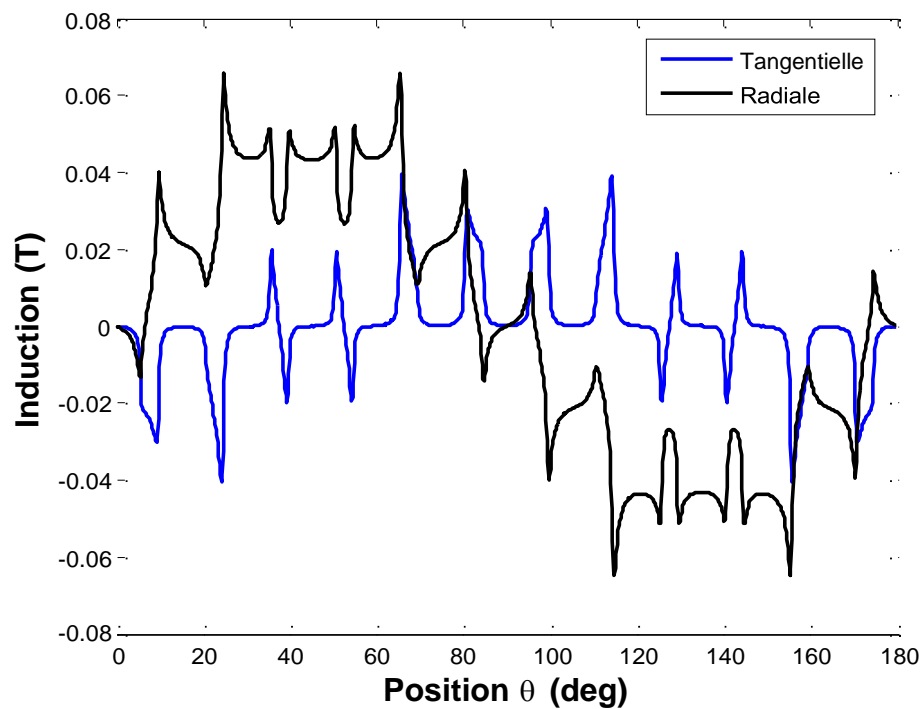


Figure III.21. Représentations spatiales des inductions radiale et tangentielle dans le cas de la machine en charge

Commentaires :

Les figures principales représentent les inductions radiales et tangentielles dans le cas de la machine en charge. Nous avons remarqué que le signal est proche de la sinusoïde et les harmoniques qu'il crée sont très faibles.

### III. 7. Etat de la saturation

#### III. 7.1. Schéma de la simulation de MSAP en saturation

En simulant la forme de la machine en saturation, il est possible de mieux comprendre les effets de la saturation magnétique sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine, tels que le couple moteur, les pertes de fer, les harmoniques de flux, etc.

Afin de simuler la saturation d'une machine synchrone à aimants permanents, on remplace le fer par du pure-iron, comme la montre la Figure III.21 :

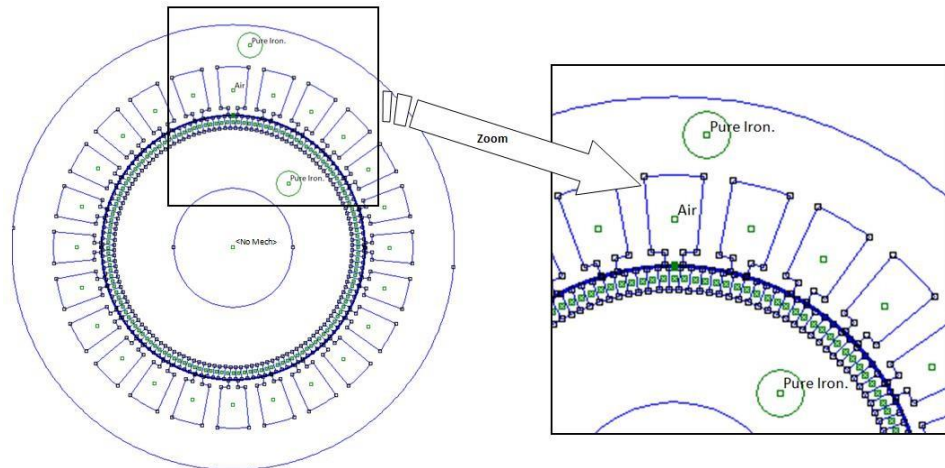


Figure III.22. Schéma de simulation en saturation

#### III. 7.2. Maillage et champ magnétique de la structure

La figure ci-dessous montre le maillage éléments fini et champ magnétique de la Machine en saturation

