

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mohammed seddik Ben Yahia - Jijel



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Électrotechnique

Projet de Fin d'Études pour l'Obtention du Diplôme de Master
en Électrotechnique

Option: Électrotechnique Industrielle

Thème

Modélisation et diagnostic des
défaillances d'une MSAP par analyse de
ses grandeurs électromagnétiques

Présenté par:

- *Yahi Sara*
- *Boufligha Souad*

Proposé par:

Dr: N. Hacib-Ferkha

Année Universitaire: 2018/2019



Remerciements

El hamdou l'illah avant tout, Naturellement, nous remercions notre promoteur, Madame N. Hacib-Ferkha, pour sa disponibilité au quotidien, ses précieux conseils et ses encouragements.

Nos remerciements vont aussi aux membres de jury pour nous avoir honorés en acceptant de juger notre modeste travail.

Nous remercions toutes les personnes du département d'électrotechnique, permanentes ou non, pour leurs conseils, aide, et soutien, sans oublier l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation.

En fin, un grand MERCI s'adresse à nos collègues qui nous ont gratifiés d'un entourage de travail bien plaisant, et qui n'ont ménagé aucun effort pour nous encourager.

S et S





Dédicaces

À ma mère,

À mon père,

*À mes frères, À mes sœurs, À toutes ma
famille,*

À mes collègues, À mes amis,

À mon Binôme Yahi Sara

Souad





Dédicaces

À ma mère,

À mon père,

*À mes frères, À mes sœurs, À toutes ma
famille,*

À mes collègues, À mes amis,

À mon Binôme Boufligha Souad

Sara



Sommaire

Introduction générale	01
------------------------------------	----

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones à aimants permanentes

Introduction	03
I.1. Généralité sur les aimants permanents utilisés dans les MSAP	03
I.1.1. Définition des aimants permanents	03
I.1.2. Propriété des aimants permanents	04
I.1.3. Différents types des aimants permanents	05
I.1.3.1. Aimants métalliques.....	05
I.1.3.2. Aimants en ferrite.....	06
I.1.3.3. Aimant terre rare	06
I.2. Machine synchrone à aimants permanents	07
I.2.1. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent(MSAP).....	07
I.2.2. Fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent(MSAP).....	08
I.2. 3. Différentes structures des aimants sur le rotor.....	09
I.2.3.1. Machine Synchrone à aimant permanent en surface.....	09
I.2.3.2. Machine Synchrone à aimant permanent insérés	09
I.2.3.3. Machine Synchrone à aimant permanent enterrés	10
I.2.3.4. Machine Synchrone à aimant permanent à concentration de flux	10
I.2.4. Domaines d'application	11
I.2.5. Avantages et les inconvénients de la MSAP	12
Conclusion.....	12

Chapitre II

Défaillances des machines synchrones à aimants permanents

Introduction	13
II.1. Défaillances dans les machines électriques	13
II.1.1. Statistiques des défaillances dans les machines électriques	13
II.1.2. Classification des défaillances dans les machines électriques.....	16
II.1.3. Types des défauts dans les MSAP	17
II.1.3.1. Défauts statoriques.....	17
II.1.3.2. Défauts rotoriques	19
II.2. Surveillance et diagnostic des défauts de la MSAP	22
II.2.1. Approche signal.....	23
II.2.2. Approche modèle.....	24
II.3. Types de grandeurs à analyser.....	24
Conclusion.....	25

Chapitre III

Modélisation électromagnétique

Introduction	26
III.1. Importance et intérêt de calcul du champ électromagnétique	26
III.2. Outil de calcul du champ électromagnétique	27
III.2.1. Equations de Maxwell et lois de comportement	27
III.2.2. Conditions de passage	28
III.2.3. Hypothèses simplificatrices	29
III.2.4. Potentiel vecteur magnétique	30
III.2.5. Formulations électromagnétique	30
III.2.5.1. Formulation magnétostatique.....	31
III.2.5.2. Formulation magnétodynamique	32
III.3. Méthode de résolution des équations aux dérivées partielles.....	34
III.3.1. Méthodes analytiques.....	34
III.3.2. Méthodes semi-analytiques	34

III.3.2.1. Méthode des intégrales de frontières (MIF).....	34
III.3.2.2. Méthode des circuits couplés (MCC).....	35
III.3.3. Méthodes numériques	35
III.3.3.1. Méthode des différences finis (MDF)	35
III.3.3.2. Méthode des volumes finis (MVF)	35
III.3.3.3. Méthode des éléments finis (MEF)	35
III.4. Principe de la méthode des éléments finis	36
III.4.1. Maillage en éléments finis.....	36
III.4.2. Fonction d'approximation	37
III.4.3. Formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles	38
Conclusion	38

Chapitre 4

Diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimants permanents

Introduction	39
IV.1. But de l'étude	39
IV.2. Présentation de la machines à étudier.....	41
IV.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	41
IV.3.1. Discussion et interprétation des résultats.....	43
IV.4. Diagnostic des défaillances de la MAS.....	47
IV.4.1. Diagnostic par analyse du flux magnétique.....	47
IV.4.1.1. Défauts de court-circuit.....	48
IV.4.1.2. Défauts de désaimantation.....	49
IV.4.1.3. Défauts d'excentricité.....	52
Conclusion	54
Conclusion général	55
Références bibliographiques	I

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Figure I.1. Courbe de désaimantation	04
Figure I.2. Courbe de désaimantations B(H) des principaux types d'aimants	05
Figure I.3. Images d'aimants Alnico	05
Figure I.4. Images d'aimantes ferrites.....	06
Figure I.5. Images d'aimantes terres rares	06
Figure I.6. Stator et rotor de la machine à aimant permanent	08
Figure I.7. Différentes configurations rotoriques de la MASP	10
Figure I.8. Principales applications des machines synchrones à aimants permanents	11

Chapitre II : Défaillances des machines synchrones à aimants permanents

Figure II.1. Répartition des défauts dans les machines de moyennes puissances en 1988	14
Figure II.2. Répartition des défauts dans les machines électriques du domaine industriel en 1982	15
Figure II.3. Distribution des défauts dans les machines asynchrones de grande puissance ..	15
Figure II.4. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuit statoriques.....	18
Figure II.5. Structure d'un roulement à billes	20
Figure II.6. Positions du rotor et du stator dans une machine parfaite	21
Figure II.7. Types d'excentricités statiques (a), dynamique (b) et mixte (c).....	22
Figure II.8. Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques.....	23

Chapitre III : Modélisation électromagnétique

Figure III.1. Domaine d'étude	31
Figure III.2. Domaine d'étude borné	33
Figure III.3. Discrétisation élément finis en deux dimensions	36

Chapitre IV : Diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimants permanents

Figure IV.1. Configuration géométrique de la MSAP à étudier.....	40
Figure IV.2. Différentes régions constituant la machine synchrone à aimants inséré.....	41
Figure IV.3. Architecteur globale de la méthode numérique développé.....	42
Figure IV.4. Maillage éléments finis adopté à cette étude.....	43
Figure IV.5. Lignes équipotentielles du potentiel vecteur magnétique.....	43
Figure IV.6. Evolution du potentiel vecteur et des composantes de l'induction magnétique suivant un contour dans l'entrefer.....	44
Figure IV.7. Evolution de composantes de l'induction magnétique suivant un contour dans l'entrefer : a) composante suivant x ; b) composante suivant y.....	45
Figure IV.8. Evolution du module de l'induction magnétique Suivant un contour dans l'entrefer....	46
Figure IV.9. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer.....	46
Figure IV.10. Procédure du diagnostic des défauts dans une MSAP par analyse du flux Magnétique.....	47
Figure IV.11. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer en présence d'un défaut de court-circuit.....	48
Figure IV.12. Contenu spectral du flux magnétique dans les deux cas : machine saine et avec défaut de court-circuit.....	49
Figure IV.13. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer dans le cas de la désaimantation d'un seul aimant.....	50

Figure IV.14.Contenu spectral du flux magnétique dans le cas de la désaimantation d'un seul aimant
..... 50

Figure IV.15. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer dans le cas d'un défaut de désaimantation de six aimants.....51

Figure IV.16.Contenu spectral du flux magnétique dans le cas d'un défaut de désaimantation de six aimants.....51

Figure IV.17. Excentricité statique : Axe du rotor est décalé vers le bas.....52

Figure IV.19. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer en présence d'une excentricité statique.....53

Figure IV.20.Contenu spectral du flux magnétique en présence d'une excentricité statique.....53

Liste des tableaux

Tableau I.1. Avantages et inconvénients de la MSAP.....	12
Tableau II.1. Défaillances des machines électriques.....	16
Tableau IV.1. Caractéristique de la machine étudiée.....	40

Introduction générale

La maintenance prédictive et le diagnostic de défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont pris une place importante, au cours des dernières décennies, de puisque les exigences de sécurité, de disponibilité et de fiabilité des processus industriels sont devenues de plus en plus sévères. Cela revient principalement à l'incorporation prépondérante de ce type de machines dans de nombreuses applications critiques telles que: l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, la robotique et le médical.

En effet, les MSAP possèdent généralement, à un volume donné, des meilleures caractéristiques que leurs homologues à courant continu, asynchrones et synchrones classiques comme: couples massiques plus élevés, bons rendements, bonnes durées de vies, performances dynamiques élevées, gammes de vitesse de fonctionnement importantes. Ces caractéristiques les rendent bien adaptées aux applications où la masse, l'encombrement et le rendement sont des importants critères comme celles citées précédemment.

En raison du vieillissement des matériaux magnétiques, des défauts de fabrication et des opérations intermittentes, plusieurs types de défauts sont inévitables dans les machines électriques et peuvent intervenir dans leurs organes de mesure (capteurs) et de commande (actionneurs et convertisseurs) ou leurs différents composants (stator ou rotor). Lorsqu'un défaut se produit et que la machine tombe en panne, le résultat pourrait être, au mieux, une interruption ou même une perte de la chaîne de production ou bien, au pire, catastrophique pour le procédé et les humains. Les progrès en sciences des matériaux et en électronique de puissance ont rendu les machines électriques de plus en plus rapides et performantes mais aussi susceptibles à des nouveaux types de défauts. Pour ce fait, les constructeurs et les utilisateurs des machines électriques sont partis chercher également des améliorations dans le domaine du diagnostic de défauts afin de répondre à ces nouveaux enjeux. Actuellement, l'analyse des grandeurs mesurables issues des capteurs, et surtout les signaux vibro-acoustiques, combinée à une méthode automatique de surveillance est la démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostic de défauts sur les machines tournantes [1].

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire va s'intéresser à la modélisation et au diagnostic des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents. Pour bien présenter cette étude, ce mémoire est divisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, on va présenter quelques généralités sur les machines synchrones à aimants permanents. Donc, on va donner un aperçu sur les différents types des aimants permanents ainsi que sur les principales structures des MSAP et leurs domaines d'application.

Le second chapitre va être consacré à la présentation des différents types de défauts pouvant survenir dans les machines synchrones à aimants permanents. De plus, une présentation des différentes techniques utilisées pour le diagnostic des machines électriques va être effectuée.

Les différentes formulations permettant de traduire le comportement de tous les systèmes électromagnétique vont faire l'objet du troisième chapitre. De plus, une présentation des différentes méthodes de résolution de ces formulations va être effectuée. On va viser plus particulièrement, la méthode des éléments finis et son emploi en électrotechnique pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques.

Dans le quatrième et dernier chapitre, on va exploiter les modèles développés pour la modélisation et le diagnostic d'une machine synchrone à aimants permanents à six pôles. Les résultats obtenus vont être présentés dans les deux cas: machine saine et machine défectueuse.

Enfin, ce mémoire va être clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Introduction

Au cours des dernières années, les machines à aimants permanents sont devenues de plus en plus répandues dans une large gamme d'applications grâce aux progrès accrus dans le domaine des matériaux magnétiques à base de terres rares, comme les Sm-Co et Nd-Fe-B. En effet, les nouveaux aimants permanents ont permis d'améliorer la performance dynamique, le rendement et le facteur de puissance de ces machines par rapport aux machines traditionnelles. Les chaînes éoliennes, les véhicules électriques hybrides et l'aéronautique sont des domaines dans lesquels les machines à aimants permanents sont largement employées actuellement. Toute fois, les exigences liées à la sûreté de fonctionnement de ce type de machines prennent une large part dans les contraintes de leur mise en disposition [1].

Dans ce chapitre, on va présenter des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Donc on va présenter les différents types des aimants permanents ainsi que les principales structures des machines synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'application.

I.1. Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les MSAP

L'industrie des aimants permanents offre plusieurs catégories de matériaux qui se différencient par les procédés de leurs obtentions. Ces procédés ont un effet direct sur leurs caractéristiques magnétiques et mécaniques. Ces différences conduisent, selon l'application, à un choix d'un type d'aimant qui résulte le plus souvent de critères technico-économique [2].

I.1.1. Définition des aimants permanents

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et qui est difficile de se désaimanter lorsqu'il est aimanté [3].

Un aimant permanent est un matériau magnétique qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [4].

I.1.2. Propriété des aimants permanents

Le choix des aimants permanents est primordial puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique de la machine.

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (B-H) qui est montrée dans la **Figure I.1.**

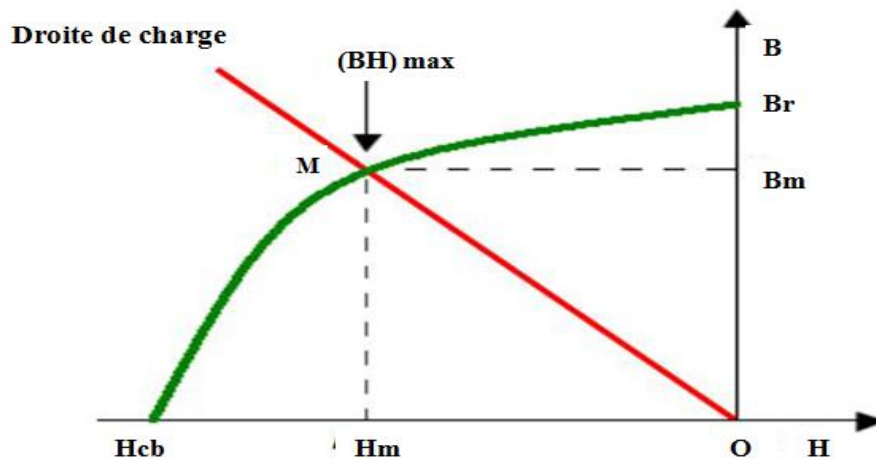


Figure I.1. Courbe de désaimantation

- L'induction rémanente (**Br**): Induction résiduelle au circuit fermé, c'est -à-dire une induction de la puissance potentielle de l'aimant.
- Le champ coercitif (**Hcb**): Il caractérise le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable.
- Produit d'énergie volumique (**BH**)_{max}: Ce produit est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant; cette énergie caractérise la qualité du matériau [5].

I.1.3. Différents types des aimants permanents

Il existe trois types d'aimants permanents utilisés pour l'excitation des machines électriques. Actuellement ceux qu'on trouve sur le marché sont les Alnicos, les ferrites et les terres rares. La figure I.2 illustre ces trois types [6].

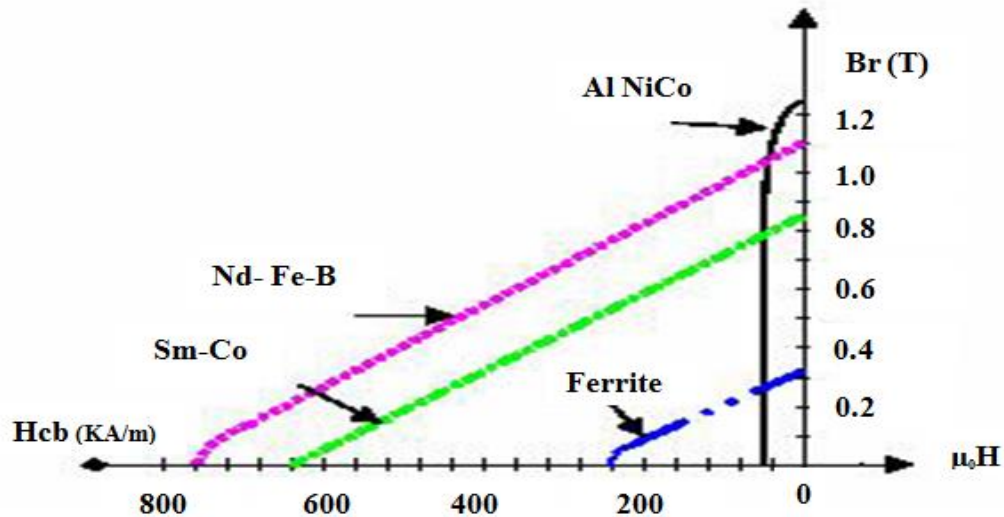


Figure I.2. Courbe de désaimantation $B(H)$ des principaux types d'aimants

I.1.3.1. Aimants métalliques(ALNICO)

Les aimants en ALNICO ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose des gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter. La figure I.3 montre des images d'aimants ALNICO [8].

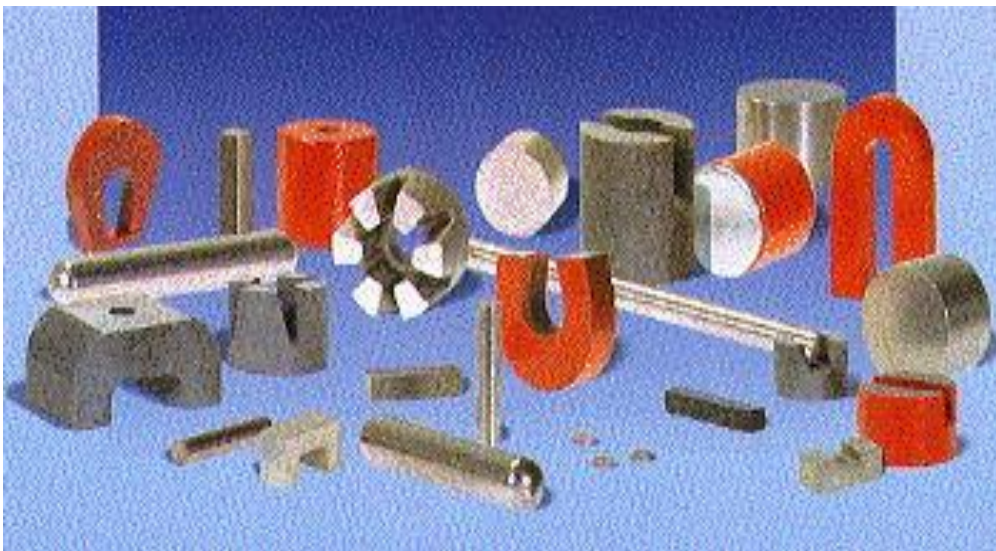


Figure I.3. Images d'aimants Alnico

I.1.3.2. Aimants en ferrite

Les aimants en ferrite sont beaucoup plus robustes et relativement peu coûteux. Ils résistent bien à la température. Des images d'aimants ferrites sont présentées dans la figure ci-dessous [8].



