

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 de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

Présenté par

Sonia MOUZAoui

Thème

Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts de Courts-Circuits et de Désaimantations par la Méthode des Eléments Finis

Mémoire soutenu publiquement le 30 /09/ 2015 devant le jury composé de :

M^r Mustapha ZAOUIA

Maitre de Conférences Classe A, UMMTO, Président

M^{elle} Nadia RADJA

Maitre Assistante Classe A, UMMTO, Promotrice

M^r Hakim DENOUN

Maitre de Conférences Classe A, UMMTO, Examineur

M^{elle} Kamelia HELALI

Doctorante, UMMTO, Examinatrice

REMERCIEMENTS

*Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers **DIEU** Tout Puissant de m'Avoir Donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.*

*J'adresse mes respectueux remerciements à Mademoiselle **Nadia RADJA** Maitre-assistante classe A au département d'électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour la confiance qu'elle m'a donnée en acceptant d'être la promotrice de ce mémoire. Je tiens à la remercier pour ses conseils et ses encouragements.*

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur **Mustapha ZAOUIA**, Maitre de Conférences Classe A au département d'électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour ses conseils et ses encouragements, pour les nombreuses discussions que nous avons eu, pour son égard et sa modestie, le respect et la sympathie dont je fus témoin ainsi que pour l'aide qu'il m'a apporté pour mener à terme ce travail.*

*Je tiens aussi à remercier vivement, Monsieur **Abdelghani KIMOUCHE** et Mademoiselle **Kamelia HELALI** respectivement Maitre-assistant classe A et Doctorante au département d'Electrotechnique, UMMTO d'honorer par leurs présence au jury de ce mémoire.*



Dédicaces

*je dédie ce modeste travail à
toute ma famille, mes amis (es) ,
sans oublier les enseignants (es) du
département d'électrotechnique.*

Sonia (samia)

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I-Généralités sur les Machines à Aimants Permanents

I.1.Introduction.	3
I.2. Classification des machines à aimants permanents	3
I.2.1.Différents types de machines à aimants permanent	3
I.2.1.1. Les machine à courants continu et aimants permanents.....	3
I.2.1.2. Les machines à aimants permanents sans balais.....	4
I.3. Déférentes structures de la machines synchrones à aimants permanents.....	5
I.3.1. Les machine à flux radial.....	5
I.3.1.1. Aimants en surface	6
I.3.1.2. Aimants insérés	7
I.3.1.3. Aimants enterrés.....	8
I.3.1.4. Aimants à concentration de flux	8
I.3.2. Machines synchrones à aimants permanents à flux axial.....	10
I.3.3. Machines synchrones à aimant permanent à flux transverse	11
I.4. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents	13
I.4.1. Le stator	13
I.4.2.Le rotor	14
I.5. Principe et modes de fonctionnement	14
I.6. Avantages et domaines d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents	14
I.7. Inconvénients d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents	16
I.8. Les aimants permanents.....	16
I.8.1. Histoire des aimants	16
I.8.2. Définition d'un aimant permanent	17

I.8.3.	Caractéristique magnétique et physique des aimants	17
I.8.4.	Différent type d'aimants permanent utilisés dans la MSAP	19
I.8.4.1	Les ferrites.....	19
I.8.4.2	Terre rares	19
I.8.4.3	Alnico	20
I.8.4.4	Les aimants métalliques	20
I.8.4.5	Le samarium cobalt (SmCo5, Sm2Co17)	20
I.8.4.6	Les Néodyme-Fer-Bor	21
I.9.	Conclusion.....	22

Chapitre II- Différents Défauts dans les Machines Electriques

II.1.	Introduction.....	23
II.2.	Les défaillances dans les machines électriques.....	23
II.2.1.	Quelques statistiques.....	24
II.3.	Types des défauts dans les machines électriques	26
II.3.1.	Défaillances au stator des machines électriques	27
II.3.1.1.	Origines des défauts de courts-circuits statoriques	27
II.3.2.	Conséquences des défauts statoriques	31
II.3.3.	Défaillances au rotor dans les machines électriques	33
II.4.	Les défauts des aimants	33
II.5.	Excentricité.....	34
II.6.	Modélisation des défauts	36
II.7.	La modélisation par la méthode des éléments finis	37
II.8.	Analyse spectrale.....	38
II.9.	Conclusion.....	38

Chapitre III- Equations de Maxwell et Méthodes des Eléments Finis

III.1. Introduction.....	39
III.2. Equations de Maxwell.....	40
III.2.1. Première équation de Maxwell	40
III.2.2. Deuxième équation de Maxwell	40
III.2.3. Troisième équation de Maxwell	41
III.2.4. Quatrième équation de Maxwell	41
III.3. Relations du milieu	41
III.3.1. Relations magnétique.....	41
III.3.2. Relation diélectrique.....	42
III.4. Loi d’Ohm	42
III.5. Hypothèses simplificatrices	42
III.6. Relations de passage	44
III.7. Formulation en potentiel vecteur magnétique des modèles électromagnétiques	45
III.7.1. Modèle magnétostatique	45
III.7.2. Modèle magnétodynamique	47
III.8. Définition de la méthode des éléments finis	49
III.9. Etapes principales de la mise en œuvre de la MEF.....	50
III.10. Discrétisation du domaine d’étude.....	50
III.11. Calcul de la fonction d’approximation.....	50
III.12. Formulation éléments finis.....	51
III.13. Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis.....	52
III.14. Formulations élément finis des modèles électromagnétiques.....	52
III.15. Modèle magnétostatique.....	52
III.16. Calcul du couple électromagnétique	55
III.17. Conclusion	56

Chapitre IV- Etude des Défaits de Courts-Circuits et de Désaimantations dans la MSAP

IV.1.	Introduction.....	58
IV.2.	Présentation de la machine.....	58
IV.3.	Paramètres de la machine	60
IV.3.1.	Paramètres physiques.....	60
IV.3.2.	Paramètres géométriques.....	61
IV.4.	Domaine d'étude de la machine	61
IV.4.1.	Maillage de la structure.....	62
IV.5.	Structure modifiée de la MSAP.....	62
IV.6.	Résultats de simulation et interprétations	63
IV.6.1.	Défauts de court circuit.....	63
IV.6.1.1.	Machine à l'état sain.....	63
IV.6.1.2.	Défaut de court-circuit de la phase B.....	65
IV.6.1.3.	Défaut de court-circuit de la phase C.....	67
IV.6.1.4.	Comparaison des résultats.....	69
IV.7.	Défauts dus à la désaimantation.....	72
IV.7.1.	Défaut symétrique.....	72
IV.7.2.	Défaut asymétrique.....	74
IV.7.3.	Comparaison des résultats.....	76
IV.8.	Défauts dus au court-circuit et à la désaimantation.....	79
IV.8.1.	Comparaison des résultats.....	80
IV.9.	Conclusion.....	83
	Conclusion Générale.....	84

Introduction générale

L'augmentation croissante de l'utilisation des machines électriques dans diverses applications a grandement contribué à la forte demande d'énergie dans le monde. Afin de limiter l'importante consommation d'énergie et les problèmes d'environnement générés, les solutions d'entraînements électriques plus compactes et à rendement plus élevé sont devenues très recherchées. Ainsi, les machines conventionnelles sont de plus en plus remplacées par les machines synchrones à aimants permanents à structures spéciales. En effet, de telles structures n'ayant aucun enroulement au rotor, donc moins de pertes de cuivre, présentent un rendement plus élevé que celui des machines conventionnelles. Cependant, dans la plupart des applications, ces machines sont couplées à des convertisseurs d'électronique de puissance afin de répondre aux exigences de la charge [1],[2],[3].

Les machines électriques et les systèmes d'entraînement sont soumis à de nombreux types de défauts. Ces derniers peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements,...), électrique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques) [2],[4].

La modélisation des défauts peut être effectuée en utilisant plusieurs méthodes, on cite les méthodes basées particulièrement sur la résolution analytique ou numérique des équations de champ électromagnétique et la méthode basée sur les réseaux de perméance. Dans notre cas nous nous sommes intéressés à la méthode numérique de résolution des équations de champ à savoir la méthode des éléments finis [2],[5].

Les machines tournantes à aimants permanents fonctionnent à base de phénomènes électromagnétiques qui sont régis par des équations aux dérivées partielles (EDP) qui font l'objet de solutions numériques par la méthode des éléments finis vu la complexité du traitement analytique de ce genre d'équations. Ceci nous permettra d'avoir une approche des grandeurs locales au niveau de la machine.

Dans ce travail, nous nous intéressons à l'étude d'une machine tournante à aimants permanents par la méthode des éléments finis en présence de défauts dus aux courts-circuits et à la désaimantation des aimants permanents.

La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents dont le stator porte un bobinage triphasé et le rotor est constitué d'aimants permanents insérés dans le fer.

Introduction générale

Nous avons subdivisé notre travail en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les différentes configurations des machines synchrones à aimants permanents, leurs constitutions et leurs fonctionnements. Nous avons donné aussi un aperçu général sur les types d'aimants permanents.

Le deuxième chapitre présente les différents types de défaillances qui peuvent survenir dans les machines électriques. Une étude bibliographique sur les différents types de défauts (électriques, mécaniques,...) pouvant se produire dans les machines électriques est présentée.

Le troisième chapitre est consacré aux modèles électromagnétiques obtenus à partir de la combinaison des équations de Maxwell particulièrement en coordonnées cartésiennes. Nous avons donné un aperçu sur la méthode des éléments finis qui permet de résoudre les équations aux dérivées partielles. La méthode d'évaluation du couple électromagnétique à savoir la méthode du tenseur de Maxwell est aussi présentée.

Le quatrième chapitre s'intéresse à l'étude des défauts dus aux courts-circuits et à la désaimantation des aimants d'une machine synchrone à aimants permanents. L'étude est effectuée en écrivant un programme éléments finis représentant le modèle de défaut. Ce programme est exécuté en utilisant le logiciel FEMM. Les résultats recherchés sont principalement les grandeurs magnétiques telles que le potentiel vecteur magnétique, l'induction magnétique et le couple électromagnétique. Ces grandeurs sont calculées pour plusieurs cas à savoir l'état sain de la machine, le cas de défaut de court-circuit, le cas de défaut de désaimantation et la combinaison des défauts de court circuit et de désaimantation. Pour évaluer la sévérité du défaut dans la machine, une analyse spectrale a été effectuée.

Enfin nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

I.1. Introduction

Les Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), appelés encore moteurs à courant continu sans collecteur, se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grande qualité permettant d'obtenir un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, ils ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelque centaines de kilowatts. Les machines synchrones à aimants permanents occupent une place importante dans les équipements industriels. Ils possèdent de meilleures caractéristiques couple-vitesse, des performances dynamiques élevées, de bons rendements, des gammes de vitesses de fonctionnement importantes, de bonnes durées de vies, les rendant bien adaptés aux applications où l'encombrement et la masse sont d'importants critères, comme dans les applications embarquées. Ce type de moteurs sont utilisés largement dans plusieurs applications, la robotique, les véhicules électriques et hybrides, l'aérospatial, les outils électriques, la production des sources d'énergies renouvelables, les divers équipements médicaux...etc [1].

Dans ce chapitre nous présenterons principalement les généralités sur les machines électriques à aimants permanents qui se traduisent par la constitution physique, la classification et le principe de fonctionnement.

I.2. Classification des machines à aimants permanents

I.2.1. Différents types de machines à aimants permanents

Selon le principe de fonctionnement, les machines à aimant permanents peuvent être classées comme suit :

- Les machines à courant continu à aimants permanents (MCC).
- Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).

I.2.1.1. Les machines à courants continu et aimants permanents(MCC)

Ce sont les machines à courant continue dans lesquelles le champ magnétique, créé par les électroaimants, est remplacé par celui des aimants permanents. En conséquence, les pertes joules liées aux bobinages de l'excitation sont éliminées, mais le champ de l'excitation n'est plus contrôlable. Ceci limite leur utilisation aux applications de faible puissance et de haute dynamique ne nécessitant pas une fonction en mode de dé fluxage [2].

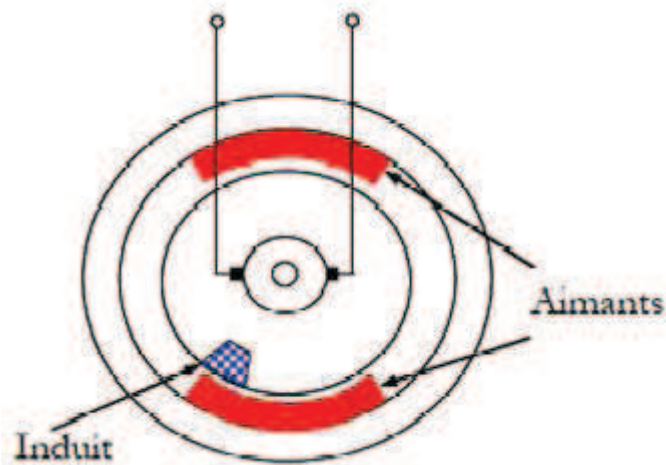


Figure I.1 : Représentation simplifiée d'un MCC-AP

I.2.1.2. Les machines à aimants permanents sans balais(MAPSB)

Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs ont conduit au développement d'autres types des machines à courant continu où la commutation avec le système balais collecteur est remplacé par la partie tournante et le stator est constitué de trois enroulements alimentés par les formes d'onde carrées fournies un convertisseur. La commutation du convertisseur est contrôlée de telle façon que, à chaque instant, seulement deux phases conduisent. Ce système de commutation électronique est fonctionnellement équivalent à la commutation des balais mécanique de la machine à courant continu. Par conséquent, ce type de machine à aimants permanents est connu comme la machine à aimant permanents sans balais (MASPSB) (brushless PMDC) ou la machine à aimants permanent avec forme d'onde carrée (squarewave PMDC). La machine MAPSB est préférable pour des nombreuses applications du fait qu'elle ne nécessite que peu d'entretien, elle présente un rendement élevé et sa loi de commande est relativement simple [3].

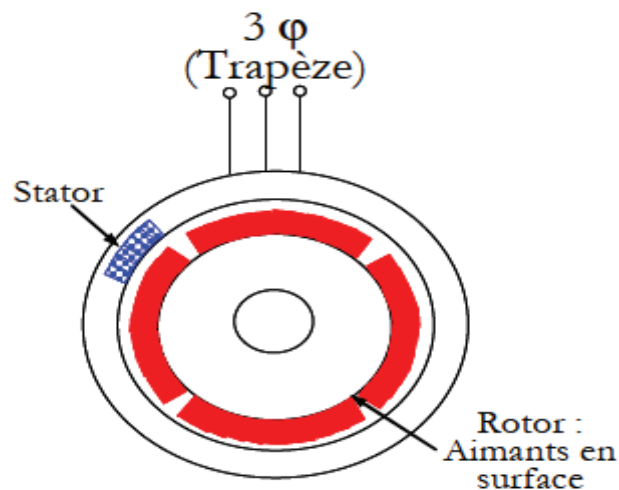


Figure I.2 : Les machines synchrones à aimants permanents

I.3. Différentes structures de la machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimant permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial, à flux axial, et à flux transverse.

Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure suivante [7]:

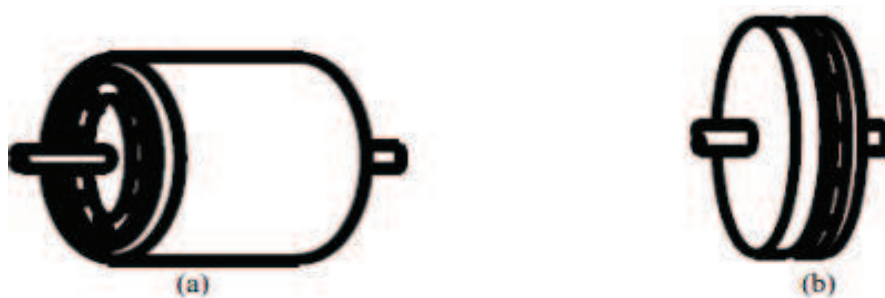


Figure I.3 : Vue schématique des machines : (a) flux radial, (b) flux axial

I.3.1. Les machine à flux radial

La machine synchrone à flux radial est la première machine à aimants permanents apparue dans l'industrie. Grace aux progrès de l'électronique de puissance et de la performance des aimants permanents, elle commence à supplanter la machine asynchrone. La première

machine synchrone à flux radial développée est une machine dont le bobinage est réparti et les aimants placés en surface. Il est possible de l'utiliser pour équiper un turbo compresseur (50 kw, 70000 tr /min, 8 poêles) ou pour des applications dans le domaine de l'automobile (40kw, 6000 tr/min, 4 poêles).

L'inconvénient majeur de cette machine est l'emplacement des aimants permanents en surface, les applications à haute vitesse sont difficiles.

C'est pourquoi, pour diminuer le risque de décollement des aimants, le rotor de la machine peut être placé à l'extérieur du stator. Ainsi, les aimants en surface sont placés sur le rotor grâce à l'effet de la force centrifuge [3].

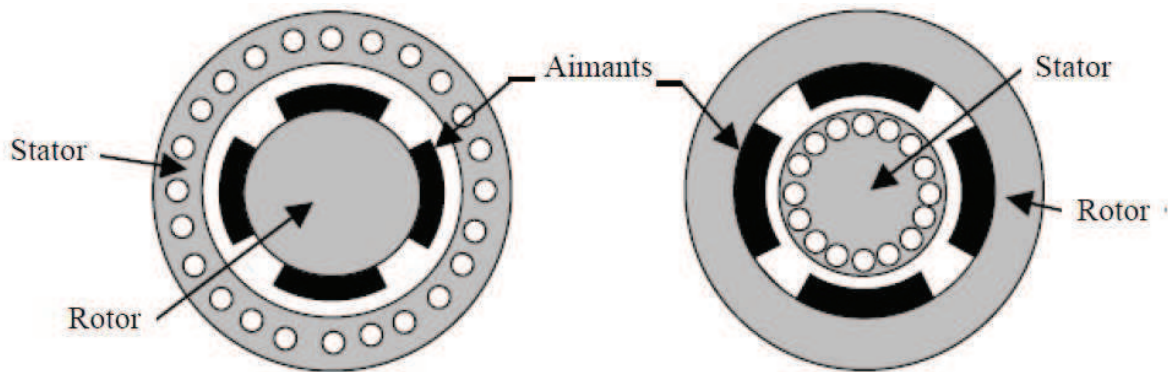


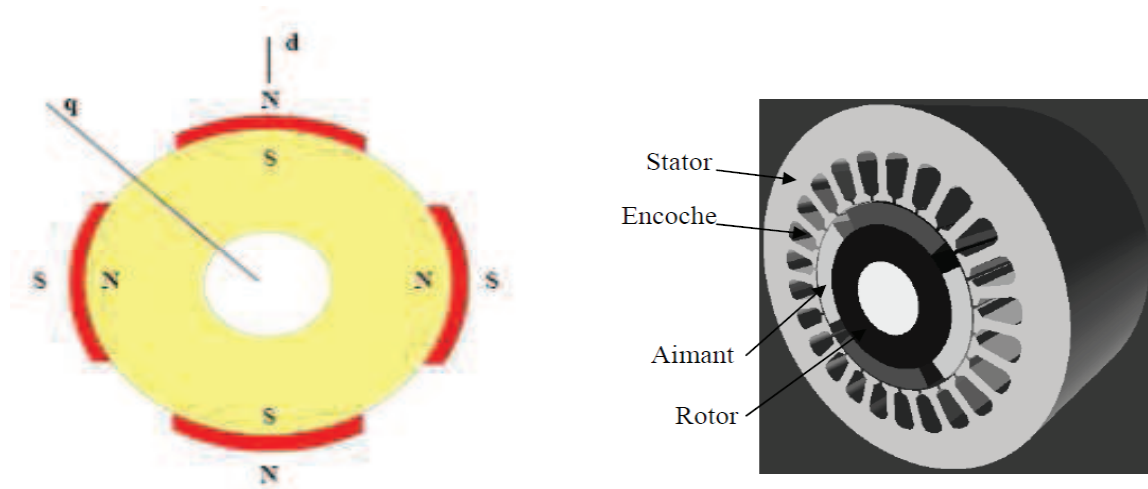
Figure I.4 : la MSAP avec rotor intérieur

En fonction de la disposition des aimants au rotor, on distingue plusieurs configurations pour la machine à rotor intérieur :

I.3.1.1. Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont alimentés radialement, comme montré sur la figure (I.5). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanente aux champs démagnétisation. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège l'aimant permanent de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuge. Ce cylindre peut en

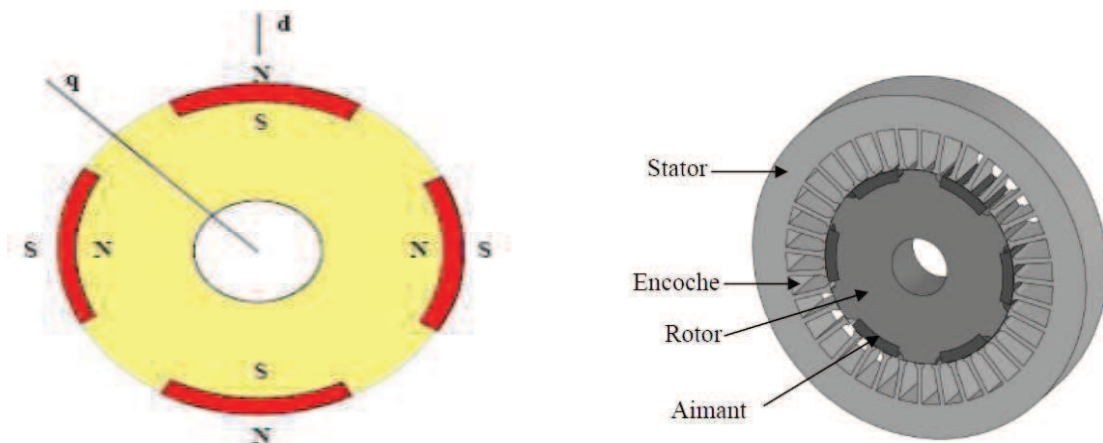
plus fournir un couple de démarrage synchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terre rares, la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont pratiquement les même [2].



Figures I.5 : machine à aimants en surface

I.3.1.2. Aimants insérés

Comme les machines avec aimant en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré la figure (I.6). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d [3].



Figures I.6 : machine à aimants insérés

I.3.1.3. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.7) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses [3].

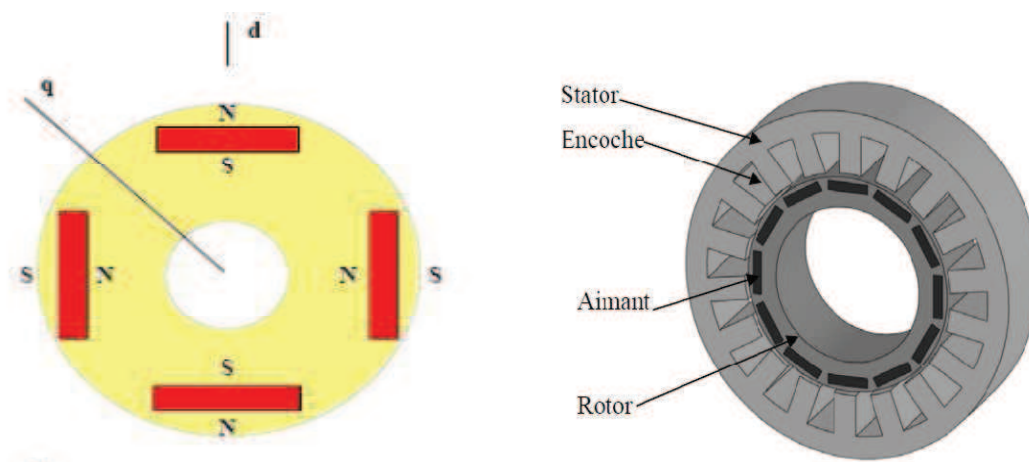


Figure I.7: machine à aimants enterrés

I.3.1.4. Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figures (I.8). 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 par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protéger contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe-q est plus grande que celle de l'axe-d [6].

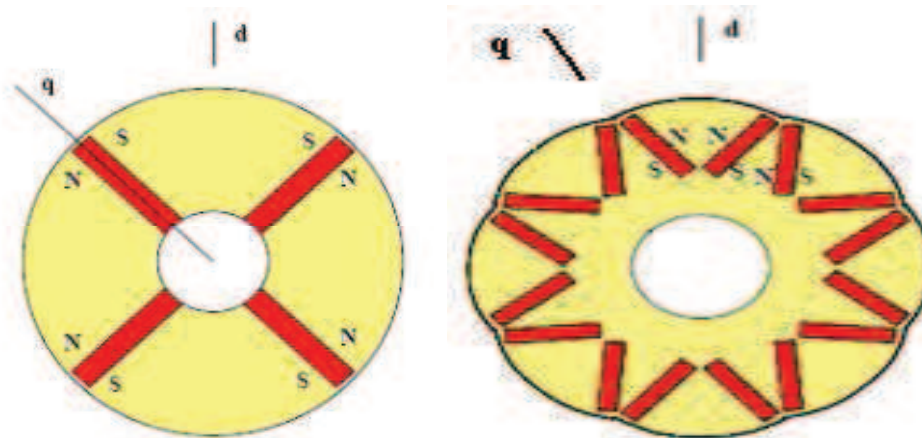


Figure I.8: machines à concentration de flux

Parmi ces types de machines on peut alors distinguer particulièrement les machines sans pièces polaires, machines avec pièces polaires et les machines avec pièces polaires :

- **Les machines sans pièces polaires ($L_d = L_q$)**

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple [1].

- **Les machines avec pièces polaires ($L_d < L_q$)**

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. A cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent L_d est inférieure à L_q . On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle

d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative [1].

I.3.2. Machines synchrones à aimants permanents à flux axial (MSAP-FA)

Plusieurs configurations de machine synchrone à flux axial peuvent être trouvés concernant les positions de rotor et les arrangements d'enroulement donnant des degrés de libertés en vue de choisir la structure de la machine la plus appropriée dans l'application considérée. Les configurations possibles sont :

- Structure avec un seul rotor et un seul stator (I.a)
- Structure dans laquelle le stator est situé entre les rotors (I.b)
- Structure dans laquelle le rotor est placé entre des stators (I.c)
- Structure à plusieurs étages comprenant plusieurs rotors et stator (I.d)

La structure simple-stator et simple-rotor, montrée dans la figure (I.a), est la configuration à aimant permanent, de machine à flux axial la plus simple (Campbell, 1974 ; Kurronen, 2003). Cette structure souffre, cependant, d'une force axiale non équilibrée entre le rotor et le stator par suite duquel des arrangements plus complexes de roulement et un disque plus épais de rotor donc nécessaires, ceci comparé aux structures pour lesquelles les forces axiales sont équilibrées.

La structure simple stator-double rotor illustrée dans la figure (I.b), est une machine torique à flux axial qui a ses enroulements de phase autour du stator encoché ou avec un stator non-encoché. La machine de type torique à aimants permanents avec le stator non-encoché, a été présentée vers la fin des années 80. L'enroulement de phase est à extrémité courtes, ce qui améliore le rendement et la densité de puissance de la machine. Comme inconvénient, la fixation du stator à l'armature (carcasse) est plus complexe comparé à la structure opposée dans laquelle le rotor est placé entre les stators désignés sous le nom de machine à un aimant permanent à rotor intérieur à flux axial.