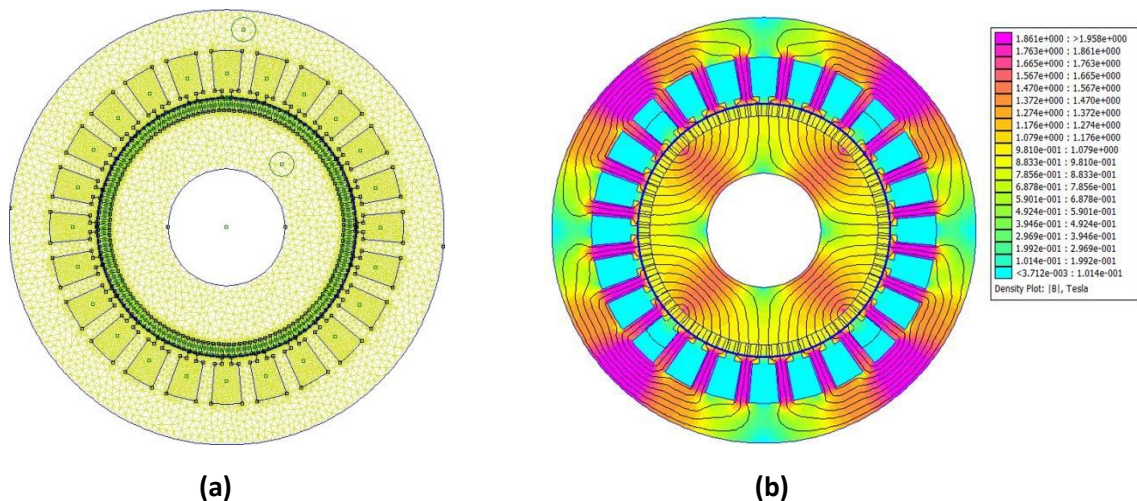


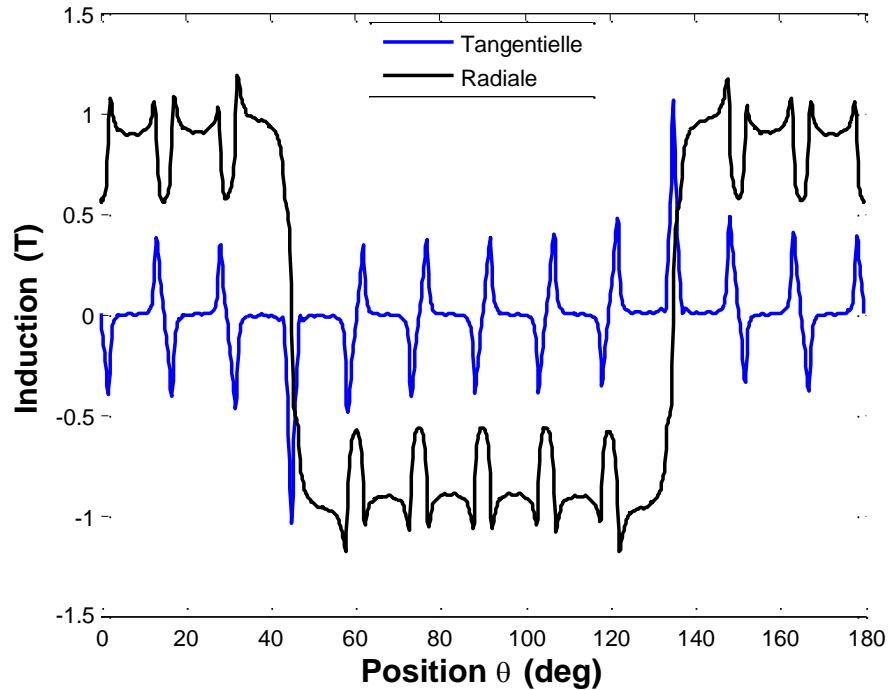
Figure III.23 : Représentation

- (a) Du maillage éléments finis de la MSAP en saturation
- (b) Des lignes de champ et distribution du flux magnétique pour MSAP en saturation

### III. 7.3. Résultats de simulation et interprétations en saturation

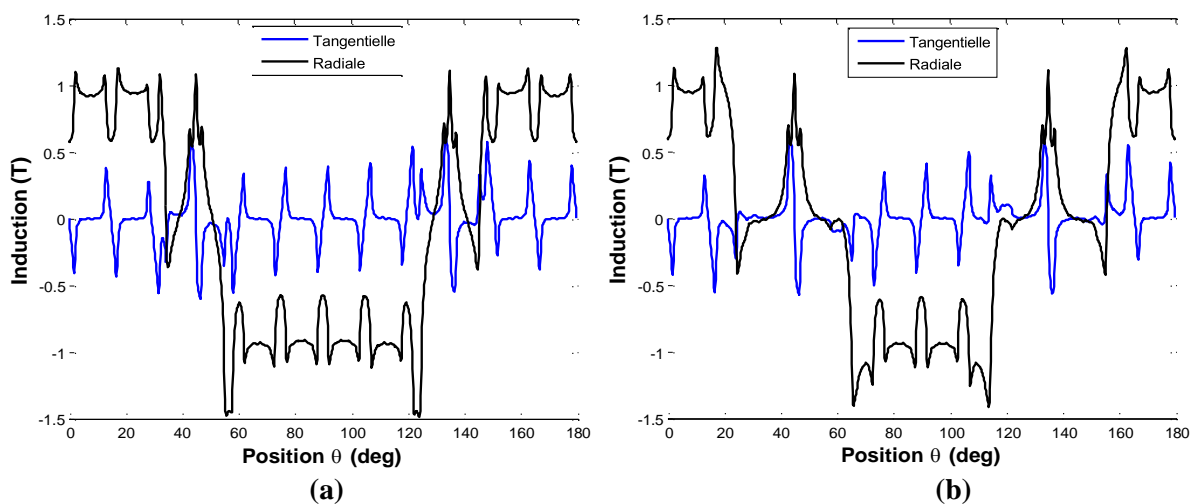
#### III. 7.3.1. Les inductions

##### III. 7.3.1.1. La machine dans les conditions initiales



**Figure III.24.** Représentations spatiales des inductions radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer  $(R1+R2)/2$ , dans les conditions initiales

##### III. 7.3.1.2. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)



**Figure III.25.** Représentations spatiales des inductions radiale et tangentielle dues aux aimants au niveau de l'entrefer  $(R1+R2)/2$ ,

- (a) Dans la quatrième modification
- (b) Dans la huitième modification

Commentaires :

On constate que les inductions radiales atteignent l'amplitude maximale pour une valeur de 1.2T où cette valeur est faible à celle trouvée lorsque le fer n'est pas saturé. La même remarque peut être donnée pour les inductions tangentielles.

