

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes D e MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

Présenté par

Cylia AIT SLIMANI

Fatima AOUCHICHE

Thème

Etude de défauts de désaimantation et d'excentricité statique dans la (MSAP) par la méthode des éléments finis

Mémoire soutenu publiquement le 17 Septembre 2015 devant le jury composé de :

Mr Mustapha ZAOUIA

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Président

Melle Nadia RADJA

Maitre Assistante Classe B, UMMTO, Promotrice

Mme Rachida SARAOUI

Maitre Assistante Classe B, UMMTO, Co-Promotrice

Mr Abdelghani KIMOUCHE

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

Melle Kamilia HELALI

Doctorante, UMMTO, Examinatrice

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralité sur les machines à aimants permanents	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Aimant permanent.....	4
I.2.1 Caractéristiques magnétiques des aimants permanents	5
I.2.2 Caractéristique B-H	5
I.2.3 Effet de la température.....	6
I.3 Différents types d'aimants permanents	6
I.4 Le choix d'aimant permanent.....	8
I.4.1 Caractéristiques qualitatives des différents aimants permanents.....	9
I.5 Les machines électriques à aimants permanents	10
I.5.1 Les caractéristiques de la machine à aimants permanents	10
I.6 Types de machines électriques à aimants permanents.....	11
I.7 Les structures des machines à aimants permanents.....	12
I.7.1 Machines à flux radial.....	12
I.7.2 Structures à Machine à flux axial.....	14
I.8 Machine à aimant à flux transverse	15
I.9 Rotors des machines synchrones à aimants permanents	16
I.10 Couples au niveau d'une machine à aimants permanent.....	18
I.11 Calcul du couple.....	18
I.12 Domaines d'application.....	19
I.13 Avantages et Inconvénients d'une machine à aimants permanent	20
I.14 Conclusion	20
Chapitre II : Généralités sur les défauts des machines électriques	
II.1 Introduction	21

II.2 Origine de défaut dans la (MSAP).....	21
II.3 Etude statistique sur les défauts dans les machines électriques	21
II.4 Défaillance au rotor	22
II.4.1 Excentricité statique et dynamique	23
II.4.2 Défauts de roulements	24
II.4.3 Désaimantation.....	24
II.5 Défauts statoriques	25
II.5.1 Défauts d'isolant dans un enroulement	25
II.5.2 Les courts-circuits statoriques	26
II.6 Conséquences des défauts statoriques	27
II.7 Surveillance d'état et diagnostic des défauts dans les machines électrique.....	28
II.7.1 Approche signale	29
II.7.2 Approche modèle	29
II.7.3 Méthodes électromagnétiques (analyse du champ magnétique).....	29
II.8 Conclusion	30
 Chapitre III : Modélisation électromagnétique et formulations éléments finis	
III.1 Introduction	31
III.2 les équations de maxwell	31
III.3 Loi de comportement relative aux milieux.....	33
III.4 Loi d'Ohm	34
III.5 Relations de passage	34
III.6 Equation de continuité	35
III.7 Hypothèse simplificatrice des états quasi-stationnaires.....	36
III.8 Equation de Maxwell simplifiées.....	36
III.9 Formulation du problème électromagnétique	37

III.10 Modèle magnétostatique.....	37
III.11 Modèle magnétodynamique	39
III.13 Méthodes de résolutions	40
III.13.1 Principe de la méthode des éléments finis.....	41
III.13.2 Les principales étapes de construction d'un modèle éléments finis.....	41
III.14 Conditions aux limites	41
III.15 Discrétisation et approximation.....	42
III.16 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques.....	44
III.16.1 Formulation intégrale	44
III.17 Formulation du modèle magnétostatique dans les différentes régions	45
III.18 Méthodes de résolution des systèmes algébriques.....	46
III.21 Conclusion	46
Chapitre VI Etude de défauts de désaimantation et d'excentricité statique dans la (MSAP)	
IV.1 Introduction.....	47
IV.2 Présentation de l'outil de calcul utilisé	47
IV.3 Etape de mise en œuvre du problème sous FEMM	48
IV.4 Présentation de la machine étudiée	49
IV.5 Structure de la machine étudié	49
IV.6 Maillage de la machine étudié.....	49
IV.7 Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents	50
IV.7.1 Paramètre géométriques	51
IV.7.2 Domaine d'étude de la machine.....	51
IV.8 Modèles d'équations électromagnétiques de la MSAP.....	52
IV.9 Résultats de simulation et interprétation	53
IV.9.1 (MSAP) à l'état sain	53

IV.9.2 Défaut de désaimantation dans la (MSAP)	57
IV.9.3 Défaut d'excentricité.....	65
IV.10 Conclusion	68
Conclusion générale	69

Les machines synchrones à aimants permanents sont devenues plus attractives, grâce aux avancées technologiques dans le domaine des aimants permanents, en effet l'avènement des aimants permanents a permis d'augmenter l'efficacité de ces machines et leur présence progressive dans des domaines applicatifs toujours plus variés. Les machines à aimants permanents se présentent sous diverses formes, on peut les distinguer en fonction de plusieurs critères à savoir la position de rotor interne ou externe par rapport au stator, aussi la direction de flux qui peut être axiale, radiale, ou transverse, ainsi, les aimants peuvent être collés à la surface, insérés ou enterrés au niveau du rotor. L'utilisation des aimants permanents comme inducteurs au niveau des machines électriques induit plusieurs avantages significatifs tels que : la diminution des pertes par effet Joule, réduction de l'encombrement causé par les enroulements inducteurs, élimination du contact glissant dû aux balais et la réduction du bruit.

La surveillance des machines électriques tournantes est aujourd'hui un point essentiel pour détecter les défaillances qui prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. Les diverses complexités rencontrées lors d'études des machines électriques (géométrie complexe, non linéarité...) rend l'étude difficile et l'utilisation des méthodes analytiques est limitée d'où le recours aux méthodes numériques. De nos jours, la modélisation numérique est devenue un enjeu scientifique et technologique, le choix d'une méthode de résolution est intimement lié à la géométrie et aux caractéristiques de la structure considérée. L'une des méthodes les plus utilisées en ce sens est la méthode des éléments finis. C'est une méthode puissante qui permet d'intégrer pratiquement tous les phénomènes inhérents au fonctionnement de ces machines.

Notre travail consiste à l'étude du comportement d'une machine synchrone à aimant permanent à l'état sain et en présence de défaut dû à la désaimantation (symétrique et asymétrique) et d'excentricité statique. L'étude est effectuée en utilisant la méthode des éléments finis et en établissant un programme LUA exécuté sous environnement FEMM. Nous nous intéressons principalement à la distribution de l'induction magnétique, le potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer et l'évolution de couple électromagnétique. Une confrontation des résultats de l'étude saine et en présence de défauts est faite dans le but d'évaluer le degré des différents défauts.

Mots clés : Machine synchrone, Modélisation, la méthode des éléments finis, Le logiciel FEMM, Lua script, Aimant permanent, Les équations de MAXWELL, défaut d'excentricité, défaut de désaimantation, défauts dans la (MSAP).

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

Des évolutions importantes ont eu lieu ces dernières années grâce aux progrès réalisés dans les domaines des matériaux (magnétiques, mécaniques, thermiques..), de l'électronique de puissance (grandes puissances, grandes fréquences..), de la commande (technologies numériques, méthodes de contrôle), des capteurs mais aussi des structures de moteurs. Tous ces progrès ont contribué aux grandes performances de la machines synchrones à aimant permanent.

L'idée principale dans le développement des machines synchrones à aimant permanent était d'augmenter l'efficacité des moteurs électriques traditionnels par une excitation permanente à travers les aimants. Cependant, cette augmentation d'efficacité n'était pas suffisante par rapport aux exigences du marché. Aujourd'hui les machines synchrones à aimants permanents sont fabriquées avec succès et constituent des solutions alternatives avec beaucoup d'applications en électrotechnique. De par leur présence grandissante dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est bien souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application[1].

Le diagnostic des défaillances de systèmes industriels, lorsqu'il est réalisé avec efficacité, représente un des moyens pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Sa vocation première est de détecter et de localiser une défaillance des matériels. Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus et leur surveillance est devenue un souci permanent particulièrement dans les systèmes embarqués. Les défauts dans les machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, usure des roulements,...), électrique (court circuit du bobinage statorique, circuit ouvert d'une phase statorique,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques, désaimantations des aimants) [1], [2].

Dans ce travail, nous nous intéresserons spécifiquement aux défauts magnétiques la désaimantation des aimants d'une machine synchrone à aimant permanent (MSA P). Le phénomène de la désaimantation diminue considérablement leur induction rémanente Il est l'une de ces conséquences à la fois fréquente et préjudiciable pour la [machine.et](#) on va s'intéresser aussi au défaut de

l'excentricité c'est un décentrement du rotor, (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor) qui peut être statique, dynamique ou mixte.

Les diverses complexités rencontrées lors d'étude des machine électrique (géométrie complexe et multiple, non linéarité des circuits magnétique mis en jeu) rend l'étude difficile, d'où la nécessité de leurs modélisations afin de mieux les comprendre, les concevoir, et d'améliorer leurs performances. L'utilisation des méthodes analytique sont limitée d'où Le recours aux méthodes numériques, l'une des méthodes les plus utilisées est la méthode des éléments finis. Cette multiplicité de structures rend la modélisation et l'étude de ces machines difficile, faisant que les méthodes numériques de résolution deviennent peu à peu indispensables pour les étudier. Cette méthode permet d'intégrer pratiquement tous les phénomènes inhérents au fonctionnement de ces machines.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous aborderons d'une part les généralités sur les aimants permanents et d'autre par sur les machines synchrone à aimants permanents particulièrement leur constitution, leur fonctionnement aussi leur domaines d'application.

Le deuxième chapitre surgir un aperçu sur les différents défauts qui peuvent menacer les (MSAP) soit dans la partie fixe (stator) ou dans la partie mobile (rotor).par la suite nous donnerons quelques méthodes de diagnostic les plus fréquemment utilisées.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des lois de l'électromagnétisme qui se résume aux équations de MAXWELL, les relations du milieu et les modèles électromagnétique, à savoir le modèle magnétostatique et le modèle magnétodynamique. Nous aborderons par la suite la discrétisation éléments finis des modèles électromagnétiques. En fin nous présenterons le logiciel utilisé pour l'étude de notre machine à savoir FEMM (finite elments magnetic methode).

Finalement, nous aborderons dans le quatrième chapitre, la partie application qui se traduit par l'étude d'une machine synchrone à aimants permanents en introduisant son modèle sous forme d'un programme exécuté sous le logiciel Femm pour procéder aux calculs des différentes grandeurs telles que le potentiel vecteur magnétique ,l'induction magnétique normale et le module de l'induction dans l'entrefer et les couples électromagnétiques.

Ces résultats seront obtenus pour différents types de défauts tel que les défauts de désaimantation et les défauts d'excentricité statique.

Ces résultats seront confrontés aux résultats obtenus à l'état sain de la machine dans le but d'évaluer le degré du défaut.

CHAPITRE I
GÉNÉRALITÉ SUR
LES MACHINES À
AIMANTS
PERMANENTS

I.1 Introduction

L'évolution de la technologie et des industriels et domestique en plus des contraintes de réduction de la consommation d'énergie ont poussé les industriels à adopter des machines compactes à haut rendement. Parmi ces machines en situe à très bonne place les machines à aimants permanents [3]. Ce sont des machines à courant continu dans les quelles le champ magnétique d'excitation est obtenu au moyen d'aimant permanent [4]. Grâce à leurs performances, les machines à aimants permanents ont été adoptées dans plusieurs applications avec des structures multiples et généralement complexes. De ce fait il est indispensable de disposer de modèle fiable pour retranscrire leur comportement. Les machines à aimant permanent se développent considérablement à l'heure actuelle; cela grâce à la mise au point des aimants permanents de grande qualités permettant l'obtention des couples massiques élevés [5].

Dans ce chapitre nous donnerons un aperçu sur les aimants permanents et des généralités sur la constitution, le fonctionnement et domaines d'application des machines synchrones à aimant permanent.

I.2 Aimant permanent

On appelle aimants permanents les corps qui ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente en absence d'un champ démagnétisant; cette propriété représente l'induction rémanente [5], [6].

On peut les trouver dans la nature ou ils peuvent être produits industriellement. Depuis leur découverte ils n'ont pas cessé de connaître le développement dans leur performance, leur utilisation et leur fonctionnement. Pour caractériser ces aimants on utilise la courbe d'hystérésis $B=f(H)$, comme le montre la figure(I.1)

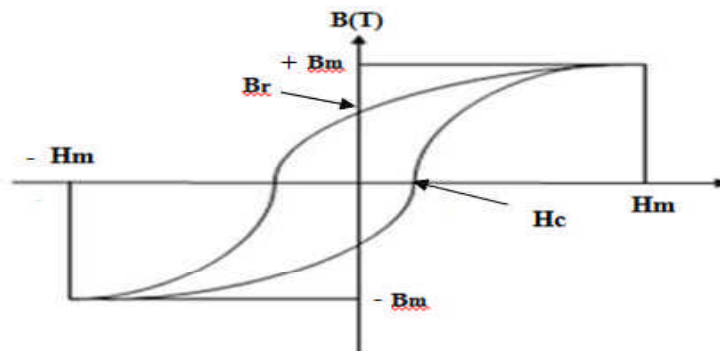


Fig.I.1: La courbe d'hystérésis [5].

I.2.1 Caractéristiques magnétiques des aimants permanents

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis qui représente la courbe d'induction en fonction du champ magnétique. Et ils sont caractérisés par leur induction rémanente B_r et leur champ coercitif H_c et le produit d'énergie $(B.H)_{max}$. Le développement qu'ont connus les aimants permanents ces dernières années consiste à améliorer le produit d'énergie car cette amélioration conduit à augmenter le flux disponible par unité de volume. L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (figure I.2) [5], [7].

I.2.2 Caractéristique B-H

La courbe de désaimantation d'un aimant permanent et données par la figure (I.2) :

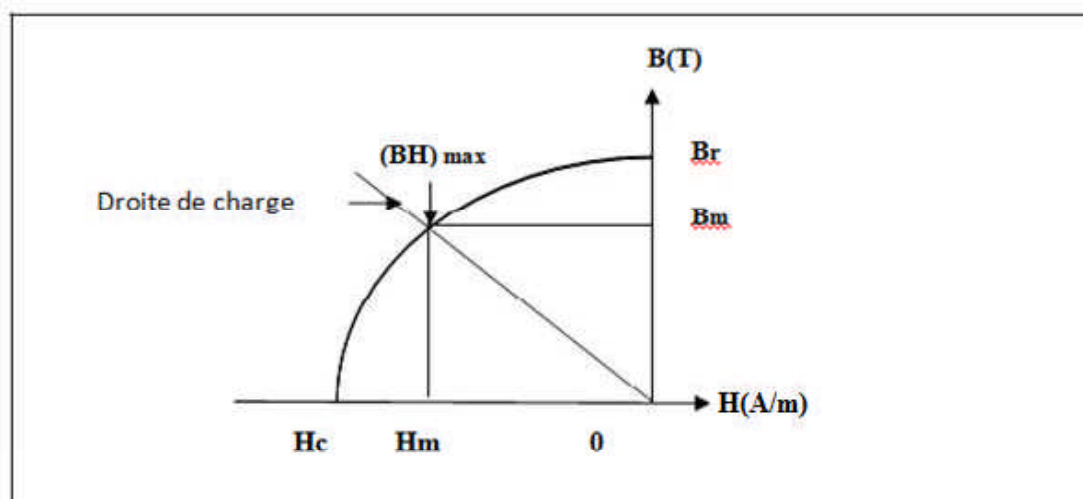


Fig.I.2 : Courbe de désaimantation [7].

Le diagramme B-H figure (I.2) a une grande importance, il met en évidence un certain nombre de paramètres qui déterminent le choix d'un aimant pour les applications. Parmi ces paramètres on cite :

- **L'Induction rémanente B_r**

Elle correspond à un court circuit magnétique de l'aimant c'est la valeur de l'aimantation dans une substance ferromagnétique après disparition du champ d'excitation ; elle est appelée aussi induction résiduelle dans un aimant après magnétisation.

- **(Champ coercitif) H_c**

Représente le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et dont la Valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable. C'est le point aux quel l'aimant devient démagnétisé par un champ externe autrement dit plus sa valeur et grande et plus l'aimant gardera ses capacités magnétiques quand il est soumis à un champ de direction opposé. L'aimant est stable et résistant quand la valeur de H_c est importante [5], [7].

- **$(BH)_{max}$**

Ce produit représente l'énergie maximum qui peut être emmagasinée dans un aimant, où le produit énergétique maximum est la surface du plus grand rectangle inscrit dans le cycle d'hystérésis du matériau, on peut dire que plus sa valeur est importante, plus l'aimant est puissant.

I.2.3 Effet de la température

L'exposition des aimants permanent à des températures élevées peut changer la structure métallurgique de ces aimants, ils peuvent ainsi perdre leur magnétisation. Il existe deux types de température :

- **Température maximale**

C'est la température où la structure métallurgique de l'aimant change dans ce cas il perd sa magnétisation et il ne peut pas être magnétisé une nouvelle fois. Pour avoir sa structure change il faut que l'aimant soit exposé à cette température pour suffisamment du temps.

- **Température de Curie**

C'est la température à laquelle la magnétisation devient nulle mais le matériau peut être re-magnétisé une nouvelle fois.

I.3 Différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux pour les aimants permanent, dont les propriétés et les applications sont diverses. Le choix de la nature des aimants d'une machine à

une influence non négligeable sur son couple massique et sur la puissance finale des aimants permanents [5]. On distingue trois types d'aimants permanents :

I.3.1 Les AlNiCo

Ils sont des alliages à base d'aluminium, nickel et de cobalt, caractérisés par une induction rémanente très élevées mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leurs utilisation dans les machines électriques, ils sont donc de caractéristique énergétique médiocres. En effet de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer. Actuellement en raison du coût élevé du cobalt ainsi que leur basse qualité ces aimants ne sont presque plus utilisés.

I.3.2 Les ferrites

Contrairement aux AlNiCo ces aimants possèdent des performances modestes, mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leurs faible prix. Ils sont caractérisés par une induction rémanente faible et un champ coercitif élevé.

I.3.3 Les terres rares

Ils sont actuellement les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines à aimants permanents. Ils sont caractérisés par des grands B_r et H_c , ils sont plus chers et sensibles aux températures élevées. Il existe deux types d'aimant de terres rares :

-A base de samarium $Sm-Co_5$, Sm_2-Co_{17} ;

-A base de Néodyme fer bore.

I.3.3.1 Samarium cobalt (Sm-Co)

Les aimants de type samarium-cobalt connus dans le milieu industriel sont principalement sous deux formes, $Sm-Co_5$ et Sm_2-Co_{17} . Ils représentent à l'état massif des propriétés très intéressantes. Tout d'abord, leur comportement magnétique est remarquable : le $Sm-Co_5$ possèdent un champ coercitif très élevée de l'ordre de 2000 KA/m, et une aimantation rémanente presque égale à 1 T. leur prix est élevé dû à l'utilisation du cobalt [8].

I.3.3.2 Néodyme-fer-bore (Nd-Fe-B)

Ils sont constitués essentiellement de $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$; et sont moins coûteux que les samarium-cobalt et présentent des propriétés magnétiques supérieures, se sont les aimants les plus utilisés de nos jours.

La figure (I.3) donne les Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

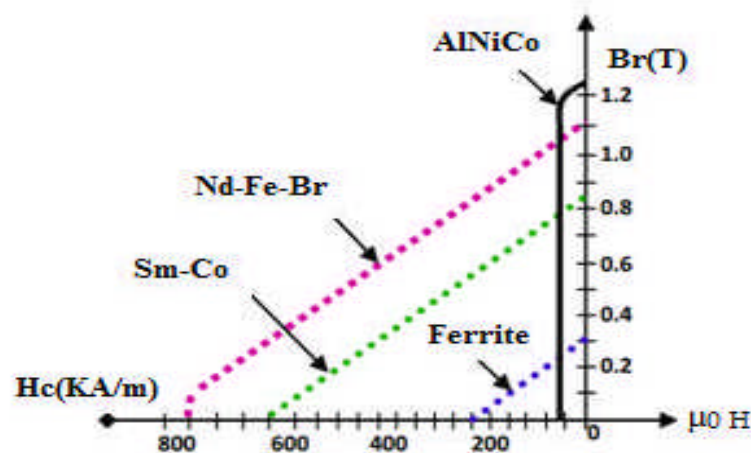


Fig.I.3 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.