Figure I.4. Images d'aimants ferrites

I.1.3.3. Aimants à terre rare

Les aimants Terre-Rares (**Nd-Fe-B**, **Sm-Co**) sont très puissants et paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé freine l'extension de ces nouveaux aimants. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les plasto-néodymes. C'est un mélange de néodyme fer bore avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécaniques. La figure ci-dessous montre des images d'aimants Terre-Rares [8].

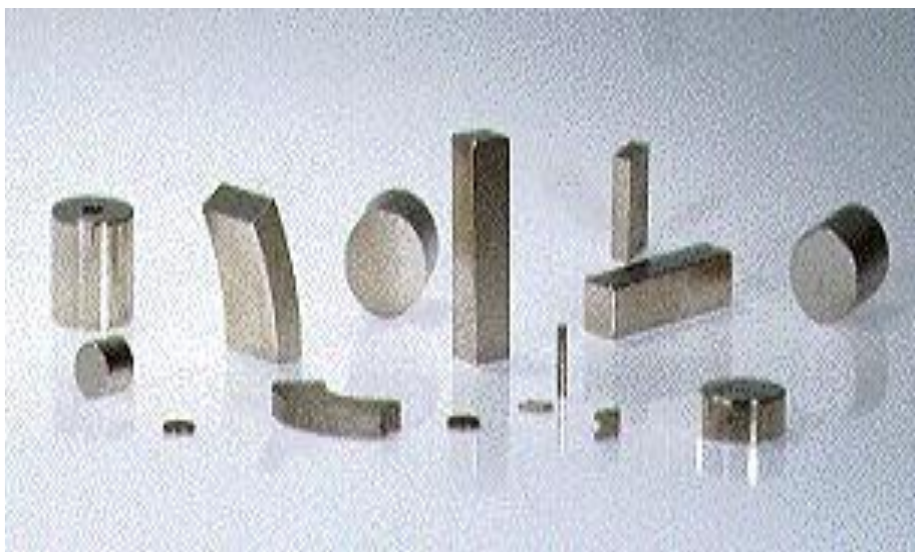


Figure I.5. Images d'aimants Terre-Rares

I.2. Machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents, utilisées en mode moteur ou génératrice, sont devenues de plus en plus attractives car elles répondent aux exigences de nouvelles technologies.

L'intérêt pour ces machines est dû en grande partie à leurs faibles pertes et à leur robustesse ainsi qu'à leur important couple massique.

I.2.1. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

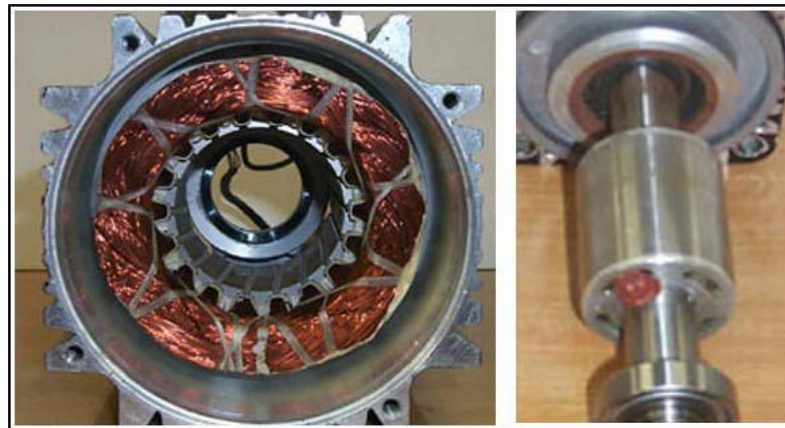
La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur et une partie fixe ou stator portant les enroulements constituant l'induit. La mince zone entre les deux parties précédentes est appelée entrefer.

Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est logé dans les encoches creusées dans le circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôles à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [9].

Dans le rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternants pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et induit des forces électromotrices (f-é-m) alternatives [9].

L'interaction des champs rotoriques et statoriques donne naissance au couple électromagnétique.

La figure I.6 présente le stator et le rotor d'une machine synchrone à aimants permanents.



Stator

Rotor

Figure I.6. Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents

I.2.2.Fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est une machine réversible donc elle peut fonctionner en deux modes: mode génératrice et mode moteur.

➤ **fonctionnement en mode génératrice (GSAP)**

Les alternateurs à base des machines synchrones sont la source primaire de toute énergie électrique. Entraînées par des turbines hydrauliques, à vapeur ou éoliennes, ces machines constituent les plus gros convertisseurs d'énergie au monde. Elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique avec des puissances allant jusqu'à 1500 MW [10].

L'inducteur de la génératrice synchrone, entraîné mécaniquement, crée un champ à répartition spatiale variable dans les bobinages statoriques. Les forces électromotrices (f-é-m) dans ces bobinages provoquent la circulation des courants induits qui créent à leur tour un champ statorique dans l'entrefer qui tourne à la même vitesse que celui du champ inducteur.

➤ **fonctionnement en mode moteur (MSAP)**

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent à celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance.

Il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor.

La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.

I.2.3. Différentes structures des aimants sur le rotor

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est la suivante [7]:

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux

I.2.3.1. Machine synchrone à aimants permanents en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur le rotor. Ils sont aimantés radialement, comme le montre la figure I.7.a. Cette configuration du rotor est la plus utilisée.

Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité, donc son faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant.

De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares, la réactance synchrone dans l'axe d et l'axe q sont, pratiquement les mêmes [10].

I.2.3.2. Machine synchrone à aimants permanents insérés

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure I.7.b. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone dans l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d [10].

I.2.3.3. Machine synchrone à aimants permanents enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor et aimantés radialement (figure I.7.c). 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 [10].

I.2.3.4. Machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence (figure I.7.d). 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 généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Même chose que pour les machines à aimants permanents intérieurs, les aimants permanents dans ce type de machines sont aussi bien protégés contre les désaimantations et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe q est plus grande que celle de l'axe d [10].

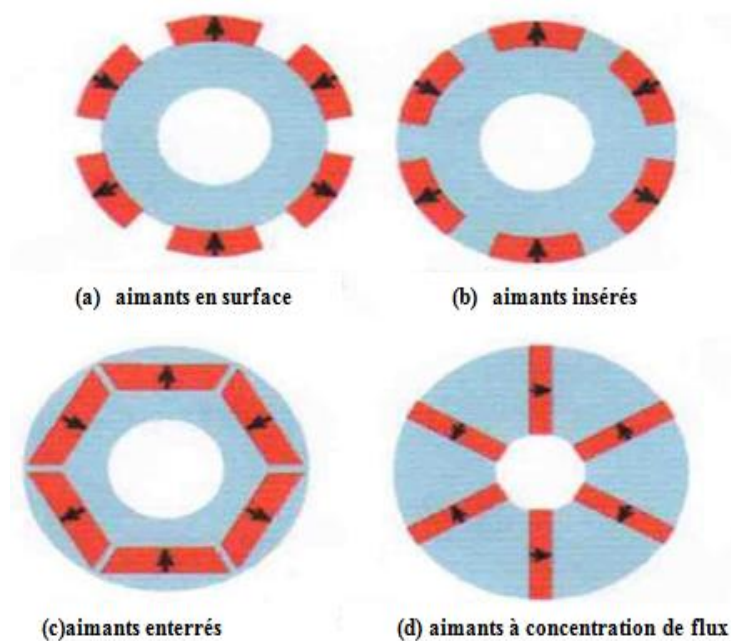


Figure I.7. Différentes configurations rotoriques de la MSAP

I.2.4. Domaines d'application

Les MSAP sont utilisées pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges. Grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans des domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières, comme [11]:

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles, les machines-outils, les servomoteurs et la production d'électricité,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.

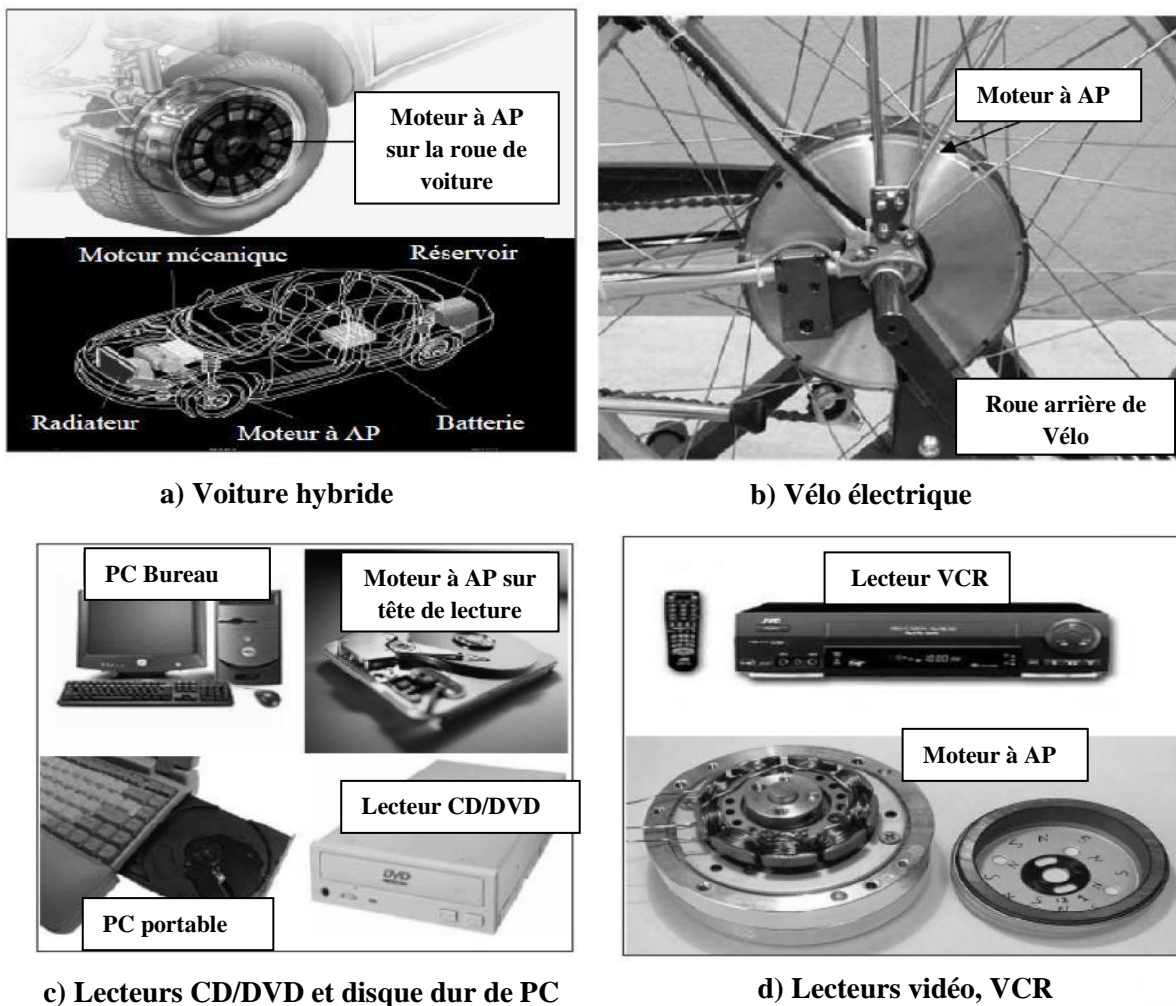


Figure I.8. Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure I.8 illustre quelques applications de ces machines. Toutefois, leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de kilowatts où l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [12].

I.2.5. Avantages et inconvénients des MSAP

Le tableau ci-dessous résume les avantages et les inconvénients de la MSAP [8].

Tableau I.1. Avantages et inconvénients de la MSAP

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Puissance massique et volumique importantes, • Un rendement et un facteur de puissance élevés, • Aucun courant d'excitation (30% de pertes moins), • Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse, • Meilleures caractéristiques thermiques. La localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine, • Forte densité de puissance. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût élevé à cause du prix des aimants, • Problème de tenue en température des aimants, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position), • Fabrication plus compliquée que les machines synchrones à rotor bobiné et à réluctance variable, • Pertes par courants de Foucault dans les aimants, • Maintien des aimants sur le rotor.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents. Donc, on a donné un aperçu sur les caractéristiques et les différents types des aimants permanents qui constituent un élément fondamental pour ce type de machine. De plus, on a présenté les différentes structures des aimants sur le rotor, les domaines

d'applications de la MSAP ainsi que les avantages et les inconvénients de ce type de machines.

Chapitre II

Défaillances des machines synchrones à aimants permanents

Introduction

La surveillance des machines électriques, pour le diagnostic et la prévision de pannes, a suscité de nombreux travaux ces dernières années, à cause de son influence considérable sur la continuité opérationnelle de nombreux processus industriels.

Le but de ce chapitre est de présenter les différents défauts qui peuvent survenir dans une machine électriques (plus particulièrement dans une machine synchrone à aimants permanents) ainsi que les méthodes de diagnostic de ces défauts.

II.1. 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 [13], [14], [15] :

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

II.1.1. Statistiques des défaillances dans les machines électriques

Plusieurs études statistiques ont été effectuées, à partir des années 80 jusqu'à présent, sur les défauts dans les machines électriques de moyenne et grande puissance. Cependant, il est toujours difficile de donner une répartition exacte des défaillances dans les différentes parties

de la machine, parce qu'elle dépend de plusieurs facteurs tels que le type de la machine, le type d'alimentation, l'environnement d'application et autres [16].

Une étude statistique a été effectuée en 1988 par la compagnie d'assurance allemande Allianz sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50kW à 200kW) [17]. Leur répartition dans les différentes parties du moteur, illustrée dans la figure II.1, a montré que 60% des pannes se situent au stator, 22% au rotor et 18% dans les autres régions telles que les roulements.

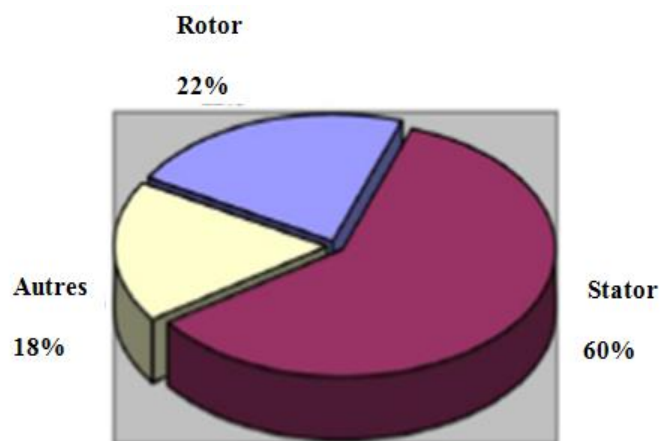


Figure II.1. Répartition des défauts dans les machines de moyennes puissances en 1988

Une deuxième enquête a été menée par la General Electric Company et publiée dans le journal d'EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982. Cette étude a couvert environ 5000 moteurs, dont 97% sont des moteurs asynchrones à cage et travaillant dans diverses branches de l'industrie.

La figure II.2 présente la répartition des défauts dans les moteurs testés et qui donne: 37% de défauts statoriques, 41% de défauts de roulements, 10% de défauts rotoriques et 12% d'autres types de défauts [18], [19].