### III. 7.3.2. Couple de détente

#### III. 7.3.2.1. La machine dans les conditions initiales

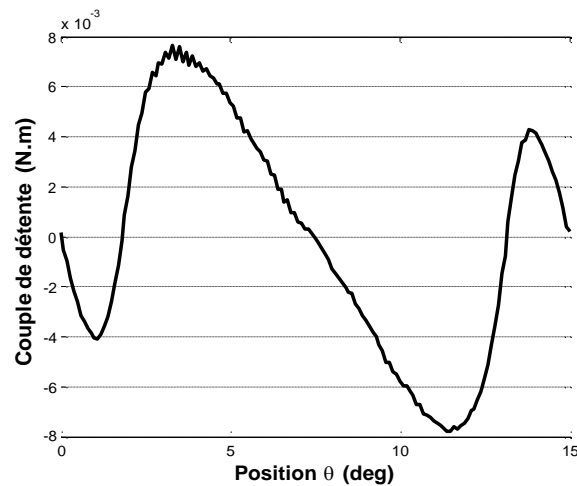


Figure III.26. Représentation couple de détente, dans les conditions initiales

#### III. 7.3.2.2. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)

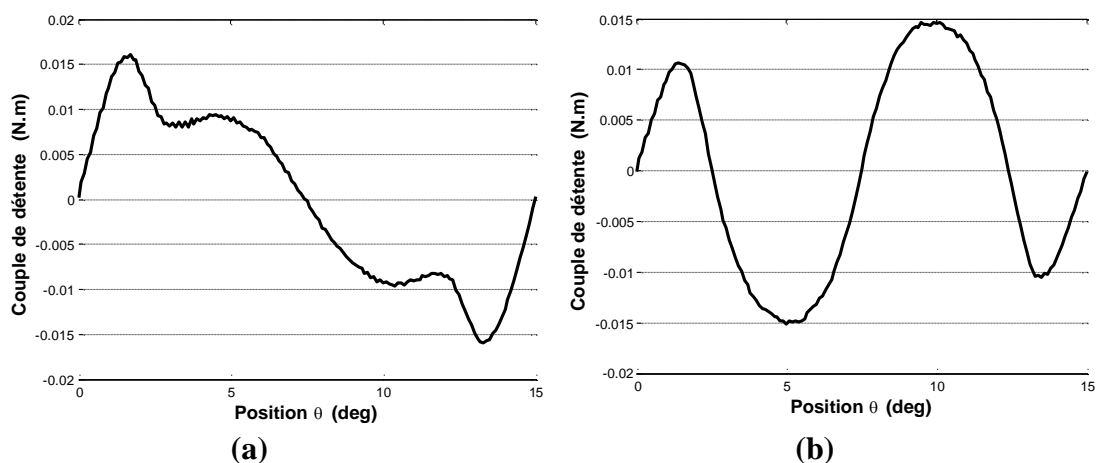
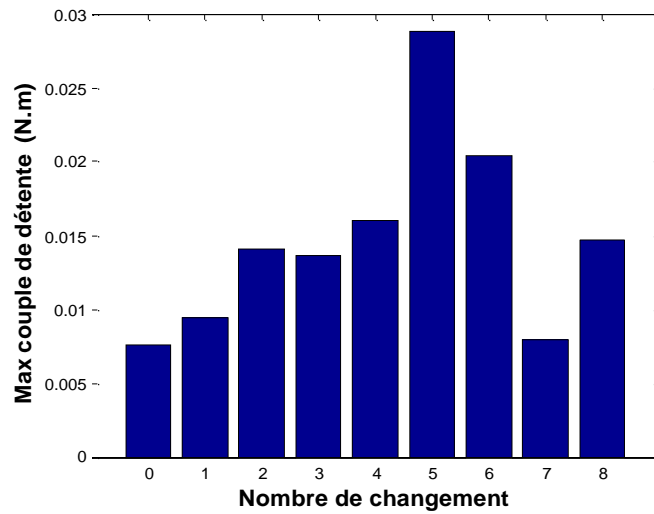


Figure III.27. Représentation du couple de détente.

(a) Dans la quatrième modification  
(b) Dans la huitième modification

### III. 7.3.2.3. Comparaison des résultats de couple de détente



**Figure III.28.** Résultats numériques comparatifs du couple de détente pour différentes structures des aimants (Aimantation mixte)

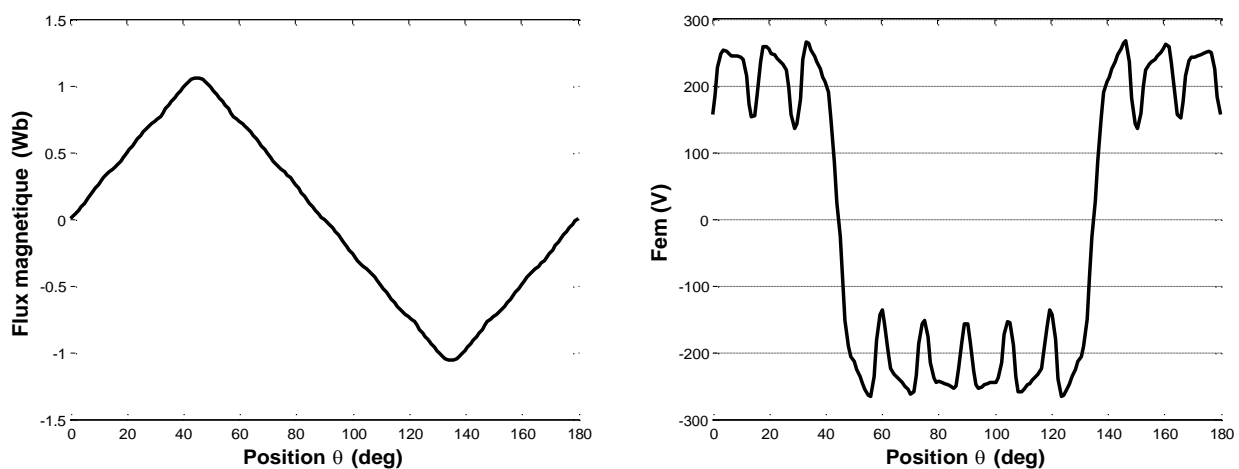
Commentaires :

Les graphiques représentent les résultats numériques comparatifs du couple de détente maximal pour différentes structures d'aimant (ouverture d'aimant). La machine en saturation, on remarque que la variation de l'aimantation des pôles du rotor entraîne de différentes amplitudes du couple de détente.