Des arrangements plus complexes peuvent être trouvés en assemblant plusieurs machines alignées sur le même axe et en formant une machine à plusieurs étages à flux axial selon la figure (I.d). De telles machines peuvent être considérées pour l'usage d'entraînement de propulsion de bateau, pompe et application de générateur de vitesse élevée [7].

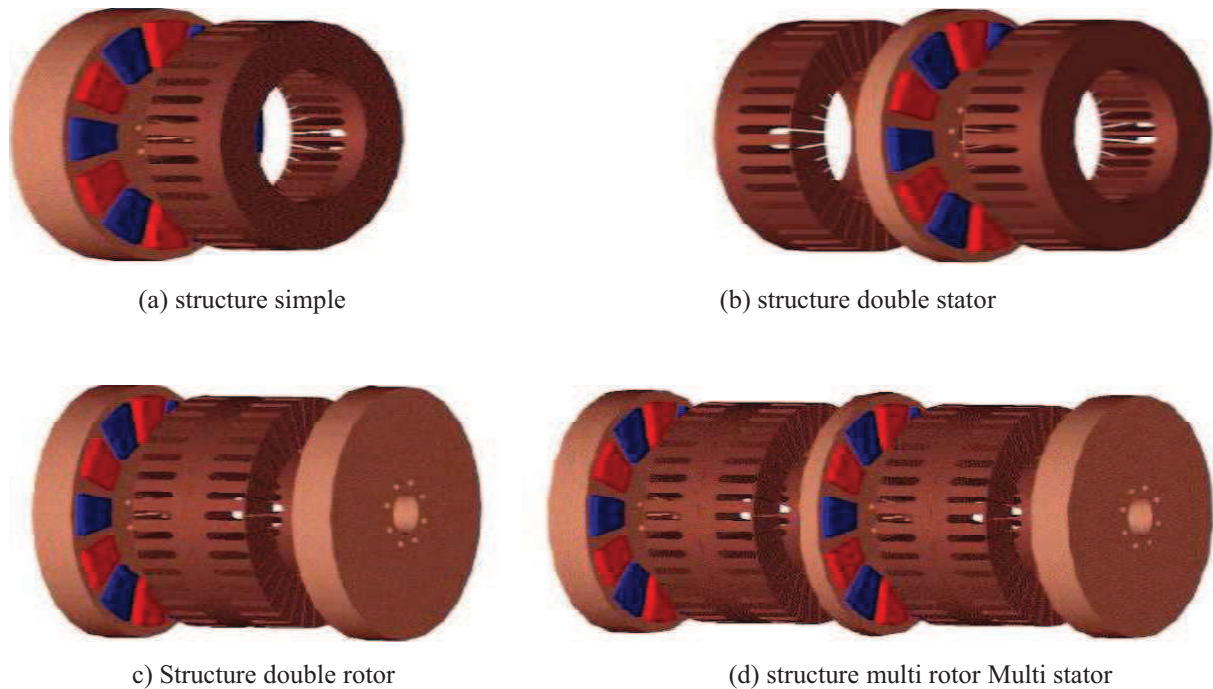


Figure I.9 : configuration des MSAP à flux axial

I.3.3. Machines synchrones à aimant permanent à flux transverse

Dans cette structure, des circuits magnétique en forme de fer à cheval régulièrement disposés entourent le bobinage statorique de chaque phase un moteur à flux transverse q -phase comprendra alors plusieurs moteurs monophasés (circuits magnétiques) montés sur le même arbre et décalés d'un angle géométrique de $(2\pi/q)$.

Ces structures sont particulièrement adaptées pour des exigences de forte densité de couple, en raison de ses fort couple pulsatoires, des vibratoires et des pertes fer excessive dues aux caractères tridimensionnel du champ. Pour réduire ces pertes, on pourrait utiliser des matériaux magnétiques composites (poudre compacte) ou détriment de couple volumique lié à un niveau d'induction de sa saturation relativement faible pour ce type de matériau. En autre, les quelques réalisations effectuées ont mis en évidence que l'achèvement d'un fort couple volumique se traduit par un surdimensionnement de la partie convertisseur [7], [8].

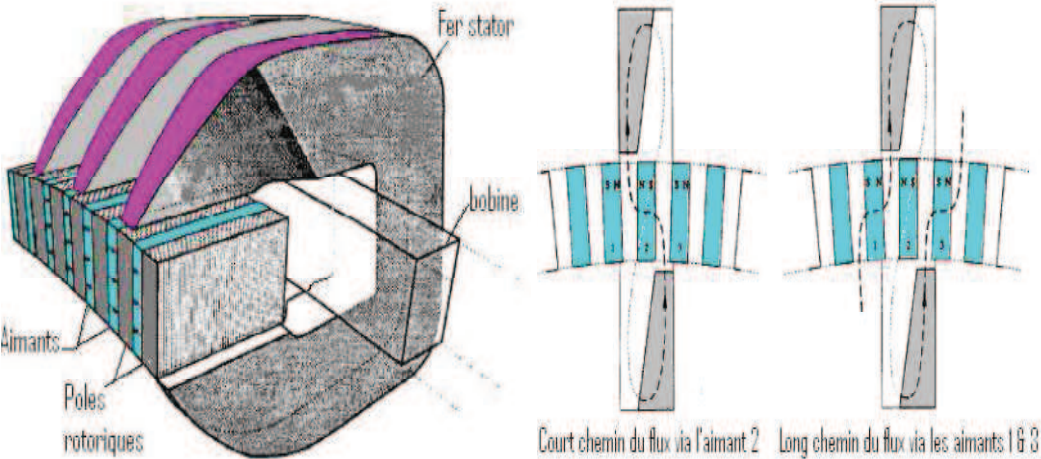


Figure I.10: Principe d'une machine à flux transverse

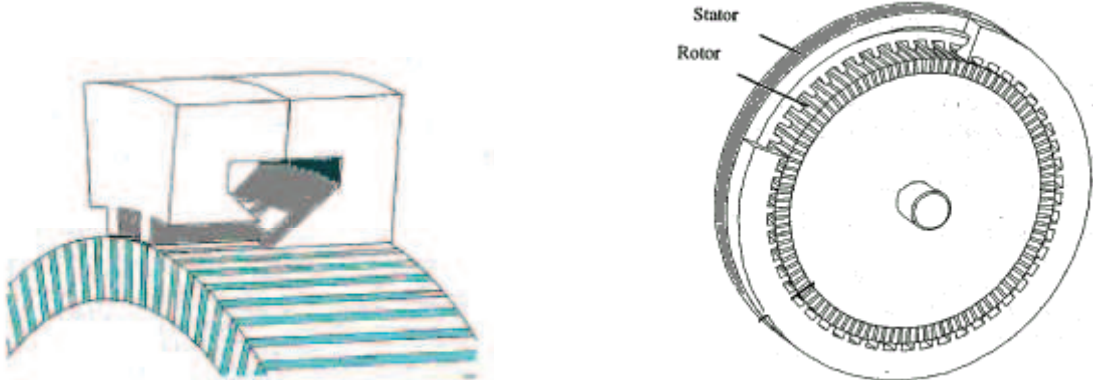


Figure I.11 : Vue d'une machine à flux transverse

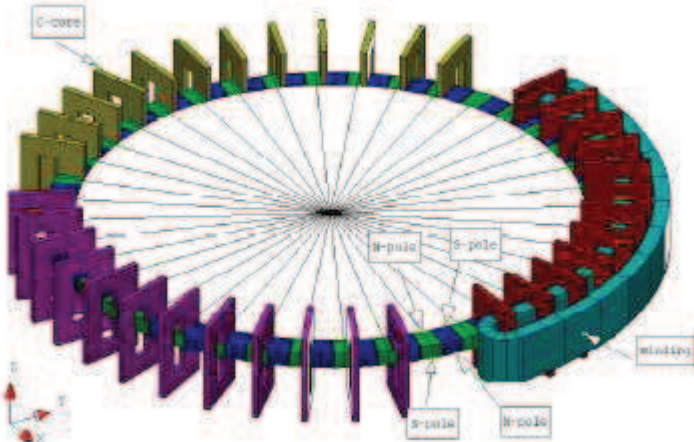


Figure I.12 : Vue d'une machine à flux transverse triphasée

I.4. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation [4].



Figure I.13 : Le moteur synchrone à aimants permanents

I.4.1. Le stator

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent trois bobinages indépendants. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés. Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. On distingue deux grandes catégories de bobinage. Les bobinages dits réguliers, parmi lesquels on trouve les bobinages à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase [4].



Figure.14: le stator de l'MSAP

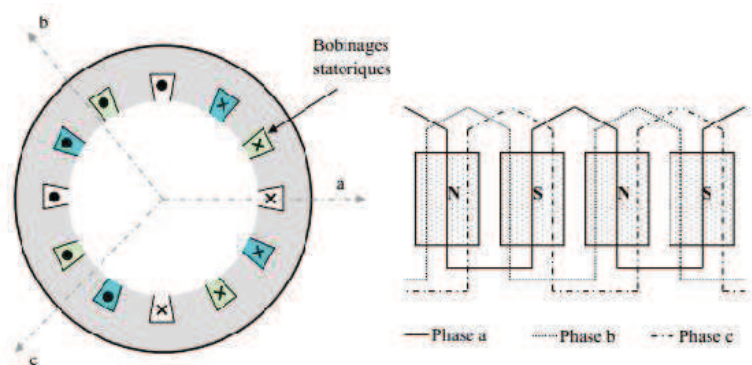


Figure.15: schéma de bobinage statorique

I.4.2. Le rotor

Le rotor est constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente. Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques « durs », c'est-à-dire des matériaux qui, une fois aimantés, conservent leur aimantation à la température d'utilisation. Leurs propriétés magnétiques sont déterminées tout d'abord par les propriétés intrinsèques des composés qui les constituent. Elles dépendent aussi fortement de la microstructure du matériau liée au procédé de fabrication.



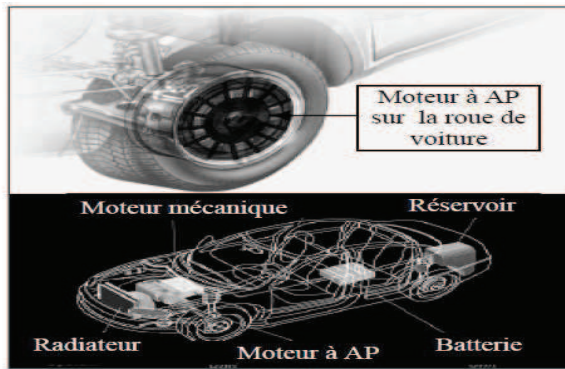
Figure I.16 : Rotor de la MSAP

I.5. Principe et modes de fonctionnement

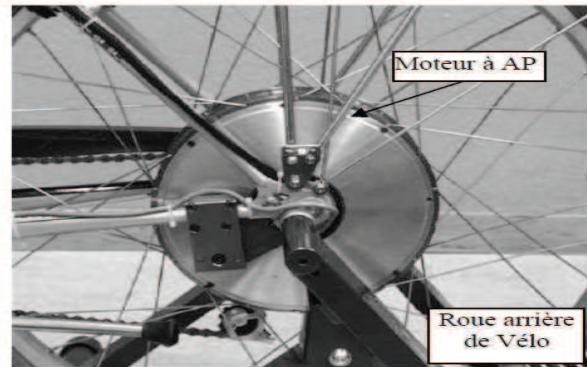
Les courants statorique créent dans le stator un champ magnétique tournant de même fréquence que les courant statorique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Les aimants permanents (semblable à des enroulements alimentés par un courant continu) n'ont pas besoin d'être alimentés. Le champ magnétique ainsi crée cherche en permanence à s'aligner avec celui du stator. La machine est dite synchrone car elle tourne à la même vitesse que le champ statorique.

I.6. Avantages et domaines d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents

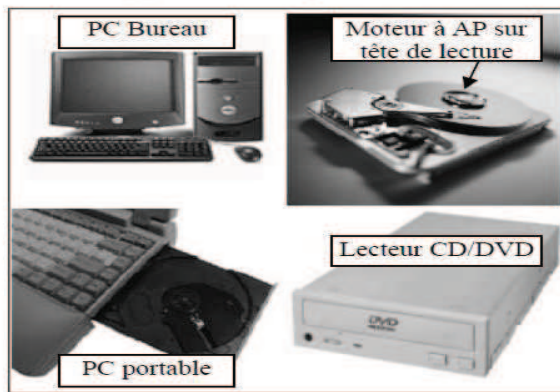
Les machines synchrone à aimants permanents sont devenues attractives et concurrentes de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie, de par leur présence grandissante dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés.



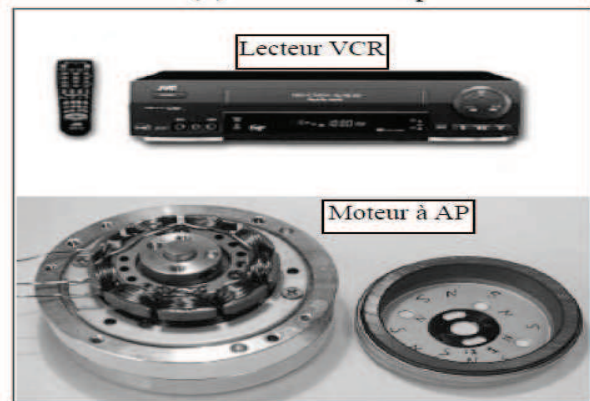
(a) Voitures hybrides



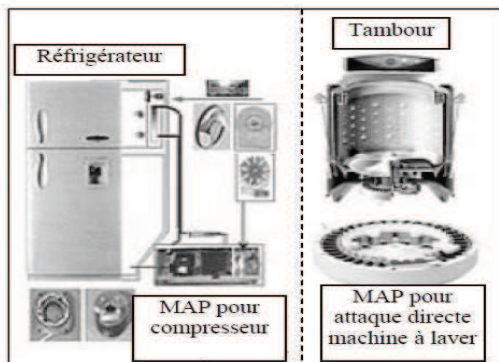
(b) vélo électrique



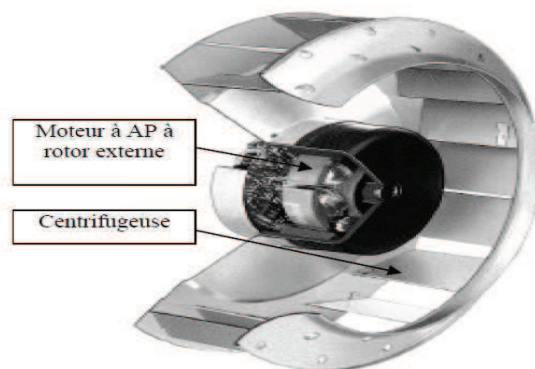
(c) Lecteur CD /DVD et le disque dur PC



(d) lecteur vidéo, VCR



(e) Lecteurs CD/DVD et disque dur de PC



(f) Lecteur vidéo, VCR

Figure I.17 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

A titre d'illustration, quelques avantages de la MASP, sont cités ci-dessous [13]:

- Couple volumique et puissance massique importants permettant l'utilisation de machines au design plus compact : caractéristiques très recherchées pour des applications embarquées.
- Rendement plus élevé grâce à l'utilisation d'aimants permanents en remplacement des enroulements rotoriques. Ainsi, le rotor n'a pas besoin d'être alimenté ce qui diminue les pertes (absence de pertes joules).
- Fiabilité de la machine en raison de l'absence de bagues et de balais.
- Simplicité de conception et d'entretien due également à l'absence de bagues et de balais.
- Performance dynamique élevée grâce à une densité de flux importante dans l'entrefer.
- Simplicité de contrôle en fonctionnement générateur avec notamment l'absence de régulation de vitesse et de tension.

I.7. Inconvénients d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents

- Coût élevé à cause du prix des aimants.
- Problème de tenue en température des aimants permanents (250°C pour le samarium-cobalt).
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées. Il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser le courant statorique afin de démagnétiser la machine.

I.8. Les aimants permanents

I.8.1. Histoire des aimants

Le mot Aimant doit son origine au latin « Adamas » qui signifie fer, diamant. En effet, les premiers aimants connus déjà du temps des Grecs étaient à base de fer ; c'était la pierre d'aimant en magnétite, oxyde de fer naturel utilisé comme minerai, vers le XIIe siècle apparaissent en Europe les premiers aimants artificiels en fer, et peu de progrès ont été fait

dans ce domaine jusque vers les années 1930. Les matériaux utilisés étaient alors des aciers durs martensitiques au chrome, au tungstène ou au cobalt, caractérisés par la traditionnelle forme en U. De nouveaux types ont été découverts, synthétisés et industrialisés, avec des performances telles que les applications ont pu se multiplier dans de nombreux domaines, de l'automobile, à l'électroacoustique, de l'horlogerie à l'industrie minière, l'électroménager au jouet, etc. on estime en effet à l'heure actuelle qu'un logement moderne utilise plus de cinquante aimants allant de la fermeture de la porte du réfrigérateur au rotor du moteur du presse citron. Il en est de même pour l'automobile où certaines voitures comprennent plusieurs kilogramme d'aimants pour une centaine de fonctions différentes. C'est ainsi qu'environ 300 000 tonnes d'aimants permanents sont utilisées dans le monde chaque année, entraînant une concurrence internationale sévère entre les différents constructeurs, de plus en plus obligés de faire appel à l'automatique et à la robotique pour rester compétitifs, en particulier dans le domaine grand public [10].

I.8.2 Définition d'un aimant permanent

Les aimants existent à l'état naturel mais on peut aussi communiquer cette propriété de magnétisme à certains corps composés essentiellement de fer, nickel, cobalt, qu'on appelle aimants artificiels. Un aimant comprend un pôle nord et un pôle sud. Deux pôles de types contraire (N-S) s'attirent alors que deux pôles de même type (N-N ou S-S) se repoussent. Dans l'espace entourant les pôles d'un aimant existe un champ magnétique composé de lignes de flux ou ligne de force. Les lignes forment des boucles qui partent du pôle nord et entrent dans le pôle sud. L'essentiel de ces lignes de force constitue le spectre magnétique [9].

I.8.3 Caractéristique magnétique et physique des aimants

Le choix des 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 sur des critères techniques : propriétés magnétiques, mécaniques et thermiques ou selon des critères économiques.

La caractéristique magnétique d'un aimant permanent est décrite par la courbe donnant la variation de l'induction magnétique 'B' en fonction du champ magnétique 'H' ; courbe B(H). Pour un matériau magnétique typique, la courbe B(H) forme un cycle tel que celui-ci de la figure (I.18) [9], [11].

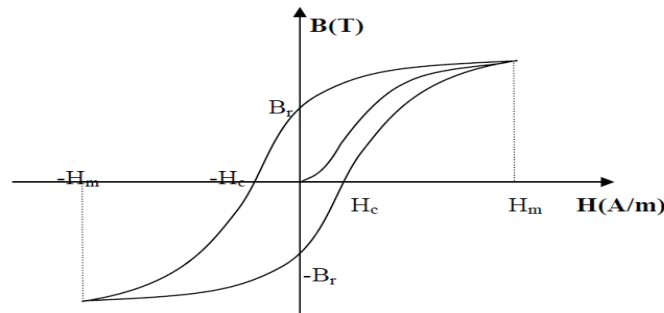


Figure I.18 : courbe $B(H)$ d'un aimant permanent cycle d'hystérésis

Lorsque le champ magnétique H qui a permis d'atteindre l'induction à saturation est réduit progressivement (démagnétisation), on constate que la courbe $B=f(H)$ se situe au dessus de la courbe 1^{er} aimantation, ce phénomène est appelé << hystérésis >>, par ailleurs lorsque le champ H devient nul ($H=0$), l'induction intrinsèque conserve une valeur nulle, dite rémanente ($B_{H=0}=B_r$).

Pour annuler l'induction rémanente, il est nécessaire de donner une valeur négative ($-H_c$) dit champ coercitif, au champ extérieur en faisant croître par valeurs négatives la valeur absolue de ce champ.

La qualité de l'aimant est quantifiée par produit ($B_r \cdot H_c$), plus ce produit est important, plus est meilleure qualité.

Les deux paramètres (B_r et H_c) dépendent également de la température. En effet la désaimantation d'un aimant est influencée par l'élévation de la température et de la durée d'exposition à celle-ci. La température à laquelle l'aimantation de l'aimant est réduite à zéro est appelée la température de Curie. L'effet de la diminution de l'induction rémanente à haute température est évalué à travers le coefficient de température réversible α_{Br} à l'aide de l'équation (I.1) [2].

$$B_{r(T)} = B_{r(20)} \times \left[1 + \alpha_{Br} \frac{(T-20)}{100} \right] \quad (\text{I.1})$$

$B_{r(20)}$: est la valeur de B_r à 20°C.

α_{Br} : est le coefficient de température réversible exprimé en % par degré Celsius.

T : est la température de l'aimant.

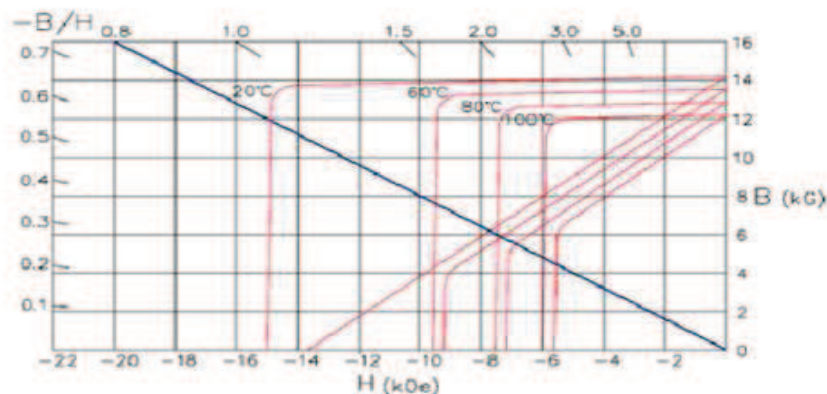


Figure I.19 : Evolution de l'aimantation rémanente avec la température

I.8.4 Différent type d'aimants permanent utilisés dans la MSAP

Selon les caractéristiques démagnétisantes, les aimants permanents peuvent être subdivisés en plusieurs groupes. Il existe aujourd'hui, principalement, trois familles de matériaux conduisant l'essentiel des applications sur le marché des aimants permanents. Ces trois familles sont dans l'ordre d'apparition : les ferrites, les rares et les alnico [7].

a) Les ferrites

Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [7].

b) Terre rares

Les terres rares sont les meilleurs matériaux pour aimant performants. Ils paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé, a tendance à freiner l'extension de leur utilisation. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les Plasto-Néodyme. C'est un mélange de Néodyme-Fer-Bor avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièce mécanique [7].

c) Alnico

Les aimants en Alnico ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose de gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter.



Image des Alnicos



Image des terres rares



Image des ferrites

Figures I.20 : différents formes d'aimants permanents**d) Les aimants métalliques**

Il existe plusieurs types d'aimants métalliques ; les plus intéressants pour être utilisés dans les machines électriques sont ceux du type alliage (ALNICO) à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotrope. Pour les isotrope $B_r \approx 0.7$ T, H_c de 50 à 80 Km/m et $(BH)_{max}$ de 12 à 18 KJ/m³. Le titane augmente la trempabilité, le niobium la coercivité. La faible valeur de leur champ coercitif rend difficile leur utilisation niveau des machines électriques. Le plus grave inconvénient est qu'en cours de fonctionnement, ils nécessitent généralement un ré aimantation [7].

e) Le samarium cobalt (SmCo5, Sm2Co17)

Le samarium cobalt est beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants de 140 à 200kJ/m³ pour le SmCo5 et de 180 à 240[kJ/m³] pour le Sm2Co17et, autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition[7].

f) Les Néodyme-Fer-Bor

Le Néodyme-Fer-Bor est le type d'aimants le plus récent. Sa première utilisation remonte à 1985. Dans un court intervalle de temps, il a pris plus d'ampleur au niveau de sa production. Le NdFeB est presque le matériau idéal pour les excitations des machines électriques. L'induction qu'il permet de produire dans l'entrefer est importante, son champ coactif est élevé. Ils sont constitués essentiellement de $Nd_2Fe_{14}B$. Ils sont moins coûteux que les Samarium-Cobalt et présentent des propriétés magnétiques supérieures. Leur produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$ atteint 400 KJ/m^3 à température ambiante. L'inconvénient principal de ce type d'aimant est qu'ils sont peu utilisables à des températures supérieures à 100°C et sont très sensibles à l'oxydation de l'air [7].

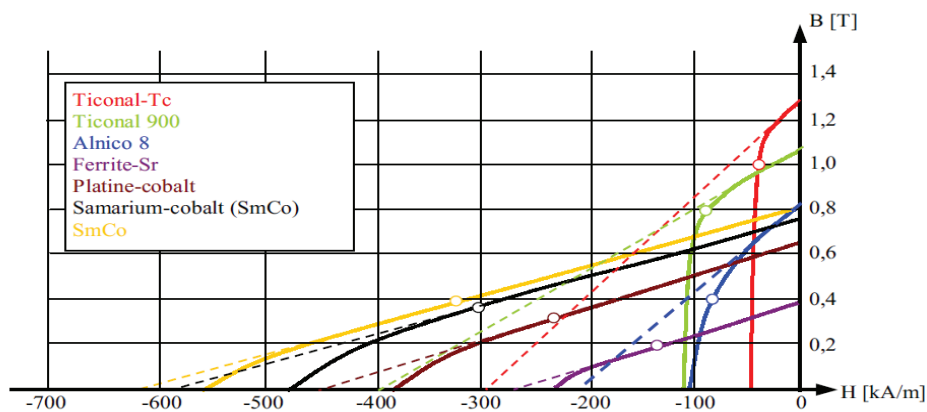


Figure I.21 : courbe de désaimantation des principaux types d'aimants

Tableau I.1 : propriétés des principaux aimants à 20°C

Matériaux	B_r en Tesla	H_c de Curie en $^\circ\text{C}$	T° de Curie en $^\circ\text{C}$	Remarque diverses
Ferrites	0.2 à 0.4	200	300	Les moins chers
Alnico	1.2	50	750 à 850	Se démagnétisent trop facilement
Samarium- Cobalt	0.5	800	700 à 800	Prix élevé à cause du cobalt
Néodyme-Fer- Bore	1.3	1500	310	Prix en hausse (terre rares) sujet à l'oxydation

Conclusion

Ce chapitre s'intéresse d'une manière globale aux généralités sur la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté principalement la constitution de la MSAP, ses types, ses avantages et ses domaines d'applications. Puis nous avons donné quelques aspects structurels des différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés. La dite machine montre son énorme potentiel pour une plus large utilisation dans le domaine industriel.

Toute fois la MSAP peut parfois être exposée à de différents défauts tels que les défauts de court circuit ou de désaimantation, ce qui constitue l'objet du second chapitre.

II.1. Introduction

L'étude des défauts dans les dispositifs électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sûreté et de disponibilité sont devenues assez sévères dans les systèmes industriels. En effet, la continuité de service est une qualité importante et incontournable que doit avoir tout système de nos jours pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Les éléments d'un système sont interdépendants si bien qu'une panne dans un élément peut entraîner l'arrêt total du système et ce type de situations a un coût non négligeable dans certaines applications. Nous pouvons imaginer, par exemple, une panne dans le système de propulsion d'un navire de croisière en pleine mer avec quelques milliers de passagers. L'armateur et le concepteur du navire doivent faire en sorte qu'une telle situation ne puisse pas se produire en aucun cas. D'autres situations peuvent être imaginées, telle qu'une panne importante dans les systèmes de navigation d'un avion en plein vol [2].