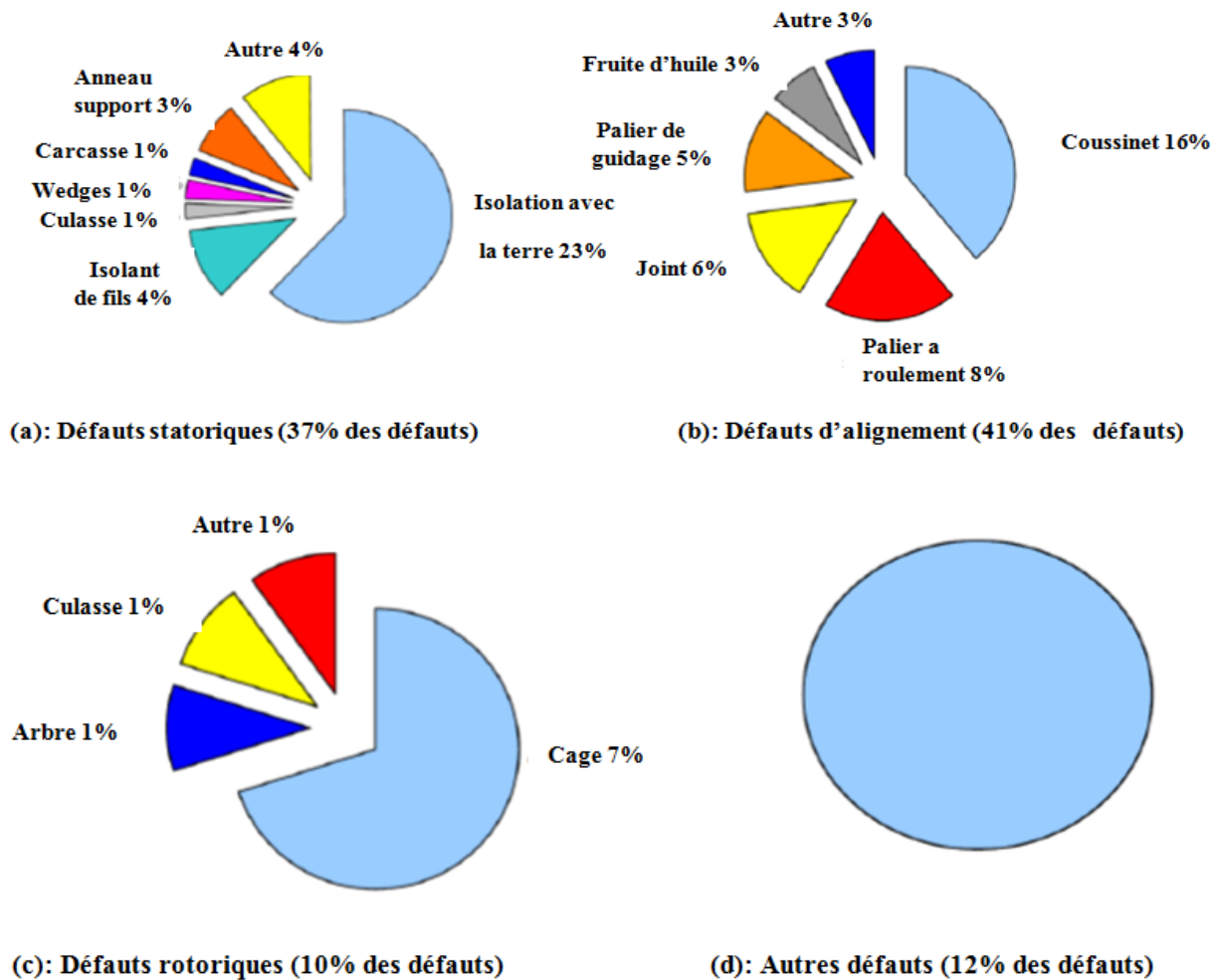


Figure II.2. Répartition des défauts dans les machines électriques du domaine industriel en 1982

Une troisième étude statistique a été effectuée par Bennet [20] en 2008, sur des machines asynchrones de grande puissance travaillant dans l'industrie pétrochimique. Le résultat de cette enquête, présenté dans la figure II.3, montre que 69% de défauts se situent dans les roulements, 21% au stator, 7% au rotor et 3% aux accouplements d'arbre.

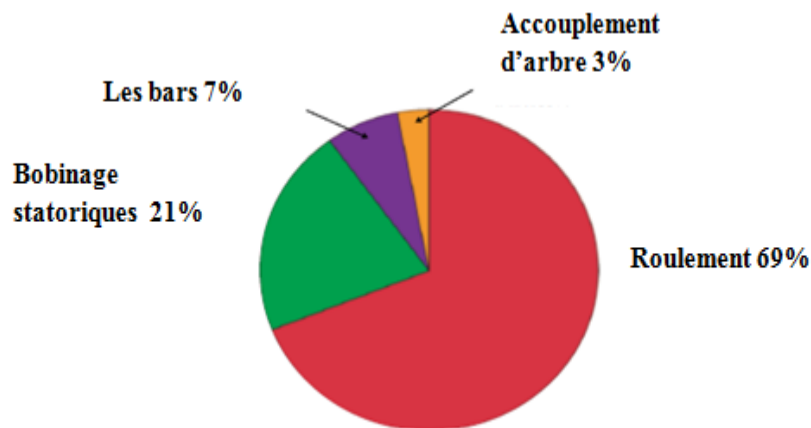


Figure II.3. Distribution des défauts dans les machines asynchrones de grande puissance

Les différentes statistiques confirment que le taux de défaillance dépend considérablement de l'application de la machine et de son environnement. En effet, les défauts dans le stator sont les plus fréquents dans les machines de moyenne puissance (voir figure II.1) alors que les défauts de roulements sont dominants dans les applications à puissance élevée (voir figure II.3).

II.1.2. Classification des défaillances dans les machines électriques

Les défauts des machines électriques peuvent être classés selon leurs origines en deux catégories: internes et externes (tableau II.1) [21]. Les défauts internes sont provoqués par les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotoriques, entrefer mécanique, etc.). Les défauts externes sont causés par le type d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine.

Tableau II.1. Défaillances des machines électriques

Défaillances des machines électriques	Interne	Mécanique	Contacte entre le stator et le rotor
			Défaut de roulements
			Excentricité
			Mouvement des enroulements et des tôles
		Electrique	Défaillances au niveau de l'isolation
			Rupture de barres
	Défaillances au niveau du circuit magnétique		
	Externe	Mécanique	Charge oscillante
			Surcharge de la machine
			Défaut de montage
		Environnementale	Humidité
			Température
			Propriété
		Electrique	Fluctuation de la tension
			Sources de tensions déséquilibrées
Réseau bruité			

II.1.3. Types des défauts dans les MSAP

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 utilisation, ou une combinaison de ceux-ci. Si un défaut n'est pas détecté, ou s'il est laissé se développer, il conduira à la défaillance du composant et provoquera sa sortie prématurée du fonctionnement [22]. Dans les machines électriques les défauts peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de la partie mobile (rotor), d'où la classification ci-après.

II.1.3.1. Défauts statoriques

Le stator d'une machine électrique comprend des enroulements logés dans les encoches et une culasse qui assure la voie de retour pour le flux. Les défauts statoriques peuvent se situer au niveau des enroulements ou de la culasse [14], [22], [23].

A. Défauts des enroulements

Les enquêtes industrielles ont montré qu'un grand pourcentage de défaillances dans une machine électrique résulte des défauts liés aux enroulements statoriques.

De nombreux travaux ont démontré que la majorité des défauts de bobinage statoriques résultent après la détérioration de l'isolation des fils. Dans la plupart des cas, cette défaillance démarre à partir d'un défaut entre spires. Finalement ce dernier grandit et entraîne les défauts entre les bobines, entre les phases, ou phase et terre, avant la détérioration du moteur [22].

Les courts circuits des spires dans le bobinage appartiennent à cette classe de défauts qui a souvent un effet négligeable sur les performances de la machine au début, mais leur persistance peut conduire à une défaillance destructrice (figure II.4). Par conséquent, des exigences rigoureuses visant à minimiser l'apparition et l'atténuation des effets de rupture de l'isolant deviennent hautement souhaitables [18], [22].

Comme déjà mentionné, l'isolation du bobinage statoriques est exposée à une combinaison de contraintes multiphasiques: thermique, électrique et mécaniques. A long terme, ces multiples contraintes accélèrent le vieillissement, qui conduit à la destruction de l'isolation.

La détérioration de l'isolation commence habituellement par un défaut entre spires (inter-turn) de quelques spires, ce qui produit un arc électrique irrégulier de faible puissance. Cela entraîne l'érosion des conducteurs jusqu'à ce qu'ils soient soudés. Un défaut entre spires

entraîne un grand courant circulant dans la branche court-circuitée. L'amplitude de ce courant peut être deux fois plus grande que le courant à rotor bloqué. Il provoque de graves échauffements localisés ce qui maintient des conditions favorables pour la propagation du défaut à une plus grande partie de l'enroulement [18]. Le courant à rotor bloqué est de l'ordre de 6 à 10 fois le courant nominal. La non détection de ce défaut conduit à un autre plus néfaste: le court-circuit phase-terre ou entre phases [18], [22].

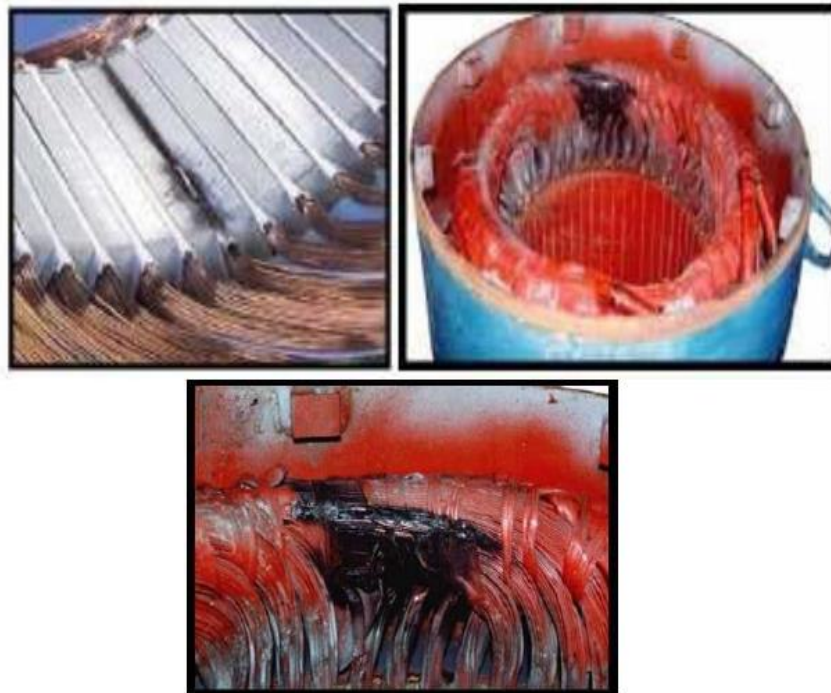


Figure II.4. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuit statoriques

L'échauffement excessif, causé par un défaut entre spires, conduit souvent les moteurs à une défaillance après quelques minutes de fonctionnement. Une règle générale stipule que chaque 10°C supplémentaire par rapport à la température nominale, entraîne le bobinage à se détériorer deux fois plus vite. Si le défaut est détecté assez tôt la machine peut être remise en service après un simple ré-bobinage de l'enroulement statoriques. Le remplacement de l'ensemble du moteur nécessite généralement un temps d'arrêt plus important [14], [18].

Autres causes de la défaillance des enroulements statoriques sont [23]:

- la haute température de la culasse statoriques et du bobinage.
- la contamination causée par les hydrocarbures, l'humidité, la saleté...etc.
- les contraintes de démarrage.
- les décharges électriques.

- Les fuites dans les systèmes de refroidissement.

B. Défauts de culasse

La culasse (ou noyau) des machines électriques est construite de tôles fines d'aciers isolés dans le but de minimiser les pertes par courants de Foucault, pour une plus grande efficacité opérationnelle.

Dans le cas des machines à moyennes et grandes puissances, le noyau est compressé avant l'emplacement des tôles afin de minimiser les vibrations des feuilles de laminage et de maximiser la conductivité thermique.

Généralement les problèmes de noyau sont rares (1% des défauts). Par rapport à des problèmes d'enroulements, ils ne présentent pas une préoccupation majeure pour les petites machines. Pour les machines de grandes puissances la rectification des défauts du noyau est coûteuse [18], car elle exige généralement le remplacement de l'ensemble du noyau. Par conséquent, il y a eu l'intérêt d'identifier les causes principales de ces problèmes, de détecter et prévenir la défaillance de la culasse. Les causes principales de la défaillance de noyau du stator sont [22]:

- Echauffement des extrémités ferromagnétiques résultant du flux axial des têtes des bobines.
- Fusion du noyau causé par les courants de défaut.
- Vibration résultant de la dilatation de l'assemblage des tôles.
- Les défauts de fabrication des tôles: une épaisseur non uniforme des tôles cause une distribution non uniforme de pression.
- Défaillance de l'isolant entre les tôles.
- Arc électrique dû à la défaillance du bobinage.

II.1.3.2. Défauts rotoriques

Contrairement aux défauts statoriques, les défauts au rotor dépendent du type de la machine considérée. Parmi ces défauts, on peut citer les plus importants [24]:

- Défauts de roulements mécaniques.
- Excentricité du rotor.
- Rupture de barres rotoriques pour les machines asynchrones à cage.

- Défauts dans les enroulements rotoriques pour les machines synchrones classiques, asynchrones à rotor bobiné et à courant continu.
- Défaut de démagnétisation pour les machines synchrones à aimants permanents.

Dans ce mémoire, nous allons nous intéresser aux défauts rotoriques survenant uniquement dans les MSAP et qui sont les défauts d'excentricité et de démagnétisation.

A. Défauts de roulements mécaniques

Dans une machine électrique, les roulements jouent le rôle d'interface mécanique entre le rotor et le stator. En effet, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine assurant une bonne rotation du rotor [14].

Les roulements à billes, illustrés dans la figure II.5, sont les plus utilisés dans la majorité des machines électriques en raison de leurs meilleurs rapports performance-prix [25].

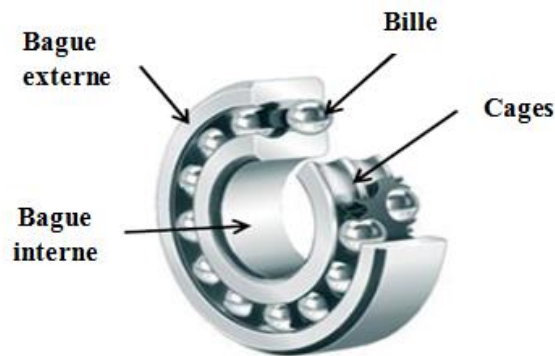


Figure II.5. Structure d'un roulement à billes

Les défauts de roulements représentent de 40% à 90% du total de défauts en fonction du type et de la taille de la machine [26]. Nous pouvons distinguer quatre types de défauts de roulement, en fonction de leur localisation [27]:

- Défaut de bague externe.
- Défaut de bague interne.
- Défaut de billes.
- Défaut de cage.

Une statistique effectuée en Russie a montré que 25% des roulements atteints d'un défaut de bague externe ont été remplacés, contre 45% pour des défauts de bague interne [28].

B. Défauts d'excentricité

Dans une machine idéale, le centre du rotor est aligné sur celui du stator et l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator, comme illustré dans la figure II.6. Toutefois, les conséquences des défauts mécaniques peuvent se manifester au niveau de l'entrefer par un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple. Ce phénomène est appelé excentricité défini comme une asymétrie dans l'entrefer entre le stator et le rotor [14],[29].

Ce défaut existe en général dans la machine, mais avec un faible niveau, dès sa fabrication et évolue avec le temps. Certains utilisateurs et fabricants spécifient un niveau d'excentricité maximal admissible de 5% alors que d'autres permettent un niveau maximal de 10% de la largeur de l'entrefer [25].

Selon [30], tout niveau d'excentricité supérieur à 60% nécessite une intervention immédiate afin d'éviter un frottement entre le rotor et le stator, ce qui peut mener à une panne très grave de la machine.

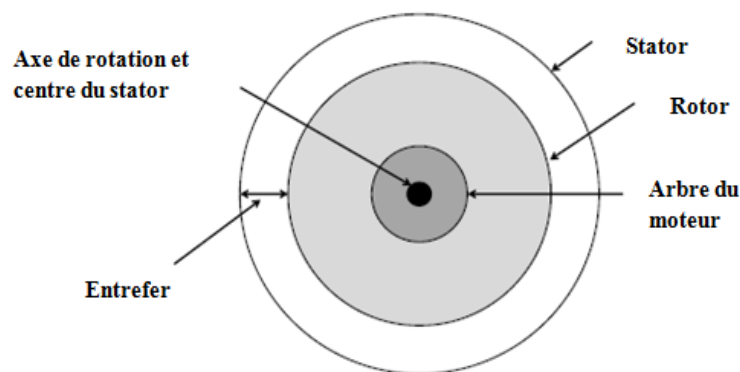


Figure II.6. Positions du rotor et du stator dans une machine parfaite

Trois catégories d'excentricité peuvent être identifiées dans la littérature et sont illustrées dans la figure II.7 [31]:

- **Excentricité statique (figure II.7.a):** Le rotor est déplacé du centre de l'alésage du stator mais il tourne toujours autour de son axe. Elle est due généralement soit à une imperfection de l'alésage du stator, soit à un mauvais positionnement du rotor ou du stator à l'étape de mise en service.
- **Excentricité dynamique (figure II.7.b):** Le rotor est positionné au centre de l'alésage du stator mais il ne tourne plus autour de son axe. Ce type peut être provoqué par divers facteurs tels que l'usure des roulements, les résonnances mécaniques à la vitesse critique et le désalignement.

- **Excentricité mixte (figure II.7.c):** La combinaison des deux cas cités précédemment.

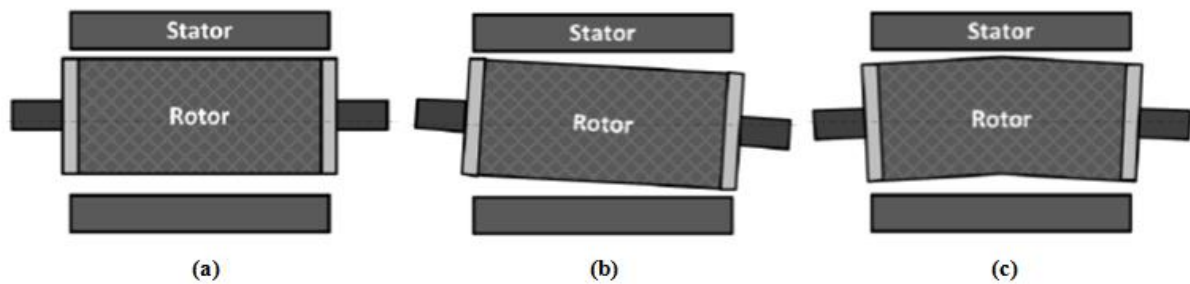


Figure II.7. Types d'excentricités: statique(a), dynamique (b) et mixte (c)

C. Défauts des aimants

La machine à aimants permanents est constituée d'un rotor équipé d'aimants permanents, qui peuvent être montés en sa surface ou bien intégrés. La démagnétisation de ces aimants est l'une des problématiques les plus courantes de ce type de machines, en raison de leur coût relativement élevé qui représente environ 80% du coût réel de la machine [32].

Dans des conditions normales, les aimants produisent un flux rotoriques constant. Cependant, ce flux peut varier pour de nombreuses causes, telles que [14],[18]:

- La réaction d'induit: le courant au stator créé un champ qui s'oppose à celui produit par les aimants ce qui peut déplacer leur point de fonctionnement hors de la zone limite de réversibilité [33],
- La température élevée: qui réduit l'induction rémanente des aimants,
- Les fissures: qui se forment dans les aimants lors de leur fabrication et qui peuvent conduire à leur désintégration et donc leur détérioration.