Grâce à cette comparaison, nous avons constaté que la machine sans changement de l'aimant est donne un couple le plus faible, c'est-à-dire la meilleure machine.

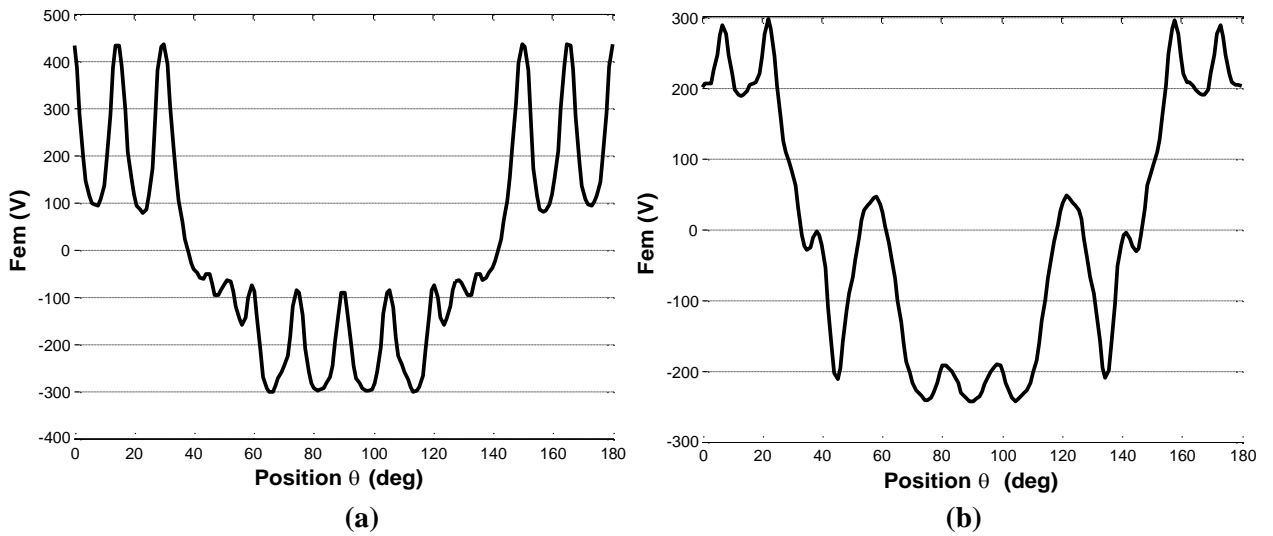
### III. 7.3.3. Le FEM

#### III. 7.3.3.1. La machine dans les conditions initiales



**Figure III.29.** Répartitions du flux et la f.é.m. par phase dans les conditions initiales

**III. 7.3.3.2. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)**

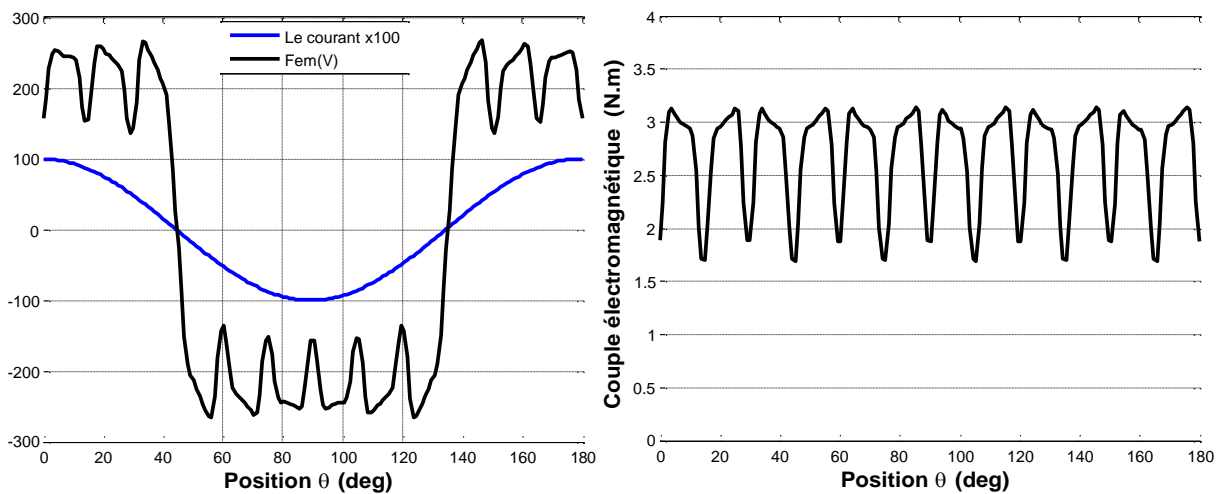


**Figure III.30.** Répartitions de la f.é.m. par phase

(a) Dans la quatrième modification  
(b) Dans la huitième modification

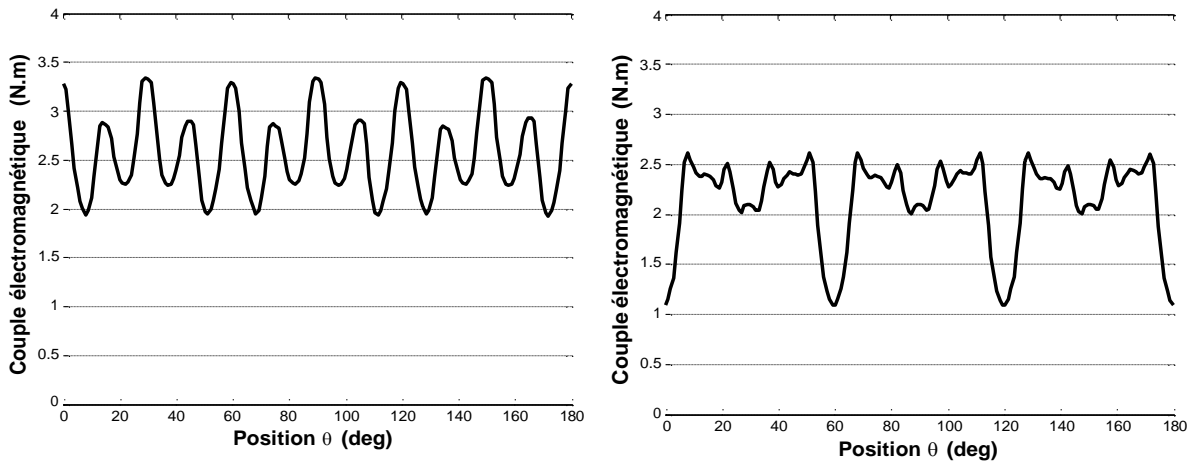
**III. 7.3.4. Couple électromagnétique**

**III. 7.3.4.1. La machine dans les conditions initiales**



**Figure III.31.** Couple d'interaction dans les conditions initiales

### III. 7.3.4.2. Machines avec différentes structures des aimants (Aimantation mixte)



(a)  
Figure III.32. Couple d'interaction

(b)  
(a) Dans la quatrième modification  
(b) Dans la huitième modification