I.4 Choix d'aimants permanents

Le choix d'aimants permanents est un élément clé dans la conception des machines à aimants permanents ; cela est dû au fait que les propriétés des aimants affectent directement les performances de ces machines. Le choix s'effectue soit selon des critères techniques (propriétés magnétiques, mécaniques et thermiques) ou selon des critères économiques [8].

En générale on peut dire que les AlNiCo sont utilisés dans des applications très réduites à cause de la non linéarité de leurs caractéristiques de magnétisation et donc susceptible d'être démagnétisé par l'effet de la réaction magnétique de l'induit. Contrairement les ferrites sont les plus utilisés grâce à leur faible coût. Les terres rares sont les plus performants des aimants permanents car ils possèdent une densité d'énergie bien plus importante que les autres types d'aimants (AlNiCo ou ferrite) et une caractéristique de magnétisation linéaire. Les aimants de type NdFeB présentent le désavantage d'avoir une faible tenue en température 160°C par contre le SmCo [15]. Ainsi, la nature des aimants utilisés dépendra fortement de l'application pour une machine à faible puissance et faible coût, le choix se portera plutôt sur des aimants de type «ferrite», alors

que pour une machine à forte puissance ont utilisent NdFeB ou SmCo et pour des applications à haute température les aimants de type SmCo seront préférés.

I.4.1 Caractéristiques qualitatives des différents aimants permanents

Une comparaison des performances des différents aimants permanents est donnée dans le tableau (I.1).

Tableau. I.2 : Caractéristiques qualitatives des différents aimants permanents [9], [10], [6].

Classe	Points positifs	Points négatifs	Utilisation
Ferrites	-Faible coût -Bonne teneur en température.	-Faible puissance magnétique.	-Moteur à faible puissance.
AlNiCo	-haute teneur en température.	-démagnétisable par un champ externe fort.	-Instruments de Mesures.
Sm-Co	-Puissant -grande résistance à l'oxydation.	-Température maximale de 280°C pour SmCo ₅ et de 350-550°C pour Sm ₂ Co ₁₇ -Fragile ; Coût élevé.	-Télécommunication.
Nd-Fe-Br	Produit (BH) _{max} le plus élevé.	-Température maximale de 140-220°C -Fragile ; Coût élevé.	-Microinformatique -Télécommunication

I.5 Machines électriques à aimants permanents

La machine électrique à aimant permanent (figure I.4) est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur ou inversement, à transformer de l'énergie électrique en mécanique (fonctionnement en moteur).



Fig .I.4 : Moteur à aimant permanent.

I.5.1 Les caractéristiques de la machine à aimants permanents

Une machine à aimant permanent triphasée est composée de deux parties principales : Une partie fixe qui s'appelle **stator** et qui est composé de trois enroulements (bobinée) répartis dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Et une partie tournante qui s'appelle **rotor** qui peut être à pôles lisses (figure I.5.a), ou à pôles saillants (figure I.5.b). Se compose d'aimants permanent. Le stator et le rotor ont une forme cylindrique ou le rotor est recouvert par le stator. Ils sont séparée par un petit entrefer.

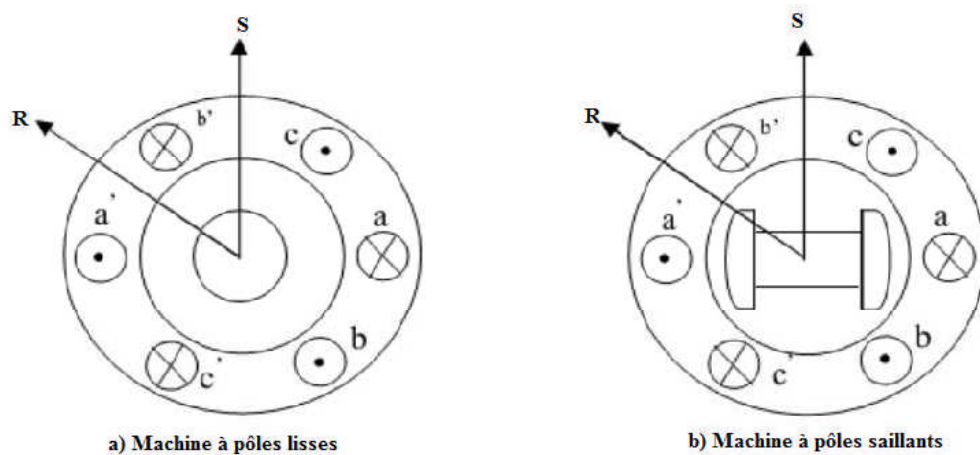


Fig.I.5 : Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné [29].

I.6 Types de machines électriques à aimants permanents

On trouve des machines connues sous le nom de machines sans balais (Brushless Machines) qui peuvent être des machines à courant continu dites BDCM (Brushless Direct Current Motors) ou à courant alternatif dites PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machines).

I.6.1 Moteur à courant continu Brushless

Quand on utilise des courants de formes rectangulaires ou trapézoïdales dans les phases statorique, on obtient une fem trapézoïdale et on parle de la machine à aimant permanent Brushless à courant continu.

- **Principe de fonctionnement**

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type 120° . La commande des BDCM est simple, car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant deux phases et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les ventilateurs [11], [12].

I.6.2 Moteur à courant alternatif Brushless

Dans le cas où on utilise des courants sinusoïdaux dans les phases statorique, on parle des machines à courants alternatif Brushless car la fem est de forme sinusoïdale.

- **Principe de fonctionnement**

Les courants circulant dans les enroulements du stator génèrent un champ magnétique tournant glissant de même fréquence que les courants statorique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Les pôles magnétique créés par les aimants permanents cherchent en permanence de s'aligner sur ceux du stator. C'est pour cela la machine est dite synchrone. Elle peut fonctionner soit en :

- Générateur : délivrant un courant alternatif (production d'énergie électrique) ;
- Moteur : délivrant un couple (production d'énergie mécanique) [13].

I.7 Les structures des machines à aimants permanents

Il existe de nombreuses configurations de moteur, la raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques [5]. Le choix du moteur est une décision des plus importantes à prendre à cause du coût élevé de l'aimant et de la manière dont on l'intègre dans le système global d'entraînement. Dans ce qui suit nous donnons les principales caractéristiques de chaque type de moteur. Grâce à l'usage des aimants permanents, on retrouve une grande modularité dans la réalisation des machines à aimants permanents; ainsi une multitude de structures existe et l'on peut les distinguer en fonction de plusieurs critères à savoir :

- la position de l'inducteur par rapport à l'induit qui revient à déterminer la position du rotor interne ou externe par rapport au stator ;
- La direction du flux qui peut- être axial, radial.

La figure(I.5) représente des machines (a) flux radial et (b) flux axial

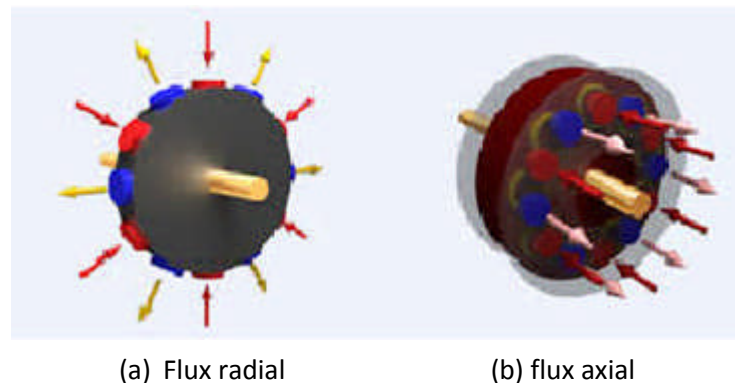


Fig.I.5 : Vue des machines (a) flux radial et (b) flux axial.

I.7.1 Machines à flux radial

La machine à flux radial est la machine à aimants permanents la plus conventionnelle; son stator est identique à celui d'une machine synchrone classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur figure (I.6), (I.7). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, insérés ou enterrés [8].

I.7.1.1 Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Comme le montre la figure (I.6).

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilations pour son faible coût et sa facilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante car la partie mobile (rotor) a une inertie importante de par sa position externe [3].

- Ils représentent la majorité des moteurs Brushless ;
- Ils ont une grande inertie ;
- Ils tournent à des vitesses constantes ;
- Ils sont utilisés dans les systèmes de refroidissement.

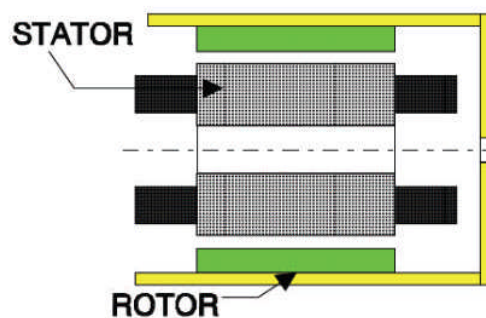


Fig.I.6 : Moteur à rotor extérieur [3].

I.7.1.2 Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction [3].

- Ils ressemblent à une machine synchrone classique ;
- Ils ont un grand couple par unité de volume ;
- Ils ont deux inconvénients liés à leur construction (placement des aimants et difficulté de placer les enroulements) ;
- la vitesse très élevée est l'avantage majeur de cette structure.

Le moteur à rotor intérieur est représenté (figure I.7) :

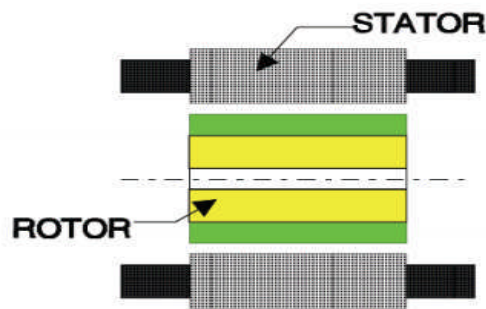


Fig.I.7: Moteur à rotor intérieur [3].

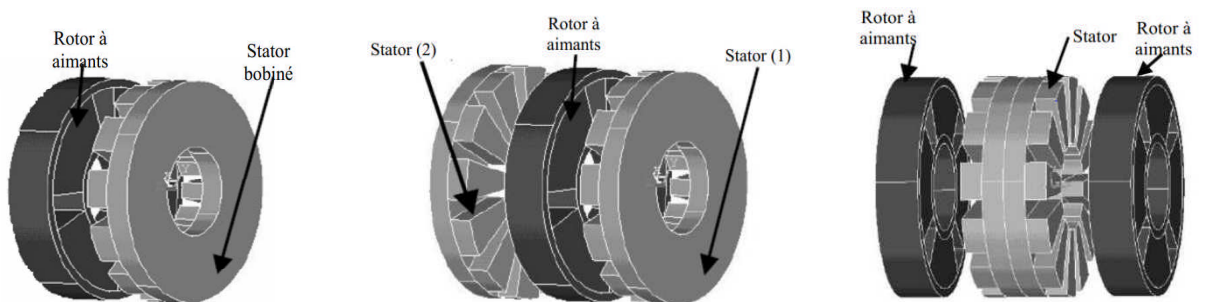
1.7.2 Structures à Machine à flux axial

Ces moteurs dites « discoïdes », elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte ; le flux provenant des aimants est axial.

-Différentes configurations à flux axial existent :

Celle à structure simple avec un seul rotor associée à un seul stator (a) celles à double entrefer avec soit : un seul rotor inséré entre deux stators ou un seul stator inséré entre deux rotors (b) et des structures double stator et un rotor (c) et Des structures multi stator multi rotor [5], [14].

La figure (I.8) montre les différentes configurations du flux axial.



(a) un seul rotor à un seul stator

(b) deux stator et un seul rotor

(c) deux rotor et un stator

Fig.I.8 : Vue d'une machine à flux axial (différentes configurations) [5].

I.8 Machine à aimant à flux transverse

Dans cette structure, des circuits magnétiques en forme de fer à cheval régulièrement disposés entourent, le bobinage statorique de chaque phase. Ces structures sont particulièrement adoptées pour des exigences de forte densité de couple. Toutefois sa complexité et son faible coût de réalisation font qu'elle est encore au stade de développement [8], [9], [14]. La figure (I.9), (I.10) représente une machine à flux transverse.

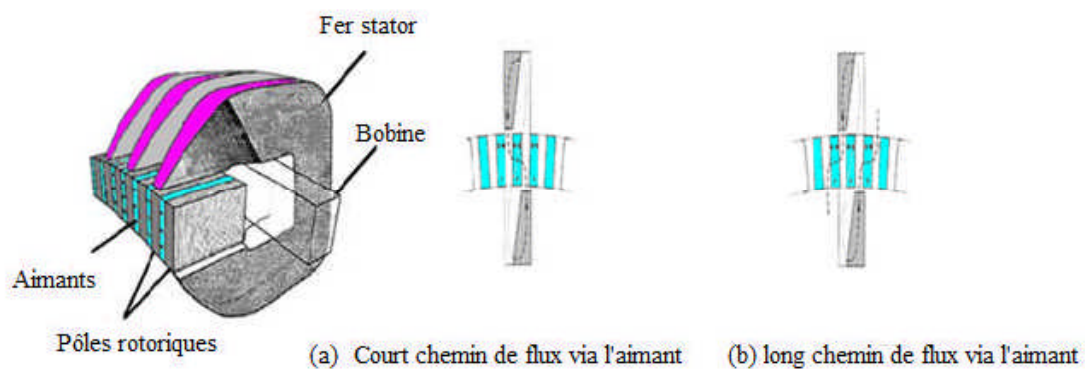


Fig.I.9 : Principe d'une machine à flux transverse [15].

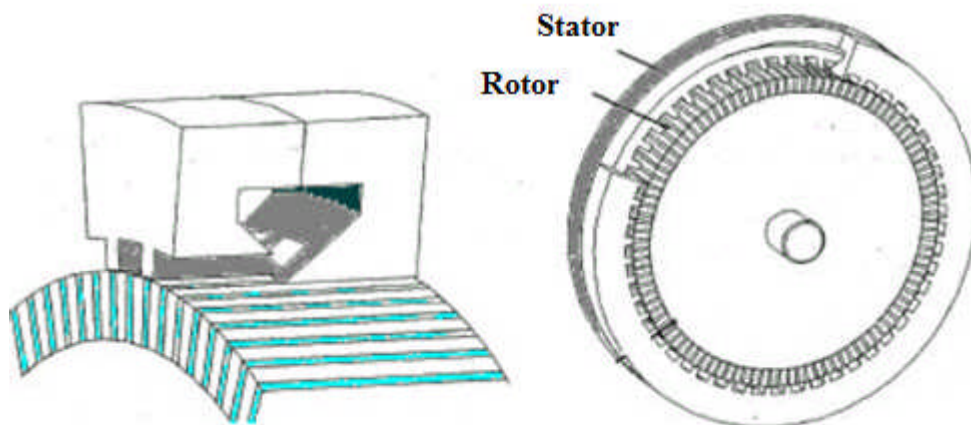


Fig.I.10 : Vue d'une machine à flux transverse [15].

I.9 Les rotors des machines synchrones à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotorique leurs classifications globale en terme de placement des aimants est le suivant :

- Aimants en surface (surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type) [5].

I.9.1 Aimants disposé en surface

Le montage des aimants en surface est le modèle le plus utilisé. Pour ce type de machines, les aimants aimantés radialement sont placés sur la surface du rotor, tel que le montre la figure (I.11.a).Le principal avantage de la machine avec des aimants en surfaces est sa simplicité et donc faible cout de fabrication .Bien que sont inconvénient de cette structure est l'exposition des aimants permanents au champ démagnétisant.

1.9.2 Aimants insères

Les aimants de forme insérés à la surface du rotor, comme celle des aimants montés en surface. Cependant les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique [8].

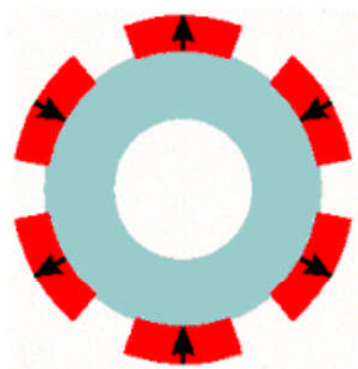
I.9.3 Structures à aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor, les aimants permanents sont démagnétisés et enterrés dans le rotor, puis ils sont remagnétisés. De fais que la surface des pôles magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant et la robustesse mécanique de ce type du rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes [6].

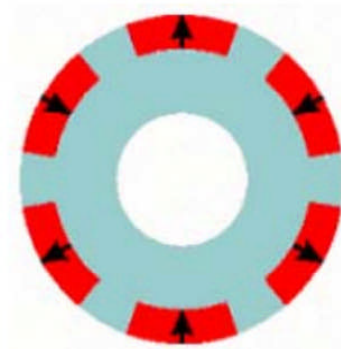
I.9.4 Aimant à concentration de flux

Les machines à aimant à concentration de flux sont des machines avec des aimants placés dans le rotor et enterrés profondément à l'intérieur du rotor, tel que la montre la figure (I.11.d). Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de circonférence donc l'alimentation est radiale, les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration du flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer, et comme les machines à aimants intérieurs, l'autre avantage de cette configuration est que les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques [6].

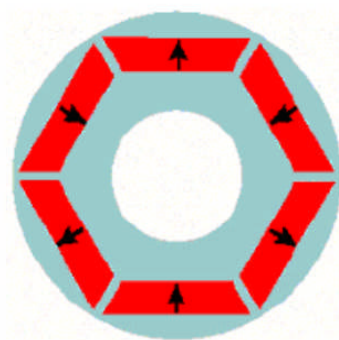
La figure ci-dessous montre les différentes structures des rotors des (MSAP)



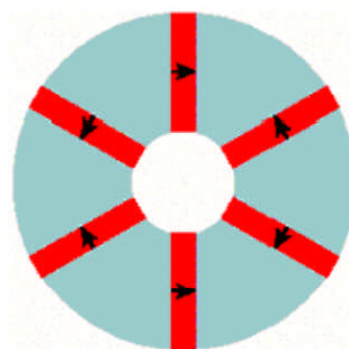
(a) Aimants en surface



(b) Aimants insérés



(c) aimants enterrés



(d) concentration du flux

Fig.I.11 : Différentes structures des rotors des MSAP [5].

I.10 Les couples au niveau d'une machine à aimant permanent

En générale, le couple électromagnétique totale développé par les machines à aimants permanents peut se décomposer en trois types :

I.10.1 Couple statique

Le couple statique est dû à l'interaction entre les courants d'induits et le champ inducteur [9], celui-ci est donc limité par :

- l'induction maximale dans l'entrefer, celle-ci ne doit pas dépasser la valeur à saturation du matériau [13], [16].
- la densité de courant statorique afin d'atténuer les pertes joule ainsi que l'échauffement de la machine [17].

I.10.2 Couple de réluctance

Le couple de réluctance, dû aux variations des inductances des enroulements statorique en fonction de la position du rotor.

I.10.3 Couple de détente ou de repos

Le couple de détente, dû à l'attraction des parties saillantes du fer statorique par les aimants permanents rotoriques [5].

I.11 Calcul du couple

Le calcul de ces différents couples peut être effectué par plusieurs méthodes :

- La méthode des tenseurs de Maxwell ;
- La méthode d'Arkkio ;
- La méthode de la variation de la coénergie magnétique. Et dans notre étude on va utiliser la méthode du tenseur de MAXWELL.