II.2. Surveillance et diagnostic des défauts dans les MSAP

Le diagnostic de défauts des machines électriques a bénéficié d'un intérêt intense de recherche. Un bon diagnostic et une détection précoce de défauts permettent de minimiser le temps d'arrêt ainsi que le temps de maintenance du processus en question. Ils permettent aussi d'éviter les conséquences nuisibles, parfois dévastatrices, des défauts ainsi que de réduire les pertes financières.

Par exemple, lors d'un défaut de bobinage au stator d'une machine électrique, la topologie de la machine est modifiée, ce qui implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine. Les manifestations de ces défauts sont perceptibles:

- soit par l'intermédiaire des modifications des propriétés de certains signaux que l'on peut capter sur le dispositif,
- soit par l'intermédiaire de modifications de certains paramètres physiques du dispositif.

Ces deux possibilités conduisent à définir deux classes de méthodes de surveillance et de diagnostic: une approche dite signal et une approche dite modèle (voir la figure II.8) [34].

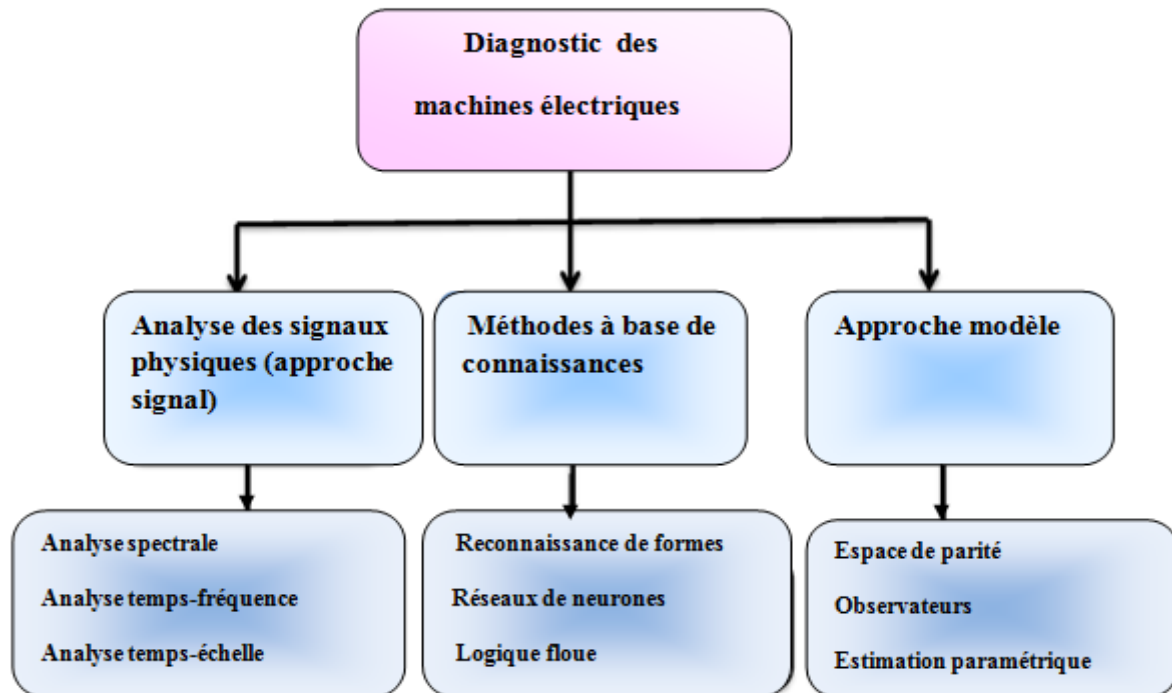


Figure II.8. Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques

II.2.1. Approche signal

A partir des modèles de signaux, établis analytiquement ou à partir de simulation, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de l'information, à extraire ces signatures, permettant ainsi de statuer sur la présence d'un défaut au stator d'une machine.

Par exemple, des mesures vibratoires sont exploitées à l'aide d'outils fréquentiels pour mettre en évidence l'apparition d'harmoniques témoignant de l'apparition de défaillances statoriques. C'est le flux magnétique rayonné par la machine qui est capté et qui permet, par des traitements fréquentiels appropriés, de détecter l'apparition d'un défaut de bobinage.

Les courants statoriques sont également largement utilisés dans les stratégies de détection et de diagnostic des défauts statoriques des machines électriques. Les perturbations des forces magnétomotrices induites par les courts-circuits statoriques induisent la présence d'harmoniques supplémentaires sur les courants statoriques des machines. Ces signatures fréquentielles particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles (FFT, STFT, ...) pour mettre en évidence la présence des défauts.

Dans certains travaux, les courants statoriques sont exploités par l'intermédiaire de transformations comme la transformation de Park. Le vecteur courant ainsi obtenu présente alors des propriétés intéressantes pour réaliser une détection des défaillances liées aux courts-circuits statoriques. Par des traitements appropriés, l'amplitude et la phase du vecteur de Park sont analysées pour mettre en évidence l'apparition de composantes fréquentielles témoignant de l'apparition du défaut [34].

II.2.2. Approche modèle

Le principe de la détection des défauts par une approche modèle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel. La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclut dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. Dans tous les cas, le principe de comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts [34].

II.3. Types de grandeurs à analyser

Le diagnostic de l'état d'une machine électrique repose sur l'analyse de plusieurs grandeurs qui peuvent être de types:

- Électrique: analyse des grandeurs électriques aux bornes de la machine (tension, courant,...),
- Mécanique: analyse de la vitesse, du couple ou même des vibrations,
- Thermique: analyse de la température de la machine,
- Electromagnétique: analyse des flux dans l'entrefer, des flux axiaux,...

- Chimique: analyse des huiles et des gaz.

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation d'un état de l'art sur le diagnostic des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents. Tout d'abord, nous avons donné un aperçu sur les statistiques des défaillances des machines électriques. Après, nous avons présenté les différents types des défauts pouvant survenir dans ces machines. Ces défauts peuvent être d'origine électrique, mécanique ou magnétique.

Nous avons, ensuite, présenté les différentes méthodes de diagnostic des défauts qui reposent souvent sur l'analyse de certaines grandeurs mesurables et l'identification d'une signature d'un défaut déjà connu.

Chapitre III

Modélisation électromagnétique

Introduction

Les phénomènes électromagnétiques sont à la base de tous les concepts électrotechniques, quels que soient. Il est par conséquent indispensable, avant de vouloir réaliser pratiquement un dispositif électromagnétique, de modéliser et simuler en utilisant les équations de Maxwell dans ce système [35].

Les phénomènes électromagnétiques étudiés dans un dispositif sont régis par les quatre équations de Maxwell et par les trois relations des milieux considérées. Ces équations décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques et s'adaptent à tout milieu électromagnétique. Le calcul du champ électromagnétique passe par la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles [36].

Dans ce chapitre, on va donner un aperçu sur la procédure suivie lors de la modélisation d'un dispositif électromagnétique. On va présenter les différentes formulations ainsi que les méthodes de calcul du champ électromagnétique.

III.1. Importance et intérêt de calcul du champ électromagnétique

Les machines électriques ainsi que tout dispositif électrotechnique sont, durant leur fonctionnement, soumis à l'action du champ électromagnétique. Dans toute machine électrique, l'enroulement d'excitation produit un champ magnétique constant ou variable dans le temps et souvent dans l'espace. La connaissance du champ permet, dans tout dispositif électromagnétique, d'avoir accès au calcul des performances du fonctionnement de ce dispositif en régime permanent ou transitoire.

Dans une machine électrique, l'évaluation du champ en chaque point de l'espace permet d'en déduire les flux et donc les forces électromotrices pour un fonctionnement en générateur ou les couples pour un fonctionnement en moteur.

De nos jours, grâce au développement de la technologie, l'utilisation d'ordinateurs est devenue courante pour la modélisation du champ électromagnétique avec des temps de calcul considérablement réduits.

Dans de nombreuses étapes du processus de conception d'un dispositif électromagnétique, l'évaluation du champ électromagnétique apparaît comme un travail nécessaire. C'est ainsi que le calcul du champ électromagnétique est devenu une discipline à part entière de l'électrotechnique qui s'occupe de développer de nouvelles méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles [37].

III.2. Outils de calcul du champ électromagnétique

Le calcul du champ électromagnétique passe par la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles issues des équations de Maxwell [38].

III.2.1. Equations de Maxwell et lois de comportement

Les équations de Maxwell réunissent quatre formules reliant des grandeurs vectorielles électriques et des grandeurs magnétiques [39].

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Lois de Maxwell-Ampère}) \quad (\text{III.1})$$

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

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{Lois de conservation du flux magnétique}) \quad (\text{III.3})$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{Lois de Maxwell-Gauss}) \quad (\text{III.4})$$

Avec :

\vec{E} : Champ électrique [V/m].

\vec{B} : Induction magnétique [T].

\vec{H} : Champ magnétique [A/m].

\vec{J} : Densité de courant [A/m²].

\vec{D} : Induction électrique [C/m²].

ρ : Densité volumique de charge électrique [C/m³].

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant de déplacement [A/m²].

La densité des champs vectoriels précédents ne sont pas indépendants les uns des autres, leurs liaisons sont fonction du milieu où ils règnent. Ainsi pour définir complètement le phénomène électromagnétique à l'intérieur d'un milieu isotrope et homogène, caractérisé de point de vue électromagnétique par une conductivité électrique $\sigma[\Omega/m]$, une permittivité électrique $\varepsilon[F/m]$ et une perméabilité magnétique $\mu[H/m]$, on rajoute aux équations précédentes les lois de comportement de ce milieu ainsi que la loi d'Ohm [40].

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{Lois d'Ohm}) \quad (\text{III.5})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{Relation magnétique}) \quad (\text{III.6})$$

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

σ, μ, ε sont les caractéristiques de milieu considéré tel que [41]:

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{III.8})$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (\text{III.9})$$

Avec:

μ_0 : Perméabilité du vide égale à $4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m],

μ_r : Perméabilité relative,

ε_0 : Permittivité du vide, elle vaut $10^{-9}/36$ [F/m],

ε_r : Permittivité relative.

L'expression locale de la loi d'ohm est donnée comme suit:

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_{ind} \quad (\text{III.10})$$

Avec:

\vec{J}_s : La densité du courant source,

\vec{J}_{ind} : La densité du courant induit.

III.2.2. Conditions de passage

Pour résoudre les équations de Maxwell, il faut ajouter les conditions aux frontières du milieu. En effet, à la limite de séparation de deux milieux correspondant aux indices 1 et 2 avec \vec{n} et désigne le vecteur normal à la surface de séparation dirigé vers l'extérieur, les relations des passages sont [42], [43]:

- La relation de continuité de la composante normale de l'induction magnétique

$$\vec{B}_1 \cdot \vec{n} = \vec{B}_2 \cdot \vec{n} \quad (\text{III.11})$$

- La relation de continuité de la composante tangentielle du vecteur champ électrique

$$(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \times \vec{n} = 0 \quad (\text{III.12})$$

- La relation de continuité de la composante normale de la densité de courant

$$\vec{J}_1 \cdot \vec{n} = \vec{J}_2 \cdot \vec{n} \quad (\text{III.13})$$

- La relation de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique due aux courants surfaciques s'ils existent

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \times \vec{n} = J_s \quad (\text{III.14})$$

- La relation de discontinuité de la composante normale de l'induction électrique due aux charges surfaciques si elles existent

$$(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (\text{III.15})$$

Ici J_s est la densité surfacique de courant libre à l'interface et ρ_s est la densité surfacique de charges libres à l'interface.

II.2.3. Hypothèses simplificatrices

En pratique, il est généralement usuel de simplifier les équations de Maxwell précédentes en se basant sur les conditions de travail. L'une des plus importantes simplifications est celle de négliger la densité du courant de déplacement ($\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$) dans le matériau conducteur. Ceci revient au fait que sa densité est très faible par rapport à celle de conduction, aux fréquences usuelles en électromagnétique (basse fréquence) ce qui permet de négliger tout aspect propagatif du champ électromagnétique. Donc, la loi d'Ampère s'écrit comme suit :

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

A partir des équations de Maxwell précédentes, on peut définir une nouvelle loi dite la loi de conservation de densité de courant [37].

On a :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{et} \quad \text{div}(\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H})) = 0 \quad \text{et} \quad \text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{III.17})$$

Donc :

$$\text{div} \vec{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (\text{III.18})$$

Une autre simplification consiste à négliger la charge d'espace dans les matériaux conducteurs ($\rho = 0$). L'équation de conservation de la densité de courant se réécrit :

$$\operatorname{div} \vec{j} = 0 \quad (\text{III.19})$$

Tenant compte des simplifications mentionnées précédemment, les équations de Maxwell simplifiées sont données comme suit [44]:

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{H}) = \vec{j} \quad (\text{III.20})$$

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.21})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{III.22})$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = 0 \quad (\text{III.23})$$

III.2.4. Potentiel vecteur magnétique

Sachant que la divergence de l'induction magnétique \vec{B} est nulle (équation (III.22)), et d'autre part la divergence d'un rotationnel est toujours nulle, on peut en tout point de l'espace identifier l'induction avec le rotationnel d'une grandeur vectorielle \vec{A} [T.m], comme l'indique l'équation ci-dessous:

$$\operatorname{div}(\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{A})) = 0 \quad (\text{III.24})$$

Donc on peut définir le potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que:

$$\vec{B} = \overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{A}) \quad (\text{III.25})$$

On dit que l'induction magnétique \vec{B} dérive de \vec{A} . L'emploi du potentiel vecteur \vec{A} permet de simplifier la résolution du problème électromagnétique.

III.2.5. Formulations électromagnétiques

Pour la résolution d'un problème électromagnétique on doit élaborer la formulation correspondante à ce problème et qui dépend des propriétés électriques et magnétiques du domaine d'étude (figure III.1).

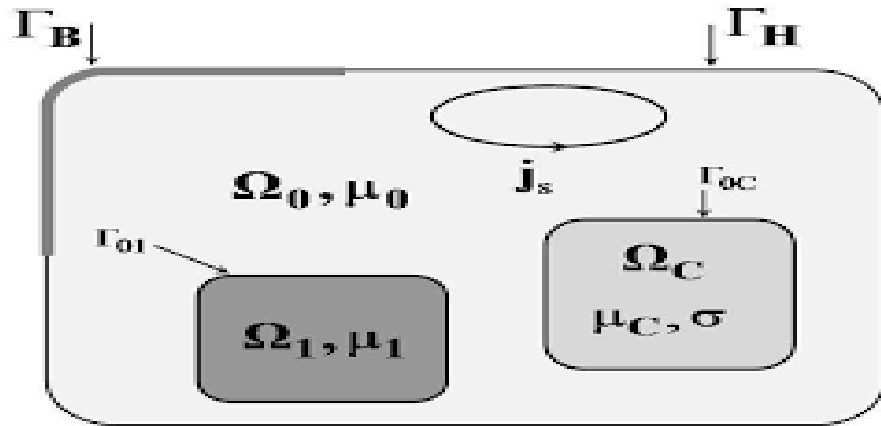


Figure III.1. Domaine d'étude

III.2.5.1. Formulation magnétostatique

En électrotechnique, la fréquence ne dépasse pas les quelques milliers de Hertz, ainsi on néglige les courants de déplacement. De plus, en statique, les équations de Maxwell se simplifient car les grandeurs sont indépendantes du temps.

Dans le problème magnétostatique, les équations à résoudre s'écrivent :

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{III.26})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{j} \quad (\text{III.27})$$

A partir de l'équation (III.25), nous pouvons introduire le potentiel vecteur magnétique \vec{A} qui sert à réduire le nombre d'inconnues dans nos équations, d'où la facilité de résolution. Considérons un système sans mouvement. A partir des équations (III.6) et (III.25), on obtient:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}) \quad (\text{III.28})$$

$$\vec{H} = \vartheta. \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}) \quad (\text{III.29})$$

Où ϑ est la électivité magnétique ($\vartheta = \frac{1}{\mu}$)

En remplaçant \vec{H} dans l'équation (III.27), on trouve la formulation magnétostatique, en absence d'aimants permanents, donnée par l'expression ci-dessous:

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\vartheta. \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}) \right) = \vec{j} \quad (\text{III.30})$$

Pour assurer l'unicité de la solution, la contrainte supplémentaire de la jauge de Coulomb est naturellement vérifiée en 2D:

$$\operatorname{div} \vec{A} = 0 \quad (\text{III.31})$$

L'équation (III.30) est appelée équation de diffusion électromagnétique de la grandeur \vec{A} .

III.2.5.2. Formulation magnétodynamique

Tenant compte des hypothèses simplificatrices, en magnétodynamique les équations de Maxwell s'écrivent:

$$\operatorname{rot}(\vec{H}) = \vec{j} \quad (\text{III.32})$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.33})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{III.34})$$

Avec

$$\operatorname{div} \vec{j} = 0 \quad (\text{III.35})$$

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} + \sigma V \wedge \vec{B} + \vec{j}_s \quad (\text{III.36})$$

Les sources du champ sont les densités de courant \vec{j}_s imposées (et/ou les aimants permanents caractérisés par leur induction \vec{B}_r). σ est la conductivité du milieu, V sa vitesse et μ sa perméabilité magnétique.

Pour définir complètement le problème de la magnétodynamique, il est encore nécessaire de considérer les relations constitutives des milieux.

Plusieurs formulations ont été développées pour représenter le modèle de la magnétodynamique en vue de sa modélisation. Les principales formulations rencontrées peuvent être classées en deux grandes familles:

- Formulations de type électrique: en E, en A et en A-V
- Formulations de type magnétique: en H et en T- ϕ .

➤ Formulation en potentiel vecteur magnétique A

Notre objectif est de déterminer la distribution du champ magnétique H dans un domaine borné Ω de frontière $T = T_b \cup T_h$ (pour notre cas, dans une machine électrique).

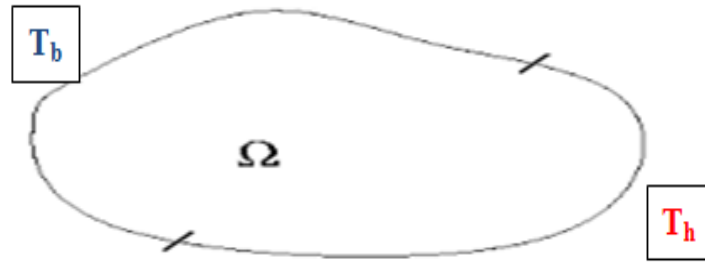


Figure III.2. Domaine d'étude borné

Pour résoudre le problème électromagnétique, il faut connaître les conditions aux limites sur les frontières du domaine d'étude. Deux types de conditions aux limites existent, condition de type Dirichlet sur T_h et condition de type Neumann sur T_b .