A l'heure actuelle, la recherche de défauts dans les dispositifs électromécaniques est généralement effectuée sur l'analyse des grandeurs que sont la tension ou l'intensité aux bornes des dispositifs et sur leur vitesse et la mesure de températures ou de vibrations. Or, la demande croissante en terme de robustesse des outils de diagnostic nécessite de trouver de nouvelles solutions et en particulier, de porter une analyse sur d'autres grandeurs, ceci afin de compléter les approches existantes.

Ce chapitre donne en premier lieu un aperçu des différents types de défauts apparaissant dans les machines électriques en s'intéressant plus particulièrement aux machines synchrones à aimant permanent. Leur classification, leurs origines et les conséquences de ces défauts seront explicitées durant ce chapitre.

II.2. Les défaillances dans les machines électriques

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [5] :

- Les générateurs de pannes ou initiateur de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécanique (roulement à billes), rupture de fixation... etc.
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibration mécanique, environnement humide, échauffement permanent, mauvaise graissage, vieillissement...etc.
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine,...etc.

II.2.1. Quelques statistiques

Le défaut d'un élément est une condition de la réduction de capacité liée à des exigences minimales. Cela peut être le résultat d'une dégradation normale, une mauvaise spécification ou conception, un mauvais montage (y compris les mauvais alignements), une mauvaise utilisation, ou une combinaison de ceux-ci conduira à la défaillance du composant et provoquera sa sortie prématurée du fonctionnement.

Plusieurs enquêtes ont été menées sur la fiabilité des machines électriques. Dans ces enquêtes, un grand nombre d'opérateurs des machines ont remis en question les types et la fréquence des défauts dans leurs usines. Les plus importantes de ces enquêtes, ont été menées par la General Electric Company. Leurs résultats publiés dans le journal de EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 et couvrant environ 5000 moteurs, dont 97% d'entre ont été des machines asynchrones à cage. La figure (II.1) présente la répartition des défauts dans les moteurs testés. Il convient de noter que cette figure fournit des données des machines travaillant dans des nombreuses applications différentes et dans diverses branches de l'industrie. Il est connu que la survenance de l'un des types de défaut dépendra en grande partie de l'application spécifique de la machine. Par exemple, il a été constaté que, dans les machines asynchrones à cage, l'incidence de la défaillance de la cage rotorique peut être aussi élevée que le défaut de l'enroulement statorique dans les applications où la machine est constamment arrêtée et redémarrée sous une charge lourde. Les machines à percer dans l'industrie d'exploitation de pétrole et des mines sont des cas typiques de ces applications [2].

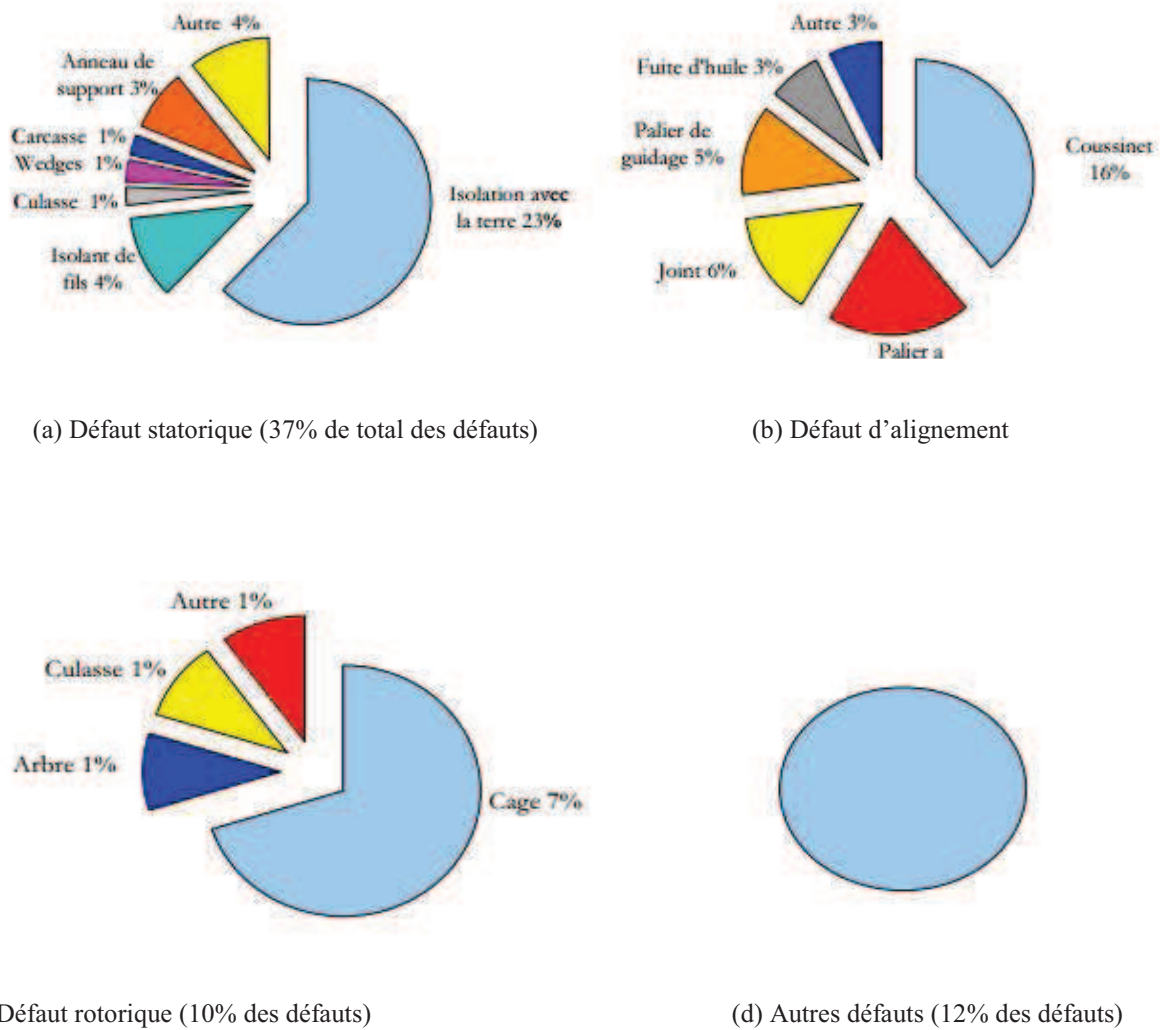


Figure. II.1 : Représentation des défauts dans les machines électriques du domaine industriel

La figure (II.2) met en évidence les natures de défauts que présentent les moteurs défectueux parmi 483 moteurs asynchrones à haute tension travaillant dans l'industrie, pétrochimique. Ces moteurs fonctionnent très souvent dans des conditions extrêmes et dans des activités offshores. Ils sont souvent démarrés directement en ligne, ce qui conduit à de grands courants de démarrage et fortes pulsations du couple. Ces conditions sont néfastes pour le moteur, et conduisent à affaiblir ces différents composants avec le temps. Si l'on compare les résultats de cette enquête avec ceux présentés par EPRI (figure II.1), il devient clair que la survenance d'un défaut dépend considérablement de l'application spécifique de la machine et de son environnement.

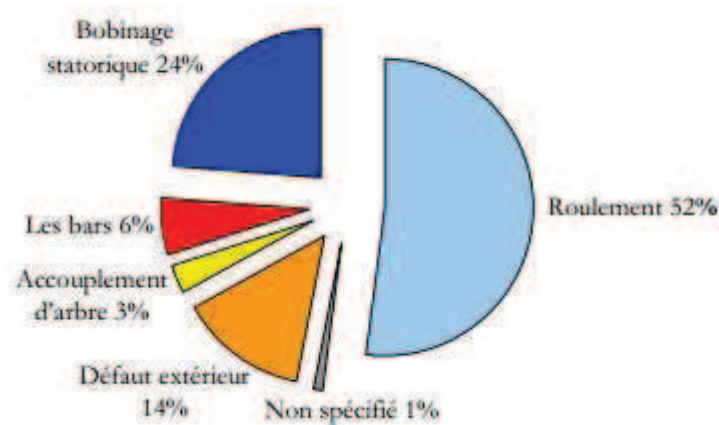


Figure. II.2 : Distribution des défauts dans une population de 483 de l'industrie pétrochimique

Comme les machines électriques sont soumises à des conditions environnementales différentes (tels que l'humidité dans la plupart des activités offshore), il est important d'avoir une idée sur la dépendance des taux de défaillance due à l'environnement. À cet égard, des recherches ont montré que le taux de défaillance pour les moteurs situés en plein air dans des conditions extrêmement difficiles (pour des installations situées en terre et en mer) est environ de 2,5 fois plus élevé que le taux de défaillance pour les moteurs situés à l'intérieur.

II.3.Types des défauts dans les machines électriques

En fonction de sa gravité et son actualité, un défaut peut être classé en deux catégories. Un défaut dur (défaut brutal), où l'incident de la perte complète des signaux ou des changements brutaux du principe de fonctionnement provient soudainement. Dans les simulations, les défauts durs sont généralement modélisés par un changement brusque des entrées ou les paramètres du système. Un défaut doux, (défaut naissant), se réfère généralement à des changements progressifs des paramètres du système par rapport à leurs valeurs normales. Les défauts naissants indiquent les éventuels dysfonctionnements et sont caractérisés par une variation lente des propriétés du système avec le temps. Ils sont généralement plus difficiles à détecter que les défauts durs [Liu 06]. Dans les machines électriques les défauts peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de partie mobile (rotor), d'où la classification ci-après [4] :

II.3.1. Défaillances au stator des machines électriques

Des études statistiques ont montré que les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques sont parmi les défauts les plus occurrence après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées. Selon les différentes sources citées, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent entre 25 et 35% des pannes totales figure (II.3) [4].

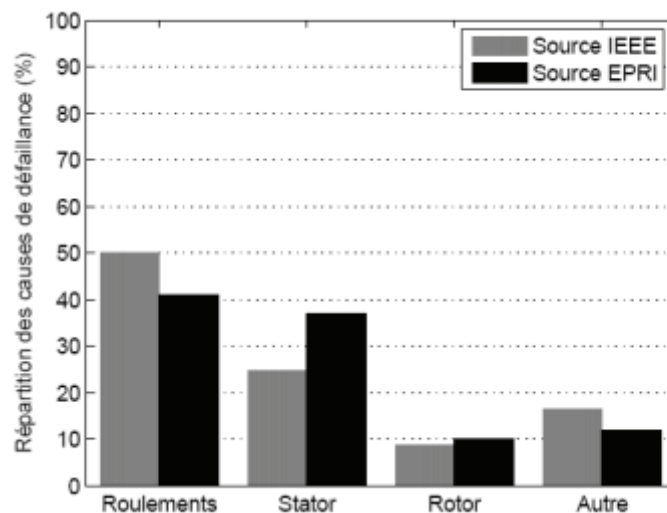


Figure.II.3 : répartition des causes de défaillance dans les machines électriques

II.3.1.1. Origines des défauts de courts-circuits statoriques

On classe les origines de cette dégradation en quatre classes : thermique, électrique, mécanique et environnementale.

a. Origine électrique

Les propriétés diélectriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une contamination par des corps étrangers (poussières, graisses, ...). Ces corps étrangers peuvent provoquer un pont résistif entre les conducteurs et le circuit magnétique. Des petites décharges de courant apparaissent alors dans cette région à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Suite à l'accumulation des décharges de courant, le matériau se fissure de plus en plus jusqu'à provoquer un court-circuit des conducteurs avec la carcasse magnétique. Notons également que ce matériau possède des anomalies intrinsèques (cavités, découlements, ...) plus en moins importantes selon son degré de qualité. Quand il est soumis

à un niveau et à une forme de tension critique, une rupture d'occlusions gazeuses provoque des décharges dites partielles (voir figure II.4). Ces décharges partielles ont pour conséquences une érosion lente du matériau isolant, une production d'ozone qui, par combinaison avec l'humidité relative présente dans l'atmosphère, conduit à la création acide nitrique et à l'augmentation locale de la température. Ces phénomènes sont favorisés par le fait que les conducteurs sont constamment soumis à des transitoire de tension favorisant l'apparition de décharges partielles : ouverture et fermeture de disjoncteurs, enclenchement de fusibles. L'utilisation croissante des convertisseurs statiques génère, pour les mêmes raisons, des contraintes encore plus sévères sur le matériau isolant [4+].

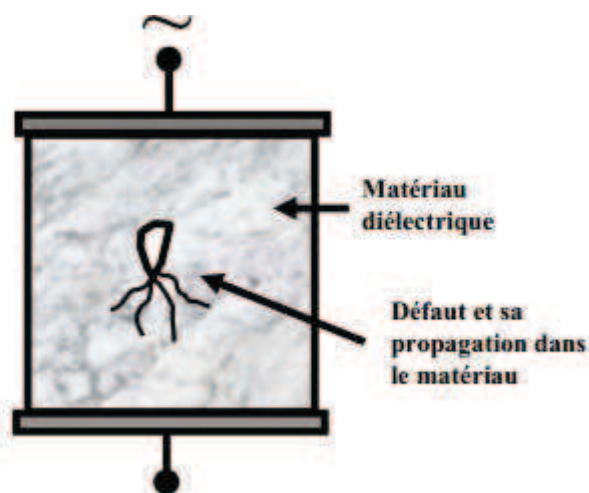


Fig. II.4 : Illustration du phénomène de décharges partielles dans un matériau diélectrique

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase - masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes de bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts.

a.1 Court-circuit entre spires

Un des défauts les plus communs dans les machines électriques est le défaut entre spires dans le bobinage du stator. Un défaut entre spires indique dégradation de l'isolant entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut. Le bobinage du stator de la machine avec défaut entre spires est représenté dans la figure II.5. Dans cette figure, le défaut est survenu sur l'enroulement de la phase a_s ; la résistance r_f représente la résistance de défaut. Les parties a_{s2} et a_{s1} représentent les parties saine et défectueuse de l'enroulement de phase a_s respectivement. Lorsque la résistance de défaut (r_f) diminue vers zéro, le défaut entre spires évolue vers un défaut de court-circuit entre spires « franc ». L'évolution de la résistance de défaut (r_f) entre une très grande valeur ($r_f = \infty$) et court-circuit franc (complet) ($r_f = 0$) peut être très rapide dans la plupart des matériaux isolants. Il est montré que le temps moyen pour atteindre la rupture de l'isolation est de l'ordre de 1 à 2 seconds [5].

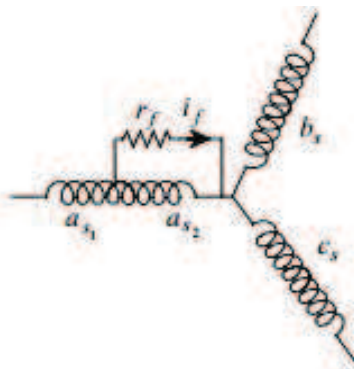


Figure II.5 : modèle générale d'un court circuit entre spire dans une phase

a.2 Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance 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 phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou 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 phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs. Les

courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [5].

b. Origine Thermique

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce vieillissement inévitable sensibilise aux facteurs de défaillances. Parmi ceux-ci, on peut citer le phénomène de surcharge thermique. Si la tension d'alimentation subit des variations d'amplitude ou n'est pas bien équilibrée, les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs sont soumis à une augmentation de température [4].

L'entraînement d'une charge mécanique trop important engendre les mêmes effets. Un cyclage thermique peut également résulter d'un grand nombre de démarrage successif de la machine. En effet, les courants absorbés lors d'un démarrage brusque ont une amplitude généralement plus élevée qu'en régime nominal et produisent un cyclage thermique des conducteurs. Suite à l'expansion puis à la rétraction répétée du matériau isolant, ce dernier finit par se craqueler. Des phénomènes de délamination se produisent pouvant provoquer la création d'un point chaud qui détériore localement le matériau isolant. Enfin, une mauvaise ventilation et un milieu ambiant à haute température affectent aussi sa durée de vie.

c. Origine mécanique

Suite à un défaut d'excentricité du rotor, ce dernier peut entrer en contact avec les conducteurs statoriques et provoquer la dégradation du matériau isolant et même du cuivre. Dans le cas de machines ventilées, la projection de corps étrangers absorbés et renvoyés par le ventilateur, d'aluminium fondu, de matériel de soudure, de morceau de dents du circuit magnétique, provoquent les mêmes effets. Par ailleurs, au cours des démarrages, les conducteurs sont soumis à des forces radiales et tangentielles fortes, et le matériau isolant peut se détériorer suite à ces contraintes mécaniques.

d. Origine environnementale

D'une manière générale, une contamination par les corps étrangers réduit les capacités de dissipation thermique de la machine et affecte alors la durée de vie du matériau isolant. Un milieu ambiant à haute température provoque les mêmes effets. Enfin, un taux important d'humidité favorise l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant chimiquement corrosif.

II.3.2. 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 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 figure. II.6). 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 (Figure. II.7.a). Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases (Figure. II.7.b) ou entre phase et terre (Figure. II.7.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 [4].

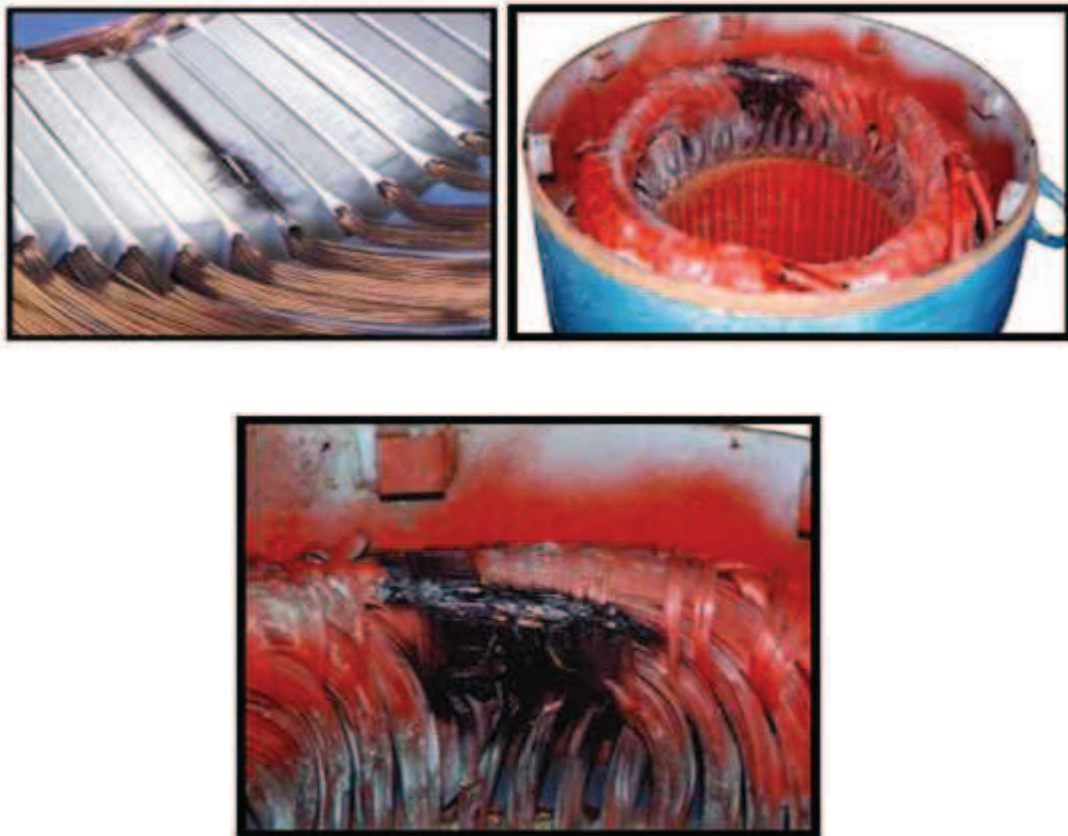


Figure II.6 : Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques

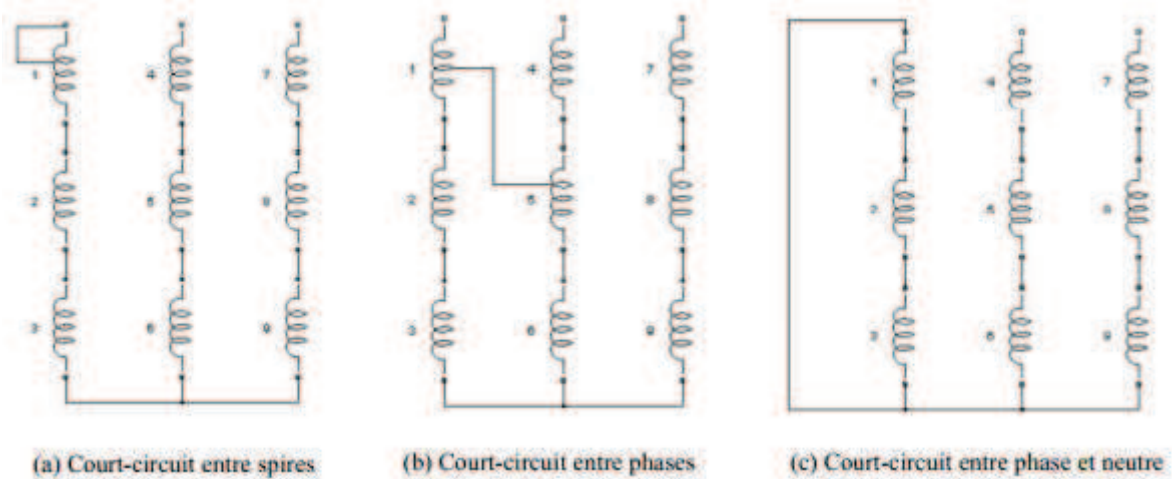


Figure II.7 : Représentation de court-circuit entre spire, entre phase, phase et terre

II.3.3. Défaillances au rotor dans les machines électriques

Presque toutes les machines électriques ont une similarité de construction du stator et, par conséquent, les défauts sont également les mêmes. Toutefois, il existe une gamme de configurations du rotor selon le type de la machine. Les défauts rotorique plus importants sont les suivants:

- Défauts dans les enroulements rotoriques dans les machines synchrones classiques, les machines à courant continu et les machines asynchrones à rotors bobinés.
- Défauts dans les aimants dans les machines à aimants permanents.
- Excentricités du rotor dans toutes les machines électriques.

Ainsi, les défauts dans le rotor peuvent être considérés comme plus complexes et dépendent du type de la machine. Dans ce mémoire, nous nous concentrerons uniquement sur les défauts rotorique dans les (MSAP). Ils sont décrits ci-dessous.

II.4. Les défauts des aimants

Les moteurs à aimants permanents contiennent un rotor équipé d'aimants permanents. Ces derniers sont soit sur la surface du rotor ou intégrés. La présence des aimants dans le rotor produit un flux rotorique constant. Toutefois, ce flux peut varier sous l'influence de nombreux facteurs tels que la réaction d'induit et la température. Lorsque les enroulements statoriques sont alimentés avec une tension, le champ créé s'oppose au champ produit par les aimants. Dans des conditions normales le point de fonctionnement des aimants est situé dans le deuxième quadrant (figure II.8). Mais ce point de fonctionnement peut évoluer et traverser le point limite de désaimantation réversible [2].

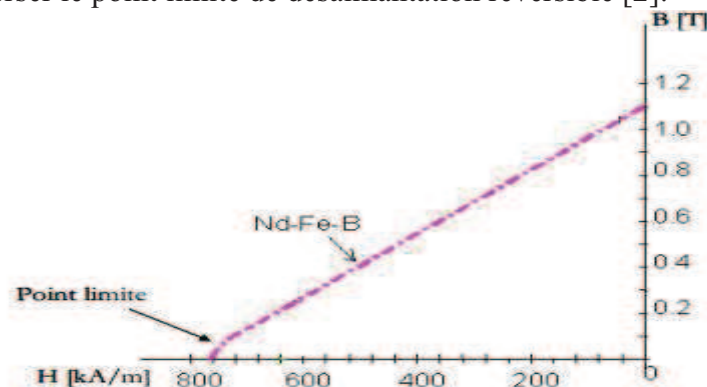


Figure. II.8 : Point limite de désaimantation réversible

Ce phénomène peut se produire lors des applications brutales de charges ou en cas de défaut de court-circuit des enroulements statoriques. Une fois produite, la réduction irréversible de l'induction rémanente (B_r) de l'aimant réduit de façon permanente les performances de la machine.

Les températures élevées de fonctionnement réduisent aussi l'induction rémanente. La figure (II.8) montre la variation du B_r avec la température.

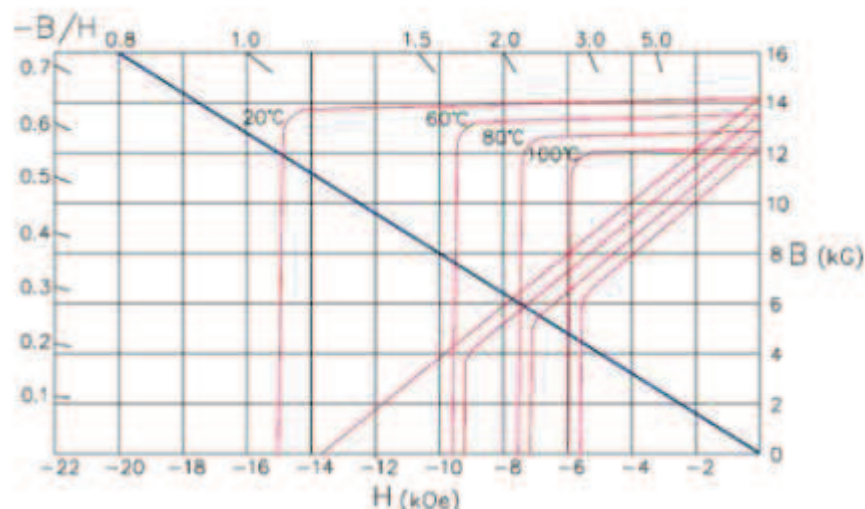


Figure. II.9 : Evolution de l'aimantation rémanente avec la température

En plus de la diminution de la force magnétique de l'aimant en raison de la réaction d'induit ou de la température, il est également connu que certains aimants (comme Nd-Fe-B) peuvent se détériorer par désintégration. Les fissures qui se forment lors de la fabrication peuvent conduire à la désintégration à grande vitesse. La désintégration entraîne la perturbation du flux dans l'entrefer causant ainsi le déséquilibre de l'attraction magnétique entre le rotor et le stator. Ceci engendre des vibrations et des contraintes sur les roulements [2].