III.11.1 La méthode du tenseur de MAXWELL

Cette méthode permet de calculer directement la force ou le couple à partir de la distribution du champ électromagnétique. Dans le cas d'un système à deux dimensions la force et le couple sont évalués par intégration du tenseur de MAXWELL (densité de force) sur un contour qui délimite la partie en mouvement. Pour une distribution de l'induction magnétique

B connue et un contour l englobant la partie mobile, les expressions de la force F_t et du couple C_e agissant sur cette partie sont :

$$F_t = \left[\int \frac{1}{\mu_0} B(B \cdot n) - \frac{1}{2\mu_0} B^2 \cdot n \right] ds$$

Et

$$C_e = r \cdot F_t$$

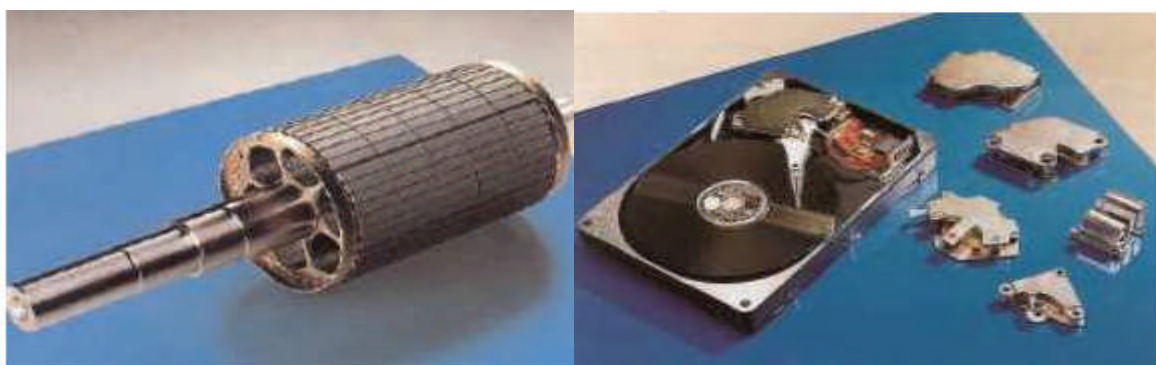
Avec :

r : est un vecteur dont l'origine coïncide avec le point d'action du couple et n le vecteur unitaire normal au contour spécifié

Cette méthode est directe, elle nécessite qu'une seule solution du champ pour calculer le couple pour une position donnée du rotor. En effet, le temps de calcul par cette méthode est plus faible que les autres méthodes de calcul. Par conséquent, notre choix se porte sur cette méthode pour déterminer l'allure du couple de détente, du couple d'interaction, et du couple statique [3].

I.12 Domaines d'application

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateurs voiture et vélo - électrique). Celle-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure (I.12) illustre quelque application de ces machines.



(a) Rotor d'un servomoteur

(b) disque dur d'un ordinateur

Fig.I.12 :exemple d'utilisation des aimants[18].

I.13 Avantages et Inconvénients d'une machine à aimant permanent

Parmi les avantages d'une machine à aimant permanent :

- Rendement plus élevé ;
- La diminution des pertes joules ;
- Fiabilité de la machine ;
- Performance dynamique élevée ;
- Simplicité de contrôle.

La machine à aimant permanent elle ne présente pas seulement des avantages mais aussi des Inconvénients :

- Impossibilité de commander la vitesse ;
- pas de changement de flux d'excitation ;
- La technologie de fabrication des aimants est plus complexe.

I.14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un bref aperçu sur les aimants permanents ainsi que une présentation générale des différents types de machines à aimants permanents existante, ces dernières se diversifient selon le type d'alimentation ou selon la direction du flux créé.

Le chapitre suivant présent les différents types de défaillances qui peuvent survenir dans les machines électriques en générale et dans les (MSAP) en particulier. Leurs conditions d'apparition sont présentées ainsi que les méthodes de surveillance d'approche de ces défauts.

CHAPITRE II
GÉNÉRALITÉ SUR
LES DÉFAUTS DE
MACHINES
ÉLECTRIQUES

II.1 Introduction

Une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est un système électromécanique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique par l'intermédiaire des champs magnétiques. Cette énergie mécanique produit un mouvement de rotation et un couple mécanique. Les machines à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans les systèmes embarqués, et dans un certain nombre d'applications.

Ce chapitre est consacré à donner les différents types de défaillances qui peuvent survenir dans les machines électriques, des généralités sur les différents types de défauts (électriques, mécaniques, magnétique...) pouvant se produire dans les machines électriques sont présentées. La dernière partie du chapitre, est réservé à la problématique de détection et de diagnostic des défauts.

II.2 Origine de défaut dans la (MSAP)

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine synchrone. Elles peuvent être mécaniques ou électrique. Ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont très variées.

- Contraintes mécanique : vibrations de la machine.
- Contrainte électrique : dv/dt élevée avec l'utilisation de convertisseurs statiques.
- Contrainte environnementales : température, humidité, poussière...
- Fonctionnement anormal : surcharge, survitesse...
- Défaillance d'un composant externe : refroidissement, convertisseur...
- Mauvais dimensionnement, mauvaise installations ou maintenance de la machine.

Ces contraintes peuvent engendrer un certain nombre de défaillances au sein d'une machine électrique.

II.3 Etude statistique sur les défauts dans les machines électriques

Des études statistiques ont montré que les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques sont parmi les défauts les plus fréquents après les défauts de roulement comme la montre la figure (II.1), quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées selon les différentes sources citées, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent 37 % des pannes totales [19]. Les résultats de la figure(II.1) montrent que les défauts de roulement et les défauts au niveau du stator semblent être plus fréquents.

Une étude conduite à établir une statistique des différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique [Tafinine 2006] elle est représenté dans la figure (II.1).

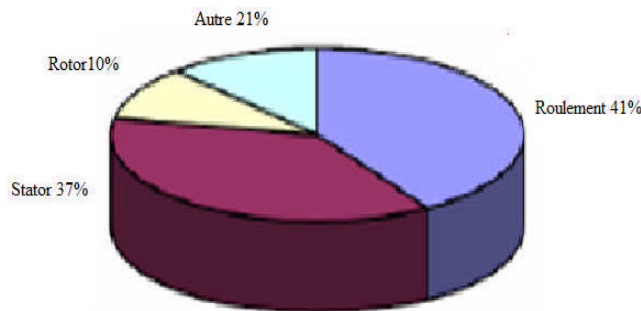
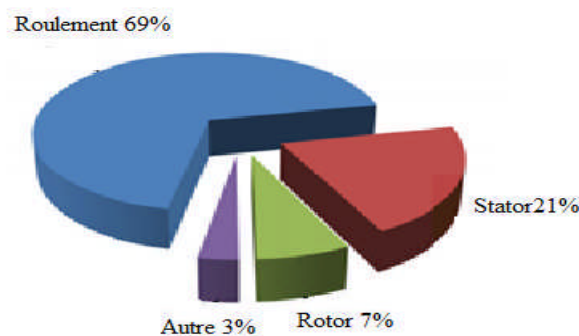


Fig.II.1: Répartition des défauts dans une machine électrique suivant leur localisation.

Une autre étude statistique faite sur des machines électriques [BONETTE 2008] montre que les défauts au rotor et au stator semblent moins au moins fréquents comme le montre la figure Ci-dessous :



FigII.2:Répartition des défauts dans la machine électrique du domaine industriel.

Dans la machine synchrone les défauts peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de la partie mobile (rotor) d’ou la classification ci-après :

II.4 Défaillance au rotor

Pour le rotor les défaillances sont essentiellement dues à des problèmes :

- Thermiques (surcharge) ;
- Résiduel (déformation) ;
- Environnemental. (Agression) ;
- Dynamique (arbre de transmission) ;

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit:

- Excentricité statique et dynamique et mixte ;
- Désaimantation des aimants ;
- Défauts de roulements.

II.4.1 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement, à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage). Trois cas d'excentricité, sont généralement distingués :

- a) l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
 - b) l'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.
 - c) l'excentricité qu'on pourrait qualifier de 'mixte', associant les deux cas précédemment cités
- Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine.

En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [20].

La figure(II.3) représente les différents types d'excentricités



a) Excentricité statique



b) Excentricité dynamique (plusieurs position du rotor au cours de la rotation)

Fig.II.3: Schématisation de l'excentricité statique et dynamique.

II.4.2 Défauts de roulements

Les roulements dans les machines électrique sont en générale composés d'une bague interne et d'une bague externe, d'un organe de roulement constitué le plus souvent de billes maintenues dans une cage ou de rouleaux. Les défauts de roulement peuvent représenter entre 42% et 50% de l'ensemble des défaillances des moteurs. Peuvent avoir des origines diverses :

- Mauvaise assemblage (installations inexacte du roulement en forçant incorrectement le roulement sur l'arbre du rotor ou dans les flasques) ;
- Problèmes d'environnement ;
- Courant qui traverse le roulement et qui cause des arcs électrique ;
- Contrainte mécaniques dues à une surcharge ;
- Défauts d'usinage ;

Ces défauts se manifestent le plus souvent par une usure ou une fissure au niveau des bagues ou par une dégradation de l'organe de roulement (bille ou rouleaux), engendrant des vibrations mécanique [20], [21], [22].

II.4.3 Désaimantation

Le champ magnétique crée par les aimants permanents est très stable. Bien qu'en dehors des avantages et inconvénients liés à leur composition, tout aimant ait souvent tendance à perdre sa force avec le temps (vieillessement). Cette diminution est due directement aux contraintes survenant au cours du fonctionnement normal au sein des dispositifs électromagnétique. Dans le cas des machines électrique tournantes, certains phénomènes qui affectent les aimants par contraintes sévères atténuant leurs rendements, peuvent provenir de :

- **La variation du champ magnétique**

La variation d'un champ magnétique produit par la circulation des courants induits dans les bobinages statorique, en mode générateur de la machine tournante à aimant, peut conduire à la désaimantation des aimants permanents disposés au niveau du rotor. Cependant, les pertes occasionnées par un champ magnétique contraire sont influencées par l'angle que forme ce champ avec le vecteur aimantation. Contrairement aux ferrites et aimants de terres rares, les AlNiCo se désaimantent facilement face à de faibles valeurs d'une excitation extérieure.

- **La variation de la température**

Les conducteurs électriques, les masses ferromagnétiques (sièges de courants Foucault) et le milieu ambiant constituent les principales sources de chaleur dans les machines à aimants. En effet, on peut distinguer deux types de pertes causées par l'augmentation de la température :

-Pertes réversibles

Elles se traduisent par une chute de la valeur de l'induction rémanente B_r en fonction de la température. On estime que pour l'aimant SmCo, une perte de 0,05% .Ce genre de pertes est quatre fois plus faible que pour les ferrites [23].

-Pertes irréversibles

Le changement structural des matériaux est pratiquement l'unique cause de pertes irréversibles définitives à haute température. On notera qu'au bout de 100 Heures sous 100°C, le SmCo₅ subit une chute de 2% tandis que le Sm₂Co₁₇ subit une chute de 7% [23].

- **Les vibrations mécaniques**

Sièges de forces mécaniques dues aux fluctuations du couple, certains aimants permanents rigides sont exposés à des risque de fractures.

II.5 Défauts statoriques

La principale source de défauts dans une machine électrique provient des bobinages. Les effets d'usure comme les frottements ou le vieillissement des matériaux ont un effet sur l'intégrité des fils et de leur isolant. Si cet isolant est trop endommagé, ces bobinages peuvent alors se mettre en court-circuit ou alors, lorsque le fil lui même est endommagé, en circuit ouvert.

Il peut y avoir différents types de défauts dont les conséquences sont différentes [21].Ces différentes fautes sont données sur la Figure (II.4).

II.5.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts circuits .En effet les différentes pertes (joule, fer, mécanique,...) engendrant une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température et la tension à partir des quelles un court circuit peut apparaitre dans l'enroulement concerné.

Les différentes causes de ce type de défaut sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication ;
- Vieillesse naturelle des isolants ;

- Vibration mécanique ;
- Fonctionnement dans un environnement sévère [24].

II.5.2 Les courts-circuits statoriques

Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit inter-spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs (Fig.II.3.a). Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases (Fig.II.3.b) ou entre phase et terre (Fig.II.3.c). Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants. Les défauts de courts-circuits inter-spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection [24].

- **Court-circuit entre spires**

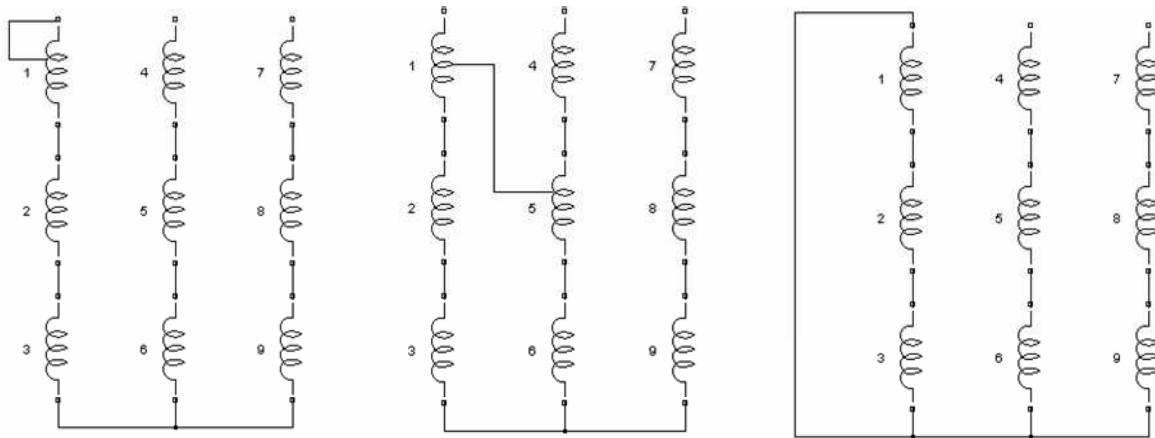
Un circuit entre spire de la même phase est un défaut assez fréquent. Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statorique dans la phase affectée.

Une légère variation de l'amplitude sur les autres phases. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'autre court circuit). Est représentée par la figure (II.4.a).

- **Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillances peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court circuit proche de l'alimentation entre phase, induirait des courants très élevée qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et à la disjonction par les protections. D'autre part, un court circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phase avec un risque moindre de fusion des conducteurs.

La figure (II.4.b) représente les différents types de court-circuit statorique



(a) Court-circuit entre spire (b) Court-circuit entre phase (c) Court-circuit entre phase et neutre

Fig. II.4 : Représentation de courts-circuits entre spires, entre phases, phase et terre [19].

II.6 Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant de la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées. Il en résulte rapidement une destruction par effet thermique du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants. (Voir la figure II.5) [19].

La figure (II.5) représente les différents défauts statoriques.



a) Court circuit dans une phase



b) Dommage dû à la surcharge



c) Masse dans l'encoche



d) Dégradation causée par une surtension

Fig.II.5 : Différentes défauts statoriques [19].

II.7 Surveillance d'état et diagnostic des défauts dans les machines électrique

La nécessité pour qu'une machine électrique soit fiable, est aujourd'hui plus importante que jamais et la tendance continue à s'accroître. Les progrès sont constamment réalisés dans ce domaine à la suite de la demande constante des utilisateurs d'actionneurs électriques (producteurs d'électricité, systèmes de transport, etc.). Les progrès en ingénierie et en sciences des matériaux ont entraîné les machines à devenir plus rapide et plus légères, tout en ayant une durée de vie considérable. Néanmoins, malgré les améliorations apportées sans cesse aux techniques de conception au profil d'une machine toujours plus fiable, les défauts de celles-ci peuvent encore se produire. Comme la conception et l'analyse des machines tournantes jouent un rôle important en termes de coût de production et d'entretien, le diagnostic des défauts est un aspect qui attire de plus en plus l'attention des concepteurs et des utilisateurs. En effet, la détection, la localisation et l'analyse des défauts sont devenues essentielles au bon fonctionnement des machines électriques.

Ces tâches sont tout aussi indispensables pour la sécurité, la fiabilité, l'efficacité et la performance du système. Les machines tournantes modernes étant de plus en plus complexes, les stratégies de surveillance de l'état de la machine doivent évoluer afin de faire face à l'augmentation des contraintes physiques imposées sur les composants d'une machine.

Lorsqu'un défaut se produit et que la machine tombe en panne, le résultat pourrait être, au mieux, la perte de production et des recettes, ou, au pire, catastrophique pour le processus industriel et potentiellement dangereux pour les opérateurs. De ce fait, les questions de détection des défauts et de surveillance sont devenues importantes, en raison des préoccupations industrielles telles que [22]:

- Le vieillissement des moteurs.
- Le manque de redondance en cas de défaillance d'une machine.
- La fiabilité élevée.
- La compétitivité des coûts.

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et parmi elle :

II.7.1 Approche modèle

Le principe de la détection de défauts statorique par une approche modèle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel.

La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. Dans tous les cas, le principe de comparaison entre grandeurs caractéristique liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts [19], [22].

II.7.2 Approche signal

Le principe de la détection d'un défaut statorique par une approche signale repose sur l'existence, en cas de court-circuit entre spires, de propriété particulière de certains signaux physiques prélevé sur la machine en fonctionnement. A partir des modèles de signaux, établis analytiquement, ou à partir de simulation, des signaleurs témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis [19], [22].

II.7.3 Méthodes électromagnétiques (analyse du champ magnétique)

A l'heure actuelle, la recherche de défaut dans les systèmes électrotechniques est généralement effectuée sur l'analyse des grandeurs qui sont la tension et l'intensité aux bornes des dispositifs et sur la vitesse et la mesure de températures ou de vibrations. La demande croissante en terme de robustesse des outils de diagnostic nécessite de trouver de nouvelles solutions et de porter une analyse sur d'autres grandeurs afin de compléter les approches existantes. En effet, tout système électromécanique crée dans son environnement proche un champ magnétique. Il semble donc naturel de penser que tout défaut intervenant à l'intérieur du système, aura des répercussions en termes de champ rayonné. Le champ magnétique et la grandeur fondamentale de tout système électrotechnique, donc il est très intéressant de développer des outils de diagnostic de l'état d'une machine basé sur cette grandeur. La méthodologie de diagnostic de défauts d'une machine électrique basée sur l'identification des flux magnétique permet de détecter, de discriminer, de localiser et de quantifier le défaut apparu dans la machine [25].

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné des généralités sur les défauts d'une (MSAP). Nous avons présenté les différentes méthodes développées dans la littérature pour la détection des défauts statoriques d'une MSAP. Bien que les méthodes soient nombreuses sur le diagnostic de la (MSAP).

Le chapitre suivant s'intéresse à la modélisation électromagnétique dans le but d'étudier le comportement électromagnétique de la (MSAP).

CHAPITRE III
MODÉLISATIONS
ÉLECTROMAGNÉTIQ
UES ET
FORMULATIONS
ÉLÉMENTS FINIS

III.1 Introduction

Tous les phénomènes électromagnétiques sont régis par des équations aux dérivées partielles, ces phénomènes se trouvent dans des régions de géométrie très variée (transformateurs, machines). Pour résoudre ces équations, on doit choisir soit une méthode de résolution analytique ou numérique. De nombreuses méthodes numériques et analytiques ont été développées, ces dernières basées sur des hypothèses simplificatrices deviennent insuffisantes, dès que la complexité de la géométrie s'accroît. La résolution de tels problèmes nécessite de recourir à des méthodes numériques qui s'est développée depuis l'avènement de l'informatique elle détermine une solution approchée sur un domaine spatial à partir d'une discrétisation du domaine d'étude sur lequel les équations de Maxwell sont résolues. L'utilisation de la méthode des éléments finis est aujourd'hui courante et son utilisation est très répandue et elle est très sollicitée. Ce travail consiste à établir à partir des équations de Maxwell les équations aux dérivées partielles régissant les phénomènes électromagnétiques dans la machine étudiée. Par la suite on présentera la méthode des éléments finis et son application à la modélisation électromagnétique d'une machine à aimant permanent et ses principales étapes de mise en œuvre.

III.2 Equations de maxwell

Tous les phénomènes électromagnétiques généralement étudiés sont régis par les équations aux dérivées partielles de Maxwell auxquelles il faut associer les conditions aux limites et des conditions d'interfaces, et par les relations du milieu considéré [16].

Nous disposons alors, du système des quatre équations suivantes :

- **Equation de Maxwell-Faraday**

Cette équation traduit le phénomène fondamental d'induction électromagnétique, où toute variation du champ magnétique dans le temps génère un champ électrique.

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

\vec{B} [T] : Induction magnétique ;

\vec{E} [V.m⁻¹] : Champ électrique ;

- **Equation de Maxwell-Ampère**

Cette équation exprime que la présence du champ magnétique \vec{B} est due à l'existence de courants électriques (densité \vec{J}_c) et à la dépendance au temps du champ électrique \vec{E} .

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

\vec{D} [C.m⁻²] : Déplacement électrique ou l'induction électrique ;

\vec{H} [A.m⁻¹] : Champ magnétique;

\vec{J}_c [A.m⁻²] : Densité de courant;

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ [A.m⁻²] : Densité de courant de déplacement;

t [s] : temps.