Donc, à partir des équations (III.25),(III.32),(III.33), nous aboutissons à l'équation ci-dessous:

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot}(\vec{A}) \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{III.37})$$

Dans notre étude, c'est cette formulation qui nous intéresse. Elle est la plus générale et peut être appliquée à divers problèmes d'électrotechnique. Sa résolution peut être effectuée soit en coordonnées cartésiennes ou en coordonnées cylindriques. Cela dépend de la géométrie du dispositif étudié. De plus, on cherche à ramener l'étude en 2D pour la simplifier et pour optimiser le temps de calcul.

Dans notre cas, le dispositif à étudier est une machine électrique. On va effectuer une étude 2D en coordonnées cartésiennes.

❖ Systèmes 2D cartésiens

Dans ces systèmes, le problème est bidimensionnel et la formulation de l'équation électromagnétique, en fonction du potentiel vecteur \vec{A} en coordonnées cartésiennes, présente des avantages. Dans ce cas, \vec{A} ne possède qu'une seule composante (dans la direction Oz) non nulle et ne dépend que de x et y. Sa divergence est naturellement nulle (Jauge de Coulomb).

$$\vec{J} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_z(x, y) \end{bmatrix}; \vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z(x, y) \end{bmatrix}; \quad \vec{B} = \begin{bmatrix} B_x(x, y) \\ B_y(x, y) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

En magnétodynamique, l'équation de diffusion électromagnétique se réécrit comme suit en coordonnées cartésiennes [45]:

$$-\frac{\partial}{\partial y} \left(v \cdot \frac{\partial A_z(x,y)}{\partial y} \right) - \frac{\partial}{\partial x} \left(v \cdot \frac{\partial A_z(x,y)}{\partial x} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = J_z(x, y) \quad (\text{III.39})$$

III.3. Méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles

Il existe plusieurs méthodes pour la résolution des équations aux dérivées partielles (EDP). Ces méthodes peuvent être analytiques, numériques ou mixtes (semi-analytiques). Le choix d'une méthode dépend de la nature et de la géométrie du problème [46].

III.3.1. Méthodes analytiques

Ce sont les premières méthodes utilisées. Elles sont d'emploi restreint à des géométries simples dans des approches unidimensionnelles, ou quelque fois dans des problèmes bidimensionnels. La méthode analytique la plus puissante et la plus couramment utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles est la méthode de séparation des variables. Le principe de cette méthode consiste à mettre l'inconnu sous forme d'un produit des fonctions, dont chacune ne dépend que d'une seule variable.

Soit en coordonnées cartésiennes, l'inconnue $A_z(x, y)$, qui est écrit comme suit [46]:

$$A_z(x, y) = A_z(x) \cdot A_z(y) \quad (\text{II.40})$$

Tel que:

$A_z(x, y)$: solution de l'équation différentielle aux dérivées partielles considérée de sorte que:

$A_z(x)$: est une fonction qui ne dépend que de la variable x ,

$A_z(y)$: est une fonction qui ne dépend que de la variable y .

III.3.2. Méthodes semi-analytiques

Parmi les méthodes semi-analytiques, on peut citer la méthode des intégrales de frontières ainsi que la méthode des circuits couplés [46].

III.3.2.1. Méthode des intégrales de frontières (MIF)

Cette méthode est basée sur la discrétisation des frontières du domaine. Pour cela on utilise le théorème de GREEN. Elle est limitée à la résolution des systèmes linéaires [46].

III.3.2.2. Méthode des circuits couplés (MCC)

La MCC permet de fournir la solution d'une équation aux dérivées partielles (EDP) par une expression intégrale de type Biot et Savart, et elle est couplée à une méthode numérique de discrétisation [46].

III.3.3. Méthodes numériques

Les méthodes numériques sont développées grâce au développement des outils informatiques. Ce sont des méthodes basées sur la discrétisation du domaine d'étude. Nous distinguons trois méthodes principales pour la résolution des équations électromagnétiques: la méthode des différences finies, la méthode des volumes finis et la méthode des éléments finis [46].

III.3.3.1. Méthode des différences finies (MDF)

Elle est basée sur le développement de Taylor de la fonction inconnue, autour d'un point x_0 et pour une fonction $f(x)$ continue et n fois dérivable. Cette méthode consiste à avoir une géométrie simple et un seul milieu homogène [46].

III.3.3.2. Méthode des volumes finis (MVF)

La MVF se déduit à partir de la MDF. Le domaine d'étude est subdivisé en volumes élémentaires de telle manière que chaque volume entoure un nœud du maillage (celui des différences finies).

La forme intégrale de l'EDP est discrétisée dans le domaine d'étude et intégrée sur chacun des volumes élémentaires, pour calculer l'intégrale dans ce volume élémentaire. La fonction inconnue est représentée à l'aide d'une fonction d'approximation (linéaire, exponentielle) entre deux nœuds consécutifs. Grâce à un libre choix de la fonction de liaison entre nœuds consécutifs, la procédure conduit à une solution plus précise que celle fournie par la MDF [46].

III.3.3.3. Méthode des éléments finis (MEF)

La MEF était utilisée au début par les spécialistes de la mécanique. Son introduction dans le domaine de l'électrotechnique a été faite par M.V.K. Chari en 1970.

Cette méthode est bien adaptée à la résolution des équations aux dérivées partielles sur des domaines de géométrie complexe, linéaire ou non linéaire. Elle consiste à subdiviser le

domaine étudié en éléments finis, et approcher l'inconnu dans chaque élément par des fonctions d'interpolation. Ces fonctions sont généralement des polynômes de Lagrange de première ou deuxième degré. L'interpolation dans un élément est effectuée en fonction de ses valeurs nodales, ce qui impose la continuité de l'inconnu sur les interfaces des éléments [46].

III.4. Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis consiste à rechercher une solution globale représentant les phénomènes étudiés, sur un domaine de résolution préalablement subdivisé en parties finies adjacentes appelées éléments finis.

Cette solution globale sera construite sur chacun des éléments du maillage et doit vérifier globalement les équations aux dérivées partielles qui modélisent le phénomène et les conditions aux limites requises. Sur chaque élément fini, la solution est décrite par une interpolation, en fonction des valeurs nodales de l'inconnu [45].

III.4.1. Maillage en éléments finis

Le maillage consiste à discrétiser le domaine d'étude, qui peut être à un, deux ou trois dimensions, en un ensemble d'éléments finis de forme simple. Ces éléments peuvent être des segments, des triangles, des quadrilatères, des parallélépipèdes, etc.... selon le domaine à discrétiser. La taille des éléments du maillage n'est pas forcément la même, ce qui permet la densification de la discrétisation dans les zones où l'inconnue varie fortement.

En 2D, les éléments triangulaires s'adaptent à toute configuration géométrique et permettent une discrétisation simple du domaine de résolution (figure III.3) [47].

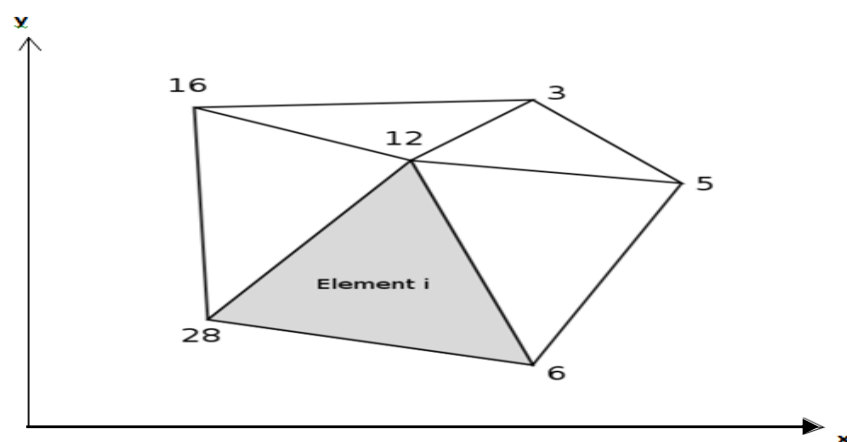


Figure III.3. Discrétisation éléments finis en deux dimensions

III.4.2. Fonction d'approximation

Le potentiel vecteur magnétique dans un élément peut être approché par des fonctions d'approximations (dites fonctions de formes) dont l'expression varie d'un type d'élément à un autre. Ces fonctions d'approximations doivent assurer la continuité du potentiel aux interfaces des éléments. Généralement, on utilise des fonctions polynomiales.

Dans le domaine global contenant n_e éléments, le potentiel $A(x, y)$ est la contribution des potentiels $A_e(x, y)$ de tous les éléments du maillage. Le potentiel A_e , en tout point dans un élément e , ainsi que la densité de courant J_i sont parfaitement définis en fonction des valeurs de ses sommets. Donc, pour un élément triangulaire on peut écrire :

$$A_e = a + bx + cy = \sum_{i=1}^3 \alpha_i A_i \quad (\text{III.41})$$

$$J_i = a + bx + cy = \sum_{i=1}^3 \alpha_i J_i \quad (\text{III.42})$$

Où a , b et c sont des constantes à déterminer et les α_i sont des fonctions d'interpolations, appelées aussi fonctions de formes. Ces fonctions ont les propriétés suivantes:

$$\alpha_i(x_i, y_j) = \begin{cases} 1 & \dots si \dots i = j \\ 0 & \dots si \dots i \neq j \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

$$\sum_{i=1}^3 \alpha_i(x, y) = 1 \quad (\text{III.44})$$

Pour un élément triangulaire de premier ordre on a:

$$\alpha_1 = \frac{1}{2s} [(x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y] \quad (\text{III.45})$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2s} [(x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y] \quad (\text{III.46})$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{2s} [(x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y] \quad (\text{III.47})$$

s : est la surface de l'élément triangulaire de premier ordre. Elle s'exprime comme suit:

$$s = \frac{1}{2} [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)] \quad (\text{III.48})$$

III.4.3. Formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles

La formulation intégrale des équations différentielles aux dérivées partielles, par la méthode des éléments finis, peut être obtenue par l'utilisation de l'une de ces deux méthodes: variationnelle ou résidus pondérés.

L'utilisation de la méthode variationnelle exige au préalable la connaissance de la fonctionnelle d'énergie du système à étudier, ce qui n'est pas toujours possible à réaliser.

La méthode des résidus pondérés ne nécessite pas la connaissance de la fonctionnelle d'énergie du système, ce qui a rendu cette méthode plus générale et largement utilisée par rapport à la méthode variationnelle [46].

Après formulation du problème en se basant sur la méthode des éléments finis, on va aboutir à un système matriciel élémentaire qui s'exprime comme suit:

$$[M]_e \cdot [A]_e = [F]_e \quad (\text{III.49})$$

L'opération d'assemblage consiste à construire la matrice de rigidité magnétique globale $[M]$ et le vecteur source globale $[F]$, à partir des matrices élémentaires $[M]_e$ et des vecteurs élémentaires $[F]_e$. On obtient ainsi le système matriciel à résoudre ci-dessous:

$$[M] \cdot [A] = [F] \quad (\text{III.50})$$

Conclusion

La modélisation en électromagnétisme est basée sur les équations de Maxwell, c'est pourquoi nous nous sommes attelés à exposer un rappel des notions relatives à l'électromagnétisme. Par la suite, une formulation mathématique des phénomènes électromagnétiques présents dans les dispositifs électromagnétiques, utilisant principalement le potentiel vecteur magnétique, a été présentée.

Les phénomènes physiques qui caractérisent les systèmes et problèmes électrotechniques sont décrits par des équations aux dérivées partielles. Une grande variété de méthodes peut être utilisée pour la résolution de ces équations. Nous avons présenté dans ce chapitre les méthodes analytiques, semi-analytiques et numériques qui se prêtent mieux à la résolution des problèmes vus les avantages qu'elles présentent. Nous nous sommes principalement intéressés à la méthode des éléments finis que nous utiliserons dans notre étude.

Enfin, connaissant les outils mathématiques nécessaires pour la modélisation d'un dispositif électromagnétique, on peut entamer le sujet du diagnostic des MSAP.

Chapitre IV

Diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimants permanents

Introduction

Ce chapitre va être consacré à la mise en œuvre des modèles développés, sous environnement Matlab, pour la modélisation et le diagnostic d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Dans ce but, des modèles numériques basés sur la méthode des éléments finis ont été élaborés.

IV.1. But de l'étude

Le but de cette étude est le diagnostic des défaillances d'une machine synchrone à aimants permanents, par l'analyse de ses grandeurs électromagnétiques.

Tout d'abord, on va modéliser cette machine. Cette modélisation va être effectuée en régime harmonique, dans le cas linéaire et en considérant une source de courant (attaque courant).

Nous allons appliquer la méthode des éléments finis pour résoudre l'équation aux dérivées partielles (EDP), formulée en termes de potentiel vecteur magnétique A , qui caractérise le comportement électromagnétique de la machine à étudier. Après détermination des valeurs nodales de ce potentiel, nous pouvons déduire les valeurs de l'induction et du flux magnétiques.

On va appliquer le modèle électromagnétique développé lorsque la machine est saine et lorsqu'elle est défectueuse. Une comparaison entre les résultats obtenus dans les deux cas va être effectuée

IV.2. Présentation de la machine à étudier

La machine à étudier est une machine synchrone à aimants permanents comportant dix-huit encoches et six aimants, donc c'est une machine à six pôles. La figure ci-dessous montre

la configuration géométrique de cette machine. Ses différentes caractéristiques sont indiquées dans le tableau IV.1.

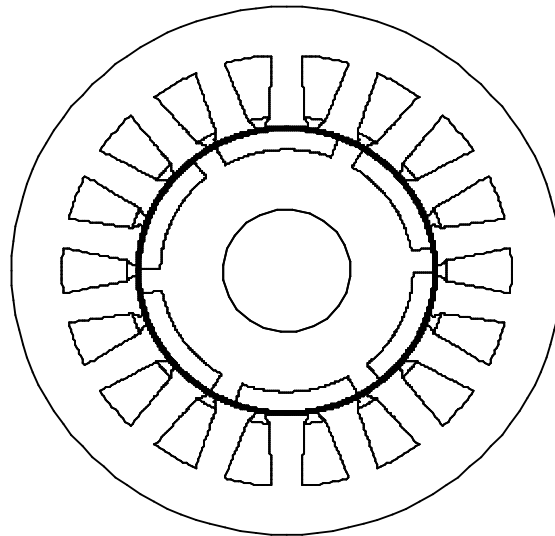


Figure IV.1. Configuration géométrique de la MSAP à étudier

Tableau IV.1. Caractéristiques de la machine à étudiée

Caractéristiques de la machine	Valeurs
Nombre de phases	3
Nombre de paires de pôles	3
Diamètre extérieur du stator (mm)	81.60
Diamètre intérieur du stator (mm)	44.7
Longueur active de la machine (mm)	160
Nombre d'encoches statoriques	18
Nombre d'aimants	6
Type de couplage	Etoile
Courant nominal (A)	5.3

Cette machine est constituée d'une partie statorique et d'une partie rotorique dont les propriétés des matériaux constituant ces deux parties sont:

❖ **Partie rotorique:** cette partie est constituée de:

- Matériau ferromagnétique doux supposé linéaire et ayant une perméabilité relative $\mu_r = 1000$,
- Aimants permanents de types terres rares NdFeB caractérisés par:
 $B_r = 1.1[T]$, induction rémanente avec une aimantation radiale,

$\mu_r = 1$, perméabilité relative.

❖ **Partie statorique:** cette partie est constituée de:

- Matériau ferromagnétique doux supposé linéaire et ayant une perméabilité relative $\mu_r = 1000$,
- Bobinage parcouru par une densité de courant supposée uniformément répartie dans la section des conducteurs et dont la valeur est:

$$J_s = 1.2541 * 10^5 [A/mm^2].$$

La figure ci-dessous montre les différentes régions constituant cette machine. Les aimants sont insérés dans le rotor.

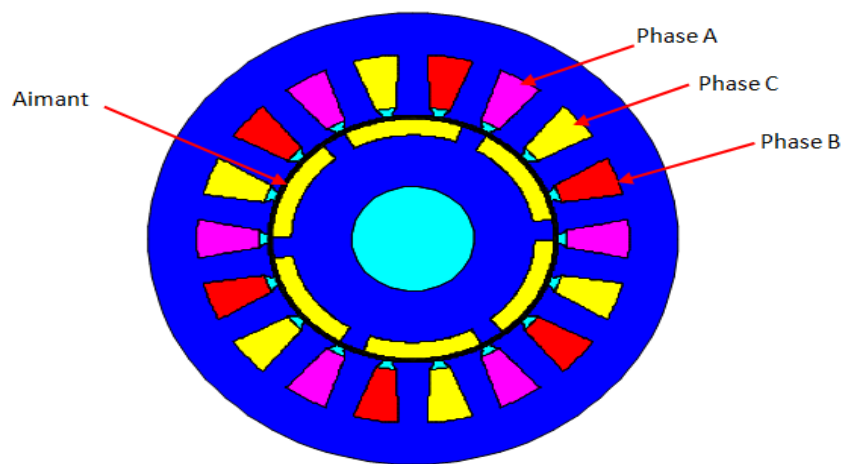


Figure IV.2. Différentes régions constituant la machine synchrone à aimants insérés

Cette machine se compose de six régions fondamentales:

- La région(I): l'entrefer,
- La région(II): les aimants permanents,
- La région(III): le noyau polaire,
- La région(IV): les encoches statoriques,
- La région(V): la culasse statoriques,
- La région(VI): l'arbre.

IV.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Dans une machine électrique tournante, le domaine de résolution considéré dans le cas d'une étude bidimensionnelle, correspond à la section transversale de cette machine. Ceci est valable en supposant que cette dernière est suffisamment longue, ce qui nous permet de

ramener l'étude au plan xoy . Nous imposons une condition aux limites de type Dirichlet: su $A=0$ sur la surface externe de la machine.