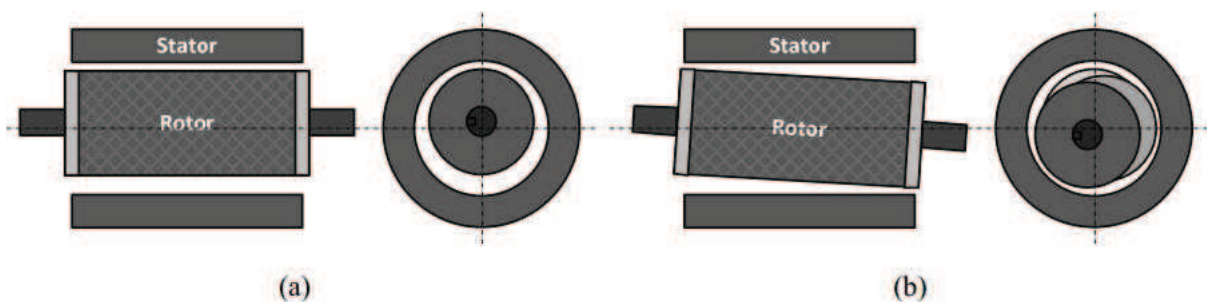
II.5. Excentricité

Les conséquences des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité. L'excentricité d'une machine électrique est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe de sa fabrication. Celle-ci passe en effet par différentes étapes d'usinage et de montage qui induisent un décentrement du rotor par rapport au stator. Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité. La première est inhérente à la chaîne cinématique dans laquelle la machine

intervient et qui peut imposer une force radiale sur l'arbre de cette machine, qui va engendrer une usure des roulements et une amplification du décentrement. Le deuxième phénomène risquant d'aggraver l'excentricité est quant à lui inhérent au fonctionnement de la machine ; en effet, le décentrement génère un déséquilibre dans la distribution des efforts radiaux entre le stator et le rotor . L'effort radial est maximal 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 du stator sur le rotor, qui est synonyme de destruction rapide de la machine [4].

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées:

- L'excentricité statique (Figure. II.10. (a)) – généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques.
- L'excentricité dynamique (Figure II.10. (b)) – correspond, elle a un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- L'excentricité mixte (Figure II.10. (c)) – la somme des deux cas présentés ci-avant.



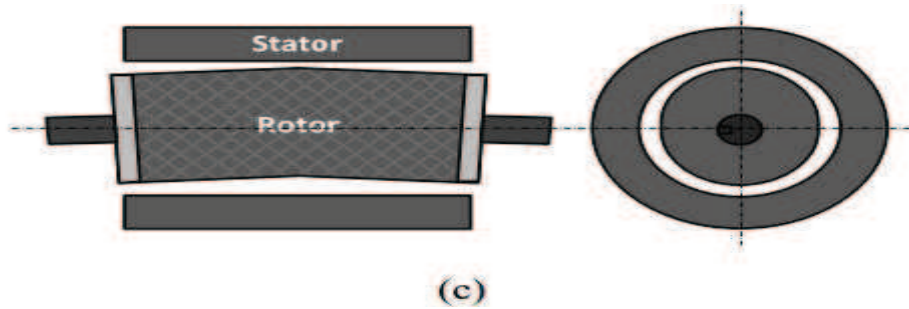


Figure II.10: Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.

Lorsque l'excentricité devient grande, les Forces Radiale du Déséquilibre (FRD) peut provoquer un frottement entre stator - rotor, ce qui peut les endommager. Dans le cas d'excentricité statique figure (II.9.a) il s'agit d'une traction dans un sens. Cela rend les FRD dans une excentricité statique, difficile à détecter à moins d'utiliser un appareil spécial avant la mise en service du moteur. D'autre part l'excentricité dynamique produit une FRD qui tourne à la vitesse de rotation du moteur et agit directement sur le rotor. Ceci rend FRD plus facile à détecter à travers l'analyse des vibrations ou la surveillance des courants statoriques [4].

II.6. Modélisation des défauts

La modélisation et l'identification des paramètres de la machine électrique avec défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostic. Les modèles doivent présenter un compromis entre simplicité et précision. L'utilisation des modèles externes simplifiés de défaut peut s'avérer limitée, car il est difficile, même théoriquement, d'inclure toutes les imperfections qui existent dans la machine en présence d'un défaut. Toutefois, les modèles sont nécessaires pour étudier le comportement des différentes variables de la machine et d'en déduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque. L'étude du comportement des machines électriques avec défaut grâce à ces modèles permet la prédiction des grandeurs externes qui peuvent être mesurées et exploité par des techniques de diagnostic [5].

En ce qui concerne les modèles physiques, ce sont les lois régissant l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire l'évolution des variables internes le fonctionnement de la machine électrique. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée. Nous citons les trois grandes familles de modèles pouvant

être adaptés aux dispositifs électromagnétiques en général, et aux machines électriques en présence de défaut en particulier ; à savoir :

- Les modèles internes basés sur la résolution, analytique ou numérique, des équations de diffusion du champ électromagnétique;
- Les modèles de circuits magnétiques utilisant les réseaux de perméance;
- Les modèles de circuits électriques.

Dans notre cas nous nous somme intéressés à la modélisation par éléments finis.

II.7. La modélisation par la méthode des éléments finis

La modélisation des dispositifs électromagnétiques basée sur le calcul de la répartition du champ est la méthode dite « locale » de représentation des phénomènes. Elle peut être mise en œuvre avec un calcul analytique ou alors en utilisant les méthodes numériques bien développées de nos jours. La méthode des éléments finis (FEM) est la méthode la plus adéquate et la plus répandue pour le calcul de champs magnétiques statiques ou quasi-statiques ; elle permet de décrire fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques telle que la loi $B(H)$ dans les matériaux magnétiques . La modélisation des machines électriques a connu un développement remarquable ces dernières décennies grâce l'utilisation de la méthode des éléments finis. En effet, beaucoup de laboratoires et chercheurs se sont penchés sur différents aspects pour aboutir actuellement à des outils de calculs permettant de tenir compte de plusieurs phénomènes physiques jusque là négligés ou approchés par des modèles externes [5]

La méthode d'éléments finis est capable d'examiner l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace et donne beaucoup d'informations précises sur le comportement des machines électriques mais elle requiert un temps de calcul important. Aujourd'hui, on peut effectuer les analyses en régimes transitoires pas à pas dans le temps de la machine électrique grâce à la disponibilité des ordinateurs puissants. Cette méthode a permis un apport significatif en termes d'identification des paramètres des modèles circuit alliant ainsi la rapidité des modèles circuits et la précision des modèles champ. L'utilisation de cette méthode pour la modélisation des défauts dans les machines électriques est une étape importante qu'ont franchie un certain nombre de chercheurs. Lorsqu'un défaut se produit dans la machine électrique, la répartition des courants dans les encoches et la distribution du champ sont plus ou moins modifiées en fonction de la gravité du défaut. La méthode des éléments finis peut être utilisée pour le calcul de champs et l'identification précise des paramètres de la

machine en présence de défaut. L'avantage qu'apporte une méthode basée sur le calcul de champ réside dans le fait qu'elle décrit les phénomènes localement, en particulier un défaut, elle en donne ensuite une représentation globale vu du circuit électrique équivalent. Cependant, l'utilisation de tels outils nécessite un temps de calcul long et une modélisation pour chaque configuration de défaut. Bien que cette approche de modélisation décrive précisément le comportement des variables internes et externes de la machine, elle ne peut pas être adéquate pour le diagnostic des machines électriques.

II.8. Analyse spectrale

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine [2].

II.9. Conclusion

Ce chapitre a été consacré principalement à l'étude bibliographique les types de défauts pouvant survenir dans une machine électrique. En traitant à la fois les définitions des défauts, à la présentation des différents qui peuvent être d'origine électrique, mécanique, environnementale ou magnétique. L'un des défauts les plus rencontrés et le défaut de court-circuit entre spires qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort.

III.1. Introduction

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporelle du champ magnétique. Bien que l'aspect électrostatique intervienne dans des isolations diélectriques, il ne présente pas le même degré d'acuité que les aspects magnétiques [17]. Le calcul de ce champ magnétique affecte directement la taille et les performances de la machine.

Dans les machines à aimants, le champ magnétique peut provenir soit de la circulation des courants à travers les bobinages statoriques ou bien entendu, des aimants permanents disposés au niveau du rotor.

La représentation du comportement d'un tel dispositif revient à construire les équations qui le régissent et comprendre les lois fondamentales susceptibles de le décrire. Les équations de Maxwell arrivent à elles seules de résumer toutes les lois de l'électromagnétisme.

A partir des équations de Maxwell nous établissons les modèles magnéto-statiques et magnéto-dynamiques en coordonnées cartésiennes et axisymétriques sous formes d'équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur magnétique \vec{A} . Il existe plusieurs méthodes de résolutions des EDP, entre autres les méthodes analytiques telles que la méthode de séparation de variables. Les méthodes analytiques ont le mérite d'être efficaces et permettent un pré-dimensionnement de la machine mais elles restent tout de même limitées en terme de précision. Ces méthodes s'avèrent d'application très difficile voire impossible dès que la complexité de la géométrie s'accroît et que certains matériaux possèdent des caractéristiques non linéaires. Elles sont substituées par les méthodes numériques beaucoup plus précises. Ces méthodes permettent de modéliser les géométries les plus complexes et de prendre en compte les phénomènes physiques, comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, les anisotropies des milieux et la présence des courants de Foucault induits dans les conducteurs soumis à un flux variable [17].

Les méthodes de résolution numérique les plus utilisées sont les méthodes des équations intégrales de frontières(MIF), la méthode des différences finies(MDF) et la méthode des éléments finis(MEF). , la méthode des éléments finis dite méthode est de loin la méthode la plus utilisée et la plus puissante des méthodes numériques.

III.2. Equations de Maxwell

La modélisation interne des machines électriques s'effectue à partir des quatre équations de Maxwell. Elles définissent les propriétés locales des grandeurs vectorielles électriques \vec{D} , \vec{E} et magnétiques \vec{B} , \vec{H}

III.2.1. Première équation de Maxwell

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{Maxwell-Gauss}) \quad (\text{III.1})$$

\vec{D} : Vecteur induction électrique [C/m²]

ρ : Densité de charges volumiques [C/m³]

Cette relation correspond à un « terme de source » : la densité de charge électrique est une source de champ électrique. Pour le vecteur d'induction électrique, il représente la façon dont le champ électrique influe sur l'organisation de ces charges dans un matériau donné [14].

III.2.2. Deuxième équation de Maxwell

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Maxwell-Faraday}) \quad (\text{III.2})$$

\vec{E} : Vecteur champ électrique [V/cm]

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

Cette équation traduit le phénomène fondamental d'induction électromagnétique où toute variation de champ magnétique dans le temps génère un champ électrique. Sa forme intégrale est la loi de Faraday :

$$\xi = -\frac{d\Phi}{dt}$$

ξ et Φ sont respectivement la force électromotrice d'induction dans un circuit électrique et le flux magnétique à travers ce circuit [14].

III.2.3. Troisième équation de Maxwell

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

Le flux du champ magnétique à travers une surface fermée est toujours nul (caractère conservatif).

III.2.4. Quatrième équation de Maxwell

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Ampère-Maxwell}) \quad (\text{III.4})$$

\vec{H} : Vecteur champ magnétique [At/m]

\vec{J}_c : Vecteur densité de courant [A/m²]

Le champ magnétique rend compte du déplacement des charges électriques. Autrement, la circulation des courants électriques est à l'origine de la production de l'excitation magnétique.

III.3. Relations du milieu

III.3.1. Relations magnétiques

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

$$\vec{B}_r = \mu_0 \cdot \vec{M} \quad (\text{III.6})$$

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

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

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide [H/m]

μ_r : Perméabilité magnétique relative au milieu

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

III.3.2. Relation diélectrique

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{III.7})$$

ε_0 : Permittivité diélectrique du vide [F/m]

ε_r : Permittivité diélectrique du milieu

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

III.4. Loi d'Ohm

La densité du courant \vec{J} s'exprime sous plusieurs formes liées à la nature du milieu étudié.
La loi d'Ohm généralisée :

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

- pour un milieu conducteur avec source :

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (\text{III.9})$$

- Pour un milieu conducteur avec mouvement :

$$\vec{J}_c = \sigma (\vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B}) \quad (\text{III.10})$$

σ : Conductivité électrique du milieu [$1/\Omega\text{m}$]

\vec{V} : Vitesse linéaire [m/s]

\vec{J}_s : Densité de courant source [A/m^2]

III.5. Hypothèses simplificatrices

Malgré une représentation globale, le système d'équations (équations de Maxwell) ne peut être résolu directement. De plus, dans certains dispositifs électromagnétiques, des phénomènes peuvent être négligés.

- **Absence des courants de déplacement**

En électrotechnique les fréquences usuelles sont inférieures aux radiofréquences ($f < 10^{12}$ Hz). D'où la négligence dans un milieu conducteur des courants de déplacement ($\vec{J}_d = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$) devant les courants de conduction ($\vec{J}_c = \sigma \vec{E}$).

$$\vec{J}_d = j\omega \epsilon \vec{E}$$

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E}$$

$$\Rightarrow \frac{|\vec{J}_d|}{|\vec{J}_c|} = \frac{\epsilon \cdot \omega}{\sigma} = 1$$

$$\Rightarrow |\vec{J}_d| = |\vec{J}_c|$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J}_c \tag{III.11}$$

- **Absence de charges volumiques**

A partir de la relation de conservation de charge et la loi d'Ohm, on peut établir la relation d'évolution temporelle de la charge d'espace.

$$\begin{cases} \frac{\partial \rho}{\partial t} + \text{div} \vec{J}_c = 0 \\ \vec{J}_c = \sigma \vec{E} \\ \text{div} \vec{D} = \rho \end{cases} \Rightarrow \frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\sigma}{\epsilon} \rho = 0 \tag{III.12}$$

Le temps de ϵ/σ relaxation est de l'ordre 10^{-18} secondes. Ce qui veut dire que

la dissipation des charges d'espace est trop rapide pour qu'elles créent un courant semblable à celui qu'on considère à des fréquences inférieures à 1MHz.

D'où la réécriture des équations de Maxwell simplifiées :

$$\operatorname{div} \vec{D} = 0 \quad (\text{III.13})$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.14})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{III.15})$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J}_c \quad (\text{III.16})$$

III.6. Relations de passage

A l'interface entre deux milieux différents (1et2), les grandeurs vecteurs doivent vérifier des conditions dites de passage. Elles s'énoncent comme suit :

- Conservation de la composante normale de l'induction magnétique

$$(\vec{B}_{1n} - \vec{B}_{2n}) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{III.17})$$

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

$$(\vec{H}_{1t} - \vec{H}_{2t}) \wedge \vec{n} = \vec{K}_s \quad (\text{III.18})$$

- Conservation de la composante tangentielle du champ électrique

$$(\vec{E}_{1t} - \vec{E}_{2t}) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{III.19})$$

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

$$(\overline{D_{1n}} - \overline{D_{2n}}) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (\text{III.20})$$

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

K_s : La densité de courant surfacique

ρ_s : La densité de charges surfaciques

III.7. Formulation en potentiel vecteur magnétique des modèles électromagnétiques

Toutes les grandeurs ont une écriture en forme d'équation aux dérivées partielles dite aussi équation de diffusion de la grandeur.

La discontinuité de certaines grandeurs aux interfaces et particulièrement aux coins présente un inconvénient majeur. De plus, les vecteurs ont généralement trois composantes, augmentant par-là le nombre d'inconnues ce qui rend le temps de résolution plus grand.

Pour palier à ces problèmes, on fait appel à une entité mathématique connue sous le nom (potentiel) qui n'a aucun sens physique, mais une signification réelle quant à la nature de sa variation.

En ce qui concerne notre travail, la formulation à utiliser sera en potentiel vecteur magnétique \vec{A}

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

Imposer la condition de Jauge ($\text{div} \vec{A} = 0$) va garantir l'unicité de la solution pour ce système.

III.7.1. Modèle magnétostatique

Pour les phénomènes statiques, les variations des grandeurs par rapport au temps sont nulles ($\frac{\partial}{\partial t} = 0$).

d'après l'équation (III.5) on aura :

$$\vec{H} = \frac{\vec{B} - \mu_0 \vec{M}}{\mu} \quad (\text{III.22})$$

de (III.16),(III.21) et (III.22) ressort :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}\right) = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu}\overrightarrow{\text{rot}}\vec{M} \quad (\text{III.23})$$

C'est l'équation magnétostatique en termes de potentiel vecteur magnétique.

Rappelons l'existence de deux types de systèmes de représentation des problèmes magnétiques :

- Ceux infiniment longs alimentés suivant une direction Oz « cartésiennes ».
- Ceux à symétrie de révolution alimentés suivant l'angle (φ) « axisymétrique ».
- **En coordonnées cartésiennes**

Le problème est à priori tridimensionnel (3D), nous nous limitons à un problème bidimensionnel (2D). On suppose que la machine est suffisamment longue pour considérer que le champ magnétique \vec{H} est invariant suivant Oz.

Sous cette hypothèse, le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J} n'ont plus qu'une seule composante suivant l'axe Oz.

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z = A(x, y) \end{bmatrix} \quad \vec{J}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_{sz}(x, y) \end{bmatrix}$$

L'induction magnétique ainsi que l'aimantation du matériau évoluent dans le plan d'étude c'est-à-dire suivant (x, y)

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \vec{M} = \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ 0 \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (III.23) s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (\text{III.24})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées cartésiennes d'un modèle magnétostatique bidimensionnel.

En considérant les propriétés physiques linéaires, l'équation (III.24) devient :

$$\frac{1}{\mu} \left(-\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (\text{III.25})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées axisymétriques d'un modèle magnétostatique bidimensionnel.

III.7.2. Modèle magnétodynamique

Contrairement aux phénomènes statiques, les variations des grandeurs par rapport au temps sont différentes de zéro ($\frac{\partial}{\partial t} \neq 0$). Vu la fréquence usuelle en électrotechnique, on négligera

les courants de déplacement ($\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0$).

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{III.26})$$

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

\vec{J}_s : Densité de courant « source »

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

En combinant les deux équations (III.23) et (III.26) on obtient :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu} \text{rot} \vec{M} \quad (\text{III.27})$$

C'est l'équation magnétodynamique en régime transitoire en terme de potentiel vecteur magnétique avec terme source et tenant compte des courants induits.

En régime harmonique :

$$\overline{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\overline{\text{rot}}\vec{A}\right) + j\sigma\omega\vec{A} = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu}\overline{\text{rot}}\vec{M} \quad (\text{III.28})$$

- **En coordonnées cartésiennes**

La seule différence réside en la présence des courants induits engendrés par le mouvement du dispositif.

De l'équation (III.28), on obtient la variation du potentiel vecteur magnétique sur le plan d'étude (x, y).

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

En régime harmonique, le modèle magnétodynamique s'exprime comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(-\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(-\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial y}\right) + j\sigma\omega A_z = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu}\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y}\right) \quad (\text{III.30})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées cartésiennes d'un modèle magnétodynamique bidimensionnel.

En considérant les propriétés physiques linéaires, (III.28) peut s'exprimer comme :

$$\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2}\right) + \sigma\frac{\partial A_z}{\partial t} = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu}\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y}\right) \quad (\text{III.31})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées axisymétriques d'un modèle magnétodynamique bidimensionnel.

III.8. Définition de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est un outil de résolution numérique des EDP de la physique mathématique et de leurs conditions aux limites. Ces équations peuvent être :

- elliptiques :
$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} \right) = 0$$
- paraboliques :
$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} \right) - \sigma \frac{\partial \Phi}{\partial t} = 0$$
- hyperboliques :
$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} \right) - \sigma \frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = 0$$

Les différents cas associés aux conditions aux limites sont :

- **condition de type DIRICHLET**

$$\Phi = \Phi_0 \quad (\Phi_0 = \text{cste})$$

On peut connaître la valeur de la grandeur sur une frontière ou l'évaluer théoriquement selon le dispositif étudié ainsi que la précision recherchée.

- **condition de type NEUMANN**

$$\frac{\partial \Phi}{\partial n} = \Phi_0$$

Dans certains cas, on peut estimer la variation du phénomène suivant la normale (cas des plans de symétrie notamment).

- **condition mixte**

$$a \frac{\partial \Phi}{\partial n} + b \Phi = c$$

a, b, c : sont des constantes

- transformation des équations en un système algébrique qu'il convient de résoudre pour obtenir la solution de problème posé.
- programmation et informatique pour exécuter efficacement les calculs sur ordinateur.

III.10. Discrétisation du domaine d'étude

La discrétisation par éléments finis comme première étape, revient à découper le domaine (noté V) dont on veut évaluer le phénomène étudié, en un ensemble de sous-domaines -les éléments finis- tout en respectant les conditions suivantes :

- la somme de tous les éléments doit former le domaine initial.
- Les éléments assemblés ne peuvent avoir en commun que des sommets (points) ou des segments situés dans leurs frontières.
- Lorsque la frontière du domaine est constituée par des courbes ou des surfaces plus complexes que celles qui définissent les frontières des éléments, une erreur de discrétisation est inévitable. Elle peut être réduite en diminuant la taille des éléments.

III.11. Calcul de la fonction d'approximation

La méthode des éléments finis repose sur la recherche d'une fonction globale représentant les phénomènes étudiés en tout point du domaine (V) analysé. Elle sera construite par parties sur chacun de ces éléments [18].

La fonction d'approximation globale sur le domaine complet (V), contenant N nœuds, est alors la somme de toutes les fonctions relatives aux éléments. L'inconnue s'exprime comme suit :

$$A = \sum_{j=1}^N \alpha_j \cdot A_j \quad (\text{III.32})$$

A_j : Valeur de l'inconnue au nœud j

α_j : Fonction de forme au nœud j

III.12. Formulation éléments finis

La MEF transforme les EDP de la grandeur recherchée en systèmes d'équations algébriques dont la solution fournit une approximation de cette grandeur en une grille discrète de points du plan ou de l'espace [8]. Les éléments finis procèdent par une formulation intégrale du problème physique associé. Ce dernier peut se mettre sous la forme :

$$L(u) = f \text{ sur le domaine } V$$

$$G(u) = u_0 \text{ sur la frontière } \tau$$

Où L est un opérateur différentiel, G est un opérateur qui définit une condition à la limite, f et u_0 sont des fonctions respectivement définies sur V et τ , et u est une fonction inconnue.

Pour obtenir le système algébrique, on peut utiliser la méthode variationnelle ou la méthode des résidus pondérés. La méthode variationnelle traite une fonctionnelle d'énergie équivalente au problème différentiel, définie par une intégrale faisant appel à la fonction et ses dérivées. La méthode des résidus pondérés (méthode de GALERKINE) consiste à chercher la solution approchée du problème en partant directement des EDP.

La méthode de GALERKINE (appelée également méthode projective) consiste à choisir des fonctions u qui annule, en tout point du domaine V , la forme intégrale suivante :

$$F(u) = \int_{\Omega} \phi_i [L(u) - f] dV \quad (\text{III.33})$$

ϕ_i : Fonction de pondération ou de projection

La méthode la plus employée est la méthode de GALERKINE car elle utilise des fonctions de projections ϕ_i identiques aux fonctions de formes α_j de la fonction d'approximation, Pour obtenir un système algébrique symétrique dont la résolution devient relativement rapide. Cette méthode s'applique indépendamment de la connaissance de la fonctionnelle d'énergie.

D'où :

$$\int_{\Omega} \alpha_i [L(u) - f] dV = 0 \quad (\text{III.34})$$

α_i : Fonction de pondération, elle est identique à la fonction d'approximation.

III.13. Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis

La grande souplesse d'adaptation de la MEF à modéliser des phénomènes complexes a conduit à la généralisation de son utilisation dans presque tous les problèmes aux dérivées partielles [18]. Dans la plupart des cas, cette méthode s'intègre aux logiciels CAO (conception assistée par ordinateur). On peut noter les avantages suivants :

- Adaptation aux géométries complexes.
- Prise en compte des non-linéarités.
- Temps de résolution relativement rentable

Malgré ça, la mise en œuvre de la MEF est relativement difficile et présente des imprécisions dans ces situations :

- Domaine d'étude infini
- Présence de singularités dans le domaine d'étude

III.14. Formulations élément finis des modèles électromagnétiques

Résoudre par éléments finis les équations aux dérivées partielles qui décrivent les modèles magnétostatiques et magnétodynamiques, présentés au chapitre précédent, revient à appliquer la méthode projective de GALERKINE :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \cdot EDP dV = 0 \quad (\text{III.35})$$

III.15. Modèle magnétostatique

- En coordonnées cartésiennes

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \left[-\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \alpha_i \left[\frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] dx dy \quad (\text{III.36})$$

L'application du théorème de Green à l'équation (III.36) permet à la fois d'évacuer les dérivées secondes de son premier terme et d'explicitier les conditions aux limites :

$$-\iint_{\Omega} \alpha_i \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy = \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right] dx dy - \int_{\Gamma} \alpha_i \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma \quad (\text{III.37})$$

Dans le cas des conditions aux limites de type Dirichlet $A = cste$ ou type Neumann $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ (dite condition Neumann homogène), le terme sur la frontière s'annule.

L'équation (III.37) devient alors :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right] dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \alpha_i \left[\frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] dx dy \quad (\text{III.38})$$

Sachant que le potentiel vecteur magnétique A_z peut être discrétisé sous la forme

$A_z = \sum_{j=1}^N \alpha_j \cdot A_{zj}$ pour tous les nœuds du domaine d'étude. Cela nous amène à écrire l'équation

(IV.12) comme suit :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} \right] A_{zj} dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \alpha_i \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) dx dy \quad (\text{III.39})$$

i, j Varient de 1 à N

On obtient en finalité un système algébrique matriciel à résoudre :

$$[M][A] = [J] + [I] \quad (\text{III.40})$$

Où :

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} \right] dx dy \quad (\text{III.41})$$

$$J_i = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy \quad (\text{III.42})$$

$$I_i = \iint_{\Omega} \alpha_i \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) dx dy \quad (\text{III.43})$$

[A] Inconnues du domaine V

La méthode de Newton est une approche rapide, sa vitesse de convergence est localement d'ordre quadratique, ce qui la rend la méthode la plus utilisée.

Si on considère le phénomène de saturation, la reluctivité de l'équation (III.40) dépend de (B^2), et si on ne prend pas en compte les aimants permanents, le résidu est définie par :

$$R(A) = [F] - [M][A] = 0 \quad (\text{III.44})$$

Supposons qu'à l'itération(k) nous avons obtenu une approximation A^k de la solution tel que résidu ne soit pas nul [56].

$$R(A^k) = [F] - [M][A^k] \quad (\text{III.45})$$

A l'itération (k+1) nous cherchons une approximation A^{k+1} de la solution tel que :

$$R(A^{k+1}) = \{R(A^k + \Delta A^{k+1})\} \approx 0 \quad (\text{III.46})$$

La méthode de Newton Raphson construit un processus itératif basé sur le développement en série de Taylor du résidu, limite à l'ordre 1 au voisinage de A ; en d'autre termes son approximation linéaire [56.57].

$$R(A^k + \Delta A^{k+1}) = R(A^k) + \left[\frac{\partial R(A^k)}{\partial A^k} \right] [\Delta A^{k+1}] \quad (\text{III.47})$$

$$-\left[\frac{\partial R(A^k)}{\partial A^k} \right] [\Delta A^{k+1}] = \{R(A^k)\} \quad (\text{III.48})$$

Avec :

$$[\Delta A^{k+1}] = [A^{k+1}] - [A^k] \quad (\text{III.49})$$

Revient à déterminer incrément $[\Delta A^k]$ de la solution finale

$$[\Delta A^{k+1}] = - \left(\frac{\partial R(A^k)}{\partial A^k} \right)^{-1} R(A^k) \quad (\text{III.50})$$

Et :

$$[A^{k+1}] = [A^k] + [\Delta A^{k+1}] \quad (\text{III.51})$$

La résolution est stoppée dès que cet incrément devient suffisamment insignifiant [58].
En substituant (III.52) dans (III.53) et en remplaçant le résidu on obtient :

$$[A^{k+1}] = [A^k] + [SJ(A^k)]^{-1} ([F] - S[A^k])[A^k] \quad (\text{III.52})$$

Avec :

$$[SJ(A)] = - \left[\frac{\partial R(A^k)}{\partial A^k} \right] = \left[\frac{\partial}{\partial [A]} ([S^k])[A^k] \right] : \text{est la matrice ou jacobienne qui joue le rôle}$$

d'accélération de convergence.