### III. 7.3.4.3. Comparaison des résultats de Couple électromagnétique

Afin de comparer le couple électromagnétique des huit changements de saturation,  $r_{cem}$  (tau d'ondulation) doit être calculé comme suit :

$$r_{cem} = (\max(Cem) - \min(Cem)) / \text{mean}(Cem) * 100 \quad (III.9)$$

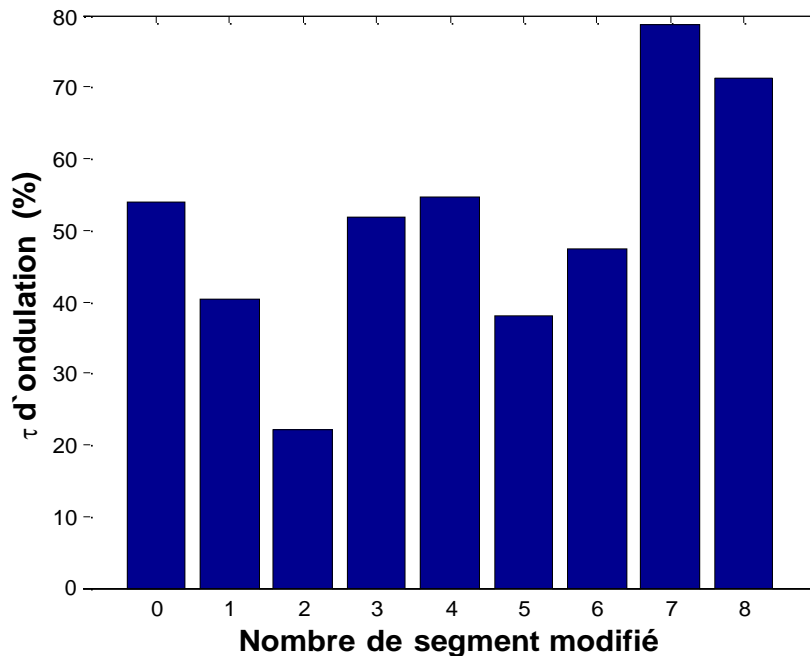


Figure III.33. Résultats numériques comparatifs du couple électromagnétique pour différentes structures des aimants (Aimantation mixte)

## Commentaires

Les graphiques représentent les résultats numériques comparatifs du taux d'ondulation du couple électromagnétique pour une machine saturée.

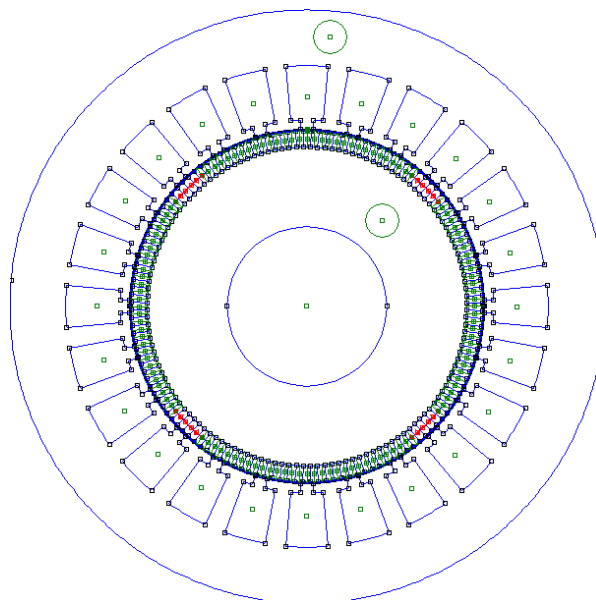
On Remarque dans cette comparaison que la valeur la plus basse du taux d'ondulation est la variation de l'ouverture du second aimant. Nous pouvons conclure que la deuxième machine modifiée est la meilleure machine. Une amélioration des performances de la machine (réduction des vibrations de la machine) se produit lorsque le taux d'ondulation est d'une valeur inférieure.