- **Equation de conservation de flux magnétique**

Le flux du champ magnétique à travers une surface fermée est nul, le champ magnétique est conservatif.

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{III.3})$$

- **Equation de Maxwell-Gauss**

L'équation de Maxwell-Gauss décrit comment un champ électrique est généré par des charges électriques, le champ électrique est orienté des charges positives vers les charges négatives.

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

Avec :

ρ [C.m⁻³] Densité volumique des charges électriques libres ;

III.3 Loi de comportement relative aux milieux

Les relations du milieu expriment le lien entre les vecteurs champs magnétiques et induction magnétique à travers perméabilité magnétique d'une part et la relation qui existe entre le vecteur champ électrique et déplacement champ électrique à travers la permittivité électrique. Ces relations sont tel que :

- **Pour les matériaux magnétiques**

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{III.5})$$

La perméabilité magnétique, en électromagnétisme des milieux en régime linéaire, caractérise la faculté d'un matériau à modifier un champ magnétique \vec{B} , c'est-à-dire à modifier les lignes de flux magnétique. Cette valeur dépend ainsi du milieu dans lequel il est produit où le champ magnétique varie linéairement avec l'excitation magnétique \vec{H} . La canalisation du champ magnétique dans un matériau qui est également conducteur est d'autant plus réduite que la fréquence de variation des champs, la perméabilité et la conductivité sont élevées (du fait des courants induits) [17].

Dans le cas d'aimant permanent, l'induction rémanente s'exprime en fonction du vecteur d'aimantation \vec{M} comme suit :

$$\begin{aligned} \vec{B}_r &= \mu_0 \vec{M} \\ \vec{D} &= \epsilon \cdot \vec{E} \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad \text{Et} \quad \mu = \mu_0 \mu_r$$

\vec{B}_r [T] : Induction rémanente ;

\vec{M} [T] : Aimantation ;

ϵ [F/m] : Permittivité électrique ;

ϵ_0 [F/m] : Permittivité électrique du vide, égale à $\frac{1}{36 \cdot \pi} \cdot 10^{-9}$;

ϵ_r : Permittivité relative du milieu ;

μ [H/m] : Perméabilité magnétique absolue du matériau considéré ;

μ_0 [H.m⁻¹] : Perméabilité magnétique du vide, égale à $4.\Pi.10^{-7}$;

μ_r [H.m⁻¹] : Perméabilité magnétique du milieu.

La relation du milieu exprime le lien entre le champ magnétique \vec{H} et l'induction magnétique \vec{B} équation (III.5) d'une part à travers la perméabilité magnétique ainsi que celui existant entre le déplacement \vec{D} et le champ électrique \vec{E} . Les relations (III.5) et (III.6) représentent les équations des deux milieux respectifs magnétique et diélectrique.

III.4 Loi d'Ohm

La loi d'Ohm est une loi physique qui lie l'intensité du courant électrique traversant un dipôle électrique à la tension entre ses bornes (elle permet de déterminer la valeur d'une résistance).

- **Dans un milieu statique avec courant source**

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (\text{III.7})$$

- **Dans un milieu en mouvement avec courant source**

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma(\vec{E} + (\vec{v}_d \wedge \vec{B})) \quad (\text{III.8})$$

Avec :

σ [S/m⁻¹] : Conductivité électrique ;

\vec{J}_s [A/m²] : Vecteur densité de courant de source ;

\vec{v}_d [m/s] : Vecteur de vitesse de déplacement du rotor ;

$\sigma \vec{E}$: exprime la densité résultant du champ électrique ;

$\sigma(\vec{v}_d \wedge \vec{B})$: exprime la densité résultant du mouvement.

III.5 Relations de passage

Les champs de vecteurs électriques et magnétiques des différents milieux sont liés à l'interface par les relations de continuité.

Soit deux milieux M_1 et M_2 et soit n le vecteur normal à la surface du milieu M_1 vers le milieu M_2 [18].

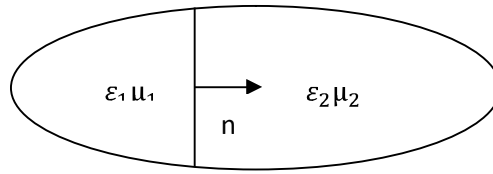


Fig.III.1 : Interface entre deux milieux.

Les relations de passage à l'interface de passage, entre deux milieux de propriétés différentes, s'écrivent alors :

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \cdot \vec{n} = 0 \tag{III.9}$$

$$(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \wedge n = 0 \tag{III.10}$$

$$(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot n = \rho_s \tag{III.11}$$

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge n = K_s \tag{III.12}$$

Avec :

ρ_s : Densité surfacique de charge ;

K_s : Densité surfacique de courant ;

Les équations (III.9) et (III.10) expriment successivement la continuité de la composante normale de l'induction magnétique et de la composante tangentielle du champ électrique. Les équations (III.11) et (III.12) indiquent, quant à elles, la discontinuité de la composante normale de l'induction électrique et de la composante tangentielle du vecteur champ magnétique [6].

III.6 Equation de continuité

L'équation de continuité est une équation qui est décrite à partir de la deuxième et la quatrième équation de Maxwell. On appliquant à la deuxième équation de Maxwell la divergence des deux cotés on obtient :

$$\text{div}(\vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) = \text{div} \vec{J}_c + \frac{\partial}{\partial t} \text{div} \vec{D} = 0 \tag{III.13}$$

D'après la quatrième équation de Maxwell ($\text{div } \vec{D} = \rho$) On aboutie à l'équation de continuité suivante :

$$\text{div } \vec{J}_c + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \tag{III.14}$$

La densité de courant est créée par le déplacement des charges électriques. Cette relation exprime le fait que les charges électriques sont conservées.

III.7 Hypothèse simplificatrice des états quasi-stationnaires

Les phénomènes électromagnétiques sont globalement décrits par les équations (III.1-4), dans la plupart des cas on ne peut pas résoudre directement, les formulations peuvent être modifiées selon la nature de système étudié et parfois certaines grandeurs deviennent négligeables. C'est pour cette raison que, des simplifications peuvent être apportées. Si on considère que les phénomènes étudiés relèvent du domaine quasi-statique ou magnétodynamique à des fréquences inférieures à 10^{12} Hz, les courants de déplacements sont négligeables devant les courants de conduction. Ceci se traduit par :

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \ll \vec{J}_c \tag{III.15}$$

Dans le cadre des systèmes étudiés, on peut considérer que les charges volumiques sont négligées [19]. On considère aussi que les termes $\sigma(\vec{v}_d \wedge \vec{B})$ est négligeable devant $\sigma \vec{E}$, la loi d'Ohm dans ces conditions s'écrit :

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \tag{III.16}$$

III.8 Equation de Maxwell simplifiées

Après l'utilisation des hypothèses simplificatrices, les équations de Maxwell deviennent alors :

$$(III.19) \left\{ \begin{array}{ll} \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \text{Loi de Faraday} \tag{III.17} \\ \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{J}_c & \text{Théorème d'Ampère-Maxwell} \tag{III.18} \\ \text{div.}(\vec{B}) = 0 & \text{Loi de conservation de flux} \\ \text{div.}(\vec{D}) = 0 & \text{Théorème de Gauss} \tag{III.20} \end{array} \right.$$

III.9 Formulation du problème électromagnétique

On ne peut pas résoudre directement les équations précédentes du fait qu'elles contiennent beaucoup d'inconnues. Leur résolution numérique passe par un choix de variables d'états qui dépend particulièrement de la géométrie des structures (dispositifs) et du type du problème de champ (électrique ou magnétique) à étudier.

D'après la troisième équation de Maxwell

$$\text{div } \vec{B} = 0 \Rightarrow \exists \vec{A} / \vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (\text{III.21})$$

On remplace (III.21) dans la première équation de Maxwell on trouve :

$$\text{rot}(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = 0 \Rightarrow \exists V / \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\text{grad } V \quad (\text{III.22})$$

Donc :

$$\vec{E} = -\text{grad } V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{III.23})$$

Avec:

\vec{A} [T.m] : Potentiel vecteur magnétique ;

V [V] : Potentiel scalaire électrique.

III.10 Modèle magnétostatique

Un problème magnétostatique a pour but de déterminer la distribution du champ magnétique \vec{H} et de l'induction magnétique \vec{B} au sein d'un système soumis à une excitation.

Cette excitation peut provenir de la présence d'un aimant permanent ou une densité de courant circulant dans un inducteur dont la distribution est parfaitement connue. En magnétostatique le champ magnétique produit par les sources de courant est indépendant du

temps d'où le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0$. On se basant sur (III.6) et (III.5)

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad \text{Et} \quad \vec{B}_r = \mu_0 \vec{M}$$

On aura

$$\vec{H} = \frac{\vec{B} - \mu_0 \vec{M}}{\mu} \quad (\text{III.24})$$

On a $\text{div}\vec{B}=0$ (III.25)

La relation (III.21) permet de définir une fonction potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (III.26)$$

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J}_s \quad (III.27)$$

Par la combinaison des équations (III.26-27) on aura donc :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = + \frac{\mu_0}{\mu} \text{rot} \vec{M} \quad (III.28)$$

L'équation (III.28) représente l'équation magnétostatique en termes de potentiel vecteur magnétique.

- **En coordonnées cartésiennes**

Le problème étudié est à trois dimensions (3D) et on supposant que la machine est suffisamment longue pour considérer que le champ magnétique \vec{H} est invariant (constant) suivant l'axe oz ; le problème peut être ramené à un problème de deux dimensions (2D)

Sous cette hypothèse le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J} n'ont plus qu'une composante suivant l'axe oz : $\vec{A} = [0,0, A_z]$, $\vec{J}_s = [0,0, J_{sz}]$.

L'induction magnétique et l'aimantation du matériau évoluent dans le plan (x, y) de la manière suivante : $\vec{B} = \text{rot} \vec{A} = \left[-\frac{\partial A_z}{\partial x}, \frac{\partial A_z}{\partial y}, 0 \right]$, $\vec{M} = [M_x, M_y, 0]$

Après substitution de ces vecteurs l'équation (III.28) s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = J_{sz} - \frac{\mu_0}{\mu} \left[\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] \quad (III.29)$$

Cette équation est une 'équation aux dérivées partielles (EDP) en coordonnées cartésiennes d'un modèle magnétostatique bidimensionnel.

On considérant les propriétés physiques linéaires l'équation (III.29) s'écrira de la manière suivante

$$\frac{1}{\mu} \left[\left(-\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \left(-\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) \right) \right] = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left[\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] \quad (III.30)$$

III.11 Modèle magnétodynamique

Contrairement aux phénomènes statiques, les variations des grandeurs par rapport au temps ne sont pas nulles; l'équation que nous allons établir s'applique aux dispositifs électromagnétiques dans lesquelles il ya présence des courants induits provenant de la variation des champs dans le temps engendré par le mouvement du dispositif ($\frac{\partial}{\partial t} \neq 0$). On négligeant les courants de déplacement ($\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0$).

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (III.31)$$

Avec :

\vec{J}_c : Densité de courant de conduction ;

\vec{J}_s : Densité de courant de source ;

$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$: Densité de courant induit ;

D'après la deuxième équation de Maxwell et l'équation (III.24) on obtient l'équation magnétodynamique en régime transitoire en termes de potentiel vecteur magnétique en tenons compte des courants induits.

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{M} \quad (III.32)$$

- **En régime harmonique**

On remplaçant $\frac{\partial}{\partial t}$ par $j\omega$ on obtient :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) + j\sigma\omega \vec{A} = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{M} \quad (III.33)$$

- **En coordonnées cartésiennes**

De l'équation (III.29) on obtient la variation du potentiel vecteur magnétique sur le plan (x, y)

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = J_{S_z} + \frac{\mu_0}{\mu} \left[\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] \quad (\text{III.34})$$

On considérant les propriétés physiques linéaires l'équation (III.34) s'écrira de la manière suivante :

$$\frac{-1}{\mu} \left[\left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) \right) \right] + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = J_{S_z} + \frac{\mu_0}{\mu} \left[\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] \quad (\text{III.35})$$

- **En régime harmonique**

Le modèle magnétodynamique s'écrit de la manière suivante :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + j\sigma\omega A_z = J_{S_z} + \frac{\mu_0}{\mu} \left[\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] \quad (\text{III.36})$$

Cette équation est l'équation aux dérivées partielles (EDP) en coordonnées cartésiennes du modèle magnétostatique bidimensionnel.

III.13 Méthodes de résolutions

Pour résoudre ces équations, on doit choisir soit une méthode de résolution analytique ou numérique. Notre choix se porte sur une méthode de résolution numérique qu'elle est beaucoup plus précise que les méthodes analytiques qui ont le mérite d'être efficace mais elle reste tout de même limitée en terme de précision. L'utilisation des méthodes numériques de discrétisation pour la résolution des équations mathématiques d'études, compte tenu des conditions aux limites, à celle d'un système d'équations algébriques dont la solution donne les valeurs et la distribution des grandeurs recherchées. Parmi ces méthodes on trouve la méthode de différences finies, la méthode des volumes finis et la méthode des éléments finis [28]. Dans notre étude on va utiliser la méthode des éléments finis.

III.13.1 Principe de la méthode des éléments finis

Le principe de la méthode des éléments finis est basé sur une formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites. Le principe bien connu de la méthode est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments pour transformer les systèmes d'équations aux dérivées partielles en un système matriciel d'équations dont la résolution fournit une solution approchée du problème [5]. Toutes les méthodes d'approximation ont un même objectif, remplacer un problème mathématique défini sur un milieu continu (équations différentielles ou intégrales) par un problème Mathématique discret (équation matricielle) dimension finie que l'on sait résoudre numériquement.

III.13.2 Les principales étapes de construction d'un modèle éléments finis

Les principales étapes de la mise en œuvre de la méthode des éléments finis sont les suivantes :

- Discrétisation du milieu continu en sous domaines ;
- Construction de l'approximation nodale par sous domaine ;
- Calcul des matrices élémentaires correspondant à la forme intégrale du problème ;
- Assemblage des matrices élémentaires ;
- Prise en compte des conditions aux limites ;
- Résolution du système d'équations.

III.14 Conditions aux limites

La résolution des équations aux dérivées partielles passe d'abord par la connaissance des conditions aux limites, généralement on rencontre trois types de conditions aux limites :

III.14.1 Condition de Dirichlet

La condition aux limites de Dirichlet impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière extérieure du domaine de résolution [27].

$$G(A) |_{\Gamma} = A_0$$

Avec :

G : opérateur différentiel ;

A_0 : Fonction inconnue.

III.14.2 Condition de Neumann

C'est une condition qui nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine étudié. Elle est utilisée dans le cas où le système à étudier présente des plans de symétrie.

$$\frac{\partial G(A)}{\partial n} \Big|_{\Gamma} = A_0$$

III.14.3 Condition mixte (Dirichlet et Neumann)

Appelé aussi condition de Cauchy, c'est une combinaison des deux conditions.

$$a G(A) + b \frac{\partial}{\partial n} G(A) = A_0$$

Avec:

A_0 : La valeur de l'inconnue sur la frontière ;

a, b : coefficient défini sur le domaine d'étude.

III.15 Discrétisation et approximation

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petites sous régions appelées éléments finis constituant le maillage. Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par une simple fonction appelée fonction de forme qui est continue et définie sur chaque élément seul. La forme des éléments est directement liée à la dimension du problème pour une géométrie en (2D), on utilise généralement des triangles ou des quadrilatères ; pour une géométrie en (3D), on utilise des tétraèdres, des prismes ou des hexaèdres. La discrétisation est une étape importante dans l'analyse éléments finis car la précision et les résultats escomptés dépendent de la méthode de discrétisation et de la finesse de cette subdivision en domaine [3], [12].

La fonction inconnue est approchée dans chaque élément par une fonction d'interpolation nodale, faisant intervenir les valeurs de l'inconnue aux nœuds de ces éléments ainsi que les coordonnées géométriques de ces nœuds. L'inconnue A est décrite dans chaque élément e par une combinaison linéaire des valeurs A_i^e aux nœuds :

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

Les α_i sont les fonctions de pondération qui sont :

$$\alpha_i^e(x_j, y_j) = \begin{cases} 1 & \text{Si } i=j \\ 0 & \text{Si } i \neq j \end{cases}$$

Dans le cas du calcul du champ dans les structures électromagnétiques, les éléments de forme triangulaire sont les plus utilisés. Cette subdivision exclusivement triangulaire du premier ordre a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet de traiter des expressions simples. Dans le cas de l'élément triangulaire représenté sur la figure (III.2), les fonctions de pondération sont :

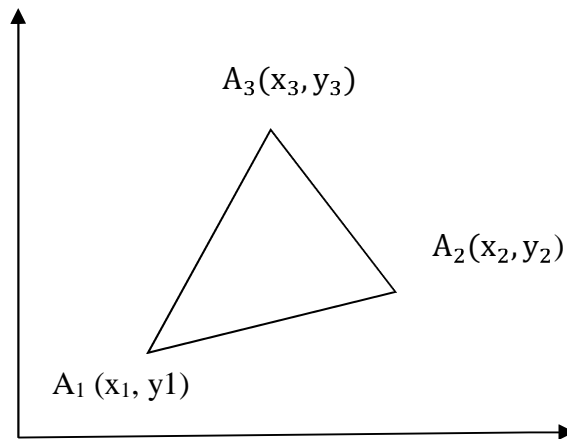


Figure.III.2 : Elément triangulaire.

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

Où : Δ est l'aire de l'élément.

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

D'où :

$$\Delta = [(x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2)] / 2$$

III.16 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques

La méthode des éléments finis est basée sur la substitution de la forme différentielle que représente l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites associées de la formulation intégrale de problème à étudier.

III.16.1 Formulation intégrale

La méthode des éléments finis, est plus utilisée car elle est mieux adaptée aux géométries complexes. Dans cette méthode, on cherche à exprimer une formulation intégrale basée sur l'une des deux approches suivantes :

- variationnelle
- Résidus pondérés

III.16.1.1 Approche variationnelle

Le principe de la méthode, consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement, l'énergie du système étudié. Cette méthode n'est donc applicable que si on connaît une fonctionnelle équivalente au problème différentiel que l'on veut résoudre.

$$F(A) = \int_{\Omega} L \, d\Omega$$

$$L = W_c - W_p$$

Avec :

L est le Lagrangien ;

W_c :Energie,cinétique ;

W_p :energie,potentiel ;

Ω : domaine d'étude.

III.16.1.2 Résidus pondérés

Appelée aussi méthode projective, le principe de la méthode des résidus pondérés consiste à chercher la solution approchée du problème en partant directement des EDP exprimées sous forme générale par :

$$L(A = f) \quad \text{Sur un domaine } \Omega$$

$$G(A) = g \quad \text{Sur la frontière } \Gamma$$

Avec:

L : est un opérateur différentiel ;

G : est un opérateur différentiel qui définit une condition à la limite ;

f et g sont des fonctions respectivement définis sur Ω ;

A : est une fonction Inconnu (potentiel vecteur magnétique) .

La méthode des résidus pondérés consiste à déterminer les valeurs du potentiel vecteur magnétique A qui permettent d'annuler l'intégrale du résidu [12].L'expression de l'intégrale du résidu est donnée par :

$$\int_{\Omega} \alpha_i \cdot Ri \cdot d\Omega = 0$$

Tel que :

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

Ri : résidu de l'approximation ;

f : fonction définie sur le domaine Ω ;

α_i : Fonction de projection ou de pondération.

III.17 Formulation du modèle magnétostatique dans les différentes régions

Le modèle magnétostatique régissant les différentes régions de la machine en terme de potentiel vecteur magnétique et en terme de potentiel scalaire électrique est donnée par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu_s} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_s} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = 0 & \text{Circuit magnétique} \\ \frac{\partial}{\partial X} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial X} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = J_{S_z} & \text{Enroulements} \\ \frac{\partial}{\partial X} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial X} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = 0 & \text{Entrefer} \\ \frac{\partial}{\partial X} \left(-\frac{1}{\mu_{pm}} \frac{\partial A_z}{\partial X} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_{pm}} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = -\frac{\mu_0}{\mu_{pm}} \cdot \left[\left(\frac{\partial M_y}{\partial X} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] & \text{Aimant permanent} \end{array} \right.$$

III.18 Méthodes de résolution des systèmes algébriques

La modélisation des problèmes que l'on rencontre en pratique conduit, après une étape de discrétisation, à la résolution de systèmes d'équations en dimension finie. La mise en œuvre de la méthode des éléments finis nécessite l'utilisation des méthodes numériques variées pour construire les matrices élémentaires et résoudre les systèmes d'équations algébriques.