Le terme général de cette matrice est :

$$SJ_{i,j} = SL_{i,j} + 2 \frac{dv}{dB^2} \Delta_e \sum_{m=1}^3 \sum_{n=1}^3 A_m (\nabla \alpha_m \alpha_i) (\nabla \alpha_n \alpha_j) A_n \quad (\text{III.53})$$

Le premier terme correspond au terme de la matrice déterminé dans le cas linéaire : quant au second existe seulement en présence de matériaux non linéaires.

La résolution non linéaire dans le cas de la méthode de Newton Raphson revient à résoudre à chaque itération le système matriciel suivant jusqu'à la stabilisation :

$$[SJ^k][\Delta A^{k+1}] = [R^k] \quad (\text{III.54})$$

III.16. Calcul du couple électromagnétique

La détermination du couple après le calcul détaillé du champ magnétique est l'un des objectifs finals dans la plupart des calculs numériques dans les machines électriques tournantes. Le couple est une quantité très significative donnant des informations pertinentes sur le fonctionnement du moteur.

Dans notre travail on propose d'exploiter les résultats du calcul élément finis qui est fait à travers le calcul du couple électromagnétique par la méthode du tenseur de Maxwell. Cette dernière est la méthode générale la plus efficace pour le calcul de la force du couple sur un

objet avec la méthode des éléments fini. L'utilisation de cette méthode est prédominante dans la littérature ; son avantage principal est que la force est déterminée par une seule résolution éléments finis.

La force globale sur un objet peut être calculée par l'intégration des tenseurs de Maxwell sur une surface arbitraire entourant l'objet. En 2D, le tenseur de Maxwell est défini comme[19].

$$T = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} B_x^2 - \frac{1}{2}|B|^2 & B_x B_y \\ B_x B_y & B_y^2 - \frac{1}{2}|B|^2 \end{bmatrix} \quad (III.55)$$

La force globale est déterminée par :

$$F = \int_v \text{div } T dv \quad (III.56)$$

Après l'utilisation du théorème de Green, la force est donnée par :

$$F = \int_s \left[\frac{1}{\mu_0} (B \cdot n) B - \frac{1}{2\mu_0} B^2 n \right] ds \quad (III.57)$$

Où s : est une surface arbitraire entourant l'objet.

n : est le vecteur unitaire normal à la surface d'intégration.

En 2D, l'intégrale sur la surface est réduite à une intégrale linéique le long de l'entrefer (dans le cas des machines électriques). Si un cercle de rayon r est pris comme le contour d'intégration, le couple est déterminé comme suit [saraoui] :

$$T_e = l \int_{\Gamma} \frac{1}{\mu_0} B_n B_t d\Gamma \quad (III.58)$$

Où : B_n et B_t : sont les inductions radiales e tangentielles respectivement l la longueur axial et Γ : est le contour d'intégration.

III.17. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté principalement les équations de Maxwell et les relations de milieu, à partir de la combinaison de ces équations nous avons aboutis aux principaux modèles qui sont adaptés à l'étude de la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons aussi présenté dans ce chapitre la méthode des éléments finis avec ses différentes

étapes de mise on œuvre. Nous avons donné un aperçu sur la méthode d'évaluation du couple électromagnétique qui est la méthode te tenseur de Maxwell.

Enfin nous avons présenté brièvement l'outil de calcul à savoir le logiciel Finite Element Magnetic Method (FEMM) qui sera utilisé pour la simulation.

IV.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est l'étude du comportement d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en présence de défauts dus aux court-circuits et des défauts dus à la désaimantation des aimants permanents. Comme nous l'avons cité dans le chapitre précédent, le défaut de court-circuit au niveau du bobinage statorique est l'un des défauts le plus fréquent dans les machines électriques. En pratique, ce défaut peut être dû à une altération des isolants (verniss) sur les fils du cuivre. Les défauts dus à la désaimantation peuvent avoir plusieurs origines telles que la hausse de la température les vibrations, ces défauts peuvent donc affecter le fonctionnement global de la machine. L'étude de ces défauts sera basée sur la méthode des éléments finis à travers un programme écrit sous LUA script et exécuté en utilisant le logiciel FEMM. L'étude sera effectuée à travers plusieurs étapes et concernera l'étude de la machine à l'état sain, en présence de défauts dus au court circuit, de défauts dus à la désaimantation et enfin la combinaison de ces deux types de défauts. Nous allons déterminer essentiellement les différentes grandeurs telles que le potentiel vecteur magnétique, les inductions magnétiques (modules et normales) et le couple électromagnétique. Afin de mettre en évidence de manière plus précise les différents défauts, une analyse spectrale de la grandeur du potentiel vecteur magnétique sera effectuée. Afin d'évaluer le degré de sévérités des différents défauts une confrontation des différents résultats obtenus dans le cas de la MSAP à l'état sain et ceux en présence des différents défauts sera présentée.

IV.2. Présentation de la machine

La machine étudiée (Figure IV.1) est une machine synchrone triphasée à aimants permanents insérés au niveau du rotor [15], [20].

Le stator encoché porte un bobinage régulièrement réparti sur sa périphérie et alimenté avec un courant nominal de 170 A. Elle est conçue pour une utilisation dans la gamme des puissances de 50 kW, le couple nominal est d'environ 80 N.m. La configuration géométrique de la machine en coupe transversale est donnée par la figure suivante :

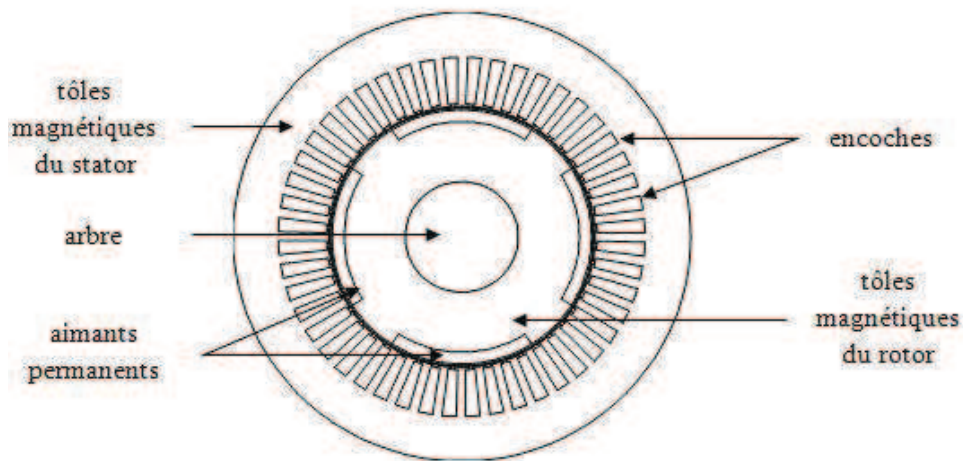


Figure. IV.1 : Disposition géométrique des éléments de la MSAP en coupe transversale

Les aimants permanents sont de type terres rares (Ne-Fe-B) insérés dans l'armature rotorique et maintenus par une couronne (en forme d'anneaux) fabriquée à base de carbone. Ils possèdent une aimantation parallèle et forment quatre pôles magnétiques.

Le stator constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques, abrite dans ses encoches l'enroulement triphasé illustré par la figure (IV.2) La densité de courant J est calculée comme suit :

$J = I/S_{enc}K_r$ S_{enc} surface de l'encoche et K_r le coefficient de remplissage de l'encoche

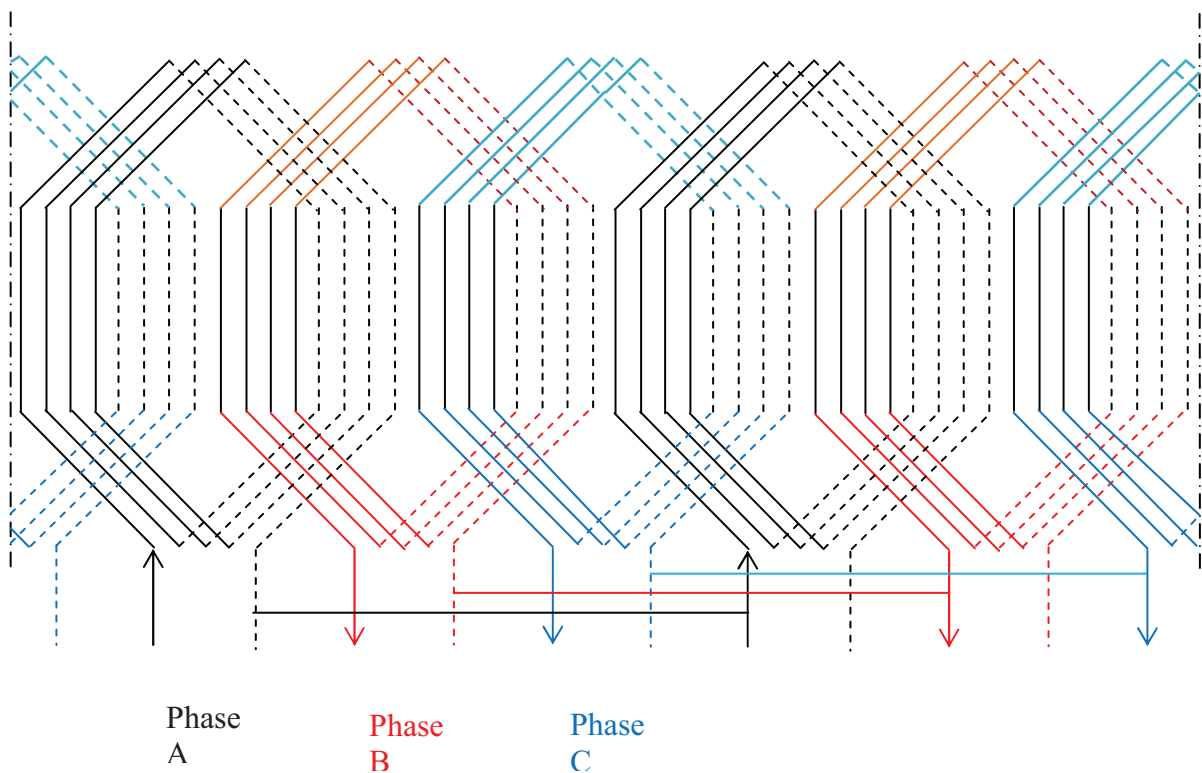


Figure. IV.2 : Représentation panoramique des conducteurs de l'enroulement triphasé

IV.3. Paramètres de la machine

IV.3.1. Paramètres physiques

Les propriétés physiques relatives à la machine étudiée sont données par tableau ci-dessous [15], [20] :

Tableau. IV. 1 : Propriétés magnétiques et électriques de la MSAP

Eléments de la MSAP	Perméabilité magnétique relative	Conductivité électrique $\times 10^{-7} [\Omega m]^{-1}$
Enroulement électrique (cuivre)	1	58
Aimants permanents (Ne-Fe-B)	1.1 $B_r=0.95$	0.067
Couronne de maintient (fibre de carbone)	1	0.05

La figure (IV. 3) représente la caractéristique magnétique $B=f(H)$ des tôles ferromagnétiques propres à la MSAP :

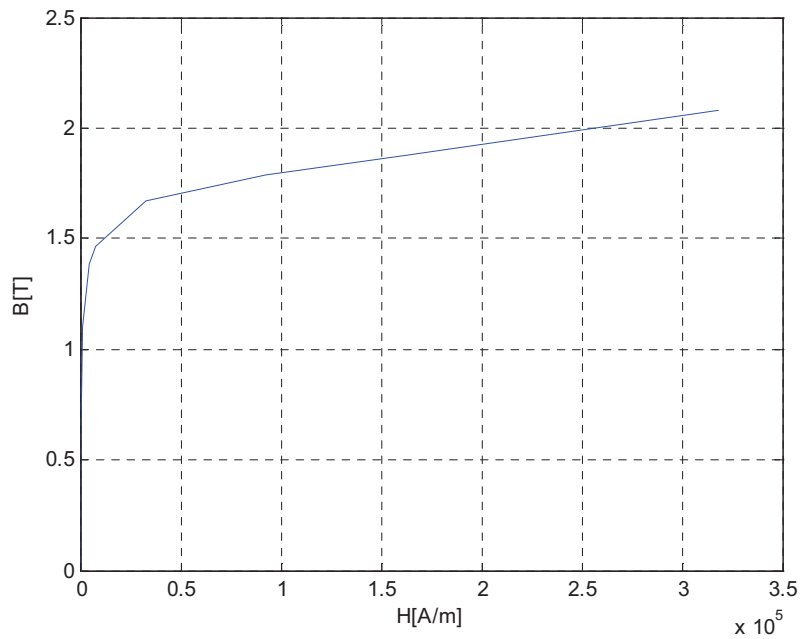


Figure. IV.3 : Caractéristique magnétique $B=f(H)$ des ferromagnétiques

IV.3.2. Paramètres géométriques

Les dimensions (en millimètres) de la machine sont données dans le tableau suivant [15], [20]:

Tableau .IV.2 : Propriétés géométriques de la MSAP

Désignation	Valeur	Désignation	Valeur
Diamètre extérieur stator	189	Largeur de la dent stator	3.5
Diamètre intérieur stator	110	Hauteur de la dent stator	20.7
Diamètre extérieur rotor	107.1	Epaisseur de la couronne de maintien	0.75
Diamètre intérieur rotor	46.6	Hauteur des aimants permanents	5
Longueur des tôles magnétiques	231	Envergure des aimants	65°
Hauteur de la fente d'encoche	0.9	Nombre d'encoches	48
Largeur de la fente d'encoche	1.5	Coefficient de remplissage	0.45

IV.4. Domaine d'étude de la machine

Le domaine d'étude de la machine étudiée associé aux conditions aux limites est donnée par la figure (IV.4).

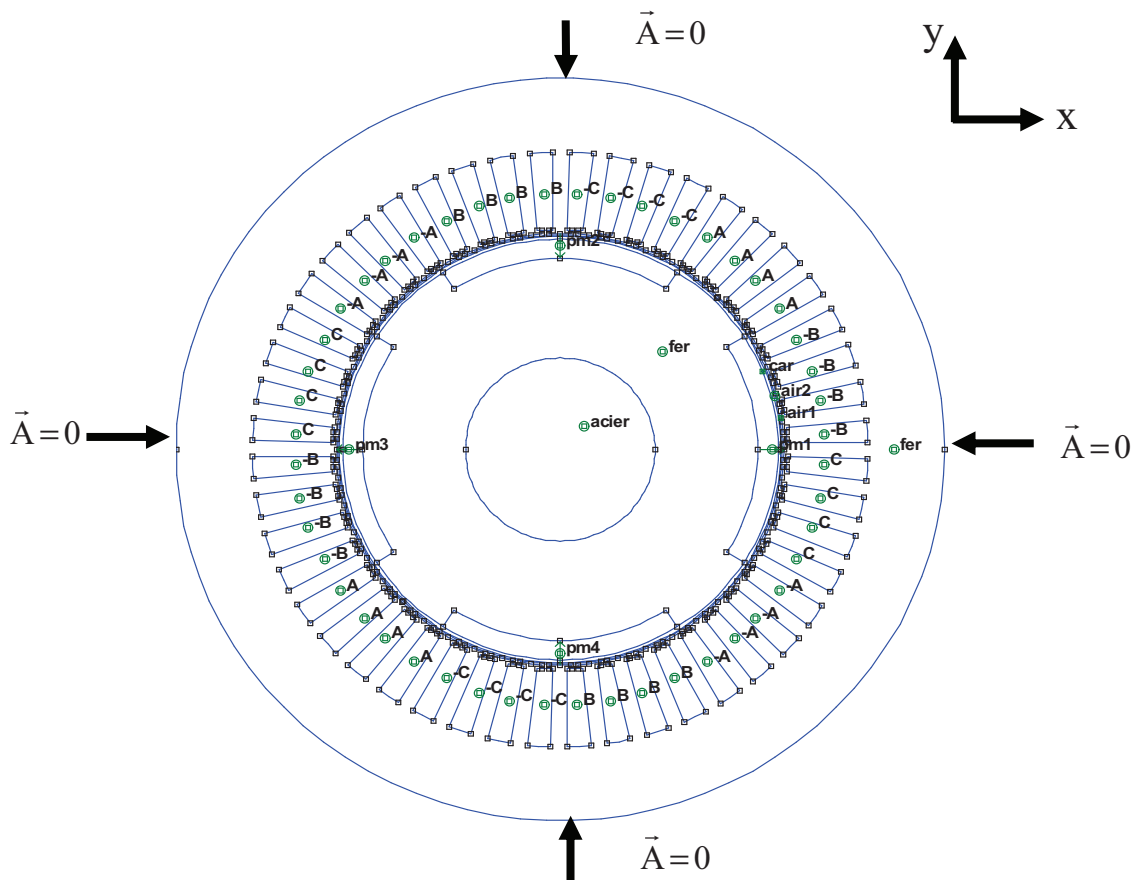


Figure IV. 4 : Domaine d'études de la MSAP et conditions aux limites associées

IV.4.1. Maillage de la structure

La figure ci-dessous montre le maillage éléments fini du premier ordre de la MSAP :

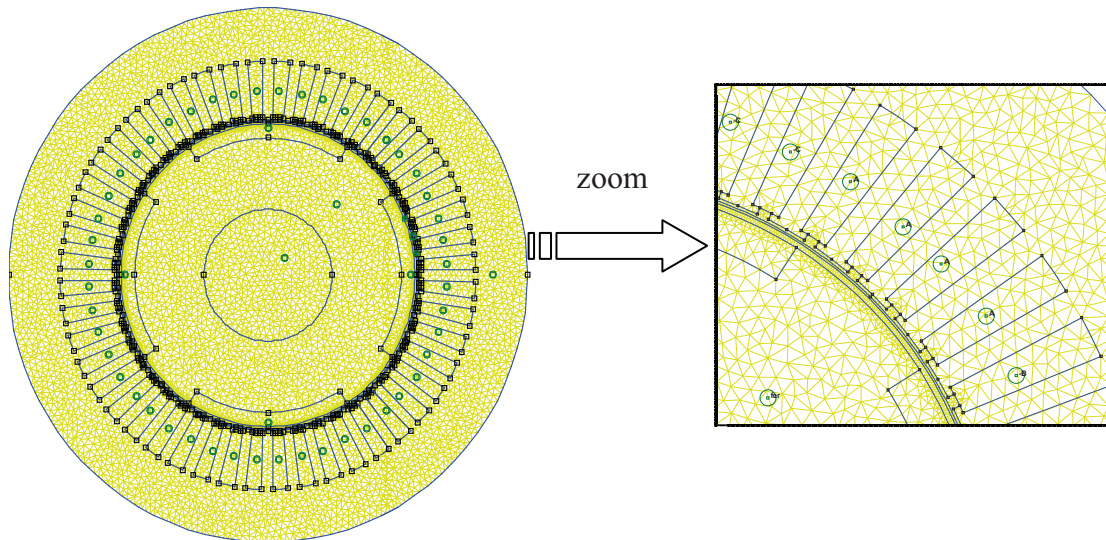


Figure .IV.5 : représentation du maillage éléments finis de la MSAP.

IV.5. Structure modifiée de la MSAP

L'objectif visé étant d'étudier les différents défauts au niveau de la MSAP. Afin de simuler le défaut de désaimantation dans notre modèle éléments finis, l'aimant est considéré être composé de petits éléments (partie rotor) comme montré par la figure ci-dessous. Et pour simuler aussi le défaut de court-circuit, la géométrie du moteur (partie stator) a été modifiée. La figure (IV.6) montre la structure de la MSAP modifiée.

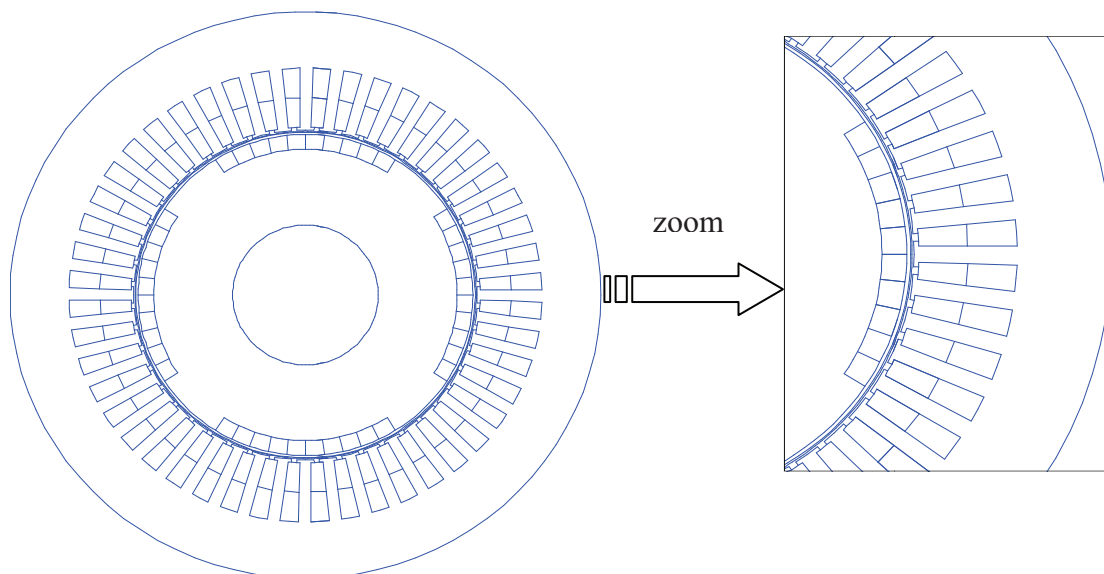


Figure IV. 6 : Structure modifiée de la MSAP

IV.6. Résultats de simulation et interprétations

IV.6.1. Défaits de court circuit

Le modèle proposé pour le défaut de court-circuit a été mis en œuvre en utilisant le logiciel éléments finis F.E.M.M. Le court-circuit qui représente un défaut partiel qui se traduit par l'imposition d'un courant de court-circuit de 6 fois le courants d'alimentation pour la phase B et de 9 fois le courant d'alimentation pour la phase C. En réalité le court-circuit est lié à la diminution de la résistance de l'enroulement. Dans ce qui suit nous présenterons les différents résultats à savoir le potentiel vecteur magnétique et son analyse spectrale, l'induction magnétique et le couple électromagnétique pour la machine à l'état sain et la machine avec défaut de court –circuit.

IV.6.1.1. Machine à l'état sain

La machine synchrone à aimants permanents saine est celle donnée par la figure (IV.6) La figure (IV.7.a) montre les lignes isovaleurs du potentiel vecteur magnétique où apparaissent les quatre pôles de la MSAP. La figure (IV.7.b) représente la distribution de l'induction magnétique où la valeur maximale de l'induction magnétique est de 1.7 T.

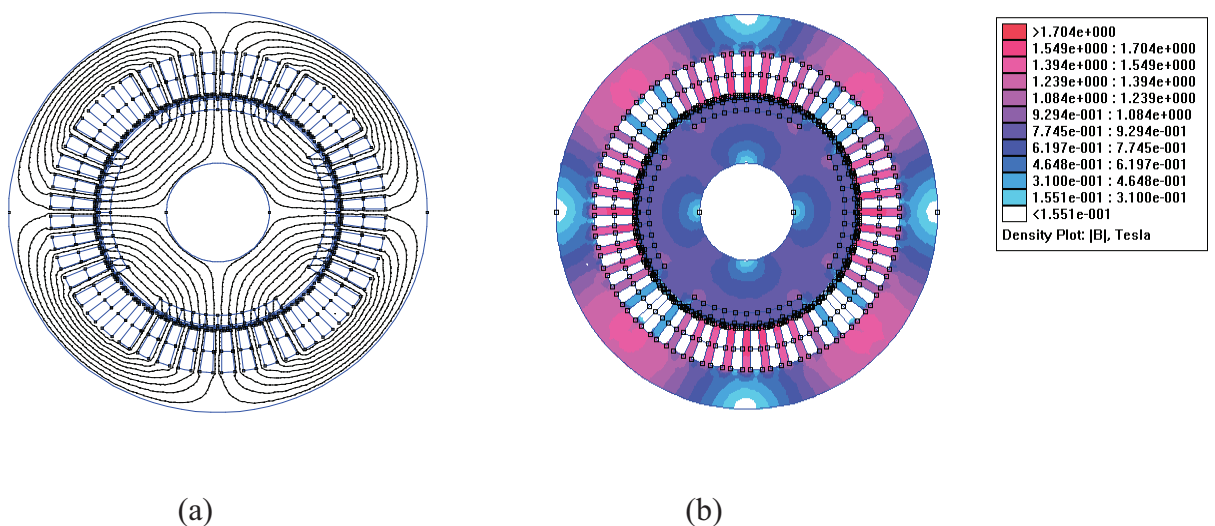


Figure IV.7 : MSAP à l'état sain (a) : lignes isovaleurs du potentiel vecteur magnétique
(b) : distribution de l'induction magnétique

La figure (IV.8) représente l'allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain, la valeur maximale est de 0.0256 T.m. La figure (IV.9) montre l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique donnant l'amplitude du potentiel vecteur magnétique en fonction du rang harmonique. Les figures (IV.10) et la figure (IV.11) représentent respectivement les allures du module de l'induction magnétique et de l'induction normale dans l'entrefer de la MSAP où la valeur maximale du module de l'induction magnétique est de l'ordre de 0.875 T.

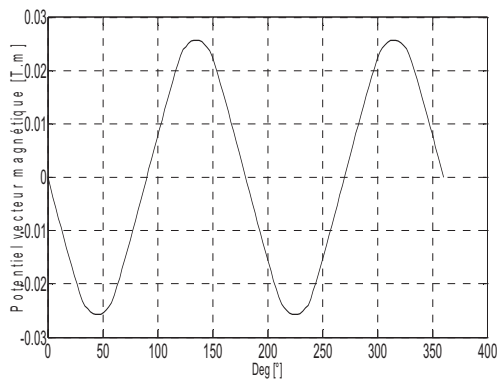


Figure IV.8 : Allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain

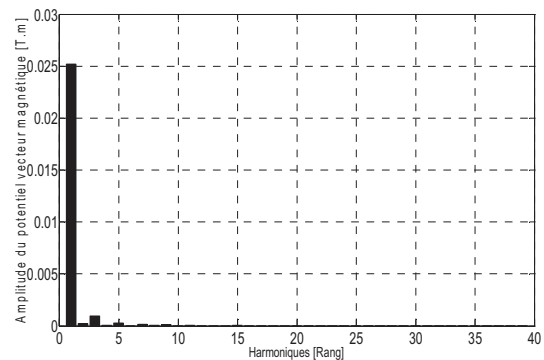


Figure IV.9 : Analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP à l'état sain

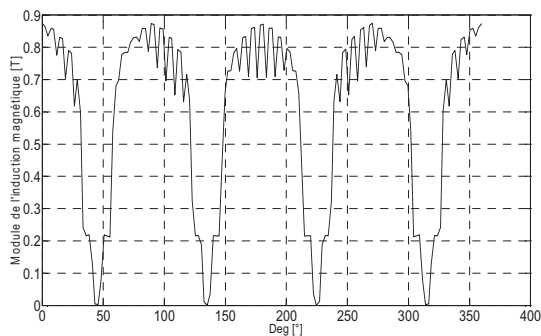


Figure IV.10 : Allure du module de l'induction magnétique de la MSAP à l'état sain

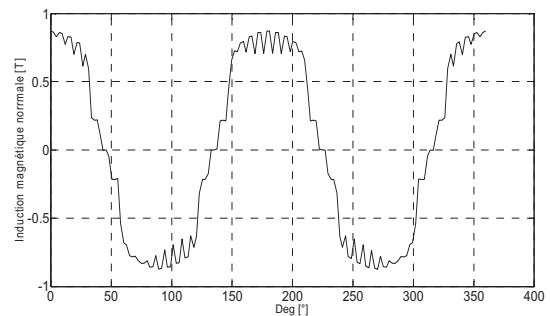


Figure IV.11 : Allure de l'induction magnétique normale de la MSAP à l'état sain

La figure (IV.12) montre l'allure du couple électromagnétique statique de la MSAP à l'état sain, la valeur maximale est 84.64 N.m sachant que le couple nominale fournis est d'environ de 80 N.m [20] ce qui représente une erreur de 4,64% entre le couple fournis et calculé ce qui est acceptable.