L'équation électromagnétique, en terme du potentiel vecteur magnétique A à résoudre, peut être écrite en magnétodynamique sous cette forme:

$$\overrightarrow{Rot}(\vartheta \overrightarrow{Rot} A) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s + \overrightarrow{Rot}(\vartheta \overrightarrow{Br}) \quad (IV.1)$$

Où:

\vec{A} : composante suivant z du potentiel vecteur magnétique,

\vec{J}_s : densité de courant imposé,

\overrightarrow{Br} : induction rémanente,

σ, ϑ : conductivité électrique et réductivité magnétique, respectivement.

L'organigramme ci-dessous résume les différentes étapes du code de calcul électromagnétique développé.

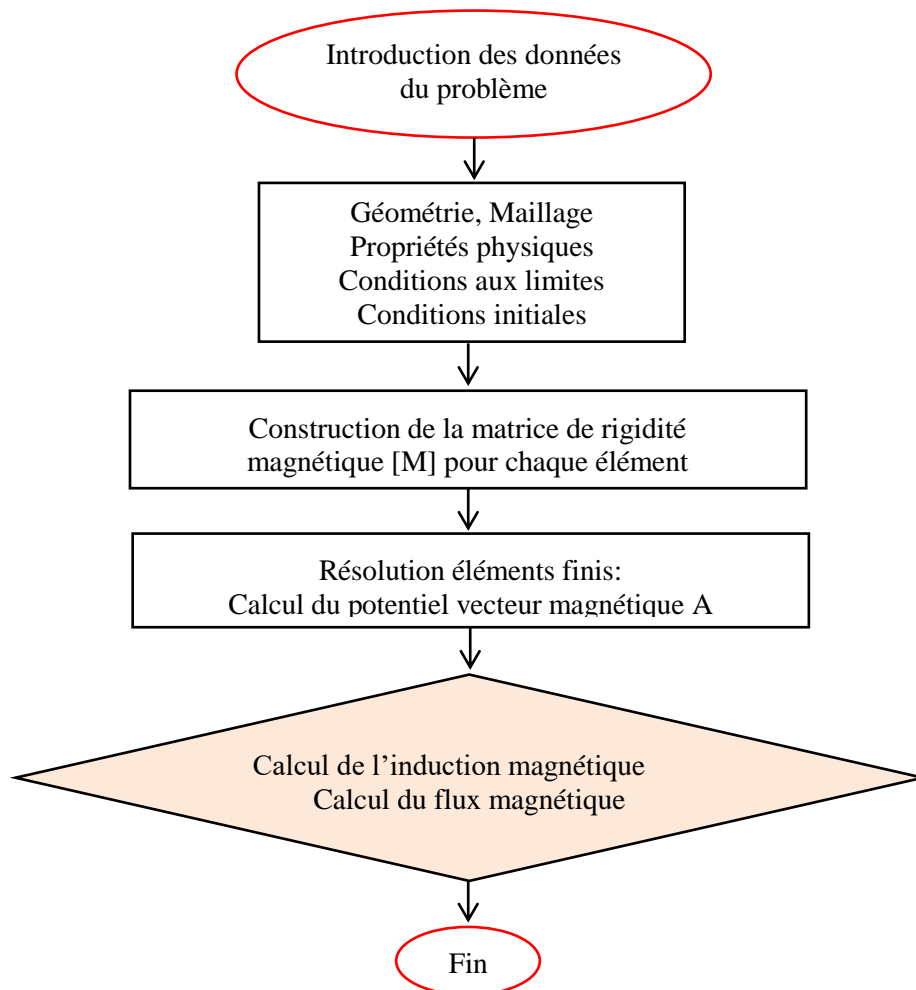


Figure IV.3. Architecteur globale de la méthode numérique développée.

La figure ci-dessous représente le maillage éléments finis adopté pour cette étude. Il est généré par le mailler automatique du logiciel Matlab. On a très bien affiné le maillage au niveau de l'entrefer. Pour que la solution soit exacte, on doit avoir au moins deux mailles à ce niveau. Les éléments constituant ce maillage sont des éléments triangulaires du premier ordre.

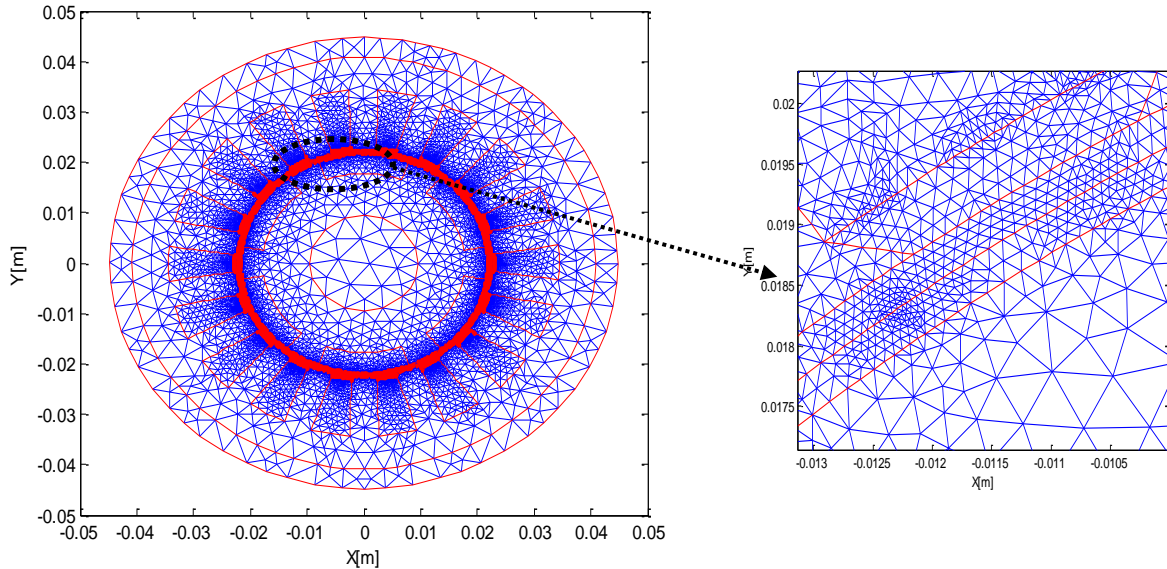


Figure IV.4. Maillage éléments finis adopté à cette étude

IV.3.1. Discussion et interprétation des résultats

La figure IV.5, présente les lignes équipotentielles du potentiel vecteur magnétique. Ces lignes ont une distribution radiale dans l'entrefer de la machine et elles ont tendance de passer par les chemins les plus faciles (parties ferromagnétiques).

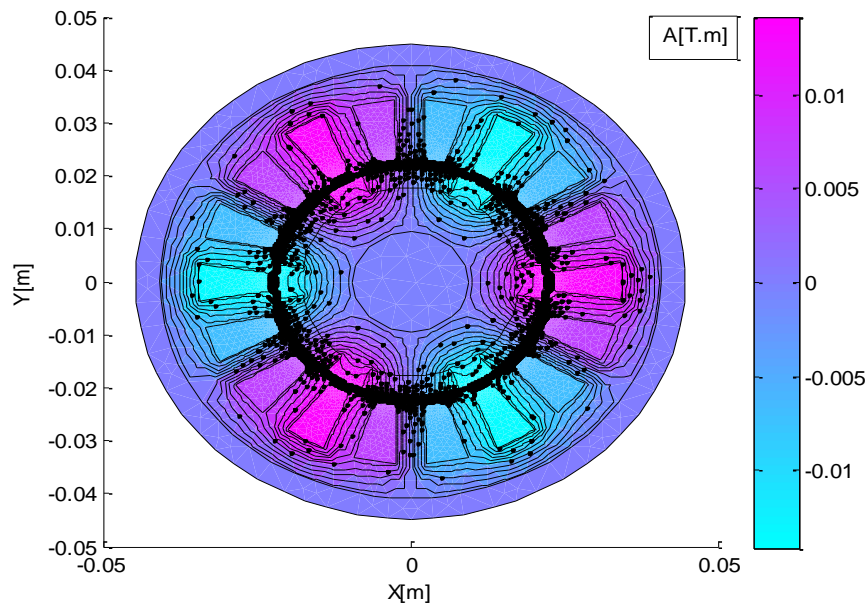


Figure IV.5. Lignes équipotentielles du potentiel vecteur magnétique

La figure ci-dessous montre l'évolution du potentiel vecteur magnétique suivant un contour dans l'entrefer.

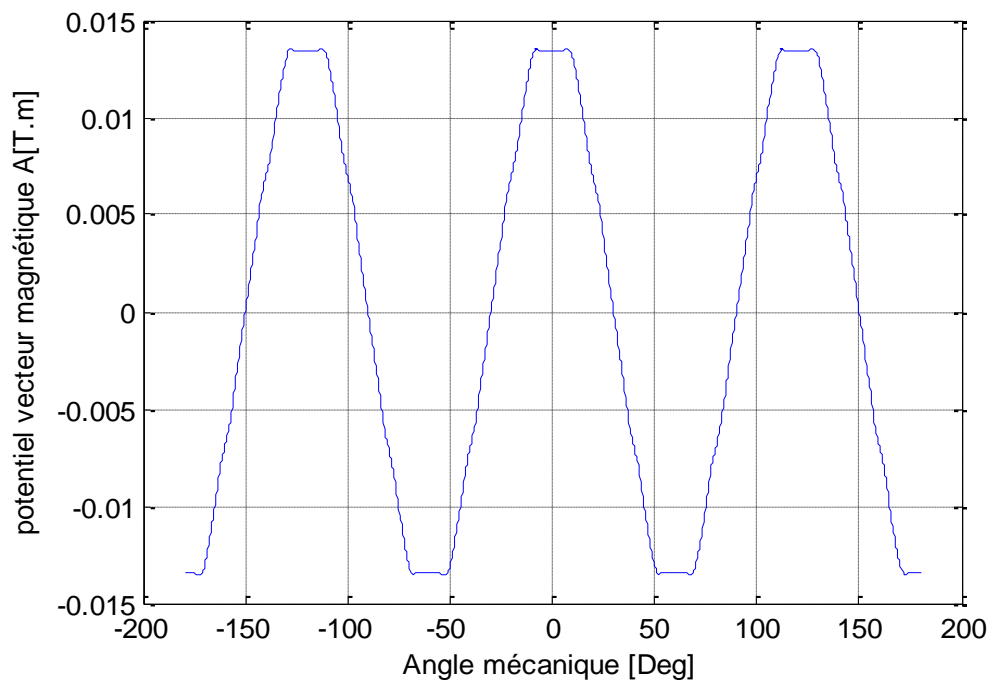
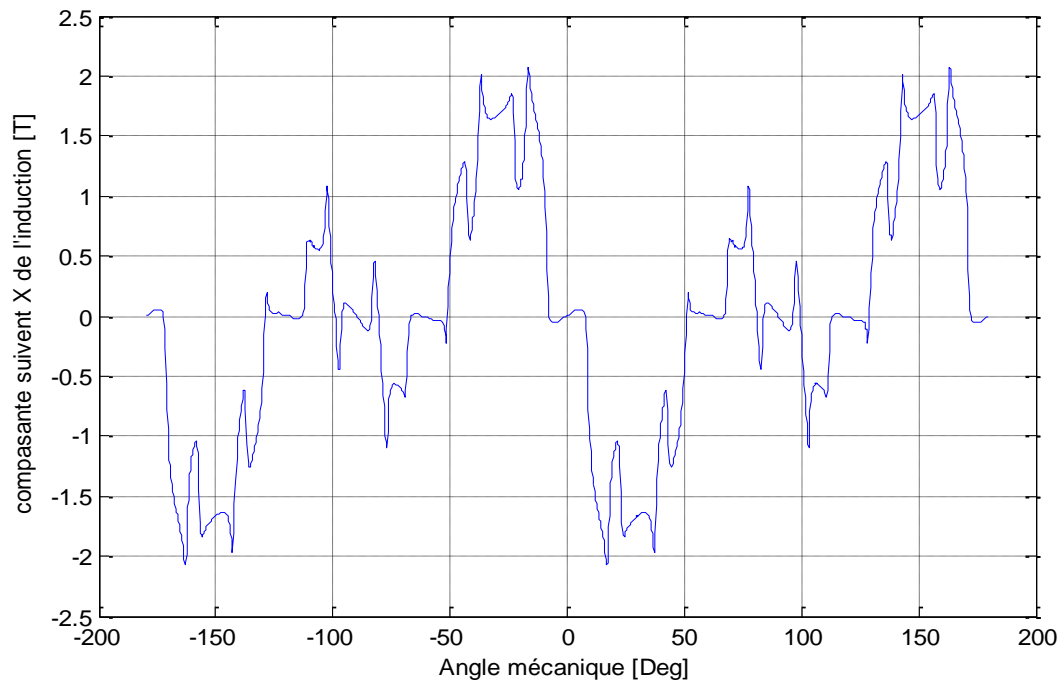


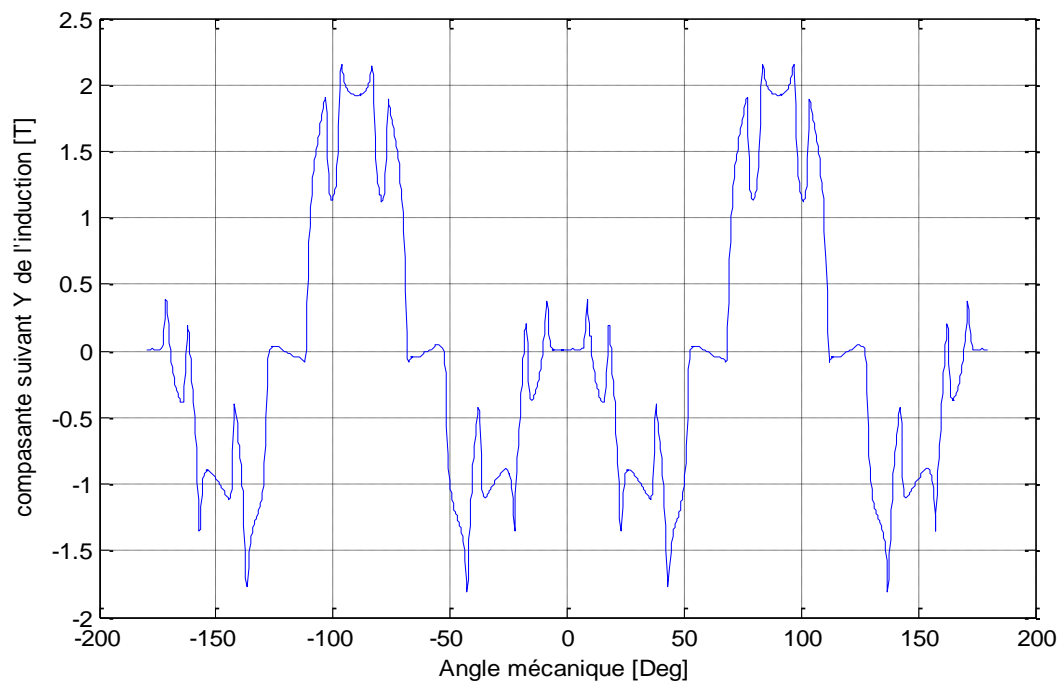
Figure IV.6. Evolution du potentiel vecteur magnétique suivant un contour dans l'entrefer

Après calcul du potentiel vecteur magnétique, on a déterminé la distribution de l'induction magnétique ainsi que celle du flux magnétique. Les évolutions de ces grandeurs, suivant un contour dans l'entrefer, sont montrées dans les figures ci-dessus.