Les méthodes de résolution des systèmes linéaires peuvent être classées en deux catégories [24]:

- **Les méthodes directes**

Qui conduisent à la solution en un nombre fini d'opérations. Nous citeront :

La méthode de Cramer, la méthode de Cholesky.

- **Les méthodes itératives**

Qui conduisent à la solution par une succession d'améliorations d'une solution approchée. Le nombre d'itérations est difficile à prévoir, il est dépendant de la structure de la matrice. Nous citons : la méthode de Jacobi, la méthode de Gauss-Seidel, la méthode de relaxation.

III.21 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation des lois de l'électromagnétisme qui se résume aux équations de MAXWELL, relations du milieu et les différents modèles des phénomènes électromagnétiques qui en découle. Ainsi que la discrétisation éléments finis des modèles.

Le chapitre suivant traitera de l'application à savoir l'étude des défauts dû à la désaimantation des équations et l'excentricité statique de la (MSAP) .Dans cette étude nous allons utiliser le logiciel FEMM où une brève présentation sera donnée.

CHAPITRE VI
ETUDE DE DÉFAUTS
DE
DÉSAIMANTATION
ET D'EXCENTRICITÉ
STATIQUE DANS LA
(MSAP)

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier les différents types de défaut à savoir les défauts de désaimantation des aimants symétrique et asymétrique ainsi que les défauts d'excentricité statique dans la (MSAP). Nous nous intéressons principalement à la distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer et l'évolution de couple à l'état sain et en présence de défaut. L'étude est effectuée en utilisant la méthode des éléments finis et en établissant un programme LUA exécuté sous le logiciel FEMM. Une confrontation des résultats de l'étude saine de la (MSAP) et en présence de défaut sera effectuée dans le but d'évaluer le degré des différents défauts.

IV.2 Présentation de l'outil de calcul utilisé

Nous avons défini précédemment une méthode théorique de calcul numérique de la machine synchrone à aimant permanents. Nous définissons dans cette partie, l'outil de calcul utilisé lors des différentes simulations.

Les résultats sont obtenus à l'aide d'un logiciel basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM (Finite Element Magnetic). Ce dernier permet de calculer par éléments finis des champs électromagnétiques. Comme tous les logiciels utilisés pour des problèmes éléments finis en deux dimensions sont articulés en trois axes appelés :

"pré-processeur", "processeur" et "postprocesseur".

Dans le but de pouvoir modifier à notre guise les paramètres de la machine pour voir leur influence, le logiciel FEMM, ne nous donne pas cette opportunité, par contre, il nous donne la possibilité de le commander par des programmes extérieurs. Nous définirons alors le post et le pré processeur à l'aide du langage LUA. Le script LUA est une partie de programme directement interprétée par le logiciel FEMM, contenant des fonctions propres au logiciel [23].

IV.2.1 Pré-processeur

Cet élément permet de définir le dispositif d'étude à savoir :

- Dessiner la géométrie du dispositif avec des arcs ou des segments de droite ;
- Définition du problème à savoir la nature du problème à résoudre ;
- Introduction des caractéristiques des différentes régions géométriques du dispositif ;
- Définitions des circuits de la structure ;
- Introduction des conditions aux limites.

IV.2.2 Le Processeur

Cet élément effectue la résolution du problème défini sur chaque élément du maillage en effectuant des itérations jusqu'à atteindre la précision imposée au pré-processeur. En chaque élément, le potentiel vecteur est connu et à partir de là, les autres grandeurs sont déduites.

IV.2.3 Le Post processeur

Une fois les résultats sont déterminés par le processeur, le post-processeur nous permet de visualiser et récupérer les valeurs des grandeurs désirées (les flux d'encoches, les valeurs de l'énergie, couples...) sous forme de fichiers numériques [24].

IV.3 Etape de mise en œuvre du problème sous FEMM

L'organigramme utilisé pour la modélisation de (MSAP) est comme suit :

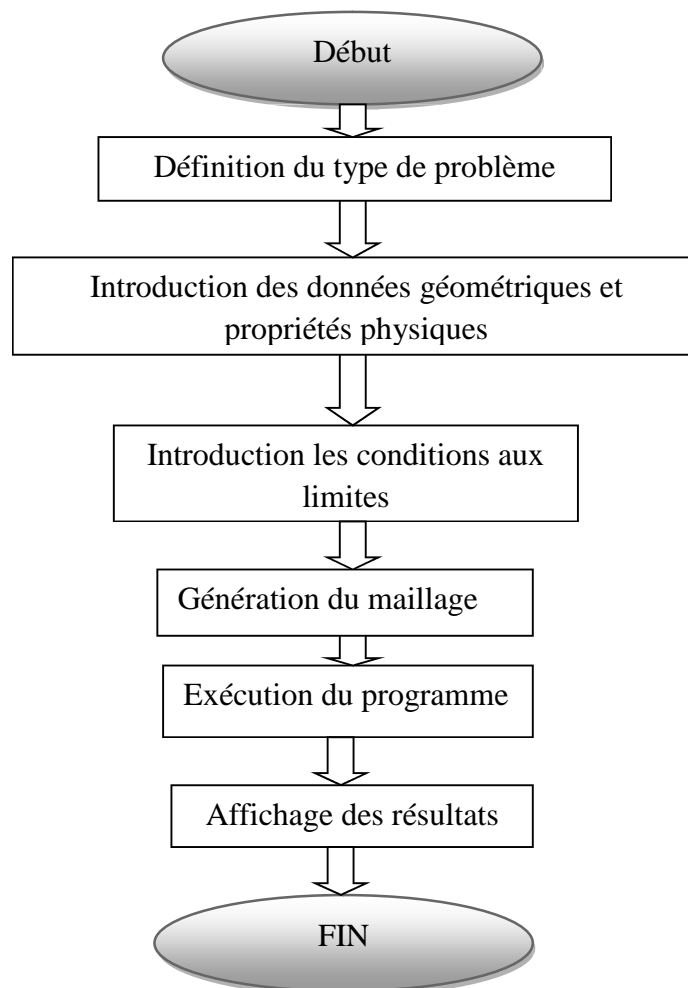


Fig.IV.1 : Organigramme de calcul utilisant la méthode des éléments finis.

IV.4 Présentation de la machine étudiée

La machine à laquelle nous nous sommes intéressés est une machine synchrone à aimants permanents étudiée aux laboratoires du GREEN (groupe de Recherche en électronique et électrotechnique de Nancy-France). Ce type de machine est conçu pour des gammes de puissance de 60kW [13].

IV.5 Structure de la machine étudiée

La figure (IV.2) représente la disposition géométrique des éléments de la machine synchrone à aimant permanent en coupe transversale.

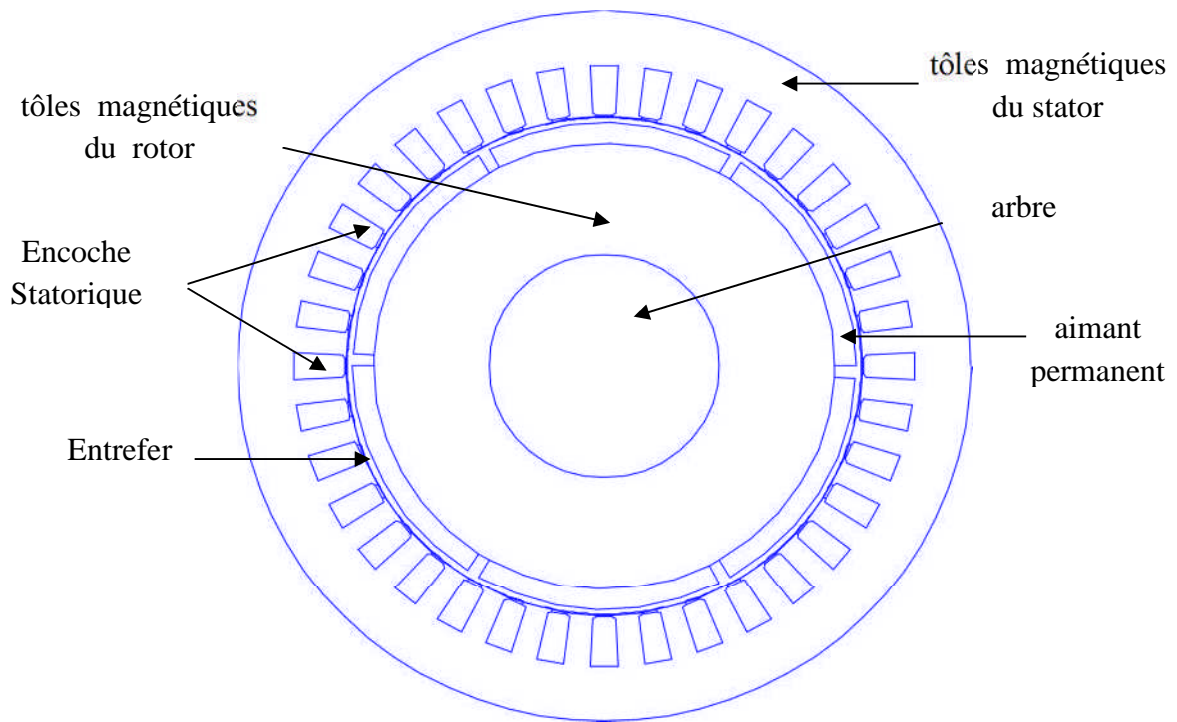


Fig.IV.2 : Disposition géométrique des éléments de la MSAP en coupe transversale.

IV.6 Maillage de la machine étudié

Le maillage consiste à découper un domaine complexe en sous-domaines simples (éléments). L'instruction « mesh » du logiciel FEMM permet de lancer automatiquement le maillage. La figure (IV.3) présente le maillage de la machine.

Le maillage effectué sur la machine comporte 22737 Nœuds, 45147 Eléments.

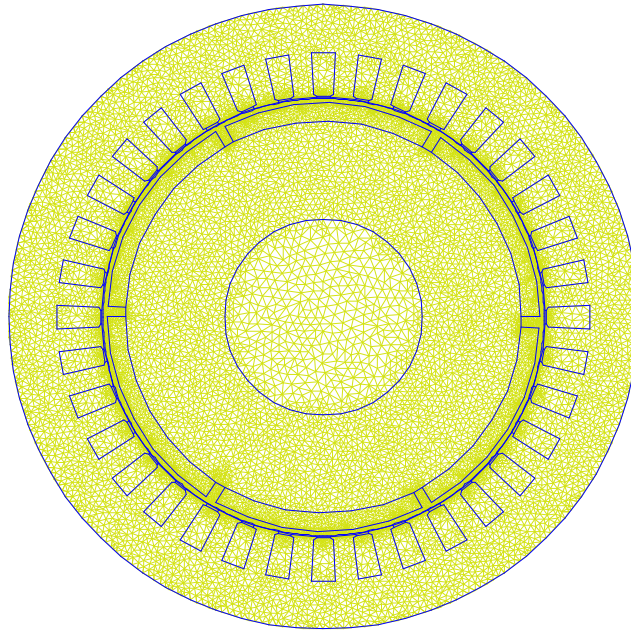


Fig.IV.3 : Le maillage de la machine étudié.

IV.7 Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents

- **Le rotor:** Est constitué d'aimants permanents qui sont insérés dans l'armature rotorique maintenus par une couronne.

Ces aimants permanents possèdent une aimantation parallèle et forment six pôles magnétique.

- **Le stator:** Est constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques abritées dans ces encoches l'enroulement triphasé [7].

La figure (IV.4) montre que ltes trois phases alimentées

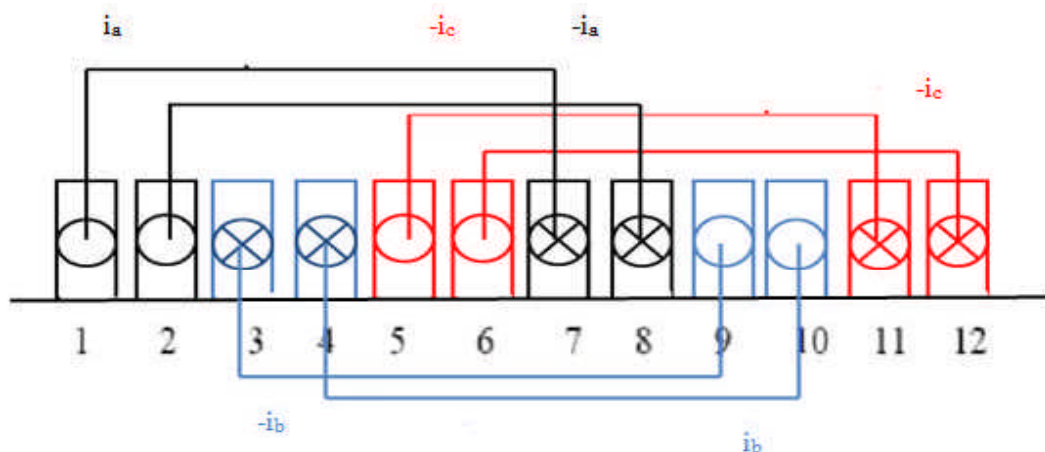


Fig.IV.4 : Bobinage en simple couche sur un pôle [12].

IV.7.1 Paramètre géométriques

Les dimensions en millimètre de la machine sont données dans le Tableau (IV.1) suivant

Tableau.IV.1.caractéristique de la machine étudiée [8].

Caractéristique	Valeurs
Nombre d'encoches	36
Diamètre externe	350 mm
Epaisseur d'aimant	10mm
Rayon rotorique	110 mm
Longueur utile	171mm
Le courant dans les encoches	218.7A
Rayon d'alésage	123mm
Hauteur d'encoche	23mm
L'entrefer mécanique	0.3mm
L'induction rémanente	1.03T
Couple	159.2Nm
Densité de courant	1.77A/mm ²
Perméabilité des tôles	400

IV.7.2 Domaine d'étude de la machine

Le tracé géométrique complet de la structure étudiée en deux dimensions [x, y], est réalisé en utilisant les commandes du langage LUA. Les conditions aux limites imposées sont de type Dirichlet .Comme montré sur la figure (IV.5).

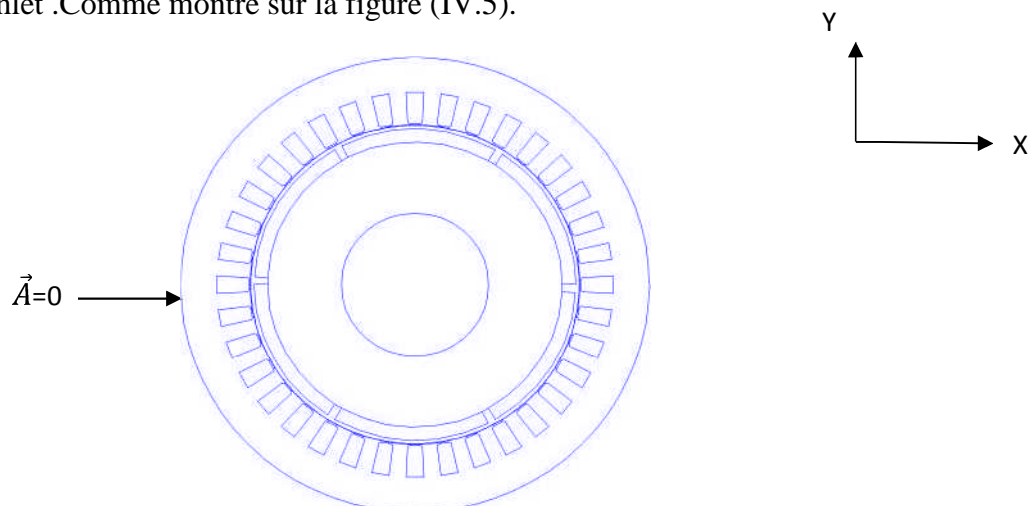


Fig.VI.5 : Domaine d'étude de la machine associée aux conditions aux limites.

IV.8 Modèles d'équations électromagnétiques de la MSAP

Cette partie, est conduite à la modélisation électromagnétique de la MSAP par la résolution des équations magnétostatique en potentiel vecteur magnétique, en utilisant la méthode des éléments finis sous environnement FEMM. Le modèle magnétostatique en potentiel vecteur magnétique et potentiel scalaire électrique. Régissant les phénomènes électromagnétiques dans les différentes parties de la machine sont obtenus à partir des équations (III.28). Un modèle bidimensionnel permet ainsi d'obtenir la solution avec une précision jugée suffisante. C'est pourquoi nous limiterons notre étude à la résolution des équations électromagnétique en 2D. L'invariance selon l'axe (oz), perpendiculaire au plan oxy de l'étude, conduit aux deux point suivant :

Le potentiel vecteur \vec{A} et \vec{J}_s n'ont qu'une seul composante selon la direction de z $\vec{A} = [0,0,A_z]$, $\vec{J}_s = [0,0,J_z]$.

- **En coordonnées cartésiennes**

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu_s} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_s} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = 0 & \text{Circuit magnétique} \\
 \frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = J_{sz} & \text{Enroulements} \\
 \frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = 0 & \text{Entrefer} \\
 \frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu_{pm}} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu_{pm}} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) = -\frac{\mu_0}{\mu_{pm}} \cdot \left[\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] & \text{Aimant permanent}
 \end{array} \right.$$

IV.9 Résultats de simulations et interprétations

La modélisation numérique a pour objectif de simuler numériquement le comportement de systèmes physique, en utilisant l'outil informatique, la résolution numérique par éléments finis des équations électromagnétiques, en imposant une condition de type Dirichlet (A=0) sur tout le contour du domaine d'étude nous a conduits à la connaissance de la distribution du potentiel vecteur magnétique ainsi que les inductions magnétique et le couple électromagnétique dans toute la structure pour ce faire, deux cas se présenterons :

-La machine synchrone à aimant permanent a l'état sain et en présence de défaut de désaimantation (symétrique et asymétrique) et d'excentricité statique.

IV.9.1 (MSAP) à l'état sain

La figure (IV.6.a) et (IV.6.b) montre la distribution des lignes isovaleurs de potentiel vecteur magnétique et la distribution de l'induction magnétique en régime sain de la (MSAP). On remarque sur la figure (IV.6.a) les lignes de champ se canalisent dans le matériau ferromagnétique (fer) et les aimants permanents, car le fer possède une grande perméabilité magnétique. Par contre dans l'arbre de la machine on visualise l'absence de ces lignes car il est constitué à base de l'acier qui possède une perméabilité magnétique très négligeable devant celle de fer. Les lignes de champ suivent le chemin suivant la nature de matériau le plus magnétique. On remarque sur la carte du module de l'induction figure (IV.6.b) que les valeurs maximales de l'induction magnétique sont atteintes au niveau des extrémités internes de l'aimant ($B_{max}=2.265T$).

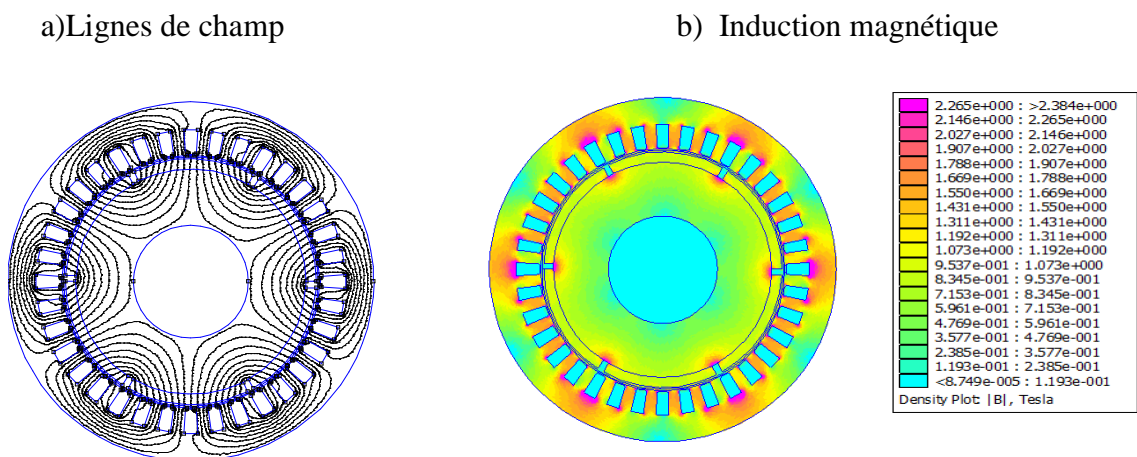


Fig.IV.6 : Lignes de champ et cartographie d'induction en régime sain.