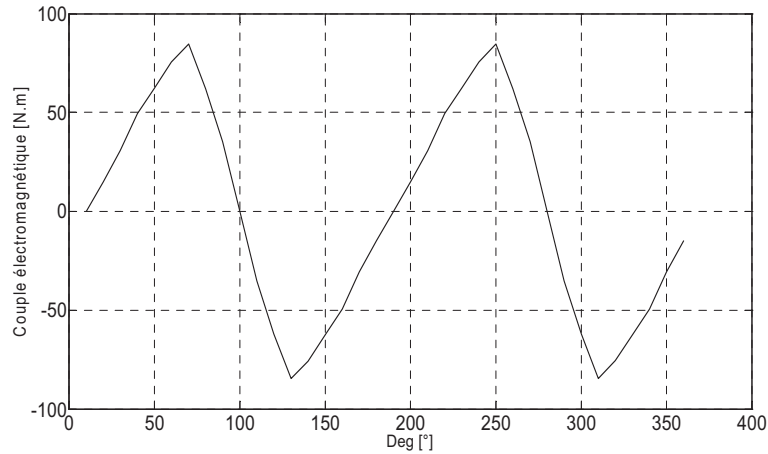


Figure IV.12 : Allure du couple électromagnétique statique de la MSAP à l'état sain

IV.6.1.2. Défaut de court-circuit de la phase B

La figure (IV.13.a) montre le défaut partiel de la phase B. La figure (IV.13.b) représente la distribution de l'induction magnétique ou la valeur maximale de l'induction magnétique est de 1.806 T.

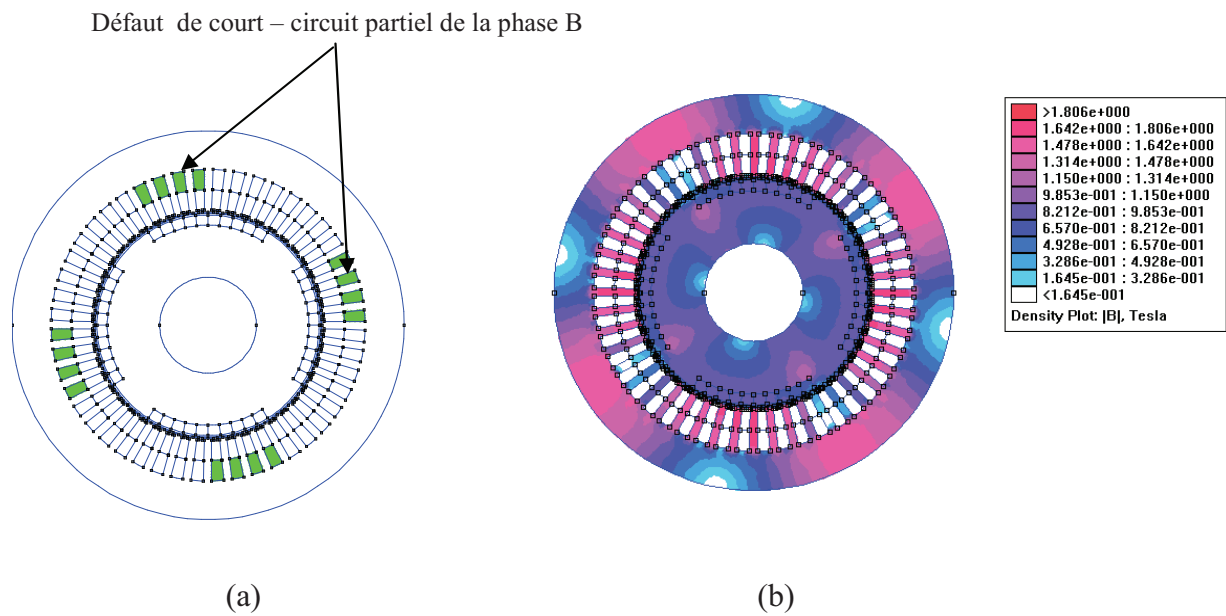


Figure IV.13 : MSAP avec défaut de court –circuit

(a) : Défauts partiel de la phase B

(b) : distribution de l'induction magnétique

La figure (IV.14) représente l'allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP en présence de défaut partiel de court-circuit de la phase B, la valeur maximale est de 0.0296 T.m. La figure (IV.15) montre l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique donnant l'amplitude du potentiel vecteur magnétique en fonction du rang harmonique. Les figures (IV.16) et la figure (IV.17) représentent respectivement les allures du module de l'induction magnétique et l'induction normale dans l'entrefer de la MSAP où la valeur maximale du module de l'induction magnétique est de l'ordre de 0.923T.

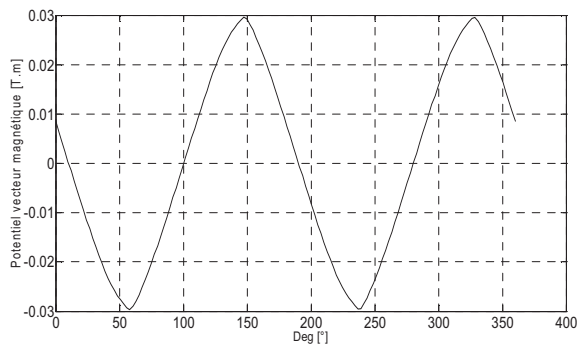


Figure IV.14 : Allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B

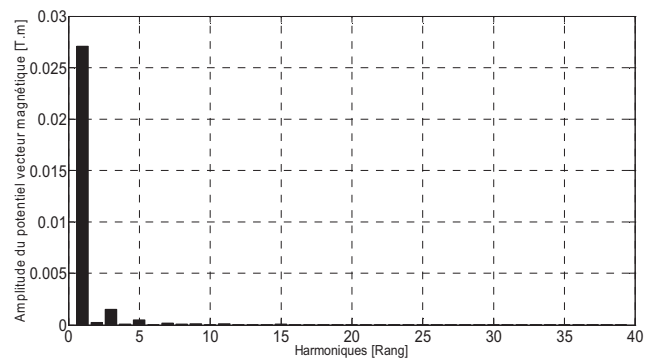


Figure IV.15 : Analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B

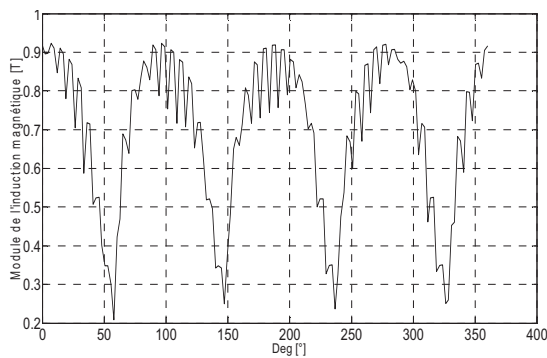


Figure IV.16 : Allure du module de l'induction magnétique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B

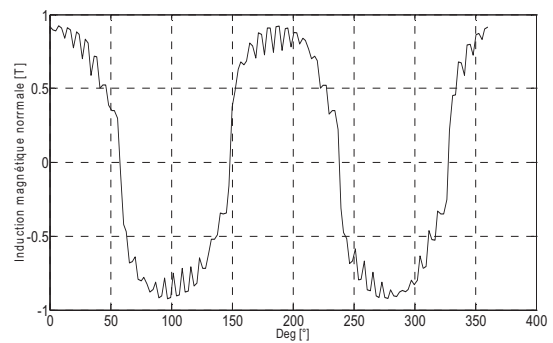


Figure IV.17 : Allure de l'induction magnétique normale de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B

La figure (IV.18) montre l'allure du couple électromagnétique statique de la MSAP en présence du défaut partiel de la phase B. La valeur maximale est de 128.709 N.m. ce dernier dépasse de 44,07% le couple nominale ce qui est néfaste pour le fonctionnement de la machine, cela est dû au court-circuit de la phase B.

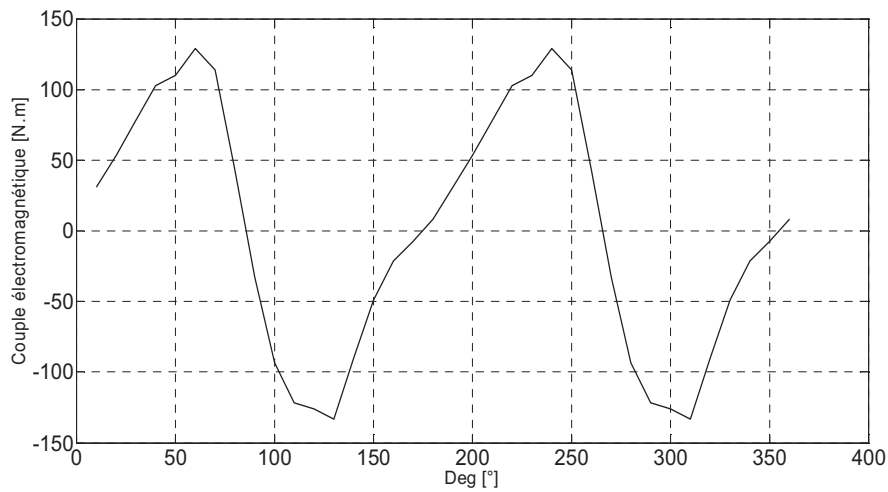


Figure IV.18 : Allure du couple électromagnétique statique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B

IV.6.1.3. Défaut de court-circuit de la phase C

La figure (IV.19.a) montre le défaut partiel de la phase C. La figure (IV.19.b) représente la distribution de l'induction magnétique où la valeur maximale de l'induction magnétique est de 1.853 T.

Défaut de court – circuit partiel de la phase C

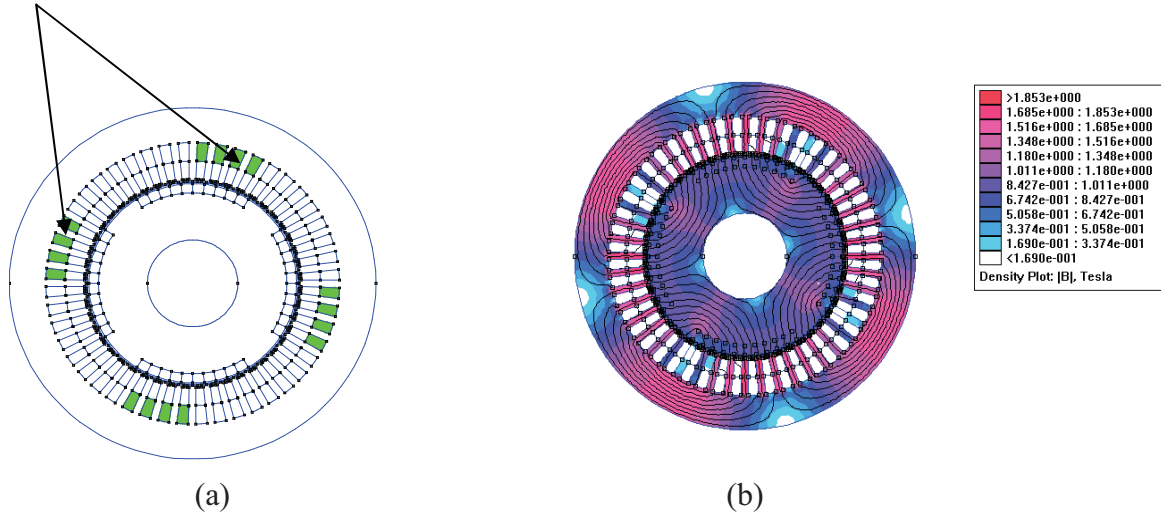


Figure IV.19 : MSAP avec défaut de court –circuit

(a) : Défauts partiel de la phase C

(b) : distribution de l'induction magnétique

La figure (IV.20) représente l'allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP en présence de défaut partiel de court circuit de la phase C, la valeur maximale est de 0.0313 T.m. La figure (IV.21) montre l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique donnant l'amplitude du potentiel vecteur magnétique en fonction du rang harmonique. Les figures (IV.22) et la figure (IV.23) représentent respectivement les allures du module de l'induction magnétique et de l'induction normale dans l'entrefer de la MSAP où la valeur maximale du module de l'induction magnétique est de l'ordre de 0.944 T.

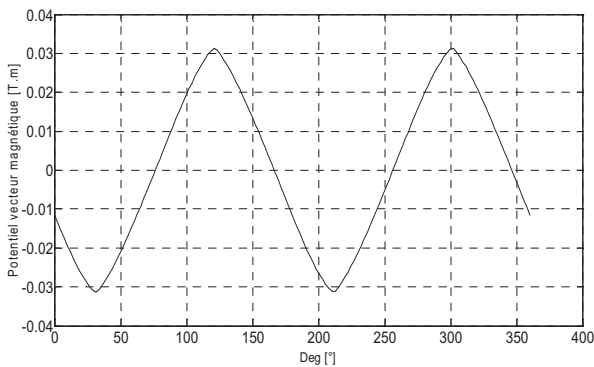


Figure IV.20 : Allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase C

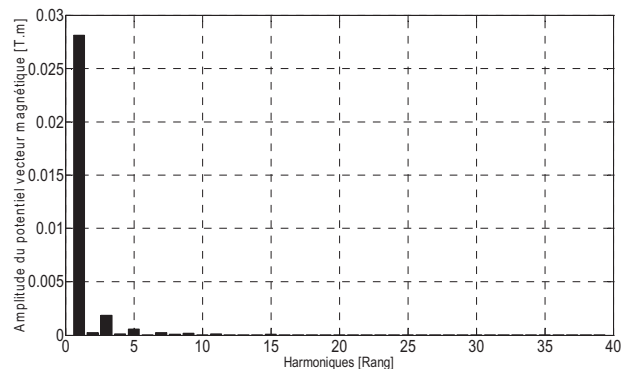


Figure IV.21 : Analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase C

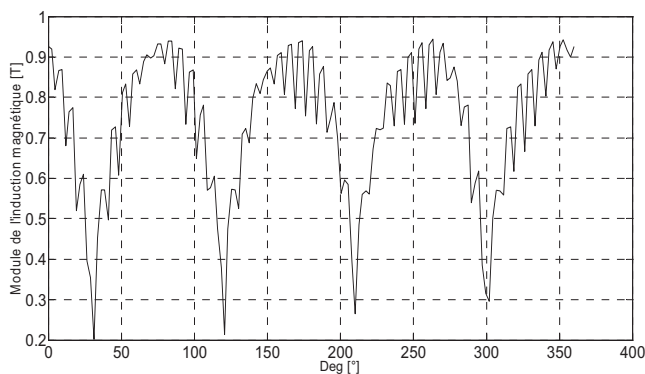


Figure IV.22 : Allure du module de l'induction magnétique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase C

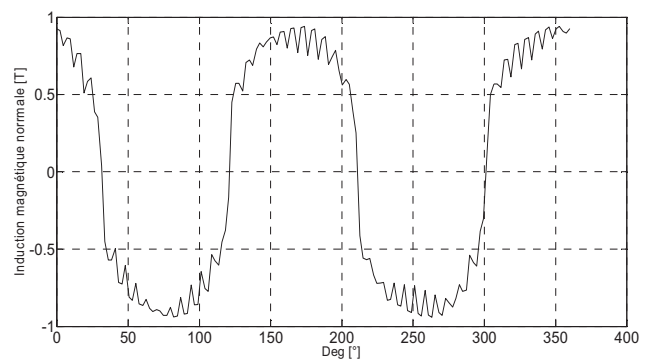


Figure IV.23 : Allure de l'induction magnétique normale de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase C

La Figure (IV.24) montre l'allure du couple électromagnétique statique de la MSAP en présence du défaut partiel de la phase C. La valeur maximale est de 159.894 N.m. ce couple dépassent le couple nominal de 75.25% ce qui est nuisible pour le fonctionnement de la machine cela est du au court-circuit important de la phase C.

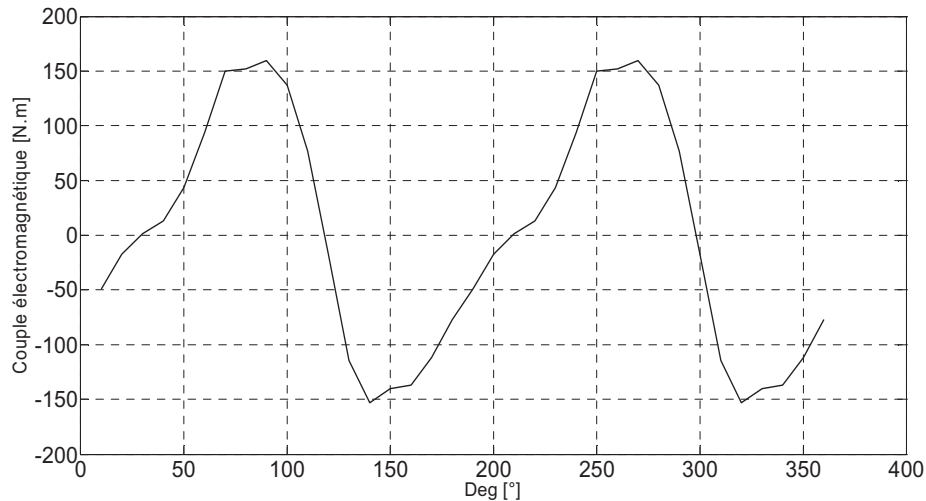


Figure IV.24 : Allure du couple électromagnétique statique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase C

IV.6.1.4. Comparaison des résultats

Dans ce qui suit nous présenterons la confrontation des différents résultats obtenus dans le cas de la MSAP à l'état sain avec ceux obtenus dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C.

La figure (IV.25) montre la superposition des allures du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C.

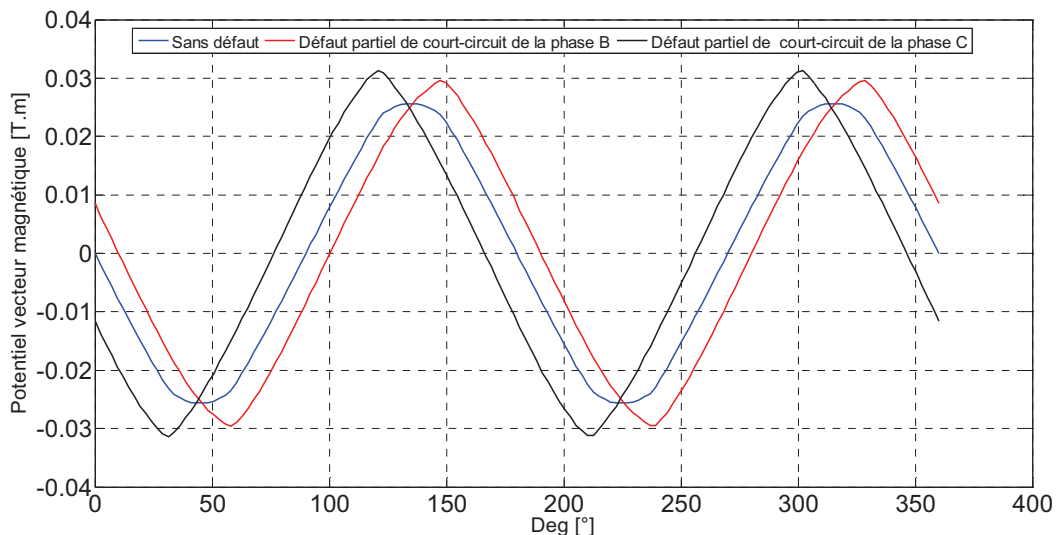


Figure IV.25 : Superposition des allures du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP

La figure (IV.26) montre la superposition des analyses harmoniques du potentiel vecteur magnétique de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C. On remarque que les valeurs maximales du fondamental correspondent aux défauts partiels de court-circuit des phases B et C, par ailleurs on constate que l'harmonique de rang 3 est très important dans le cas du défaut de court-circuit le plus sévère à savoir le défaut au niveau de la phase C.

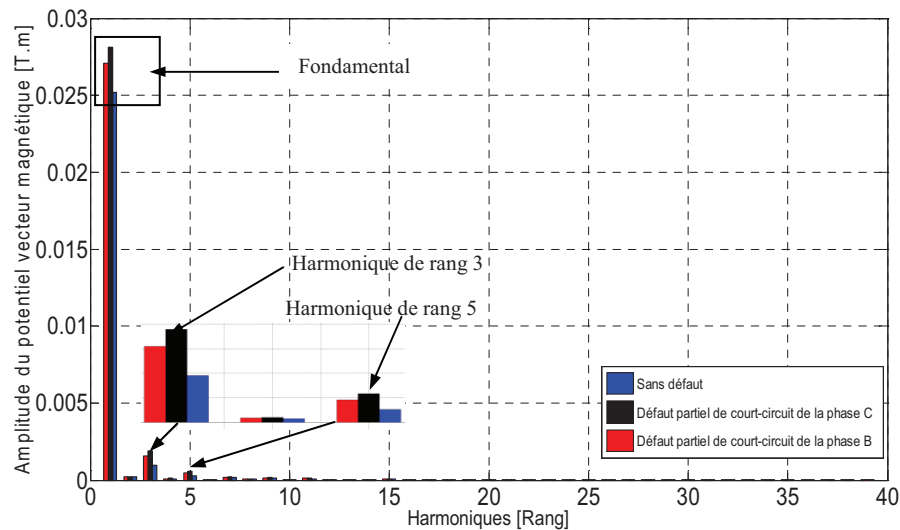


Figure IV.26 : Superposition de l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP

La figure (IV.27) montre la superposition des allures du module de l'induction magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C.

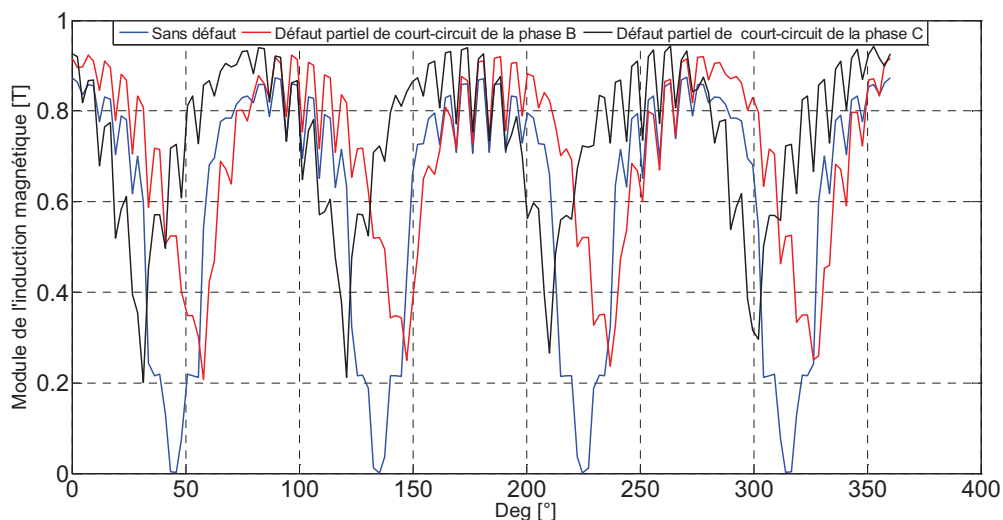


Figure IV.27 : Superposition des allures du module de l'induction magnétique de la MSAP

La figure (IV.28) montre la superposition des allures de l'induction magnétique normale dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C.

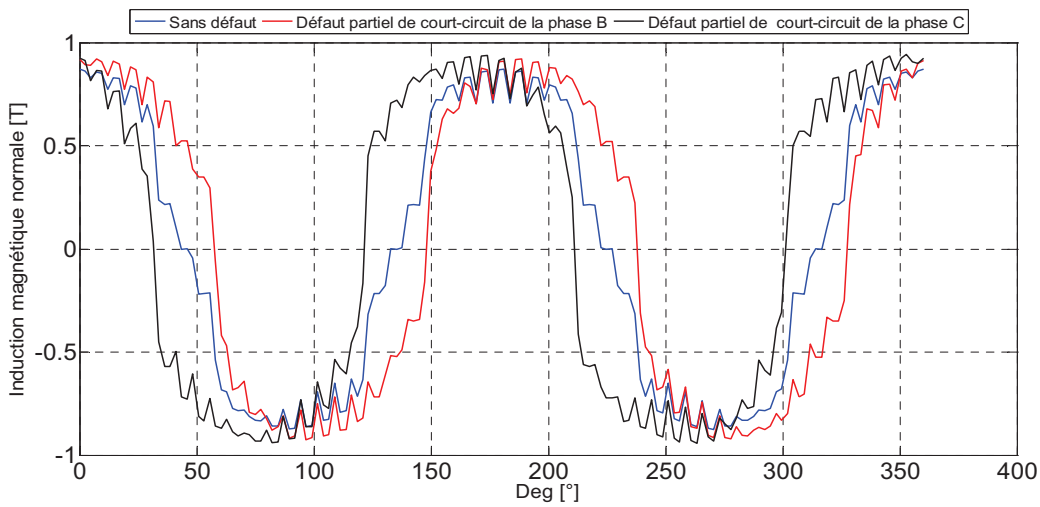


Figure IV.28 : Superposition des allures de l'induction magnétique normale de la MSAP

La figure (IV.29) montre la superposition des allures du couple électromagnétique de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C.