## Remarques :

À travers ces résultats, nous avons constaté que le couple de détente en état de saturation est négligeable par rapport au couple électromagnétique, ce qui signifie que le couple moteur est celui le couple électromagnétique. Un changement de l'aimantation des pôles rotorique nous a permis une réduction des ondulations et vibrations de la machine.

**III. 7.4. La forme optimale dans notre travail**

Nous disons que la machine est optimale lorsque les ondulations du couple électromagnétique sont plus faibles. On prend la machine en saturation :



**Figure III.34.** Forme optimale de la machine (Le deuxième modèle de machine)

Nous soulignons que la machine avec le deuxième réglage en état de saturation est la machine optimale car  $\tau$  d'ondulation est le plus faible

## **II.8. Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, nous avons modifié la modélisation des machines synchrones à aimants permanents proposées dans ce mémoire afin de réduire leur couple de détente, et par conséquent, leurs vibrations.

La troisième partie de ce travail se concentre sur la détermination optimale de la forme de l'aimant permanent des machines électriques grâce à une étude numérique réalisée avec le logiciel FEMM. Les résultats des modèles développés sont comparés dans plusieurs cas de machine (en condition à vide, en condition de charge, en condition de saturation), et un consensus est établi sur la forme optimale en fonction du nombre de changements nécessaires pour améliorer les performances de la machine en condition de saturation.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GÉNÉRALE

---

### CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire sont dédiés à l'étude et à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons contribué à son amélioration en concentrant nos efforts sur la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du couple de détente.

Dans le premier chapitre, nous nous sommes familiarisés avec les différentes structures de la machine à aimants permanents, les formes de rotor et les matériaux de conception disponibles, tout cela diffère selon le lieu de leur utilisation, en plus des différentes techniques utilisées pour améliorer les performances.

Dans le deuxième chapitre de notre mémoire, la modélisation électromagnétique bidimensionnelle a été précisée à partir des équations de Maxwell sous certaines hypothèses afin d'aboutir à un calcul simple et efficace.

Dans le dernier chapitre, la machine a été modélisée en changeant l'aimantation de l'aimant dans de nombreux cas de la machine sous le code de calcul FEMM. Les résultats ont été obtenus et comparés pour arriver au meilleur modèle optimal.

En fin de compte, il reste encore beaucoup de travail et de recherche à compléter à l'avenir...

# Références

- [AAM11] **M. ASHABANI, Y. ABDEL-RADY AND I. MOHAMED**, «Multi-objective shape optimization of segmented pole permanent-magnet synchronous machines with improved torque characteristics», *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 47, No. 4, 795–804, Apr. 2011.
- [AKV09] **M. KHOV**, « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique », thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 17 Décembre 2009.
- [ALN98] **H. ROISSE**, « Contribution a la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des réseaux de perméances couple. Application aux machines synchrones à aimants permanents », thèse de Doctorat, Université des sciences et Technologies de Lille, janvier 1998.
- [AMB 08] **A, F JAWAD**, « 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-Montbéliard, 05 décembre 2008.
- [ANC01] **J.SAINT-MICHEL**, « Bobinage des machines tournantes à courant alternatif », *Techniques de l'ingénieur*, D3 420, 2001.
- [AMX05] **F, BENCHABONE**, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Published 2005.
- [BDD91] **F. MILSANT**, « Machines Électriques », Tome III, Ellipses, 1991, France.
- [BID12] **K. BOUGHRARA, R. IBTIOUEN AND T. LUBIN**, «Analytical Prediction of Magnetic Field in Parallel Double Excitation and Spoke-Type Permanent-Magnet Machines Accounting for Tooth- Tips and Shape of Polar Pieces», *IEEE Transactions on Magn.*, Vol. 48, No. 7, pp. 2121-2137, February 2012.
- [BJF11] **M. DAMIEN BIDART**, « Commande coopérative des systèmes mono convertisseurs multi machines synchrones » juin 2011.
- [BMM18] **A. HASINA**, « Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimant permanent par variable électrique », Mémoire de magister en électrotechnique université de Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.

**[BNL15] B. BENDAHA**, « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », Mémoire de magister, Université des sciences et de Technologie d'Oran, 2015.

**[BNJ00] Y. BOUTORA**, « Calcul d'une excitation par des aimants à aimantation parallèle », mémoire de magister, UMMTO, Tizi-Ouzou, 2000

**[CKS91] D. WIENMANN**, « applications of NdFeB-magnet in motors », Revue générale d'électricité, avril 1991.

**[CLH96] K. HAMEYER, R. J. M. BELMANS**, « Permanent magnet excited brushed DC motor », IEEE Transaction on industrial, Avril 1996.

**[CLP16] F. CHAI, P. LIANG, Y. PEI AND S. CHENG**, « Magnet Shape Optimization of Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors to Reduce Harmonic Iron Losses », This article has been accepted for publication in IEEE, DOI:10.1109/TMAG.2016.2524010.

**[CMF91] M. VELICESC ET ST HÖCK**, « Stabilité de aimants permanent à base de terres rares », Revue générale d'électricité, avril 1994

**[CMQ97] P. BRISSONNEAU**, « Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique », Nu-méro ISBN 2-86601-579-7. Hermès, 1997.