- **Module d'induction magnétique**

On voit la présence des ondulations dans la figure (IV.7) de l'induction c.à.d. une distorsion de la forme de l'induction, et de fait que la machine est constituée de plusieurs matériaux magnétiquement différents et de sa géométrie complexe auprès de l'entrefer (présence d'aimants, entrefer (air), cavités d'air, encoches). Le passage des lignes de champ dans les dents de fer statorique va générer la distorsion de la forme de l'induction magnétique dans l'entrefer.

La figure (IV.7) montre que la valeur de l'induction est au voisinage de 0.85T.

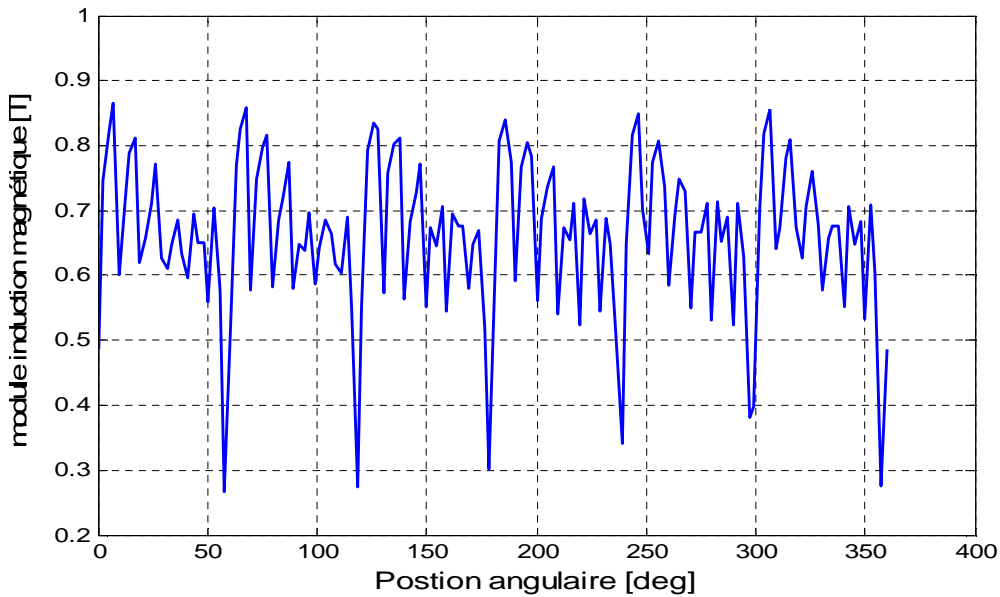


Fig.IV.7 : Répartition du module d'induction magnétique dans l'entrefer.

- **Induction magnétique normale**

La figure d'Induction magnétique normale est une courbe presque sinusoïdale. La valeur maximale positive obtenue avec le SmCo est ($B \approx 0.8$ Tesla) correspond à la composante normale de l'induction qui est maximale au milieu de l'aimant, et la valeur négative ($B \approx -0.8$ Tesla) correspond au changement successive de sens de l'orientation de l'induction des différents pôles (chaque pôle nord est suivie d'un pôle sud). L'induction est radiale dans l'entrefer et son amplitude varie suivant la nature de pôle, c.à.d. que lorsque l'induction est négative, il s'agit du pôle sud. Et lorsqu'elle est positive, il s'agit de pôle nord. Donc elle montre que la valeur atteinte par l'induction normale coïncident avec celle du module ce qui démontre la conservation de la composante normale de l'induction magnétique.

La figure ci-dessous montre la repartition d'induction magnétique normale dans l'entrefer .

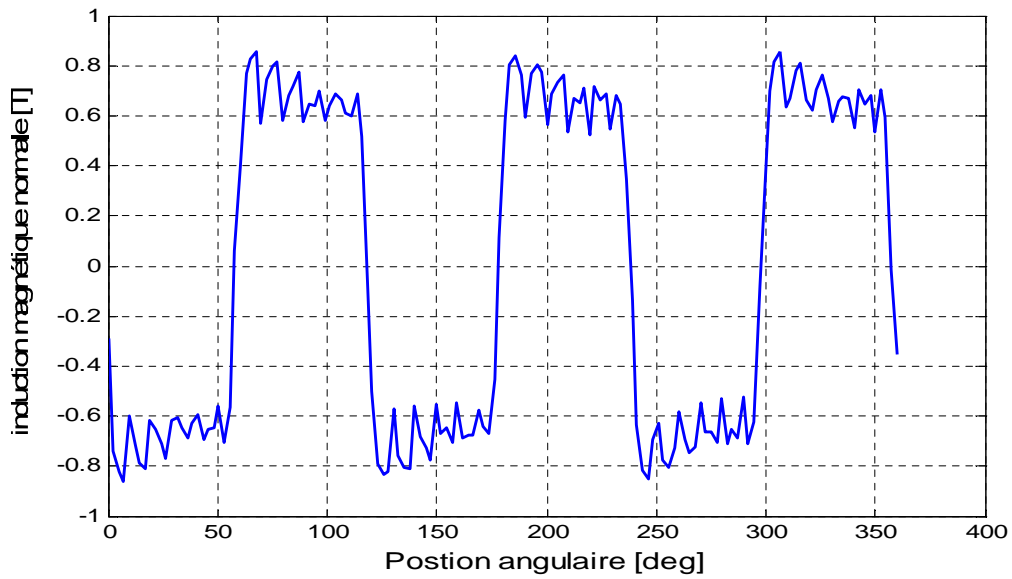


Fig.IV.8 : Répartition de l'induction magnétique normale dans l'entrefer.

- **Potentiel vecteur magnétique**

On remarque dans la figure (IV.9) que la forme du potentiel vecteur magnétique est sinusoïdale et elle montre aussi la disposition alternative des 6 pôles magnétiques au niveau de l'entrefer et la valeur maximale du potentiel est 0.04 [T.m].

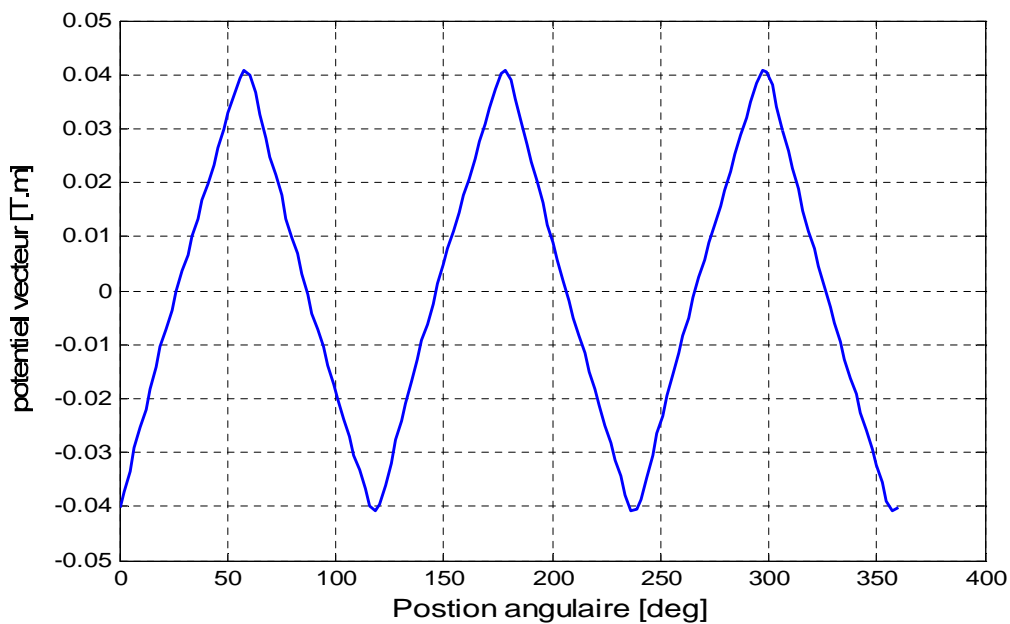


Fig.IV.9 : Répartition du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer.

- **Couple électromagnétique**

Dans cette partie nous allons étudier le couple électromagnétique de la machine saine et pour ce faire nous allons utiliser la méthode des tenseurs de Maxwell. La figure(IV.10) représente le couple global, qui est la composition du couple d'interaction et du couple de détente. On remarque que la valeur de couple est très importante elle est au voisinage de 165(N.m), ce qui est vraiment intéressant pour les performances de la machine.

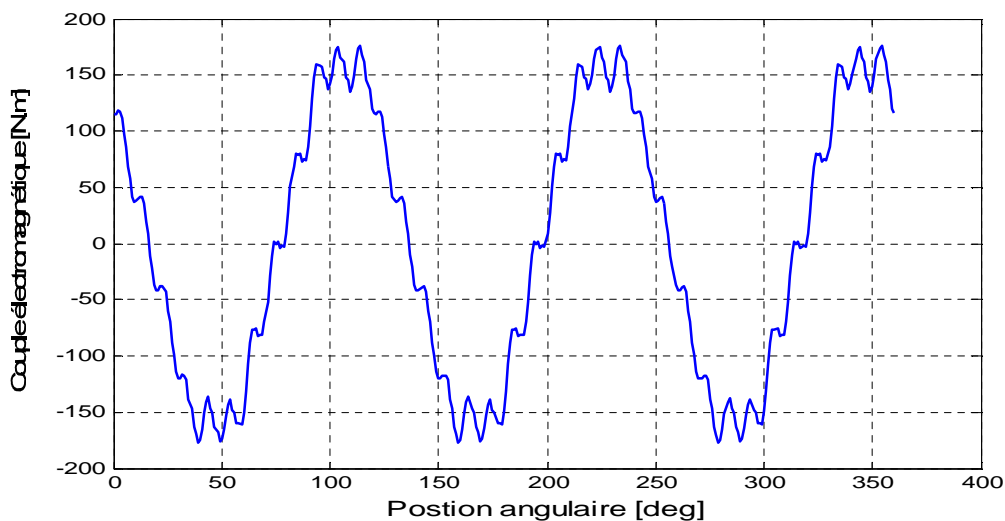


Fig. IV.10 : Evolution du couple électromagnétique.

IV.9.2 Défaut de désaimantation dans la (MSAP)

Il a été mentionné en chapitre 2, qu'un défaut d'un aimant peut se produire à cause d'une fissure. Cela signifie que le défaut d'un aimant peut être classé comme un type de défaut qui est reparti uniformément sur toute sa surface ou localisé à un endroit précis du pôle. Afin de tenir compte de cette non uniformité du défaut dans le modèle analytique. L'aimant est fragmenté en 15 éléments. Comme montre la figure (IV.11).

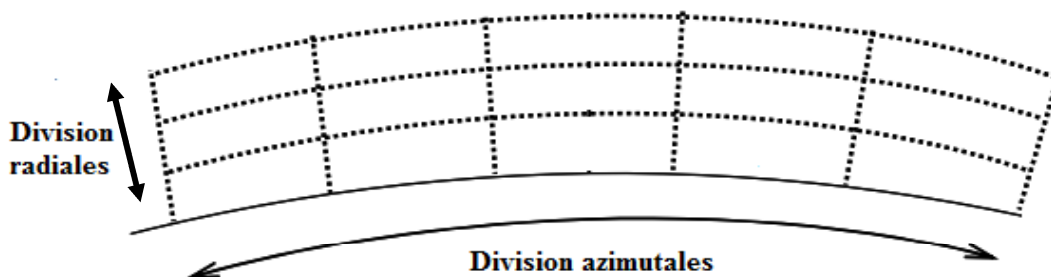


Fig.IV.11 : Subdivision de l'aimant en m éléments.

- **Défaut symétrique**

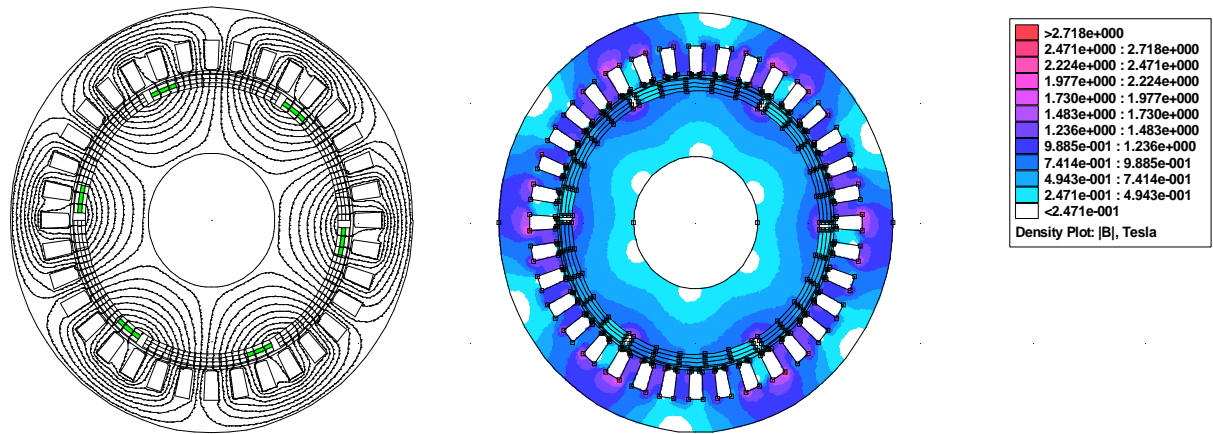
Les défauts de types symétriques les deux pôles nord et sud sont désaimantés de façon identique. Examinons deux types de défaut :

-Défaut symetrique1 : la désaimantation affecte la dernière portion de chaque aimant

-Défaut symetrique2 : la désaimantation affecte toute un bloc de chaque aimant

La figure (IV.12) représente la répartition des lignes du champ et la distribution de l'induction magnétique.

a) Défaut symétrique 1



b) Défauts symétrique 2

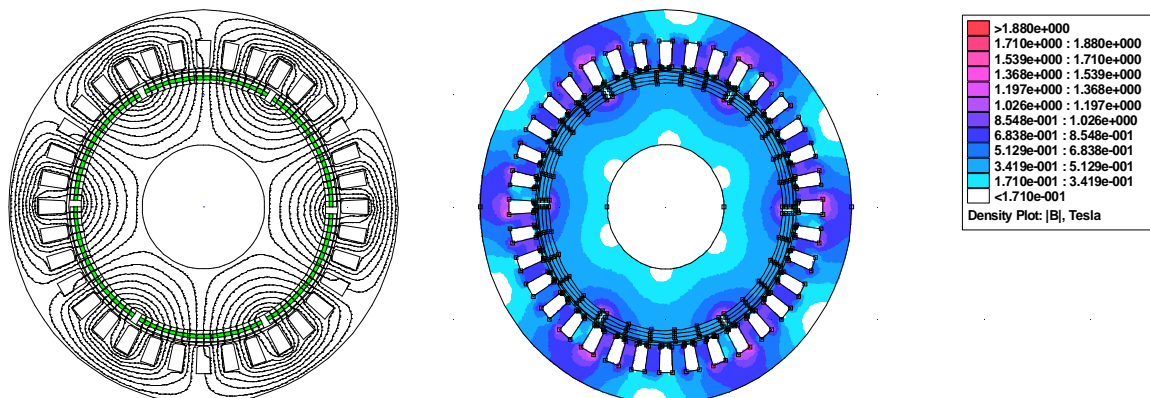


Fig.IV.12 : Lignes de champ et cartographie d'induction en présence de défaut

(a)défaut symetrique1, (b) défaut symétrique 2.

- **Module d'induction magnétique**

La figure (IV.13) montre la répartition de module de l'induction magnétique dans l'entrefer. On remarque que la désaimantation dans le premier cas (symétrique1) n'affecte pas d'une manière considérable la forme des courbes obtenues en comparaison avec celles obtenues à l'état sain. Sauf qu'il y aura une diminution de l'amplitude de l'induction juste dans la partie désaimantée ($B=0.38$ T).

Pour le défaut (symétrique2) ou la désaimantation affecte tout un bloc, on a une diminution de l'amplitude de module de l'induction magnétique et d'après les figures on remarque que cette diminution elle est dans la partie ou on introduit le défaut ($B_{max}=0.60$ T).

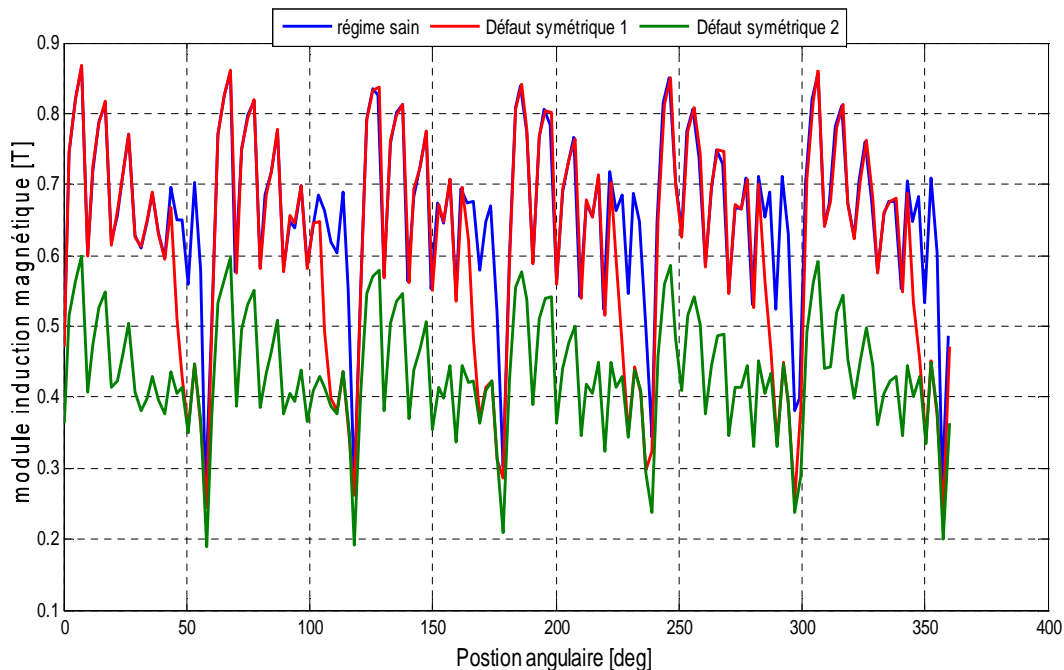


Fig.IV.13 : Répartition de module d'induction magnétique dans l'entrefer.

- **Induction magnétique normale**

La figure ci-dessous représente les allures de l'induction normale obtenues en comparaison avec celles obtenues à l'état sain sont les mêmes. Sauf qu'il y aura une diminution de l'amplitude de dans la partie désaimantée $B=0.38$ [T].pour le 2eme défaut au voisinage de 0.6 [T].

La figure (IV.14) représente la répartition d'induction magnétique normale dans l'entrefer dans le cas du défaut symétrique.