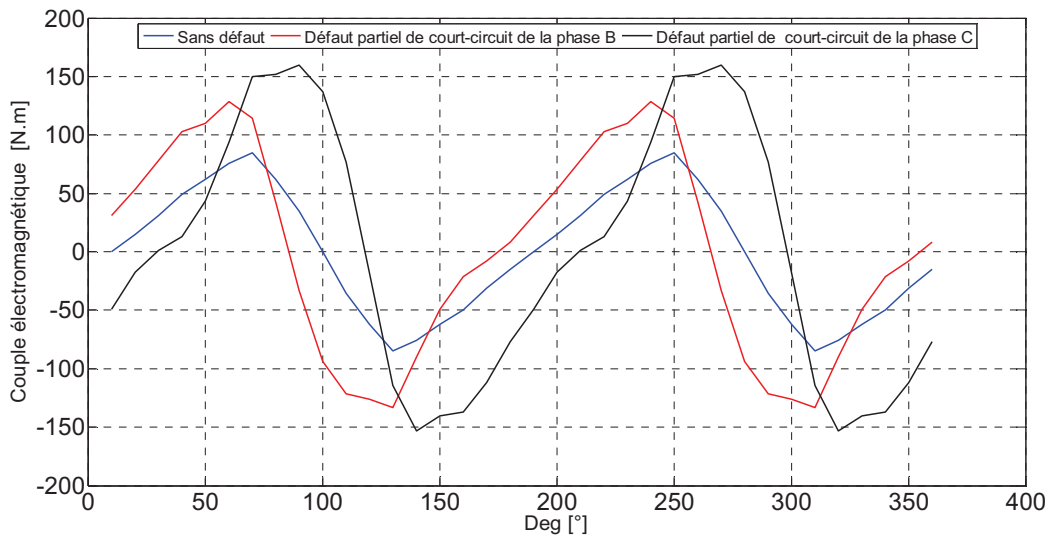


Figure IV.29 : Superposition des allures du couple électromagnétique statique de la MSAP

IV.6.2. Défaits dus à la désaimantation

Le modèle proposé pour le défaut de démagnétisation des aimants permanents de la MSAP a été mis en œuvre, comme dans le cas précédent dans le logiciel éléments finis F.E.M.M. Le défaut dû à la démagnétisation se traduit par l'annulation de l'induction rémanente dans les régions du défaut constituant l'aimant permanent, ce qui conduit à la perte de flux provenant de celui-ci, ce qui engendre une diminution du couple dans la machine. Nous allons considérer deux types de défauts à savoir le défaut symétrique et asymétrique.

IV.6.2.1. Défaut symétrique

Chaque aimant de la MSAP a été divisé en dix éléments. Le défaut symétrique considéré concerne la désaimantation totale de quatre éléments de chaque aimant comme indiqué par la figure (VI.30).

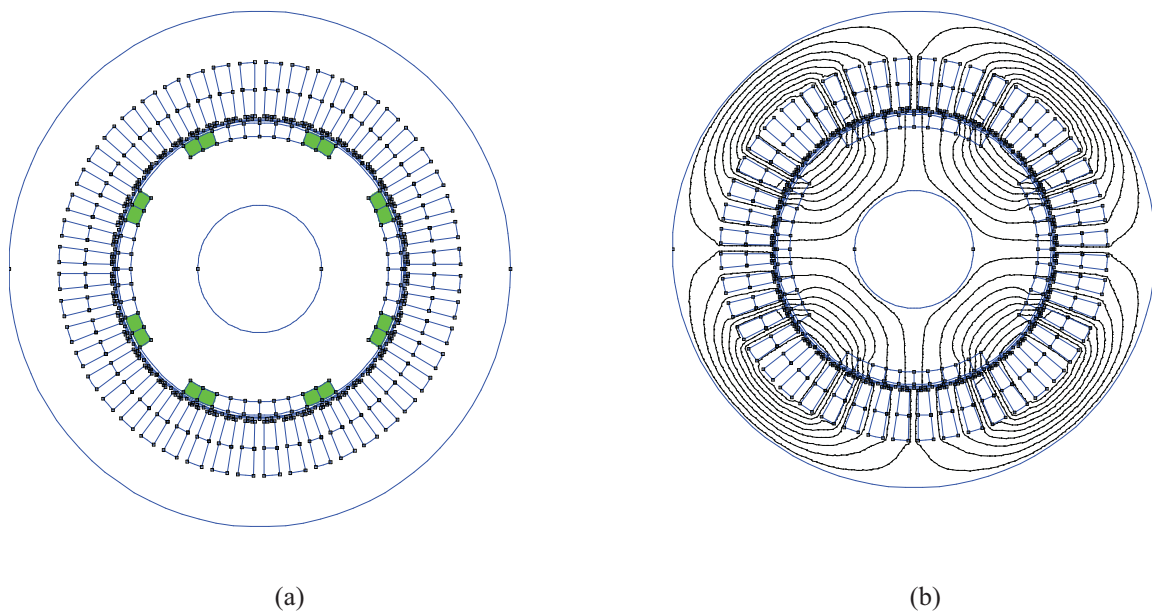


Figure IV.30 : MSAP avec défaut de désaimantation (a) : Défauts symétrique de la MSAP

(b) : distribution des lignes de champs magnétique

La figure (IV.31) représente l'allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP en présence de défaut symétrique du à la désaimantation, la valeur maximale est de 0.0163T.m. La figure (IV.32) montre l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique donnant l'amplitude du potentiel vecteur magnétique en fonction du rang harmonique. Les figures (IV.33) et la figure (IV.34) représentent respectivement les allures du module de l'induction magnétique et de l'induction magnétique normale dans l'entrefer de la MSAP où la valeur maximale du module de l'induction magnétique est de l'ordre de 0.819 T.

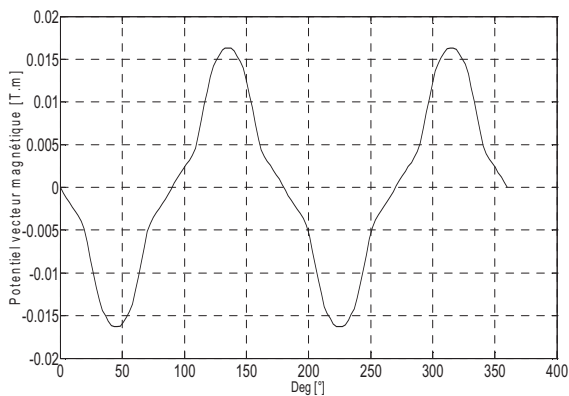


Figure IV.31 : Allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP avec défaut symétrique de désaimantation

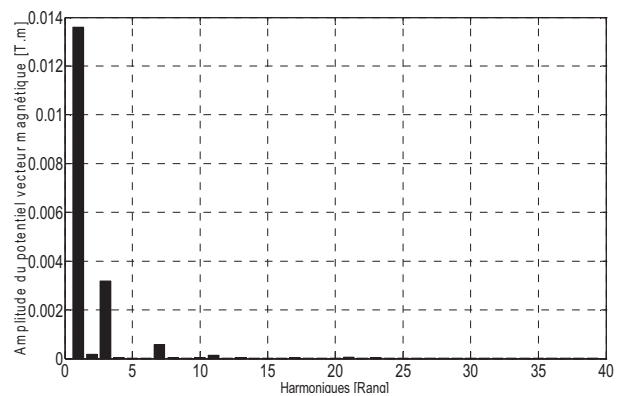


Figure IV.32 : Analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP avec défaut symétrique de désaimantation

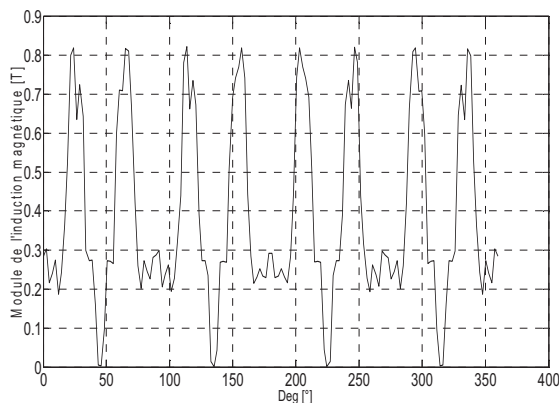


Figure IV.33 : Allure du module de l'induction magnétique de la MSAP avec défaut symétrique de désaimantation.

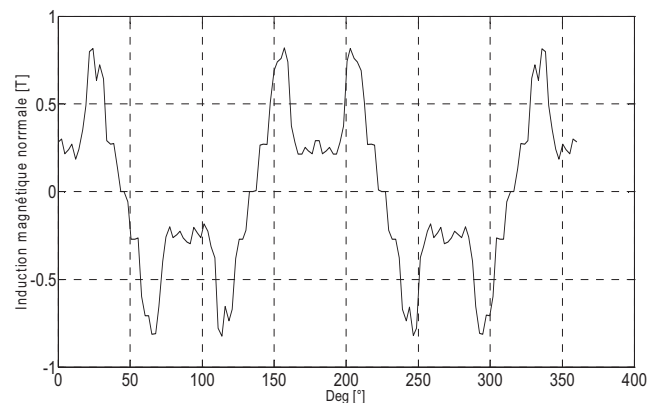


Figure IV.34 : Allure de l'induction magnétique normale de la MSAP avec défaut symétrique de désaimantation.

La figure (IV.35) montre l'allure du couple électromagnétique statique de la MSAP en présence du défaut partiel de la phase B. La valeur maximale est de 42.137 N.m.

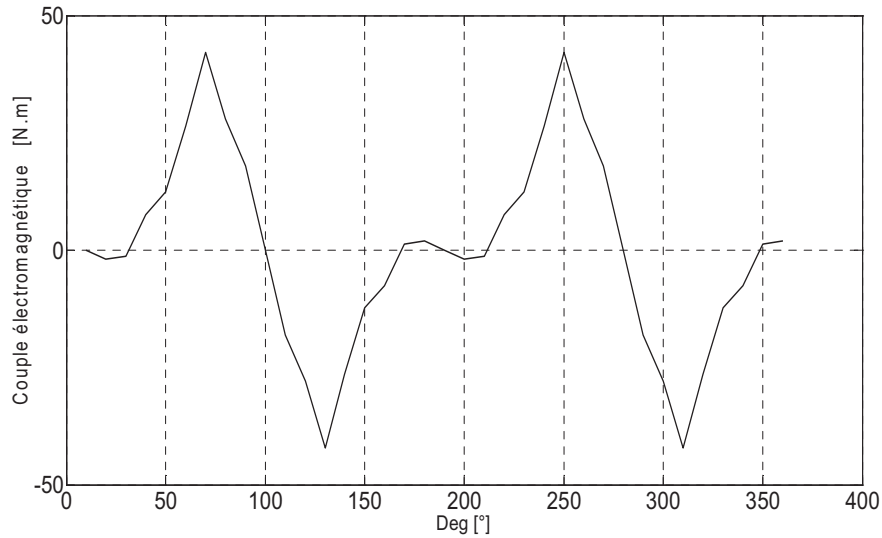


Figure IV.35 : Allure du couple électromagnétique statique de la MSAP avec défaut de démagnétisation symétrique

IV.6.2.2. Défaut asymétrique

Le défaut asymétrique considéré concerne la désaimantation totale de quatre éléments de deux aimants permanents comme indiqué par la figure (IV.36).

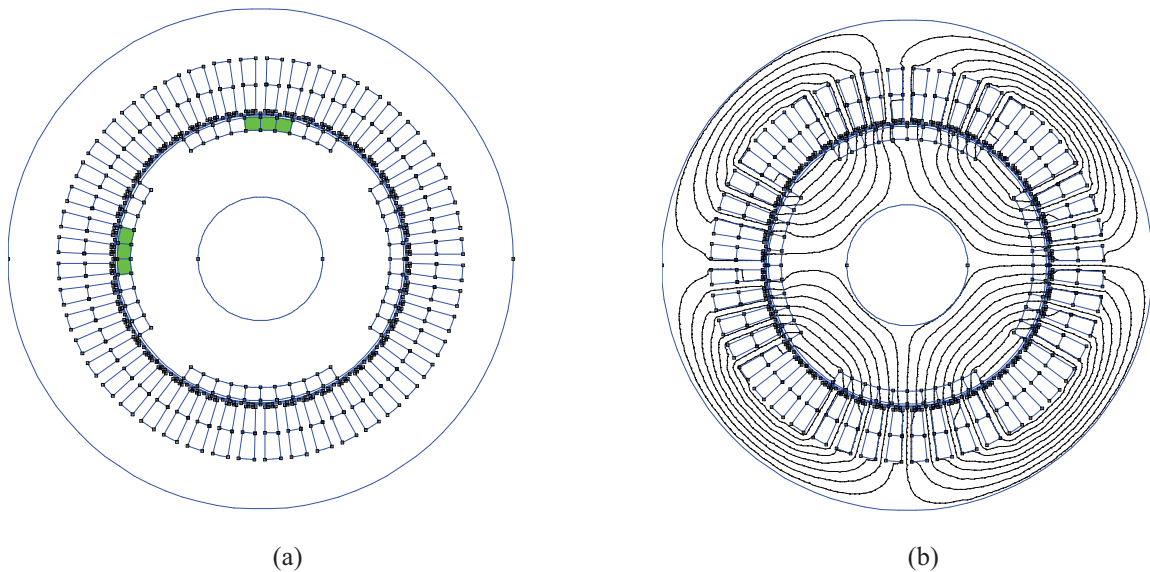


Figure IV.36 : MSAP avec défaut de désaimantation (a) : Défauts asymétrique de la MSAP
(b) : distribution des lignes de champs magnétique

La figure (IV.37) représente l'allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP en présence de défaut symétrique du à la désaimantation, la valeur maximale est de

0.0244 T.m. La figure (IV.38) montre l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique donnant l'amplitude du potentiel vecteur magnétique en fonction du rang harmonique. Les figures (IV.39) et la figure (IV.40) représentent respectivement les allures du module de l'induction magnétique et de l'induction magnétique normale dans l'entrefer de la MSAP où la valeur maximale du module de l'induction magnétique est de l'ordre de 0.905 T.

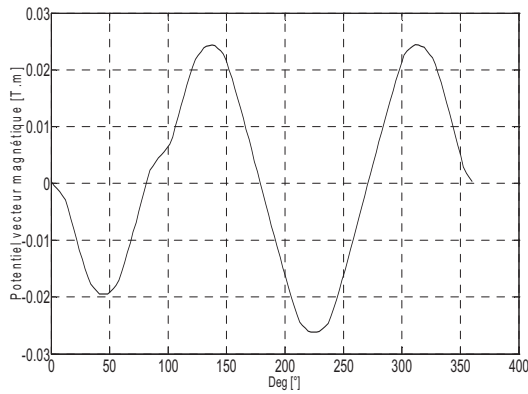


Figure IV.37 : Allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP avec défaut asymétrique de désaimantation

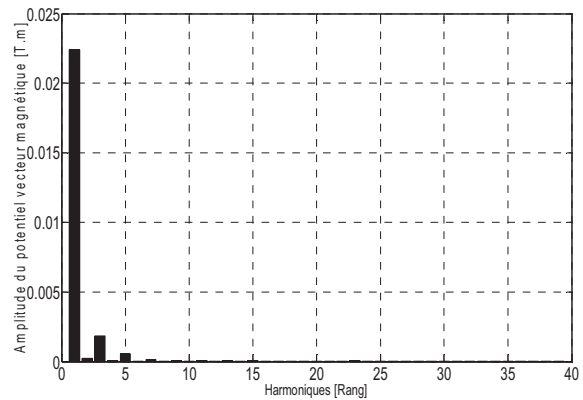


Figure IV.38 : Analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP avec défaut asymétrique de désaimantation

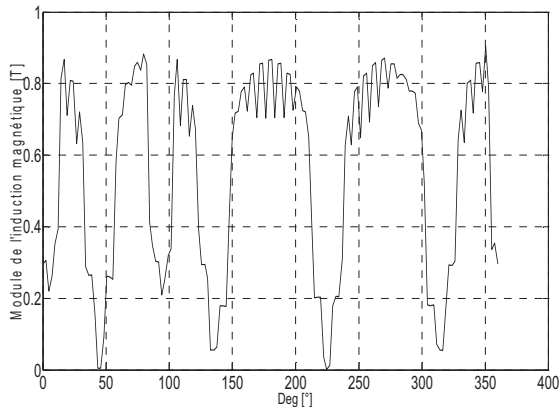


Figure IV.39 : Allure de module de l'induction magnétique de la MSAP avec défaut asymétrique de désaimantation.

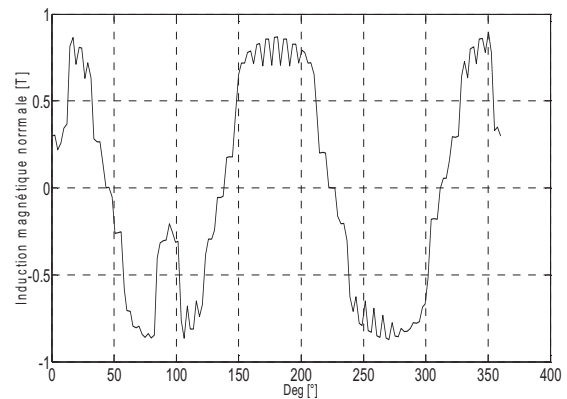


Figure IV.40 : Allure de l'induction magnétique normale de la MSAP avec défaut asymétrique de désaimantation.

La figure (IV.41). montre l'allure du couple électromagnétique statique de la MSAP en présence du défaut partiel de la phase B. La valeur maximale est de 72.118 N.m.

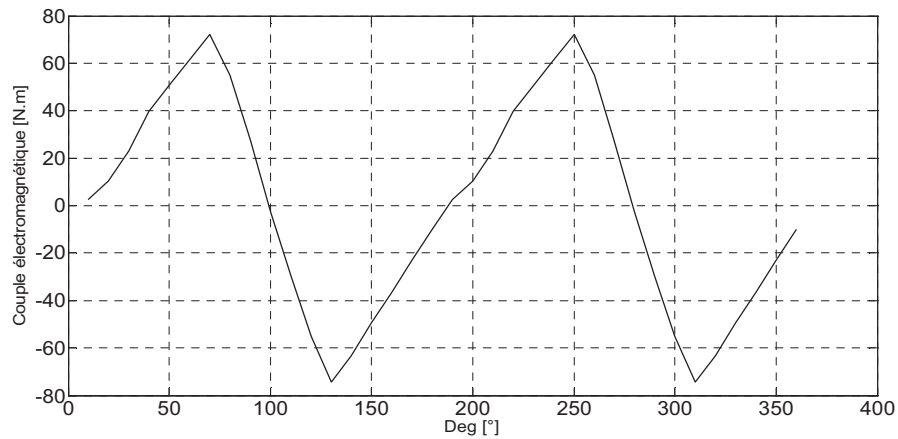


Figure IV.41 : Allure du couple électromagnétique statique de la MSAP avec défaut de démagnétisation asymétrique

IV.6.2.3. Comparaison des résultats

Nous présenterons dans cette partie la confrontation des différents résultats obtenus dans le cas de la MSAP à l'état sain avec ceux obtenus dans le cas du défaut de démagnétisation symétrique et asymétrique

La figure (IV.42) montre la superposition des allures du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C.

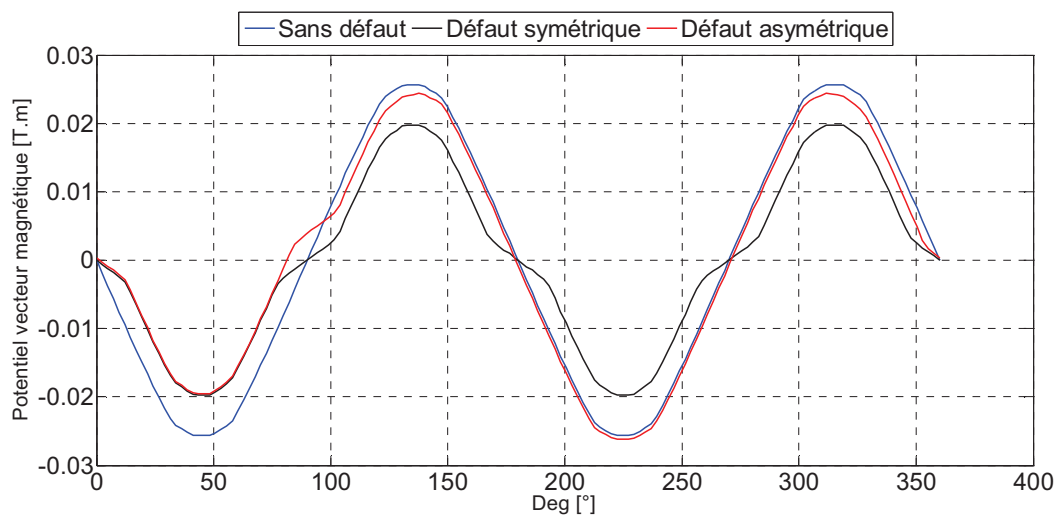


Figure IV.42 : Superposition des allures du potentiel vecteur magnétique de la MSAP

La figure (IV.43) montre la superposition des analyses harmoniques du potentiel vecteur magnétique de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de la phase C. On remarque que les valeurs maximales du fondamental correspondent aux défauts de désaimantation symétrique et défauts de désaimantation asymétrique, par ailleurs on constate que l'harmonique de rang 3 est très important dans le cas du défaut de désaimantation asymétrique.

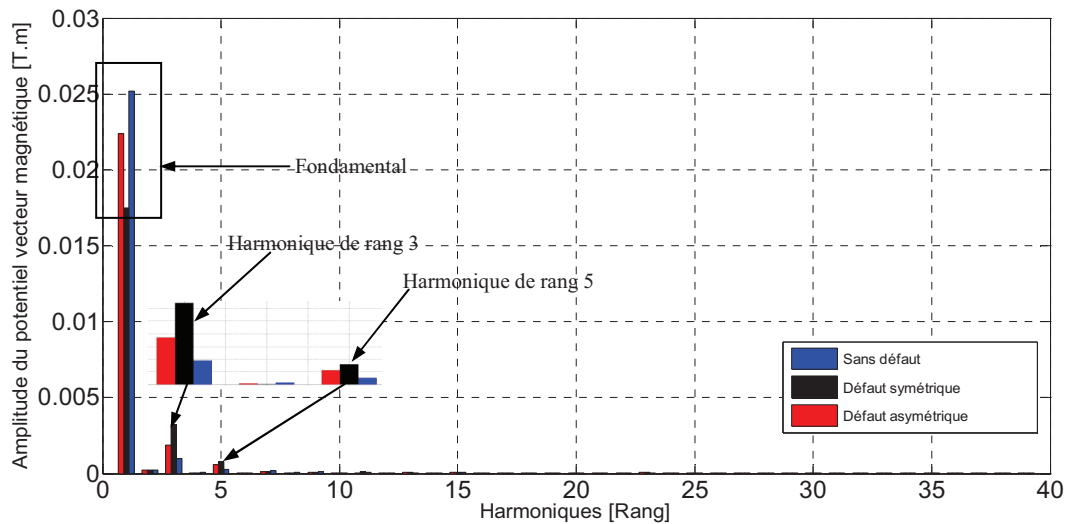


Figure IV.43 : superposition de l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP

La figure (IV.44) montre la superposition des allures du module de l'induction magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de désaimantation symétrique et de du défaut de désaimantation asymétrique.

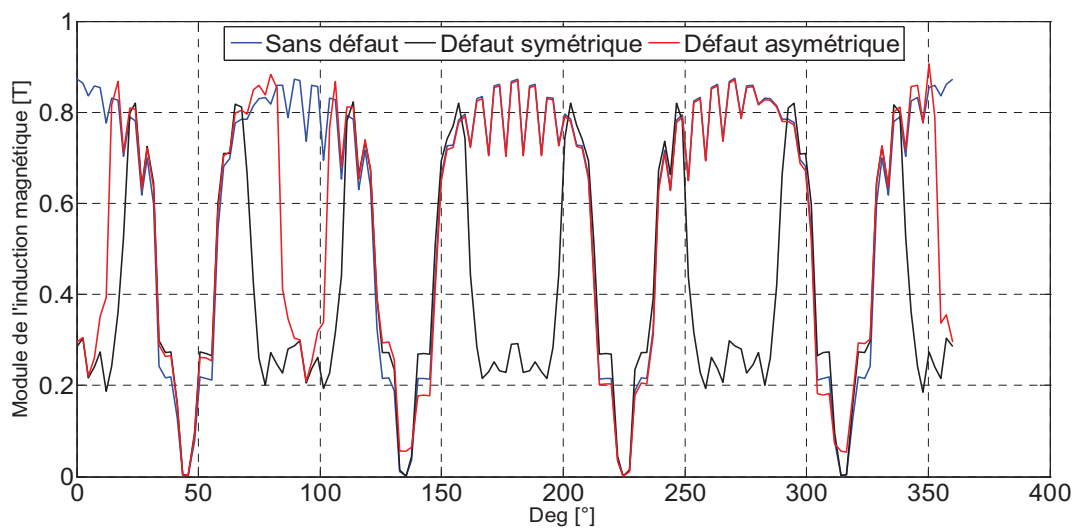


Figure IV.44 : Superposition des allures du module de l'induction magnétique de la MSAP

La figure (IV.45) montre la superposition des allures de l'induction magnétique normale dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de désaimantation symétrique et désaimantation asymétrique

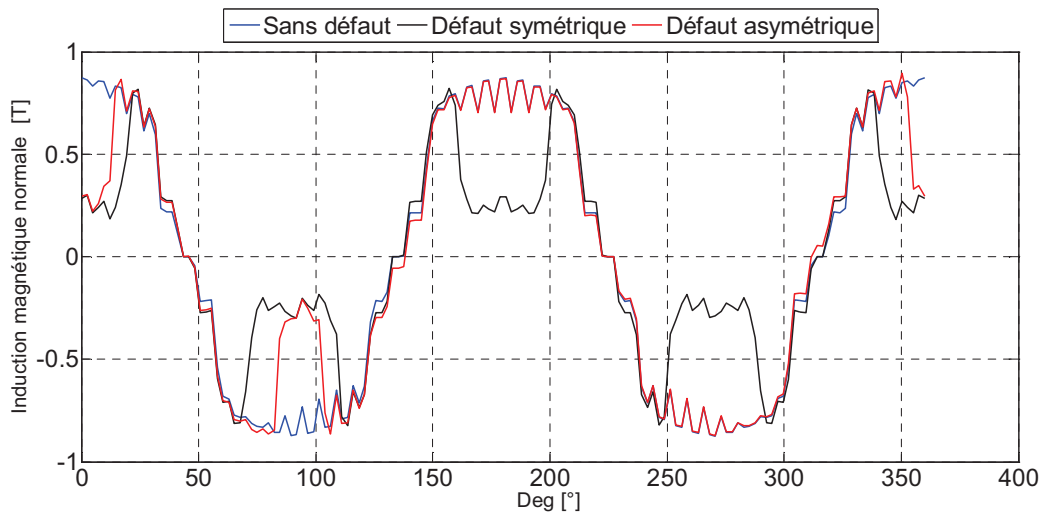


Figure IV.45 : Superposition des allures de l'induction magnétique normale de la MSAP

La figure (IV.46) montre la superposition des allures du couple électromagnétique de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de désaimantation symétrique et désaimantation asymétrique. On constate que le couple a diminué dans le cas des défauts symétrique et asymétrique. Il a diminué d'une manière importante dans le cas du défaut symétrique.