**[CMR] ATLAS MAGNETICS EUROPE: Rare Earth: Neodymium-Iron-Boron (NdFeB) Sintered.**

**[CND] T. J. E. MILLER**, « Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives » oxford science publication.

**[CND05] B. MULTON** : « Applications des aimants aux machines électriques ». Numéro ISBN: 2-909968-63-4.2005.

**[CSD12] M. CHABCHOUB, I. B. SALAH, G. KREBS, R. NEJI AND C. MARCHAND**, « PMSM cogging torque reduction: Comparison between different shapes of magnet », First International Conference of Renewable Energies and Vehicular Technology, 206–211, 2012

**[CSK12] M. CHABCHOUB, I. B. SALAH, G. KREBS, R. NEJI AND C. MARCHAND**, « PMSM cogging torque reduction: Comparison between different shapes of magnet », First International Conference of Renewable Energies and Vehicular Technology, 206–211, 2012

**[DUE09] F. DUBAS AND C. ESPANET,** "Analytical Solution of the Magnetic Field in Permanent-Magnet Motors Taking into Account Slotting Effect: No-Load Vector Potential and Flux Density Calculation", IEEE Trans. Magn., Vol. 45, No. 5, pp. 2097–2109, MAY 2009.

**[EKK10]. M. OUCHEN LYAMINE.** « Modélisation Et Simulation Des Isolateurs Par La Méthode Des Eléments Finis », université FERHAT ABBAS-SETIF, Département d'Electrotechnique, le 14/12 /2010.

**[EKK04]** « Actionneur à Réductance Expérimentation Simulée par Calcul des Champs Utilisation de FEMM », université LAVAL, Département de génie électrique et de génie informatique, GEL-2004 Design II.

**[ELK16] R. FARES.** « Etude de l'Influence des Paramètres Géométriques et de Contrôle sur les Performances des MRV Cylindriques », Université des Frères MENTOURI CONSTANTINE, Département d'Electrotechnique, 09 / 06 / 2016.

**[EMM03]. N. SADOWSKI ET J. P. A. BASTOS.** « Electromagnetic modelling by finite element methods », Marcel Dekker, 2003.

**[ENN11] M. O. MEFTAH et M. RAHAL.** « Performances d'Isolateurs HT Pollués sous Tension Alternative 50Hz et Distributions du Champ et du Potentiel Electriques utilisant COMSOL », école nationale polytechnique, département d'électrotechnique, Mémoire du Projet de Fin d'Etudes pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, juin 2011.

**[ESS08] Ourdia HAMADOUCHE.** « Modélisation numérique du transport de charges dans les diélectriques soumis à un champ électrique extérieur », MEMOIRE, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Département de physique.

**[FLK18] B. LADGHEM CHIKOUCHE,** « PRE-DIMENSIONNEMENT DE MACHINES SYNCHRONES A ENTREFER LISSE ET A AIMANTS PERMANENTS MONTES SUR LA SURFACE ROTORIQUE », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique Département d'Electrotechnique, 25/10/2018

**[FMH15] B. LADGHEM CHIKOUCHE, K. BOUGHRARA AND R. IBTIOUEN,** « Analytical Design of PMSMs by Using Magnets Bars with Different Remanences », IEEE Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), pp. 212-218, Turkey 2015.

**[FMI09] D. FODOREAN et A. MIRAOUI,** « Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) », Techniques de l'Ingénieur, D6 (D3554), 2009.

**[FRB17] FRÉDÉRIC DUBAS AND KAMEL BOUGHRARA**, «New Scientific Contribution on the 2-D Subdomain Technique in Cartesian Coordinates: Taking into Account of Iron Parts», *Math. Comput.*, 22, 17, Appl. 2017

**[FRE17] FRÉDÉRIC DUBAS AND KAMEL BOUGHRARA**, «New Scientific Contribution on the 2-D Subdomain Technique in Polar Coordinates: Taking into Account of Iron Parts», *Math. Comput.*, 22,42, Appl. 2017

**[GMM07]. JULIEN FONTCHASTGNER**, « Résolution du problème inverse de conception d'actionneurs électromagnétiques par association de méthodes déterministes d'optimisation globale avec des modèles analytiques et numériques », Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse 2007

**[HIB16] H. BOUKER**, « Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques hybrides », Thèse de doctorat de l'Université Paris- Saclay, Novembre 2016.

**[JPA11] S. M. JANG, H. I. PARK, J. Y. CHOI, K. J. KO AND S. H. LEE**, «Magnet Pole Shape Design of Permanent Magnet Machine for Minimization of Torque Ripple Based on Electromagnetic Field Theory», *IEEE Trans on Magn*, Vol. 47, No. 10, 3586-3589, Oct 2011.

**[LAZ18] L. ROUBACHE, K. BOUGHRARA, F. DUBAS AND R. IBTIOUEN**, «New Subdomain Technique for Electromagnetic Performances Calculation in Radial-Flux Electrical Machines Considering Finite Soft-Magnetic Material Permeability», *IEEE Trans on Magn*, DOI: 10.1109/TMAG.2017.2785254, February 2018.

**[LKS11] K. I. LASKARIS AND A. G. KLADAS**, «Permanent-magnet shape optimization effect on synchronous motor performance», *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 58, No. 9, 3776–3783, Sep. 2011

**[LTT06] R. LATEB, N. TAKORABET AND F. M. TABAR**, «Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors», *IEEE Trans on Magn*, Vol. 42, No.3, pp. 442-445, March 2006

[MAA11] **S. N'TSHUIKA** « Application à la conception des Machines synchrones à concentration de flux ». Thèse de doctorat de l'université de Grenoble 25 MARS 2011

[MST04] **M. S. ISLAM, S. MIR AND T. SEBASTIAN**, «Issues in Reducing the Cogging Torque of Mass- Produced Permanent-Magnet Brushless DC Motor», IEEE Tran on Industry Appl, Vol. 40, No. 3, May/June 2004. IEEE Trans on Magn, Vol. 47, No. 10, 3586-3589, Oct 2011.