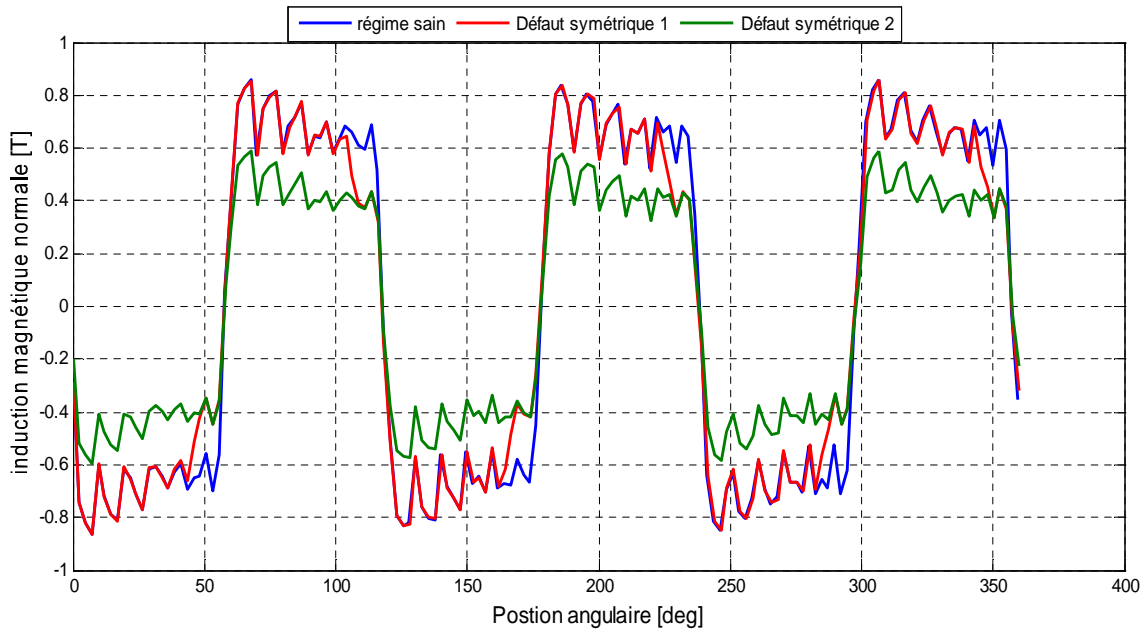


Fig.IV.14 : Répartition d'induction magnétique normale dans l'entrefer.

- **potentiel vecteur magnétique**

Une réduction de l'amplitude de potentiel vecteur magnétique pour le défaut symétrique 1 $A=0.038$ T.m et pour le cas de défaut symétrique 2 $A=0.026$ T.m et cette diminution limitée dans la partie désaimantée et elle justifie la réduction de la densité de flux magnétique à travers l'entrefer.

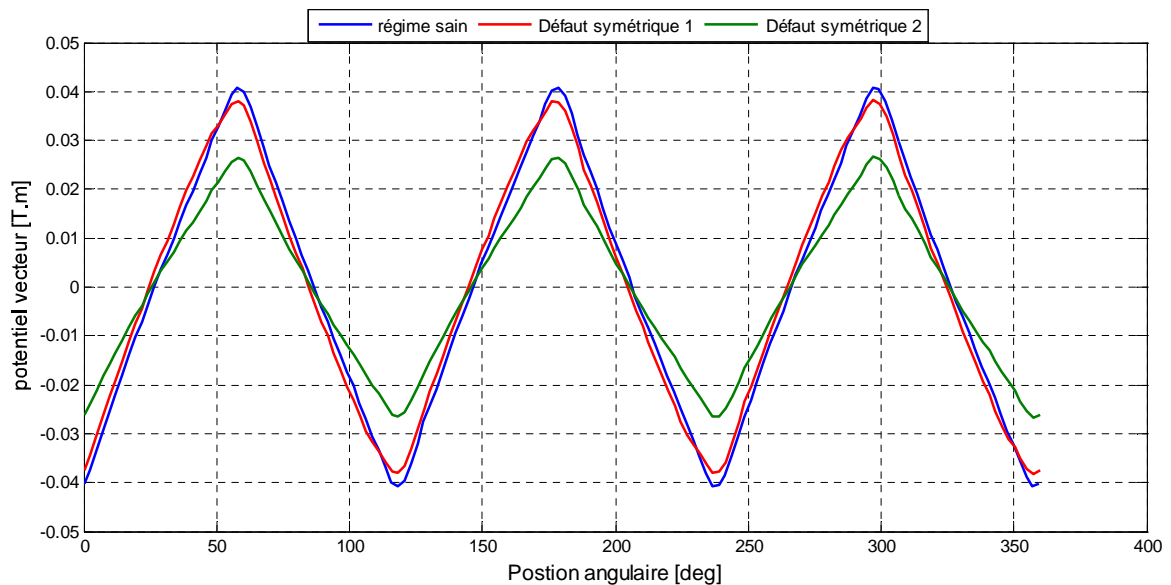


Fig.IV.15 : Evolution du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer.

- **Couple électromagnétique**

La figure ci-dessous montre l'évaluation du couple électromagnétique pour les trois cas. On remarque une diminution de l'amplitude du couple dans les deux défauts symétrique1 et symétrique2 dans le premier une légère diminution au voisinage de 164 N.m et pour le deuxième est également réduit évalué à 100 N.m. Et une déformation dans l'allure des couples.

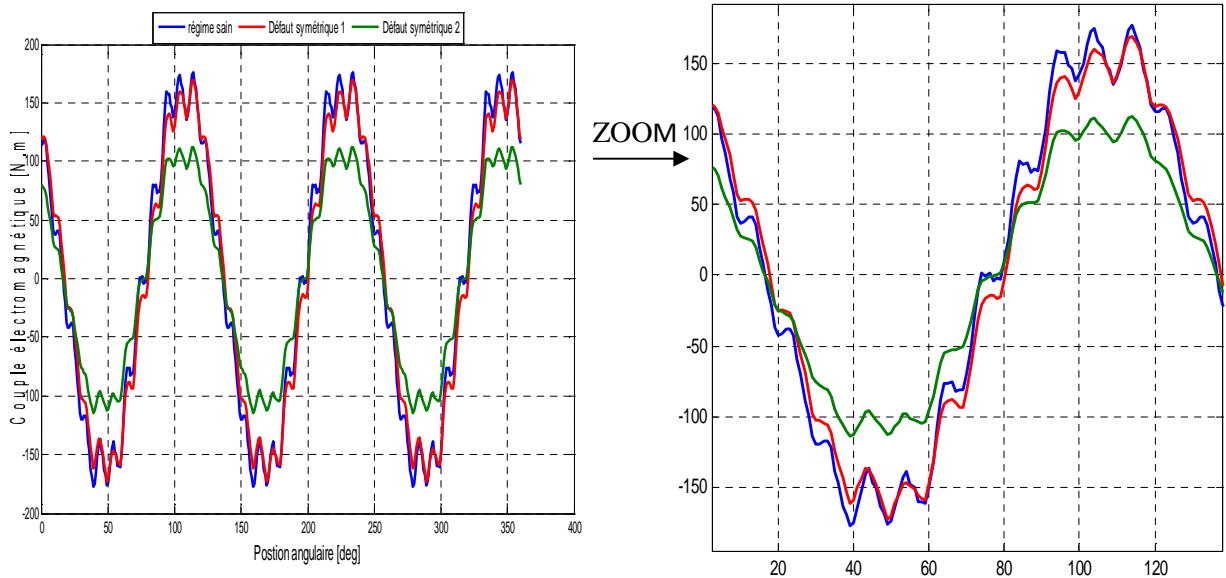


Fig. IV.16 : Evolution du couple électromagnétique.

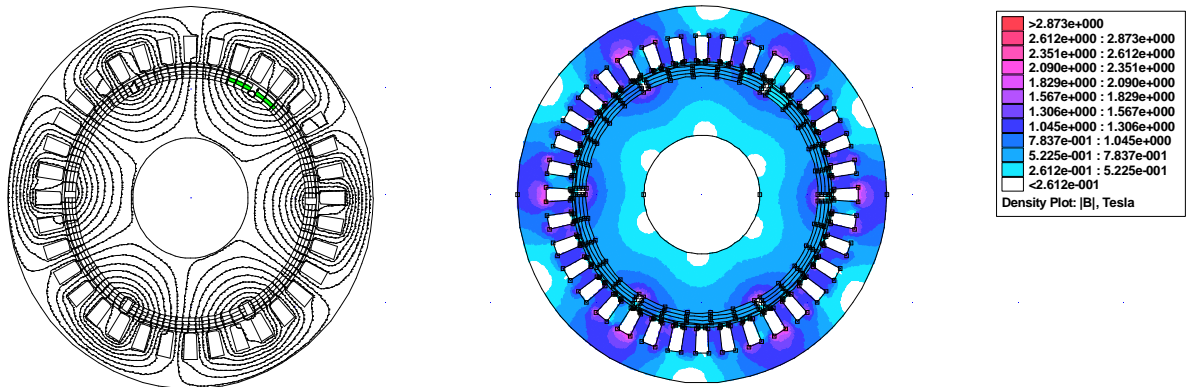
- **Défaut asymétrique**

On va introduire deux défauts asymétriques :

- Le premier défaut concerne la désaimantation de la partie gauche du deuxième aimant ainsi que la partie haute du troisième aimant.
- Le deuxième défaut concerne la désaimantation des parties axiales de deuxième bloc de deux aimants.

La figure (IV.17) représente les lignes du champ magnétique et la distribution de l'induction magnétique

a) Défaut asymétrique 1



b) Défaut asymétrique 2

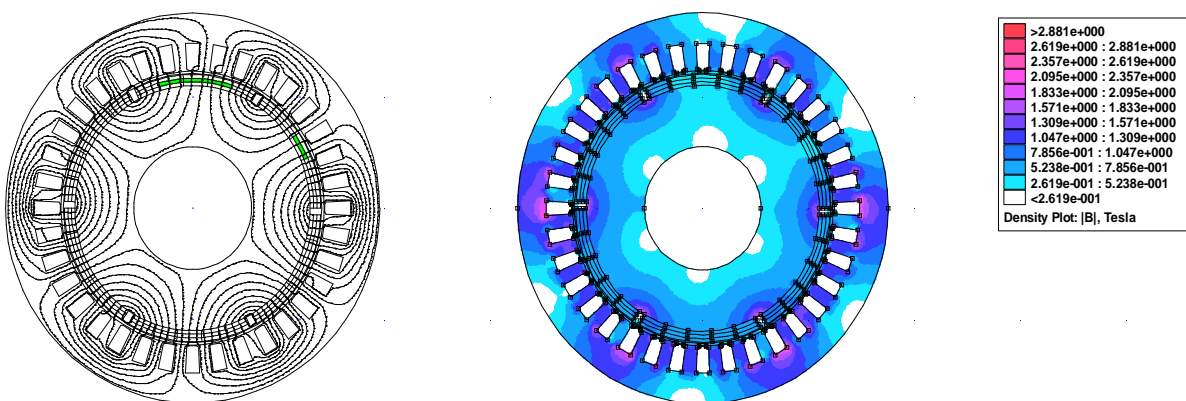


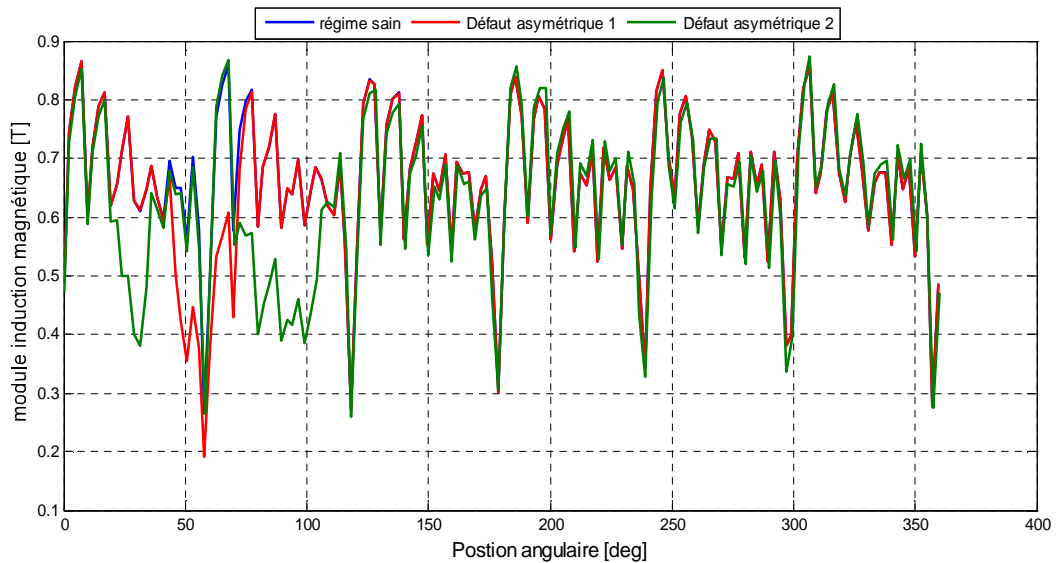
Fig.IV.17 : Lignes de champ et cartographie d'induction en présence de défaut

(a) défaut asymétrique 1, (b) défaut asymétrique 2.

- **Module d'induction magnétique**

On remarque dans l'allure ci-dessous que la désaimantation des blocs élémentaires constituant les aimants perturbe la distribution régulière de l'induction magnétique. On remarque une diminution de l'amplitude dans les parties désaimantées pour le défaut asymétrique 1 $B_{max}=0.6$ T et le défaut asymétrique 2 B_{max} au voisinage de 0.5 T.

La figure (IV.18) représente la distribution du module de l'induction magnétique dans l'entrefer pour les différents cas asymétrique 1, asymétrique 2 et à l'état sain.



FigIV.18 : Répartition de module d'induction magnétique dans l'entrefer.

- **Induction magnétique normale**

On remarque que la forme des allures d'induction normale pour les trois cas reste la même sauf que dans la partie désaimantée on remarque une diminution de l'amplitude de l'induction normale, pour le défaut asymétrique la valeur maximale de l'induction au voisinage de 0.6 T et $B_{min} = -0.5$ T, Le deuxième défaut asymétrique 2 $B_{max} = 0.6$ T, $B_{min} = -0.6$ T. L'annulation d'une manière différente de l'aimantation pour les parties axiales des aimants génère une répartition non homogène de l'induction normale.

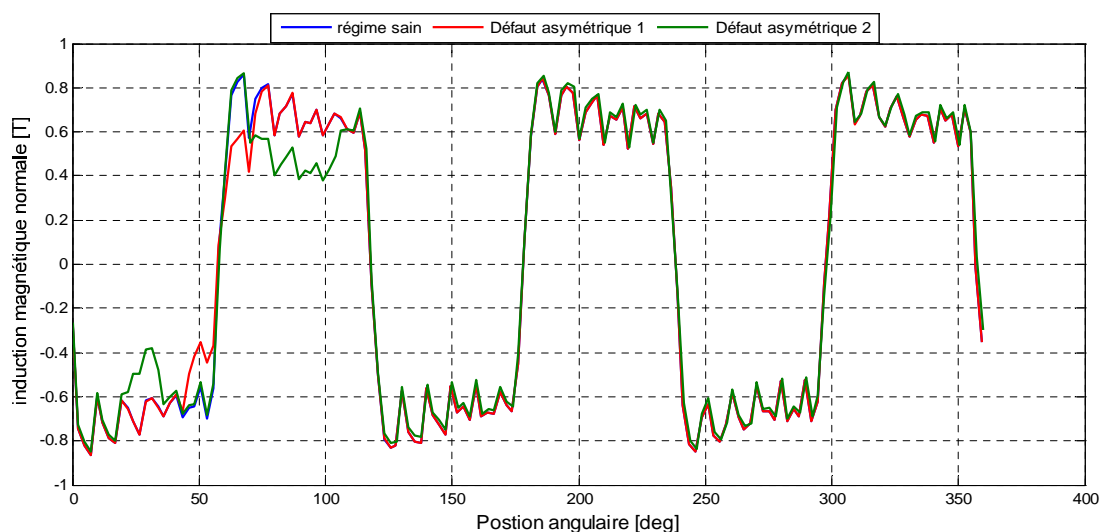


Fig.IV.19 : Répartition d'induction magnétique normale dans l'entrefer.

- **Potentiel vecteur magnétique**

On remarque que la forme et l'amplitude de potentiel vecteur magnétique restent inchangées sauf à l'endroit où le défaut affecte la machine. On voit une diminution $A=0.038$ T.m. Pour le défaut asymétrique 2, la forme de potentiel vecteur magnétique présente une légère déformation en plus de la diminution d'amplitude ($A=0.03$ T.m) au niveau des pôles qui comportent les imperfections. La figure (IV.20) représente la distribution de potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer pour les trois cas. Pour le défaut asymétrique 1

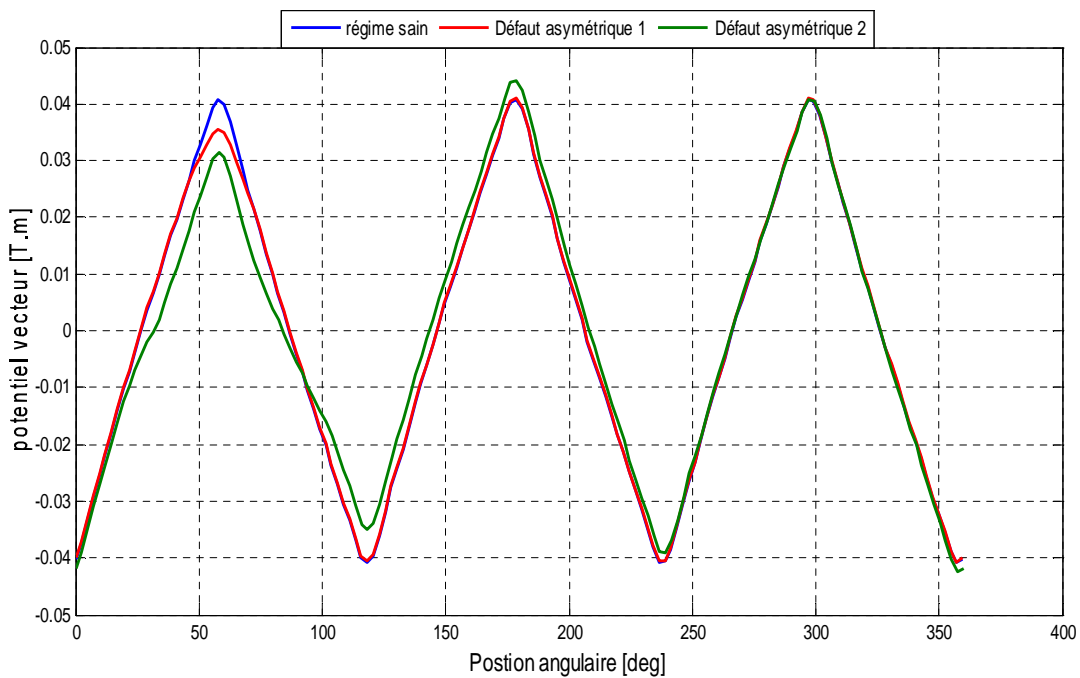


Fig.IV.20 : Evolution du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer.

- **Couple électromagnétique**

On voit d'après la figure(IV.21) que le couple électromagnétique est également réduit mais visiblement en comparaison avec les courbes de défaut symétrique tandis que les formes présentes des voisinages.

La figure ci-dessous montre l'évaluation du couple électromagnétique pour le cas asymétrique

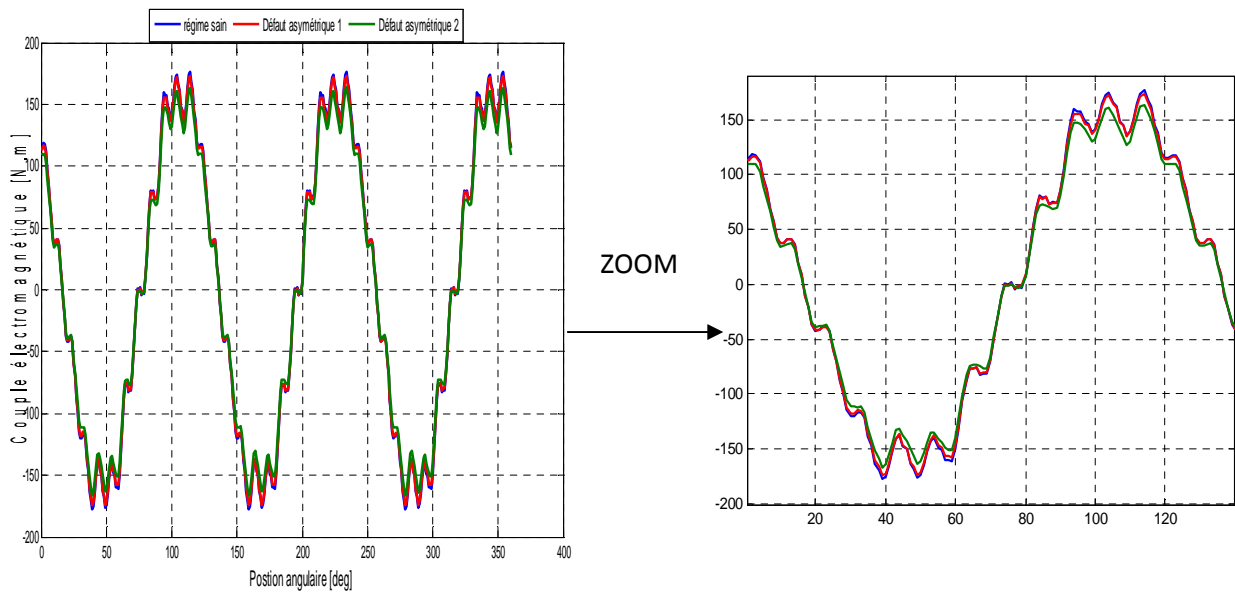


Fig. IV.21 : Evolution du couple électromagnétique.