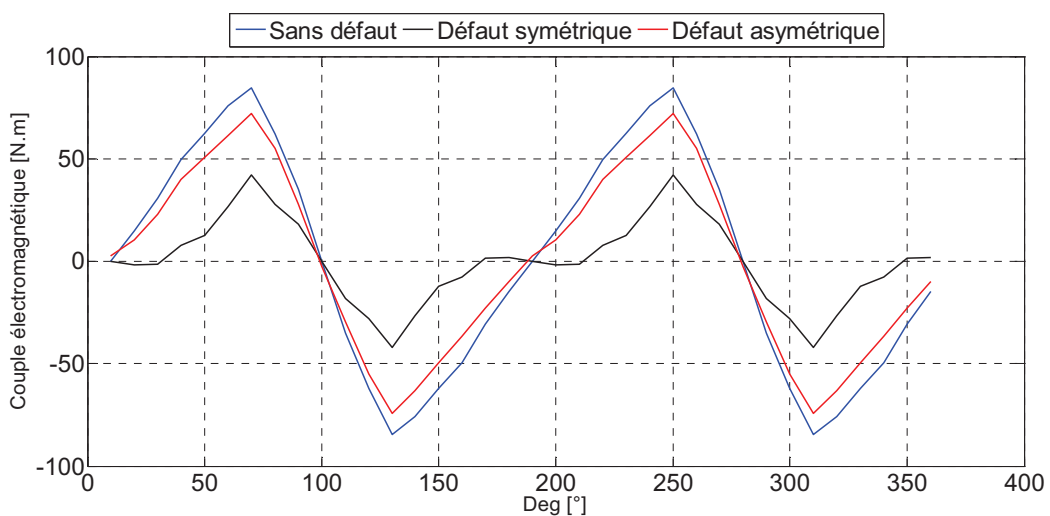


Figure IV.46 : Superposition des allures du couple électromagnétique statique de la MSAP

IV.6.3. Défaits dus au court-circuit et à la désaimantation

Dans ce qui suit, nous allons étudier la combinaison de deux défauts à savoir le défaut de court-circuit de la phase B et le défaut asymétrique du à la désaimantation.

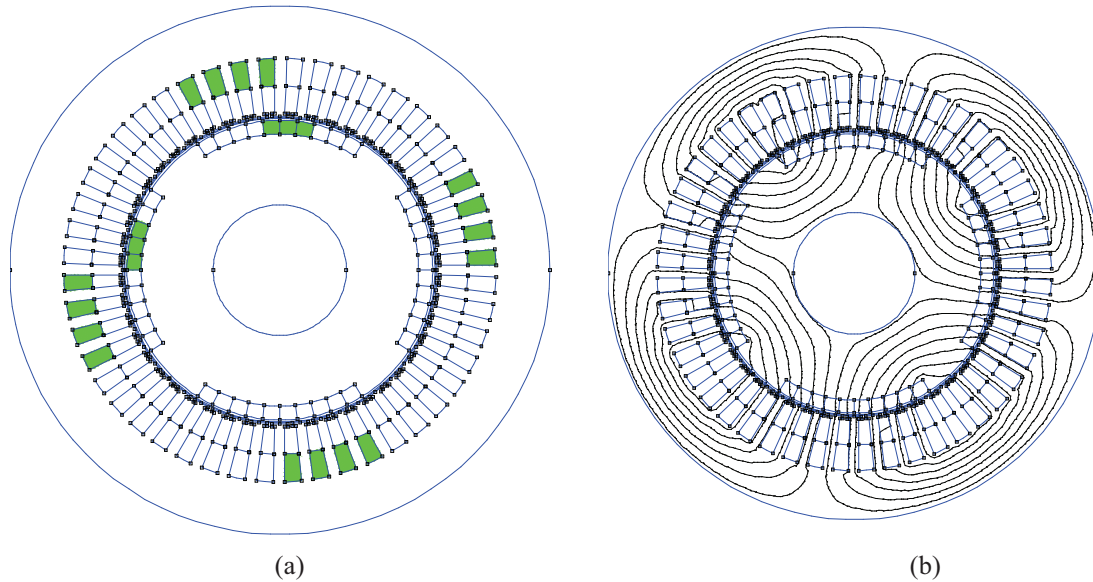


Figure IV.47 : (a) Défaits de court-circuit associé au défaut asymétrique de la MSAP
(b) : distribution des lignes de champs magnétique

La figure (IV.48) représente l'allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP en présence de défaut asymétrique du à la désaimantation, la valeur maximale est de 0.0288 T.m. La figure (IV.49) montre l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique donnant l'amplitude du potentiel vecteur magnétique en fonction du rang harmonique. Les figures (IV.50) et la figure (IV.51) représentent respectivement les allures du module de l'induction magnétique et de l'induction magnétique normale dans l'entrefer de la MSAP où la valeur maximale du module de l'induction magnétique est de l'ordre de 0.9984 T.

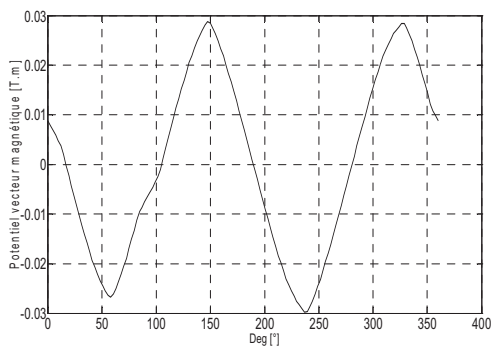


Figure IV.48 : Allure du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B et de désaimantation

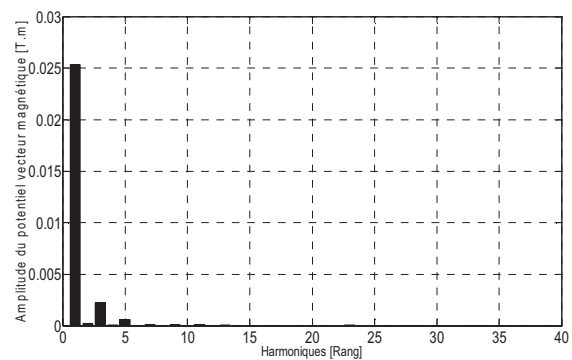


Figure IV.49 : Analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B et de désaimantation

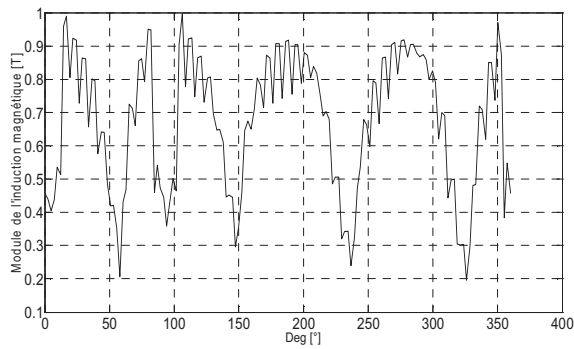


Figure IV.50 : Allure du module de l'induction magnétique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B et de désaimantation

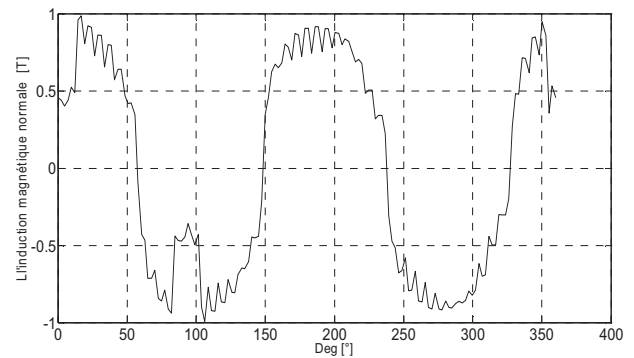


Figure IV.51 : Allure de l'induction magnétique normale de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B et de désaimantation asymétrique

La figure (IV.52) montre l'allure du couple électromagnétique statique de la MSAP en présence du défaut partiel de la phase B. La valeur maximale est de 114.03 N.m. ce couple dépassent le couple nominal de 34.03% ce qui est nuisible pour le fonctionnement de la machine.

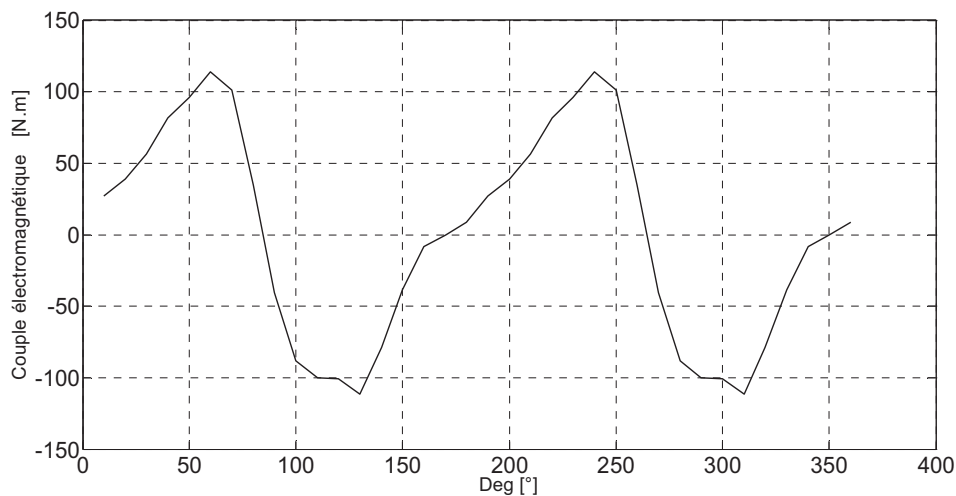


Figure IV.52 : Allure du couple électromagnétique statique de la MSAP avec défaut de court-circuit de la phase B et de désaimantation asymétrique.

IV.6.3.1. Comparaison des résultats

Nous présenterons dans cette partie la confrontation des différents résultats obtenus dans le cas de la MSAP à l'état sain avec ceux obtenus dans le cas de combinaison du défaut de court-circuit de la phase B et démagnétisation asymétrique

La figure (IV.53) montre la superposition des allures du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas dans le cas de combinaison du défaut de court-circuit de la phase B et désaimantation asymétrique.

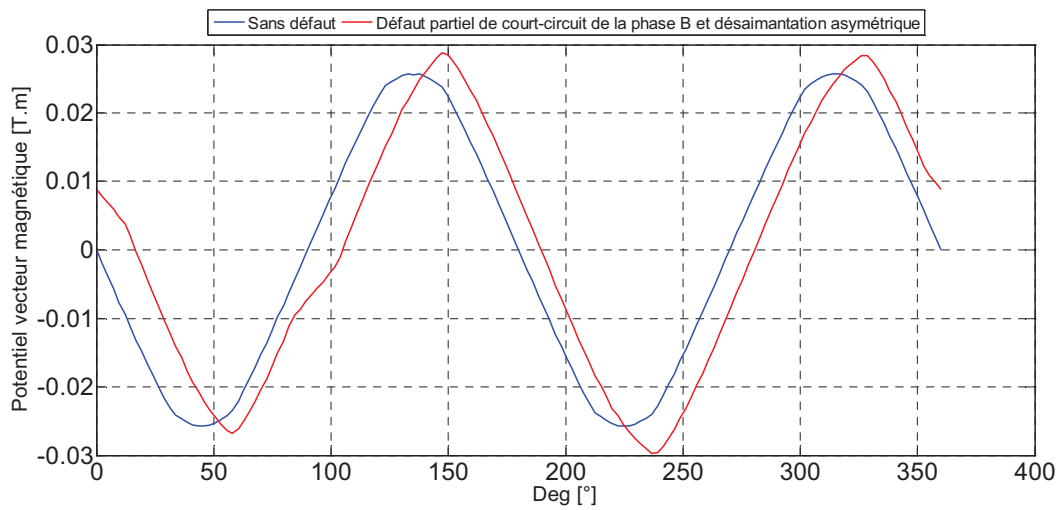


Figure IV.53 : Superposition des allures du potentiel vecteur magnétique dans l'entrefer de la MSAP

La figure (IV.54) montre la superposition des analyses spectrales du potentiel vecteur magnétique de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B combiné au défaut de désaimantation asymétrique. On remarque que le fondamental sans défaut est légèrement plus grand que celui correspondant aux défauts partiels de court-circuit des phases B combiné au défaut de désaimantation asymétrique, par ailleurs on constate que l'harmonique de rang 3 est très important dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B associé au défaut de désaimantation asymétrique.

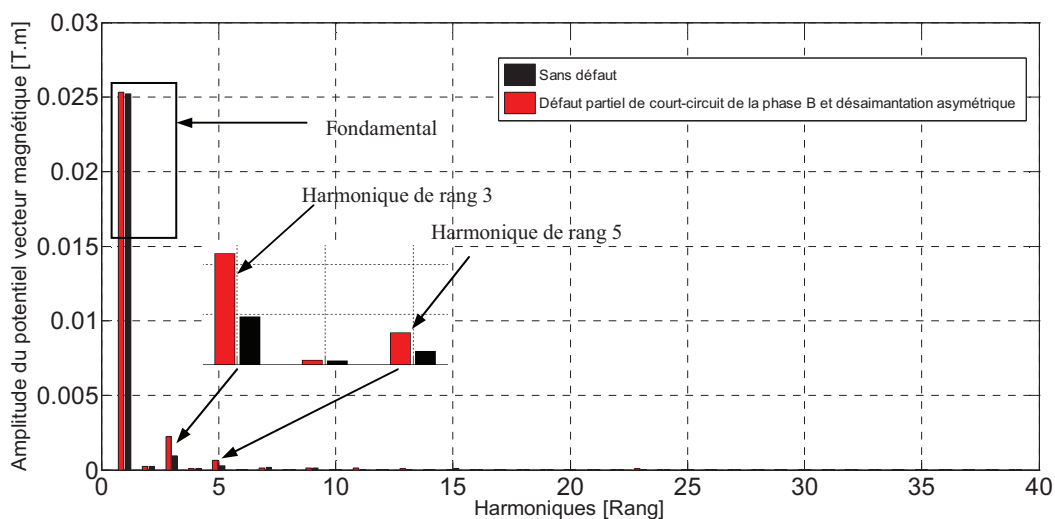


Figure IV.54 : superposition de l'analyse spectrale du potentiel vecteur magnétique de la MSAP

La figure (IV.55) montre la superposition des allures du module de l'induction magnétique dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de démagnétisation asymétrique.

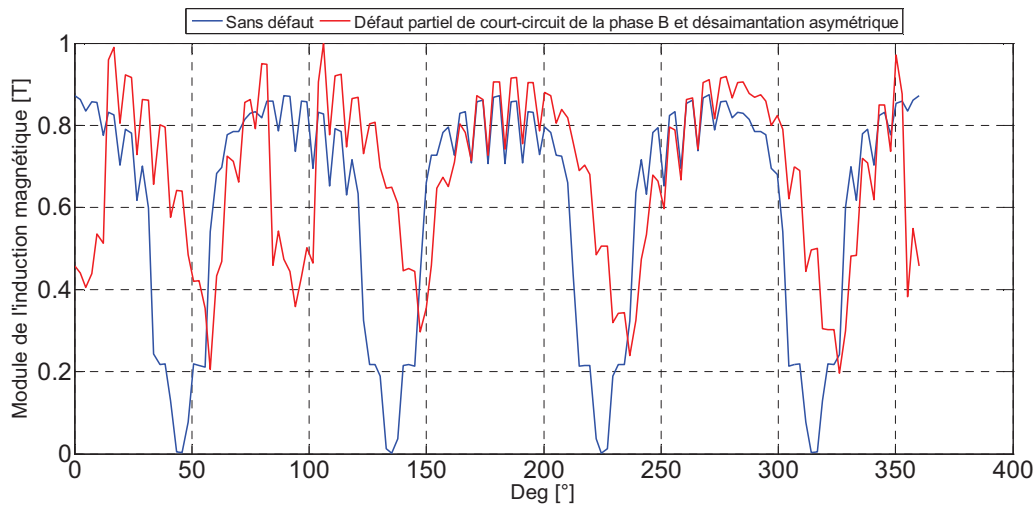


Figure IV.55 : Superposition des allures du module de l'induction magnétique dans l'entrefer de la MSAP

La figure (IV.56) montre la superposition des allures de l'induction magnétique normale dans l'entrefer de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B et de démagnétisation asymétrique.

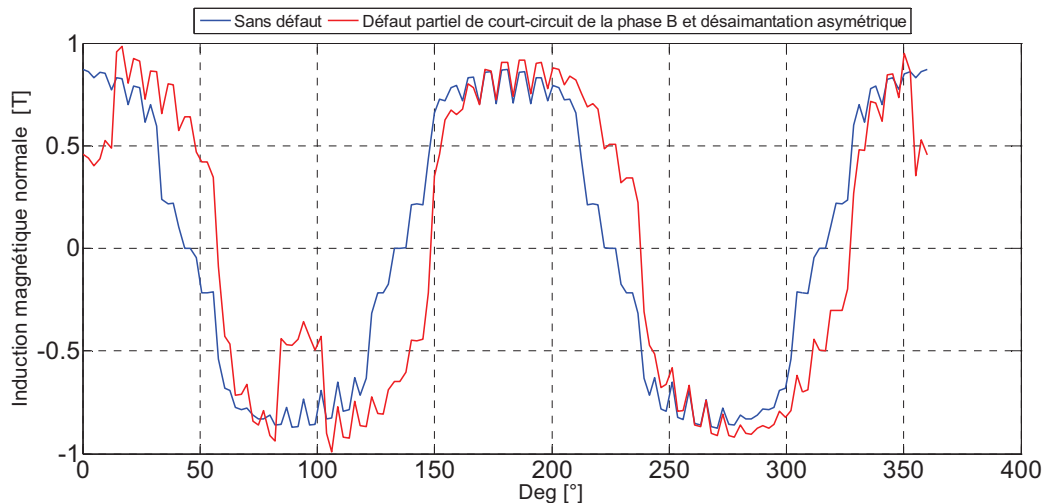


Figure IV.56 : Superposition des allures de l'induction magnétique normale de la MSAP

La figure (IV.57) montre la superposition des allures du couple électromagnétique de la MSAP à l'état sain et dans le cas du défaut de court-circuit de la phase B de démagnétisation asymétrique.

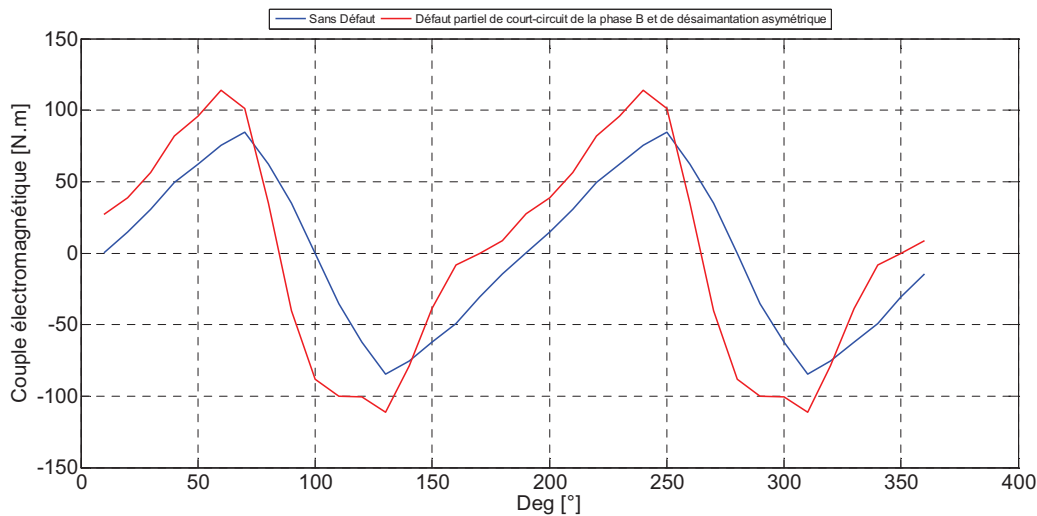


Figure IV.57: Superposition des allures du couple électromagnétique statique de la MSAP

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude des défauts de courts-circuits entre spires du bobinage statorique et aux défauts dus à la désaimantation des aimants permanents de la MSAP, nous avons considéré un défaut de courts-circuits de la phase B et de la phase C. Le court-circuit de la phase C est plus sévère que le court-circuit de la phase B. Pour le défaut dû à la désaimantation, nous avons considéré deux types de défaut à savoir le défaut symétrique et asymétrique. Les résultats obtenus après l'application des modèles de défaut résolus par la méthode des éléments finis sont principalement le potentiel vecteur magnétique, l'induction magnétique et enfin le couple électromagnétique. Pour montrer le degré de sévérité des défauts considérés, nous avons effectué une analyse spectrale du signal représentant le potentiel vecteur magnétique. Pour le défaut de court-circuit, nous avons comparé les résultats obtenus à l'état sain de la MSAP et en présence de défaut de court-circuit, particulièrement les analyses spectrales, nous avons remarqué la présence de l'harmonique de rang 3, cela est dû à la dissymétrie au niveau de bobinage statorique. Ce dernier a augmenté d'une façon significative dans le cas du défaut de la phase C. Dans le cas du défaut dû à la désaimantation, d'après l'analyse spectrale, le défaut symétrique est beaucoup plus sévère que le défaut asymétrique. On peut dire que l'analyse spectrale est une méthode intéressante pour avoir la signature d'un défaut.

Conclusion générale

Dans ce travail nous nous sommes intéressés principalement à l'étude des défauts partiels de courts-circuits entre spires du bobinage statorique et aux défauts dus à la désaimantation des aimants permanents de la MSAP.

Un aperçu général sur la machine synchrone à aimants permanents, ses types, et ses domaines d'applications a été présenté.

Nous avons donné quelques types de défauts qui peuvent surgir lors du fonctionnement des machines électriques tournantes particulièrement la machine synchrone à aimants permanents, principalement les défauts dû aux courts circuits, à la désaimantation et à l'excentricité.

Lors de ce travail nous avons aussi présenté les principales équations de Maxwell à travers lesquelles nous avons abouti aux principaux modèles qui se traduisent par les équations aux dérivées partielles qui sont nécessaires à la modélisation de ce type de machines. Nous avons également exposé la méthode des éléments finis pour la résolution des équations aux dérivées partielles dans le but d'étudier les défauts dans ce type de machines d'une manière précise comparativement aux autres types de méthodes. La résolution de ces équations a été effectuée à travers le logiciel FEMM (Finite Element Magnetic Method).

Les résultats présentés sont principalement ceux qui correspondent aux défauts de courts-circuits entre spires du bobinage statorique et aux défauts dus à la désaimantation des aimants permanents de la MSAP, nous avons considéré un défaut de courts-circuits de la phase B et de la phase C. Le court-circuit de la phase C est plus sévère que le court-circuit de la phase B nous avons imposé respectivement un courant de 6 fois le courant nominal dans le cas de phase B et un courant de 9 fois le courant nominal dans le cas de la phase C. Pour le défaut dû à la désaimantation, nous avons considéré deux types de défaut à savoir le défaut symétrique et asymétrique. Les résultats obtenus après l'application des modèles de défaut résolus par la méthode des éléments finis sont principalement le potentiel vecteur magnétique, l'induction magnétique et enfin le couple électromagnétique. Pour mettre en évidence le degré de sévérité des défauts considérés, nous avons effectué une analyse spectrale du signal représentant le potentiel vecteur magnétique. Pour le défaut de court-circuit, nous avons comparé les analyses spectrales obtenus à l'état sain de la MSAP et en présence de défaut de court-circuit, nous avons remarqué la présence de l'harmonique de rang 3, cela est dû particulièrement à la dissymétrie au niveau de bobinage statorique. Ce dernier a augmenté d'une façon significative dans le cas du défaut de la phase C. Dans le cas de défaut dû à la désaimantation, d'après l'analyse spectrale, le défaut symétrique est beaucoup plus sévère que le défaut asymétrique. Nous avons aussi visualisé l'analyse spectrale correspondant au défaut combiné entre le court circuit et le défaut de désaimantation asymétrique, nous avons remarqué que les harmoniques

Conclusion générale

de rang 3 et de rang 5 sont importants par rapport à la machine à l'état sain. On peut dire que l'analyse spectrale est une méthode intéressante pour avoir la signature d'un défaut avec une bonne précision. Nous avons remarqué l'augmentation du couple électromagnétique dans le cas du défaut par rapport à l'état sain du à l'augmentation du courant. Contrairement aux défauts dus à la désaimantation où le couple a diminué.

A travers cette étude des défauts particulièrement dans la machine synchrone à aimants permanents et en fonction de la sévérité du défaut, il est nécessaire d'anticiper tous ces types de défaut afin de d'éviter le mauvais fonctionnement de ces machines et d'améliorer leur rendement.

Bibliographie

- [1] AL.Aouicha, A.Mazouz et A.Cherifi « Modélisation électromagnétique par éléments finis 2D des machines à aimants permanents », mémoire de fin d'études, UMMTO,2011.
- [2] J.A.Farooq, « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents », Thèse de doctorat, UTBM ,2008.
- [3] T.Wildil et G.Sybille, « Electrotechnique »,4eme édition de Boeck, 2005.
- [4] M.Khov, « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique », Thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.
- [5] B.Vaseghi, « contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre spires »,Thèse de doctorat, INPL, 2009.
- [6] P.Salminen, « fractional-slot permanent magnet synchronous motors for low speed application », Thèse de doctorat, leppeenranta university of technology, Finlande, 2005.
- [7] R.Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD», Thèse de doctorat,Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, 2006.
- [8] S.Gahant, « contribution à l'étude de moteurs à flux transverse », Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, France, 2003.
- [9] B.Boukais, « Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines a aimants permanents (bdcm-pmsm) », Thèse de doctorat, UMMTO, 2012.
- [10] F.Leprince-Ringuet, « Aimants permanents, matériaux et applications », Technique de L'ingénieur, traité de génie électrique Doc D2100.
- [11] PH.Robert, « Matériaux de l'électrotechnique », Volume II Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne presse polytechnique et universitaires, 1987.

Bibliographie

- [12] R.Ibtiouen, « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse de doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, avril, 1993.
- [13] B. Aubert « Détection des courts-circuits inter-spores dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu Application à un canal de génération électrique en aéronautique», Thèse de doctorat, université de Toulouse, 2014.
- [14] L.Hajout, « Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse » Mémoire de magister, ENP Alger, 1994.
- [15] B.belkessam, DJ.Saidj et M.Ould-Fella « Etude par la méthode des éléments finis d'une machine synchrone à aimants permanents en présence de défauts dus à la désaimantation », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, UMMTO, 2009.
- [16] A.Diche, « Développement des modèles de transformations pour l'étude des capteurs à courant de Foucault », Mémoire de magister, UMMTO, 2003.
- [17] J.L.Coloumb et J.C.Sabonnadiere, « CAO en électrotechnique », Hermes publishing, 1985.
- [18] S.Nait Larbi et H.Gahlouze, « Contribution au diagnostic et à la modélisation 2-D par éléments finis des phénomènes électromagnétiques et thermiques dans les machines synchrones à aimants permanents à flux radial », Mémoire d'ingénieur, UMMTO, 2006.
- [19] R.Saraoui, « Etude d'une machine synchrone avec la méthode des éléments finis », Mémoire de magister, UMMTO, 2010.
- [20] J.Lindstrom, « Thermal model of permanent-magnet motor for hybrid electric vehicle», department of electric power engineering Chalmers university of technology Goteborg, sweeden, 1999.

Résumé

Dans ce mémoire nous avons étudié une Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) en présence de défauts dus aux courts-circuits et à la désaimantation par la méthode des éléments finis, pour la résolution des équations aux dérivées partielles dans le but d'étudier les défauts dans ce type de machines d'une manière précise comparativement aux autres types de méthodes. Pour mettre en évidence le degré de sévérité des défauts considérés, nous avons effectué une analyse spectrale du signal représentant le potentiel vecteur magnétique.

Mot clef : MSAP, la méthode des éléments finis, le défaut de court-circuit, le défaut de la désaimantation, l'analyse spectral.