[RBW11] **C. AZIZ** « Etude pour la conception d'un Machine Synchrone à Rotor Externe » Mémoire de Magister Université Haj Lakhdar de Batna, 03 Novembre 2011

[RGF02] **H. YANTOUR** « Software de contrôle et architecture hardware d'un actionneur électrique pour véhicule électrique » PFE, USTHB, 2002.

[RVS08] **A. F. JAWAD**, « Etude Du Problème Inverse En Electromagnétisme En Vue De La Localisation Des Défauts De Désaimantation Dans Les Actionneurs A Aimants Permanents » Thèse De Doctorat L'université De Technologie De Belfort-Montbéliard, 05 Décembre 2008.

[RVK15] **M. Mokhtari** « Commande Adaptative des Systèmes Non linéaires par l'Approche Backstepping Neuronale » Thèse De Doctorat Université Hadj Lakhdar Batna 09 / 04 / 2015.

[SNG04] **L. GASC**, « Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande », Thèse docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse ,15 novembre 2004.

[SNH17] **T. M. JANG, W. L. SOONG**, «Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives, a review». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996.

[WZH14] **L. WU AND Z. Q. ZHU**, «Analytical Modeling of Surface-Mounted PM Machines Accounting for Magnet Shaping and Varied Magnet Property Distribution», IEEE Trans on Magn, Vol. 50, No. 7, 8101511, July 2014.

[WZO14] **K. WANG, Z. Q. ZHU AND G. OMBACH**, «Torque Enhancement of Surface-Mounted Permanent Magnet Machine Using Third-Order Harmonic», IEEE Trans on Magn, Vol. 50, No. 3, 8100210-8100210, March 2014.

[WZS12] **WU, L. J., Z. Q. ZHU, D. A. STATON, M. POPESCU, AND D. HAWKINS**, «Comparison of analytical models of cogging torque in surface-mounted PM machines», IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, No. 6, 2414–2425, Jun. 2012.

[XJA11] **XAVIER JANOT**, « Modélisation et Optimisation d'un ensemble convertisseur- machine. Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse », Thèse de doctorat de SUPELEC, 2010.

[YIS10] **K. YAMAZAKI AND H. ISHIGAMI**, «Rotor-shape optimization of interior permanent magnet motors to reduce harmonic iron losses», IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 57, No. 1, pp. 61–69, Jan. 2010.

[YWE][https://encryptedtbn0.gstatic.com/images?q=tbn:ANd9GcQzQrPhqZ4rbupKucYi2xiGqPIYG8d\\_8IoTW5EmSY4C6-nuAa5B](https://encryptedtbn0.gstatic.com/images?q=tbn:ANd9GcQzQrPhqZ4rbupKucYi2xiGqPIYG8d_8IoTW5EmSY4C6-nuAa5B)

[ZWX10] **Z. Q. ZHU, L. J. WU, AND Z. P. XIA**, «An Accurate Subdomain Model for Magnetic Field Computation in Slotted Surface-Mounted Permanent- Magnet Machines», IEEE Trans. Magn., Vol. 46, No. 4, pp. 1100–1115, APRIL 2010.

## ملخص

تطرقنا في هذه الأطروحة إلى دراسة الشكل الأمثل للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم المثبت على السطح من أجل تخفيف تموجات عزم الدوران المحرك ، واختياره لما يملكه من اهتمام في وقتنا الحالي في مجالات كثيرة مثل الصناعة و الروبوتات و الميكانيك الدقيقة . تتعلق الدراسة التي سنقدمها بالحساب العددي ثنائي الأبعاد بناءا على طريقة العناصر المحدودة باست خدام برنامج . FEMM

تشمل التقنية المدروسة لتقليل تموجات عزم دوران الآلة المتزامنة التعديل في مغنطة عدد فتحات مغناطيس الدوار تم الاتفاق على التصميم الأمثل للآلة المتزامنة حيث يعتمد الاختيار على مقارنة النتائج العددية لتموج عزم الدوران .

---

## RESUME

Dans ce mémoire, nous avons abordé l'étude de la forme optimale de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor afin d'atténuer les ondulations du couple moteur. Le choix majeur de cette technique repose sur la raison de son intérêt actuel dans de nombreux domaines tels que l'industrie, la robotique et micromécanique. L'étude que nous avons présentée est liée au calcul numérique bidimensionnel basé sur la méthode des éléments finis fait sur FEMM.

La technique étudiée pour réduire les ondulations du couple de la machine synchrone comprend l'ajustement de la magnétisation et le nombre de bloc de l'aimant du rotor. Il a été convenu que la conception optimale de la machine synchrone dépend du nombre de bloc de l'aimant.

**Mots clés :** Machine synchrone à aimants permanents, inductions, FEMM, équations de Maxwell, couple de détente, couple électromagnétique, taux d'ondulation, aimantation.

## ABSTRACT

In this manuscript, we have discussed about the study of the optimal shape of the synchronous machine having permanent magnets installed on the surface in order to mitigate the ripples torque. The choice of this machine can be justified by its interest in many fields such as industry, robotics and micromechanics. The study that we will present is related to the two-dimensional based on the numerical computation by finite element method using the FEMM program.

The studied technique to reduce the torque ripple of the synchronous machine includes the adjustment in the magnetization of the number of magnet blocs of the rotor. It has been agreed on the optimal design of the synchronous machine, where the selection depends on the comparison of the numerical results of the torque ripple.