IV.9.3 Défaut d'excentricité

L'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe. Dans cette partie on va introduire deux cas de défaut d'excentricité statique le premier cas on a déplacé le rotor de 1.5mm et le deuxième cas on a déplacé le rotor de 2.5mm. La figure(IV.22) montre la répartition des lignes du champ magnétique et la distribution de l'induction magnétique en présence de défaut d'excentricité statique.

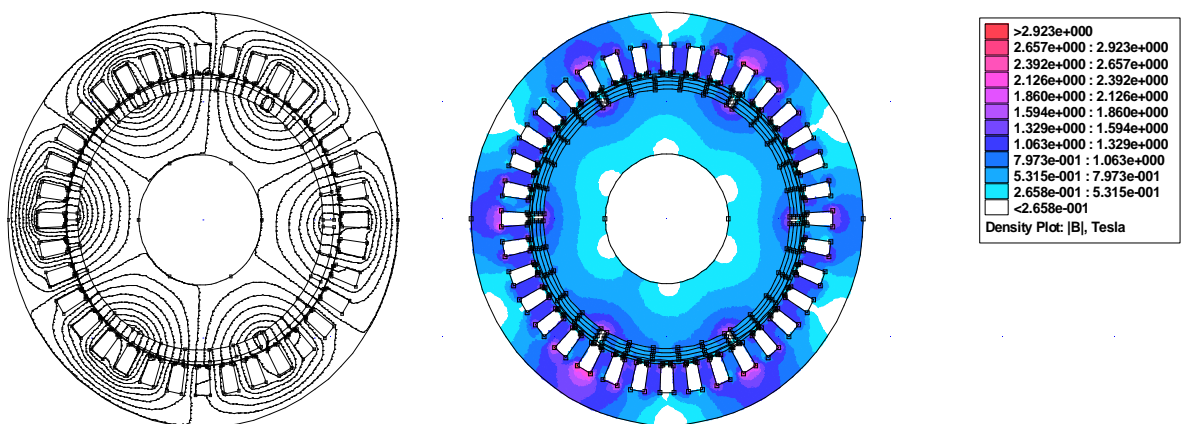


Fig.IV.22 : Lignes de champ et cartographie d'induction en présence de défaut d'excentricité statique.

- **Module d'induction magnétique**

La figure (IV.23) représente la distribution de module d'induction dans l'entrefer pour les trois régimes. L'effet produit par le défaut sur l'allure(IV.23) du module de l'induction est insignifiant. On voit la présence des ondulations sur de l'induction c.à.d. une distorsion de la forme de l'induction.

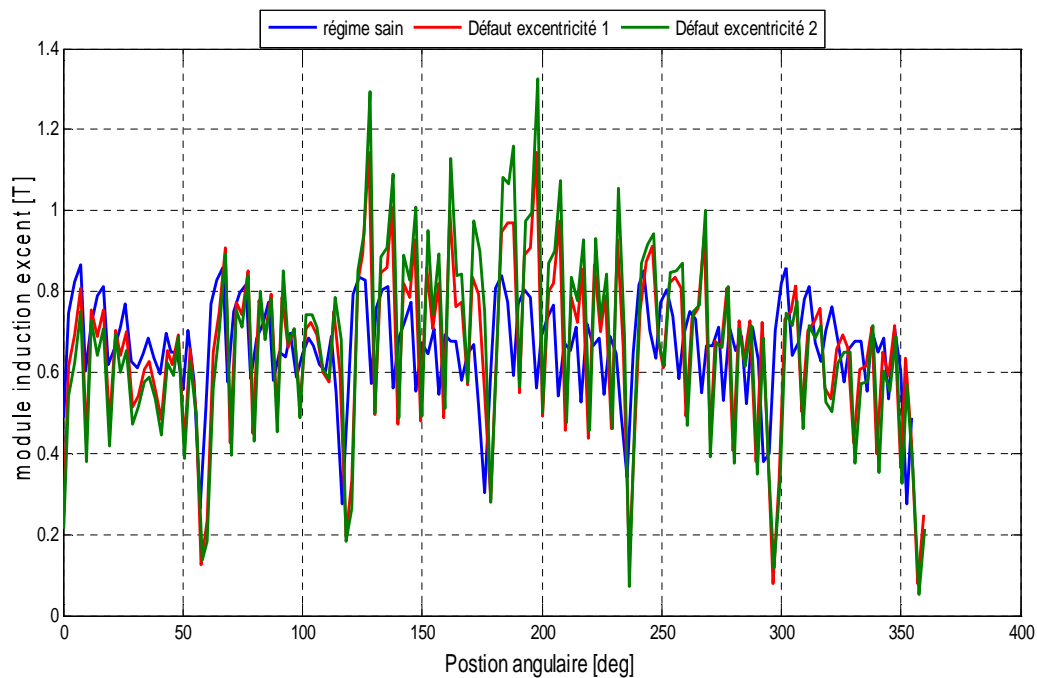


Fig.IV.23 : Evolution de module d'induction dans l'entrefer.

- **Induction magnétique normale**

Le décentrement génère un déséquilibre dans la distribution des efforts radiaux entre le stator et le rotor. L'effort radial est maximale à l'endroit où se situe l'épaisseur minimale de l'entrefer et va tendre à diminuer encore plus la valeur de l'entrefer minimum et augmenter par conséquent encore plus le déséquilibre des efforts radiaux. Le point ultime de l'excentricité est le frottement de stator sur le rotor, qui est synonyme de destruction rapide de la machine.

La figure (IV.24) représente la distribution d'induction normale dans l'entrefer pour les différents régimes régime d'excentricité statique et cas sain.

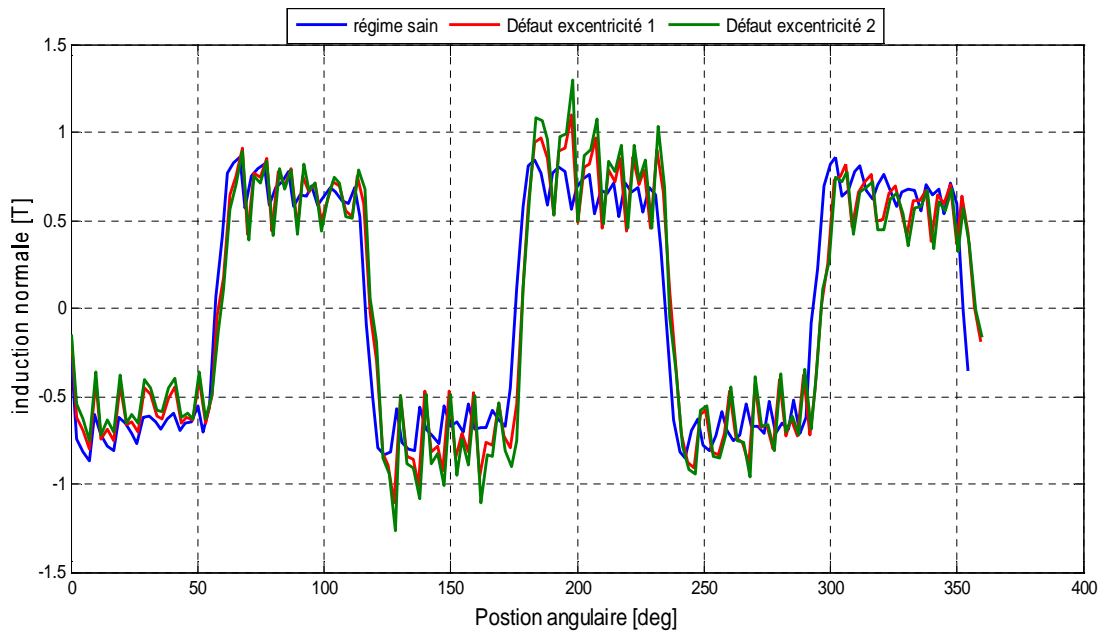


Fig.IV.24 : Evolution d'induction magnétique normale dans l'entrefer.

- **Potentiel vecteur magnétique**

Le potentiel vecteur magnétique pour ce deuxième défaut (défaut d'excentricité statique) présente une légère augmentation et une distorsion comme le montre l'allure ci-dessous.

La figure (IV.25) représente la distribution de potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer.

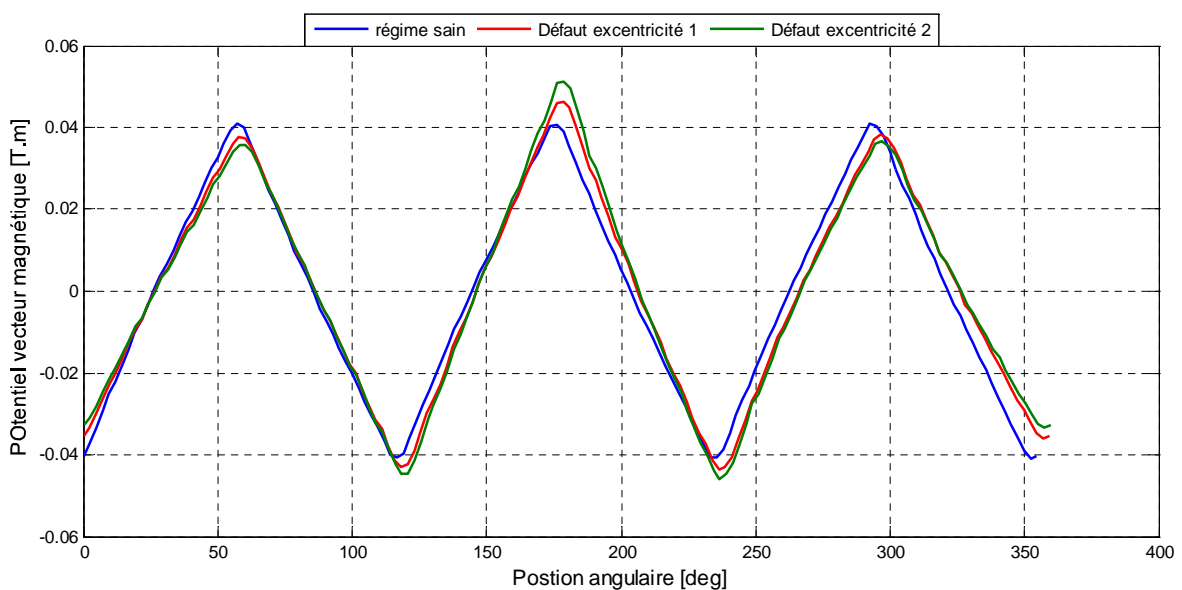


Fig.IV.25 : Evolution du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer.

- **Couple électromagnétique**

La figure ci-dessous montre l'évaluation du couple électromagnétique dans le cas de défaut d'excentricité statique

On remarque d'après la figure(IV.26) que le couple électromagnétique est également augmenter mais visiblement pour les deux défauts d'excentricité en comparaison avec l'état sain. Et aussi une déformation d'après cette allure.

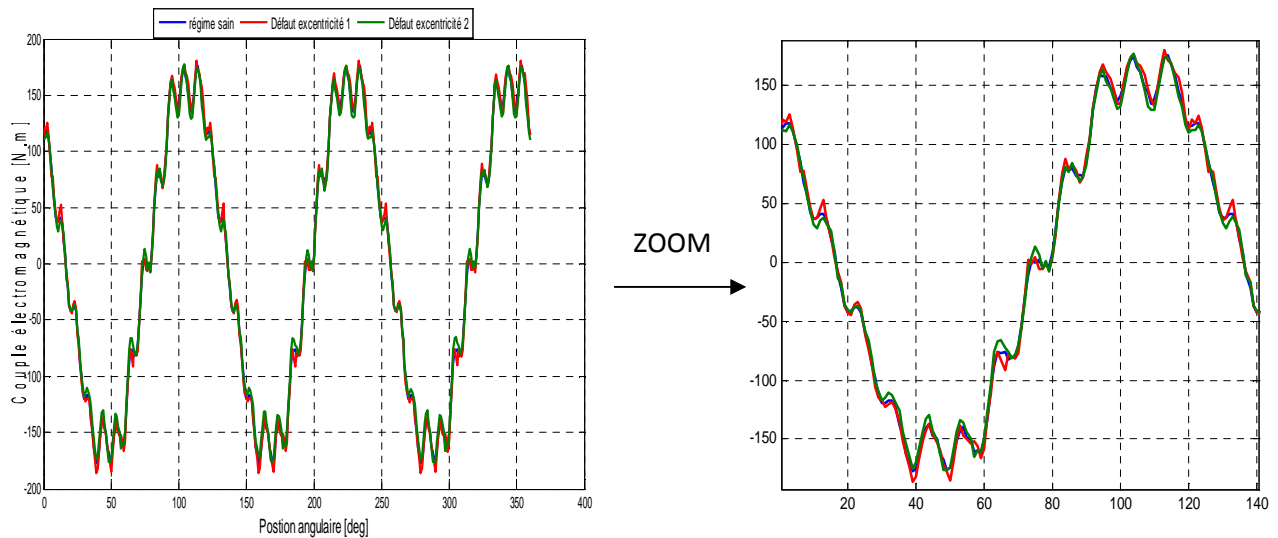


Fig.IV.26 : Évaluation du couple électromagnétique.

IV.10 Conclusion

Dans ce travail, nous avons présenté l'étude de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut.

Dans un premier temps nous avons présenté les résultats à l'état sain de la (MSAP) et ensuite en présence de défaut de désaimantation de type symétrique et asymétrique ainsi que le défaut d'excentricité statique. Les deux types de défauts (excentricité, désaimantation) on créent des distorsions des inductions magnétiques et du potentiel vecteur magnétique ainsi que le couple électromagnétique, ce qui induit un dysfonctionnement de la machine.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Nous nous sommes intéressés dans ce mémoire à l'étude d'une machine synchrone à aimants permanents à l'état sain et en présence de défauts dus à la désaimantation et défaut de l'excentricité statique.

Nous avons évoqué quelques généralités sur les différents types de machines à aimant permanents et nous avons donné un aperçu sur les différents types d'aimants permanents ainsi que leurs propriétés et caractéristiques, puis nous avons donné les différents types de défauts qu'on peut rencontrer dans la machine synchrone à aimant permanent. Pour mieux comprendre l'aspect magnétique des machines à aimants permanents nous avons opté pour une résolution à partir des solutions numériques en utilisant la méthode des éléments finis développée sous le logiciel FEMM.

Cette étude a été réalisée à l'aide d'un programme en langage LUA décrivant toute la géométrie d'étude en introduisant les différentes propriétés des matériaux constituant les différentes parties de la machine et ses conditions aux limites, qui ont été de type Dirichlet appliqué sur la limite externe de la machine. Nous avons exécuté ce programme à l'aide du logiciel (F.E.M.M) qui permet d'avoir un maillage automatique et la structure de la machine est définie en deux dimensions sous forme graphique. Ce logiciel a permis d'étudier l'évolution dans le plan $[x,y]$ des induction magnétique normale, le potentiel vecteur magnétique et le couple électromagnétique.

Par la suite, une fragmentation des aimants est effectuée dans le but d'introduire des défauts dus à la désaimantation et on a aussi introduit le défaut d'excentricité statique.

La confrontation des résultats relatifs aux défauts dus à la désaimantation par rapport aux résultats obtenus à l'état sain nous ont permis de remarquer les impacts néfastes sur la répartition irrégulière des inductions magnétiques et la diminution de leurs amplitudes dans certains cas ensuite une comparaison des résultats relatifs au défaut d'excentricité par rapport à l'état sain nous ont permis de remarquer l'augmentation et la déformation de la forme de l'induction, du potentiel vecteur magnétique et du couple électromagnétique. A chaque fois que l'axe du rotor est décalé cela peut provoquer des frottements entre le stator et le rotor, la déformation des formes de l'induction peut introduire aussi des vibrations.

- [1]V.Babak, «Contribution A L'étude Des Machines Electriques En Présence De Défaut Entre-Spires Modélisation – Réduction Du Courant De Défaut », Thèse Doctorat, Université Nancy 2009.
- [2]K.AMOR, «Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSA P) » thèse de doctorat école Centrale Marseille 2012.
- [3]M.Ounnadi, « Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents », Mémoire de magistère, UMMTO, 2011.
- [4]P.Letellier,J.Industrie, « Les machines à aimants permanents de grande puissance dans les systèmes de propulsion électrique », REE,N°9,Octobre 2000,pp.53-61.
- [5]B.Boukais, « Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de Doctorat, UMMTO, 2012.
- [6] A.Chibani, « Etude pour la conception des machine synchrone à rotor externe directement couplée aux roues d'un système de traction électrique », Mémoire de Magistère, Constantine, 2011.
- [7]Z.arab, N.limani,« Etude paramétrique d'une machine à aimants permanents par la méthode des éléments finis» Mémoire de Fin d'Etudes de Master Académique, UMMTO, 2014.
- [8]G.Lacroux, « Les aimants permanents », Edition Technique et Documentation, 1989.
- [9]Y.Mesaoudi, « Contribution à la modélisation multi-physique des générateurs électriques linéaires »Mémoire de Magistère, UMMTO, 2012.
- [10]S.Belhadj,« Méthodes de rétablissement des caractéristiques des moteurs à aimants permanents à courant continu », Mémoire de Magistère, UMMTO, 2013.
- [11] H. Abdellaoui, « Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques » Mémoire de Magister, UMMTO.
- [12]R.Saraoui, « Etude d'une machine synchrone avec la méthode des éléments finis », Mémoire de Magister, UMMTO, 2010.
- [13] A.Genon,W.Legros, « machine à courant continue et fonctionnement »,Technique de l'ingénieur, traité de génie électrique.
- [14] A.Belabbas, O. Tezkratt, « étude du comportement d'une machine synchrone à aimants permanents enterrés avec alimentation en BDCM », Mémoire D'ingénieur, UMMTO, 2008.
- [15]R. Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD », Thèse de Doctorat de L'I.N.P.L, 2006.

- [16]S.Belhamdi, «diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par les différentes technique de commande » Thèse de Doctorat en science, biskra, 2014.
- [17]E. Chauveau, « contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électrique : applications à l'étude de l'influence des harmonique sur l'échauffement des moteurs asynchrones », Thèse de Doctorat de L'université de Nantes, 2001.
- [18]B.Sight,B.P.Sight,S.Dwivedi, «A State of Art On Different Configurations Of Permanent Magnet Brushless Machines»,IE(I) Journal-EL,Vol.87,June 2006.
- [19]Mr.Khov, «Surveillance diagnostic des machine synchrone à aimant permanents : détection des courts circuits par suivi paramétrique », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- [20] A.Ciban, «Méthode globale diagnostic des machines électrique », Thèse de Doctorat, Université Lille Nord, France, 2012.
- [21]B.Vaseghi, «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : applications aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [22] J.Farooq, « étude du problème inverse en électromagnétique en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Université de Belfort, 2008.
- [23]F.Leprince-Ringuet, « aimant permanent, matériaux et applications », Technique de l'ingénieur, traité de génie électrique Doc D2100.
- [24] www.femm.foster-miller.net, David Meeker, Finite Element Method Magnetics, version 3.3, March 14, 2003.
- [26]T. Merzouki, « Modélisation Couplée Electrique-Magnétique-Mécanique des Machines Asynchrones à Cage en Régime Transitoire par la Méthode des Eléments Finis », Mémoire de Magister, UMMTO ,2009.
- [27]M.Gana « calcule électromagnétique par éléments finis application aux transformateurs de puissance », Mémoire de Fin D'étude de MASTER Professionnelle, UMMTO, 2014.
- [28]Y. Belkhir, « Modélisation des phénomènes Electromagnétiques et mécaniques couplé par la méthode des volumes finis. », Mémoire de Magister, Batna, [2004].
- [29]A.Karaoui,A.Brahimi, «détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimant permanent.», Mémoire de Fin d'Etudes de Master Académique, Ourgla,2014.