A partir de ces figures, on peut remarquer que ces grandeurs électromagnétiques sont plus importantes aux endroits où il y a plus de concentration des lignes du champ. Les pics constatés reviennent à l'encoche et aux aimants (passage d'un point face à une encoche à un autre face à une dent et d'un point face au circuit magnétique rotorique à un autre face à un aimant).



a) Composante suivant x de l'induction



b) Composante suivant y de l'induction

Figure IV.7. Evolution des composantes de l'induction magnétique suivant un contour dans l'entrefer: a) composante suivant x; b) composante suivant y

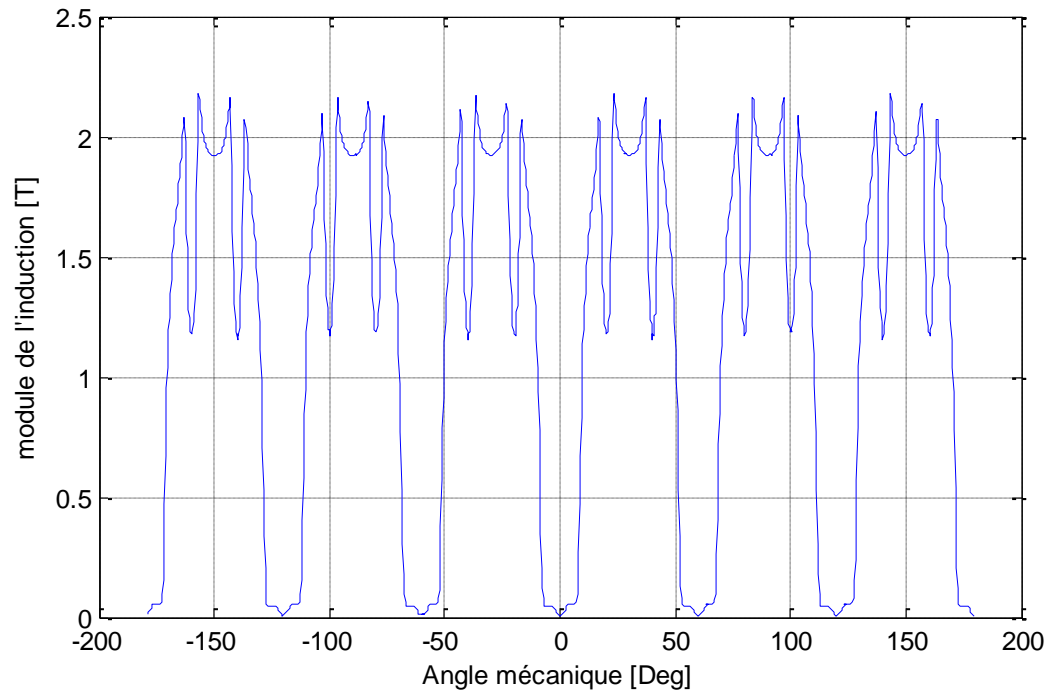


Figure IV.8. Evolution du module de l'induction magnétique suivant un contour dans l'entrefer

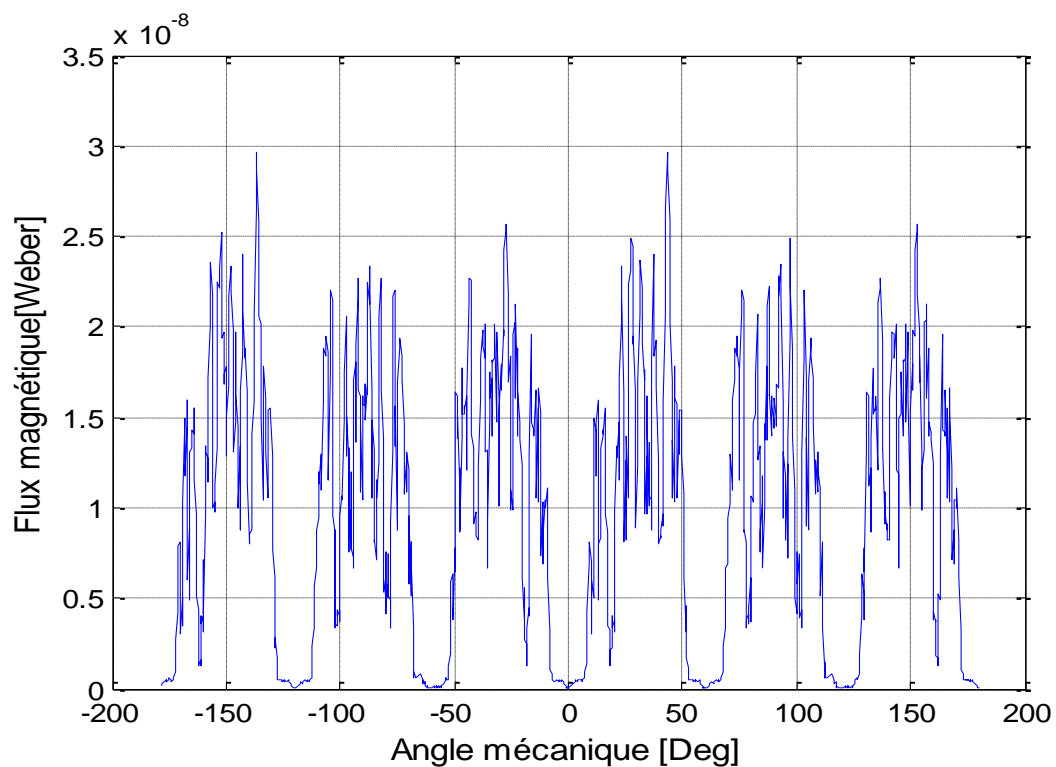


Figure IV.9. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer

IV.4. Diagnostic des défaillances de la MSAP

Dans cette partie, on va créer différents défauts au niveau du stator et du rotor et on va chercher à détecter l'existence de ces défauts. Dans ce but, on va adopter une des techniques de diagnostic qui est celle du diagnostic par analyse du flux magnétique.

IV.4.1. Diagnostic par analyse du flux magnétique

Dans cette étude, on va considérer trois types de défauts: défaut de court-circuit, défaut de désaimantation des aimants et défaut d'excentricité. La procédure à suivre, dans ce cas, est celle présentée dans l'organigramme ci-dessous.

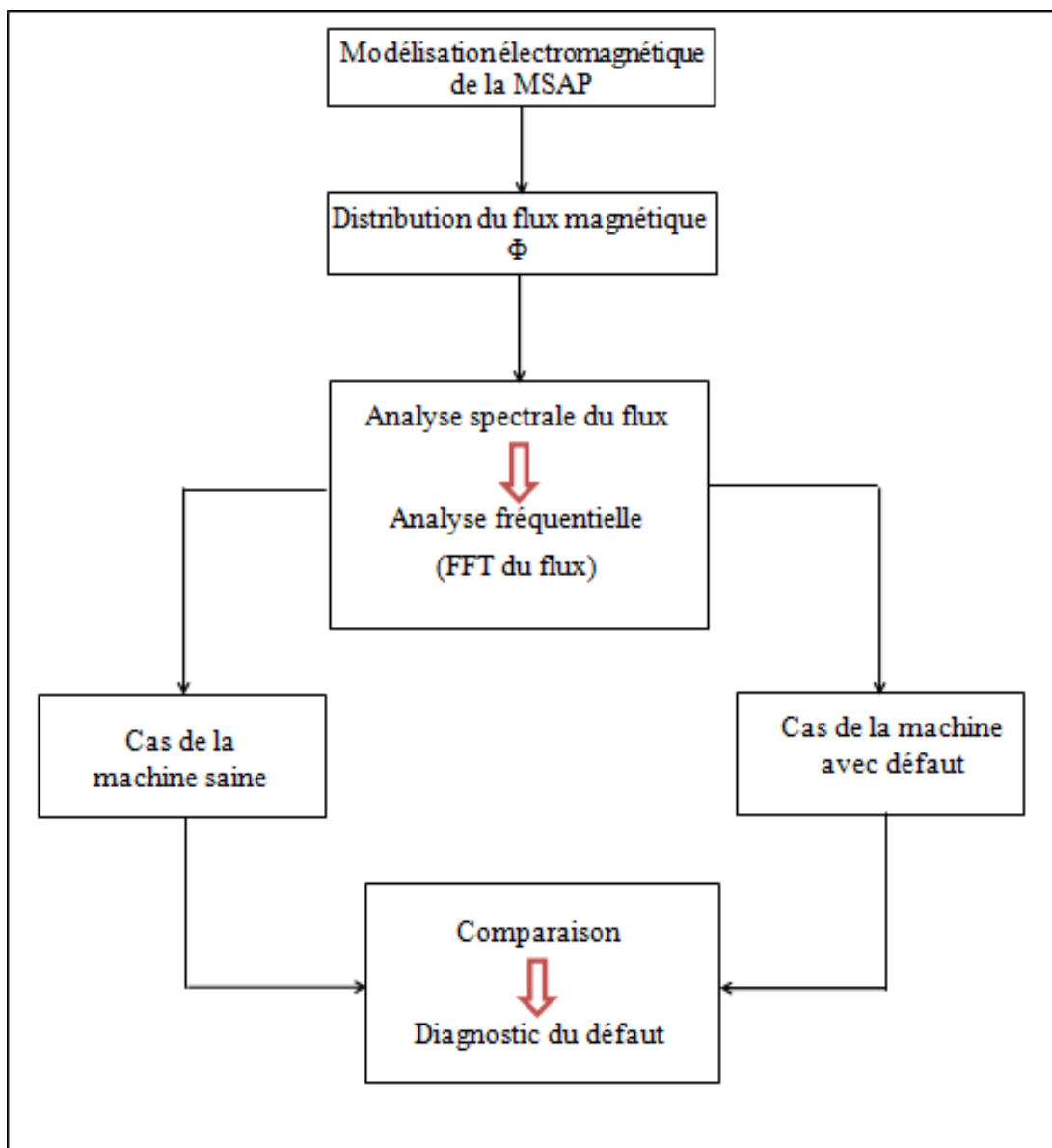


Figure IV.10. Procédure du diagnostic des défauts dans une MSAP par analyse du flux magnétique

IV.4.1.1. Défaut de court-circuit

On va considérer qu'un court-circuit entre spires est survenu dans une phase. Dans ce cas, les conducteurs correspondants à cette phase sont parcourus par un courant dont l'amplitude est cinquante fois le courant nominal.

La figure IV.11 présente l'évolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer, en présence de défaut de court-circuit. Par contre, la figure IV.12 présente le contenu spectral du flux magnétique dans les deux cas: machine saine et avec défaut de court-circuit.

A partir des figures ci-dessous, on remarque bien une amplification du flux magnétique en présence du défaut de court-circuit. Ceci est bien clair dans le contenu fréquentiel qui montre l'amplification de l'harmonique d'ordre 1.

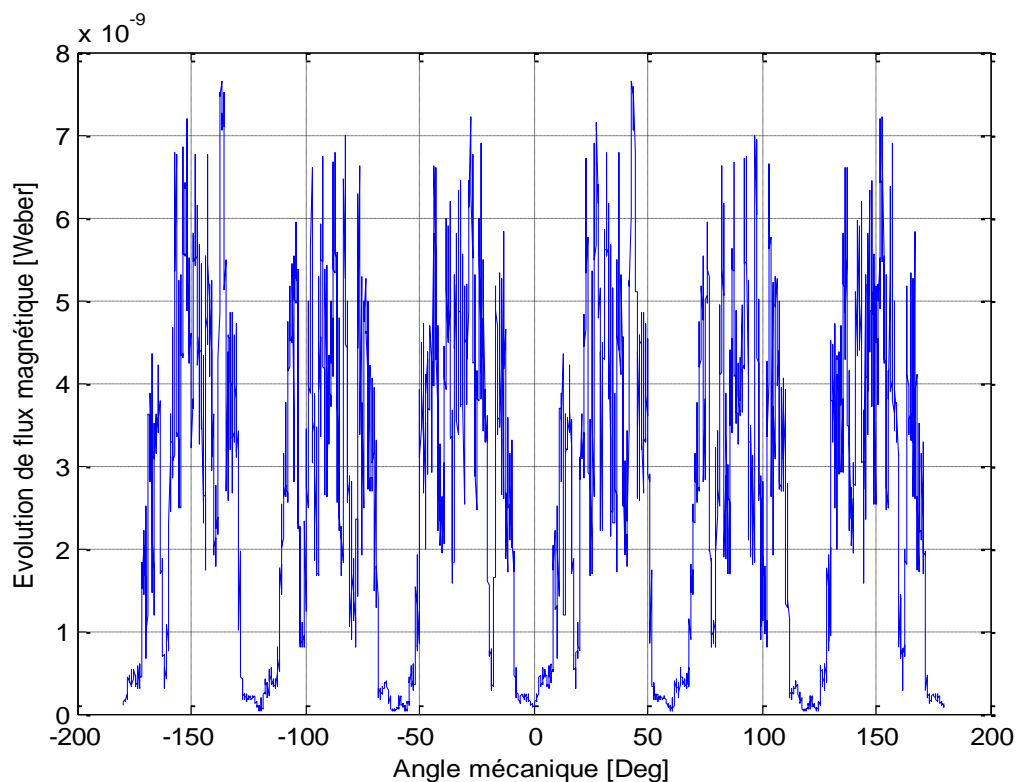


Figure IV.11. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer en présence d'un défaut de court-circuit

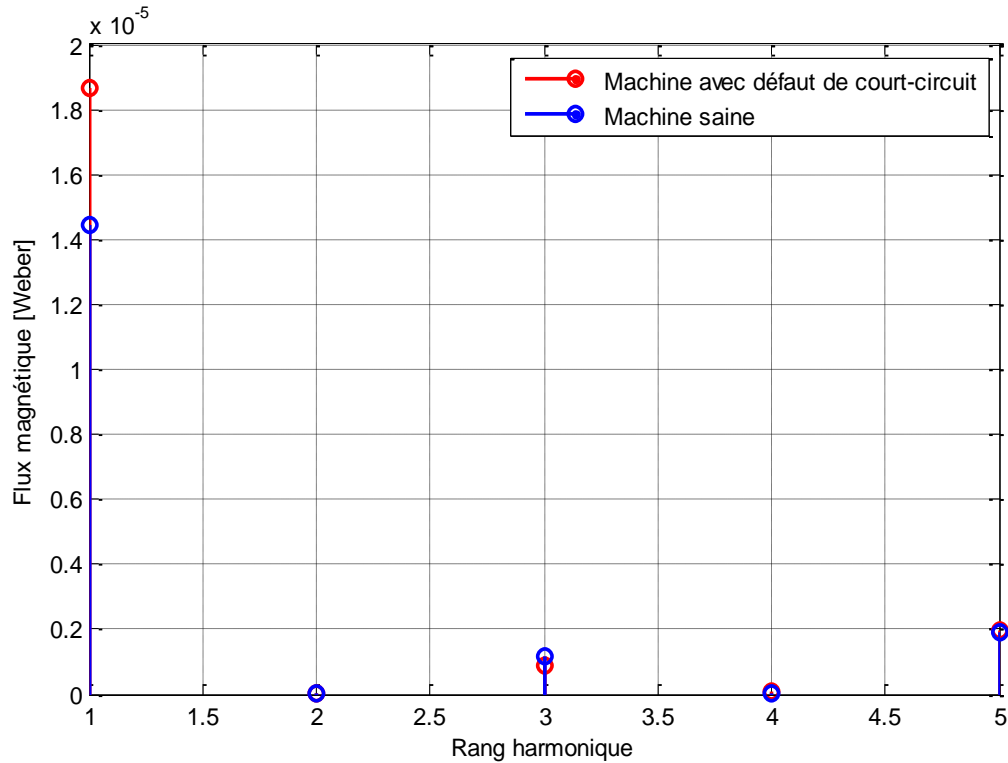


Figure IV.12. Contenu spectral du flux magnétique dans les deux cas: machine saine et avec défaut de court-circuit

IV.4.1.2. Défaut de désaimantation

On va considérer deux cas. Le premier cas est celui de la désaimantation d'un seul aimant tandis que le deuxième concerne la désaimantation de six aimants.

A. Défaut de désaimantation d'un seul aimant

L'évolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer ainsi que le spectre fréquentiel correspondants à ce cas sont présentés dans les figures IV.13 et IV.14, respectivement.

A partir de ces figures, on voit clairement qu'il y a cinq alternances du flux au lieu de six dans le cas de la machine saine. Ceci revient au fait que le champ rotorique est généré par cinq aimants seulement. De plus, une apparition d'autres harmoniques est constatée dans le contenu spectral. Donc, on remarque l'apparition des harmoniques d'ordre 2 et 3 et l'augmentation des amplitudes des autres harmoniques.

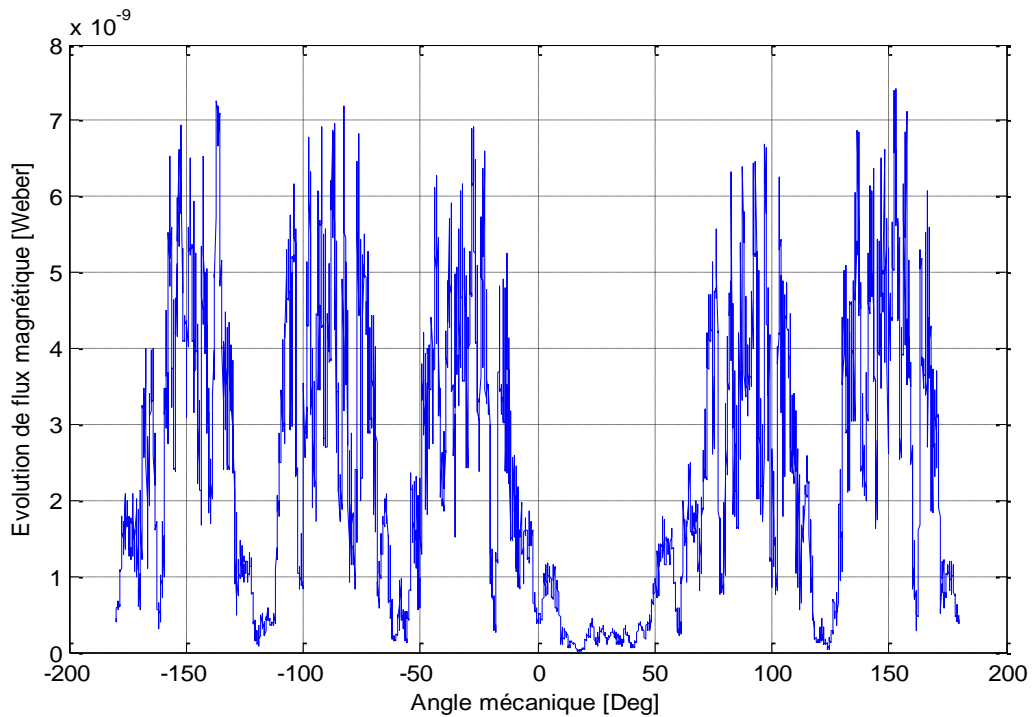


Figure IV.13. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer dans le cas de la désaimantation d'un seul aimant

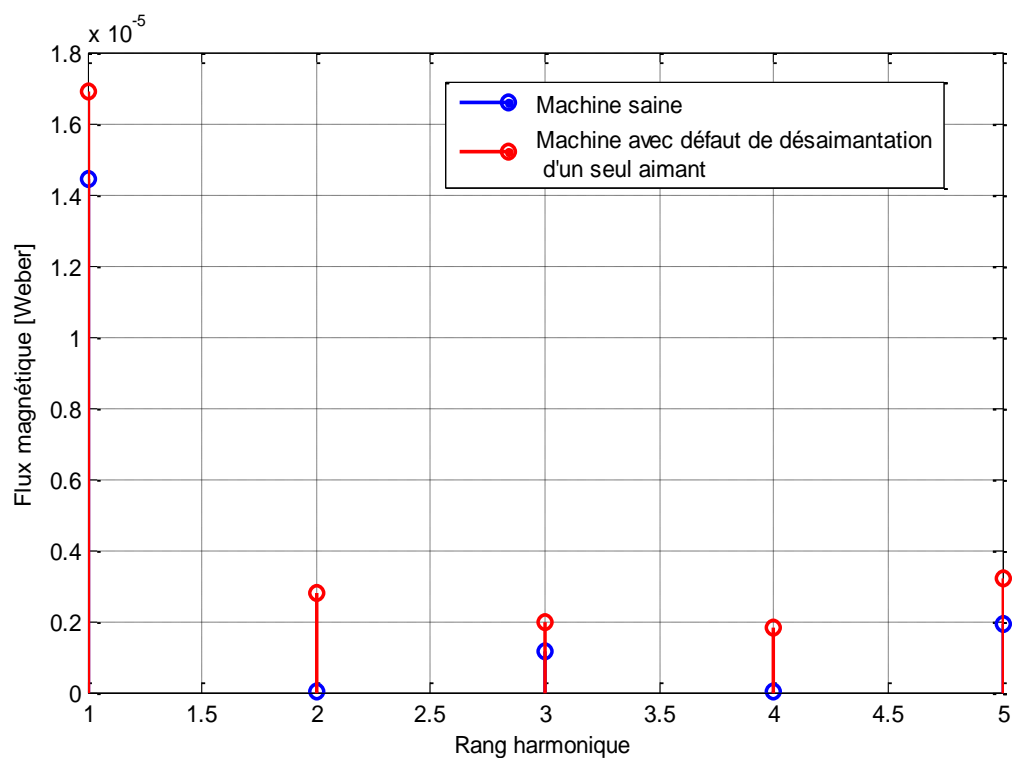


Figure IV.14. Contenu spectral du flux magnétique dans le cas de la désaimantation d'un seul aimant

B. Défaut de désaimantation de six aimants

L'évolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer ainsi que le spectre fréquentiel correspondants à ce cas sont présentés dans les figures IV.15 et IV.16, respectivement.

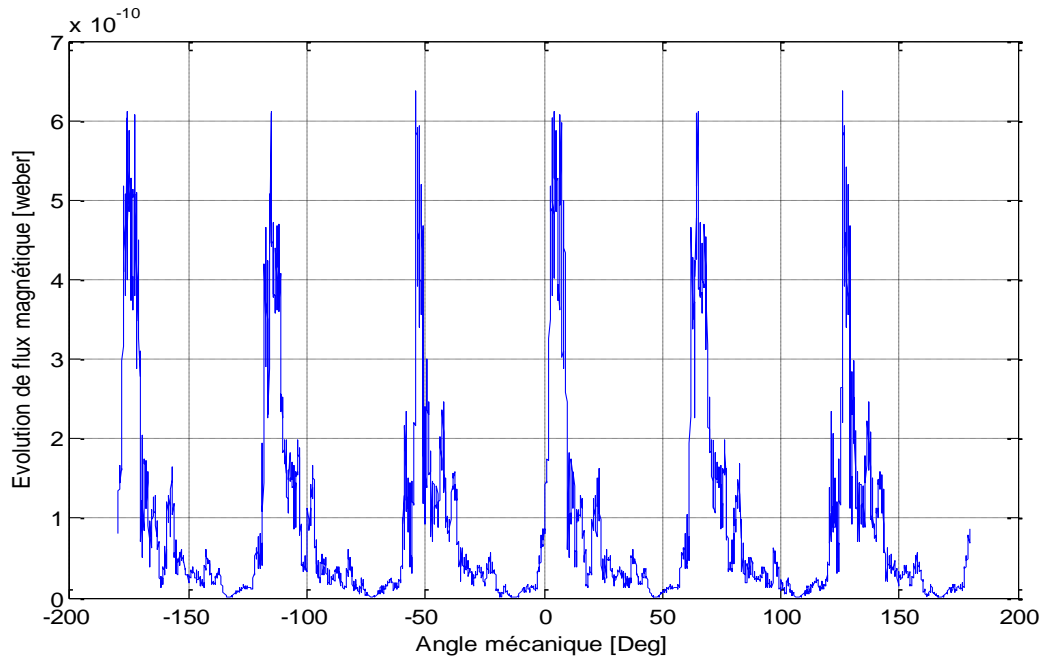


Figure IV.15. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer dans le cas d'un défaut de désaimantation de six aimants

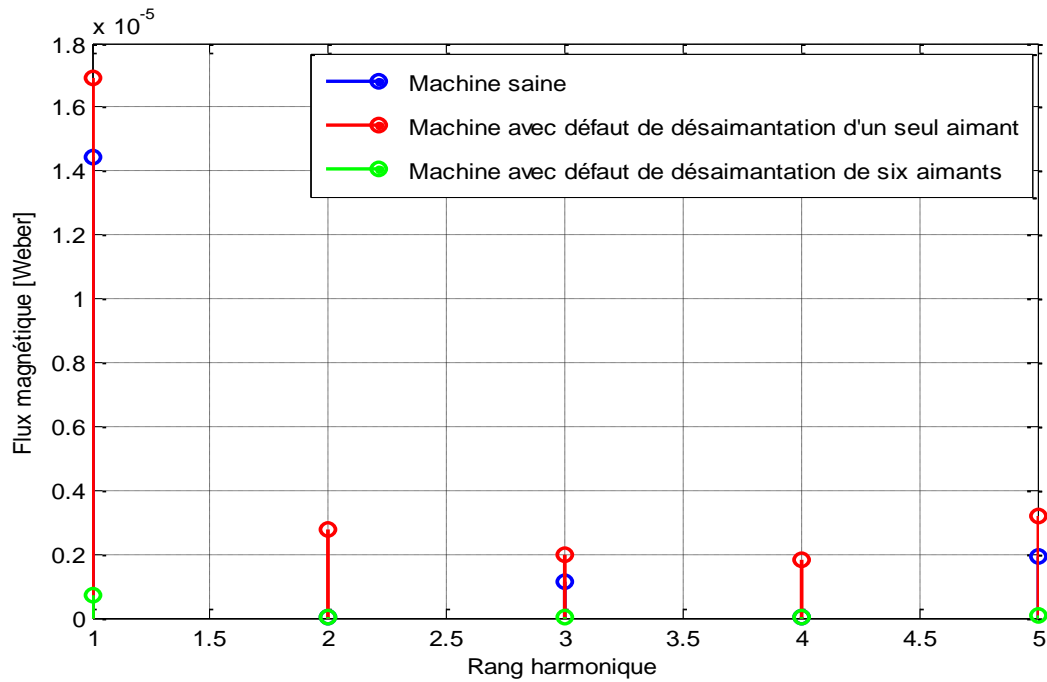


Figure IV.16. Contenu spectral du flux magnétique dans le cas d'un défaut de désaimantation de six aimants

Ces résultats montrent bien qu'un défaut de désaimantation de six aimants a un effet significatif sur la distribution et l'amplitude du flux magnétique. Ceci est bien clair dans le contenu fréquentiel qui montre l'atténuation du fondamental, ce qui fait que la machine a perdu ses performances dans ce cas.

D'après ces résultats, on peut conclure que plus on augmente le nombre d'aimants désaimantés, plus les performances électromagnétiques de la machine diminuent. Donc, le flux magnétique est un bon indicateur de défaut de désaimantation d'aimants dans une MSAP.

IV.4.1.3. Défaut d'excentricité

Maintenant, on va considérer un autre type de défauts qui est celui de l'excentricité. Cette dernière peut être statique ou dynamique. Dans notre cas, on ne va considérer que l'excentricité statique.

A. Machine à rotor décalé vers le bas

Dans le cas de l'excentricité statique, l'axe du rotor est décalé vers le bas par rapport à celui du stator, comme le montre la figure IV.17.

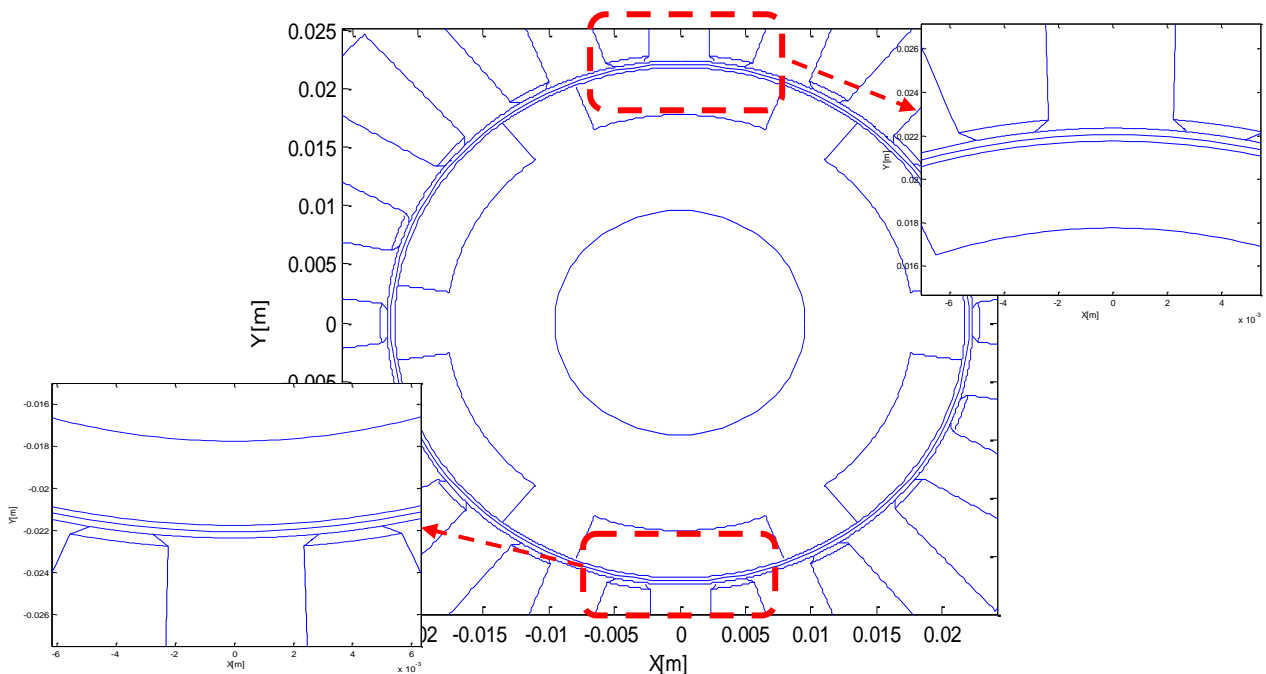


Figure IV.17. Excentricité statique: Axe du rotor décalé vers le bas

Les deux figures ci-dessous présentent respectivement, l'évolution du flux magnétique dans l'entrefer ainsi que le spectre fréquentiel correspondant.

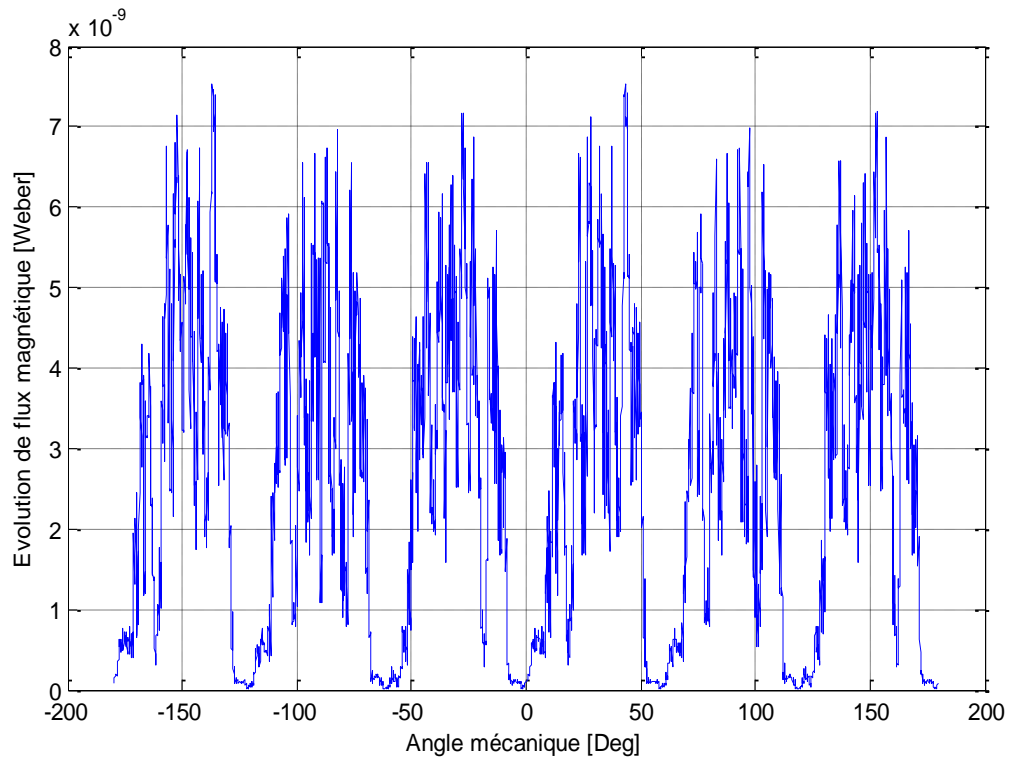


Figure IV.18. Evolution du flux magnétique suivant un contour dans l'entrefer en présence d'une excentricité statique

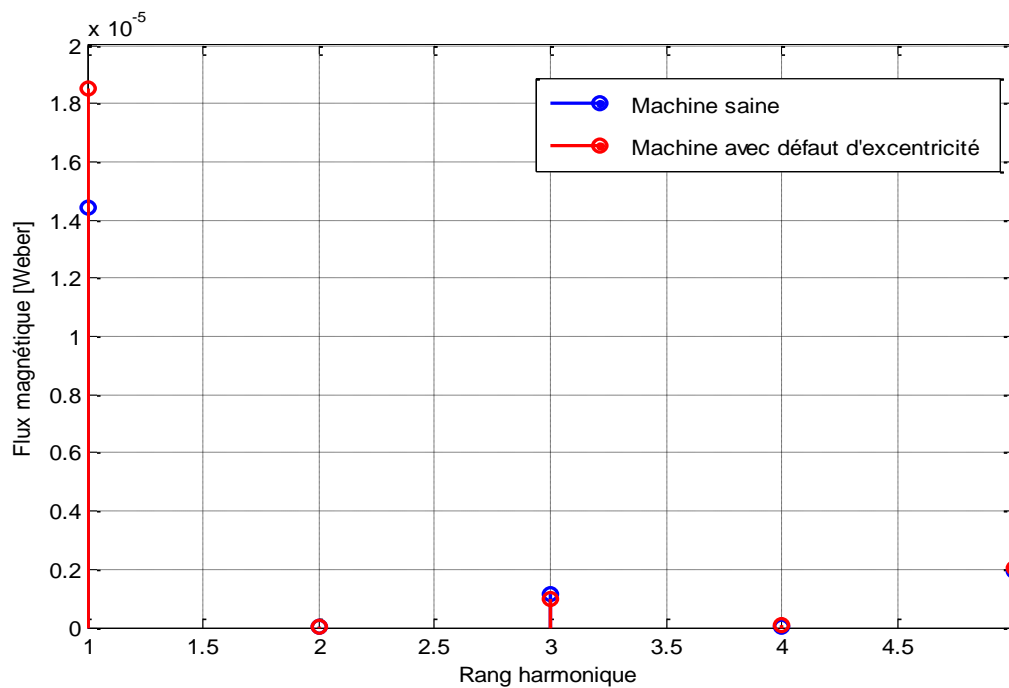


Figure IV.19. Contenu spectral du flux magnétique en présence d'une excentricité statique

D'après ces deux figures, on peut constater une non uniformité de la distribution du flux magnétique dans l'entrefer (figure IV.18) avec une augmentation de l'amplitude de quelques harmoniques (figure IV.19). Ceci justifie bien l'existence du défaut d'excentricité statique.

A partir de ces résultats, on peut conclure que le flux magnétique est un bon indicateur de défaut d'excentricité dans une MSAP.

Conclusion

Ce chapitre présente une application qui vise la modélisation et le diagnostic d'une MSAP. Dans ce but, un code de calcul basé sur la méthode des éléments finis a été développé. Ce code permet le calcul de l'induction et du flux magnétiques dans n'importe quel point de la machine.

Une analyse spectrale du flux magnétique a été effectuée pour le diagnostic de différents défauts de la MSAP. Une comparaison des résultats obtenus a bien montré l'intérêt de cette technique du diagnostic pour la détection des défauts de désaimantation d'aimants, d'excentricité et de court-circuit entre spires.

Conclusion générale

Ce travail de Master a visé la modélisation et le diagnostic des défaillances d'une MSAP par analyse de ses grandeurs électromagnétiques. Le processus complet a été réalisé en bidimensionnel sous environnement MATLAB.

Cette étude a été orientée vers le diagnostic des défauts de la MSAP par analyse du flux magnétique. Trois types de défauts ont été considérés : défaut de court-circuit, défaut de désaimantation des aimants et défaut d'excentricité statique. Ces types de défauts se manifestent par la variation du champ magnétique et du flux magnétique.

Un modèle mathématique basé sur les équations de Maxwell a été développé. La méthode des éléments finis, jugée actuellement comme l'une des méthodes numériques les plus robustes pour la résolution des problèmes différentiels difficiles, a été appliquée pour le calcul du champ électromagnétique. A partir de la connaissance de ce dernier, on peut calculer le flux magnétique qui apparaisse dans l'entrefer de la machine ainsi que son spectre fréquentiel.

La technique d'analyse du flux magnétique a montré son intérêt pour le diagnostic des défauts de court-circuit, de désaimantation des aimants et d'excentricité statique. Donc, cette technique convient très bien pour ces types de défauts.

En perspectives, cette étude pourrait être élargie en considérant d'autres types de défauts (défaut de court-circuit entre phases, défaut de roulements, défaut de fissures dans le circuit magnétique...). De plus, dans une étude plus approfondie, on peut utiliser d'autres outils de diagnostic et de détection avancés (réseaux de neurones, logique floue, neuro flux) ou par estimation paramétrique sur tout en régime variable.

Références Bibliographiques

- [1] K.Alameh, « **Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents** », Automatique, Université de Normandie, 2017. Français. < NNT : 2017NORMR072 >. < tel-01700940 >
- [2] L.Hadjout, « **Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse** », Mémoire de Magister, ENP, Alger, Algérie, juin.1994.
- [3] M.Ounnadi, « **Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine à aimant permanent** », Mémoire de Magister, Université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [4] S.Hamache, Dj.Ghemeri « **Modélisation par éléments finis d'une machine synchrone à aimant permanent** », Mémoires d'Ingéniorat, Université de Bejaia.
- [5] A.Tlemssani « **Contribution a l'application des commandes adaptives par lessystèmes floue à une machines synchrone à aimant permanent alimente par un convertisseur multicellulaire série** », Janvier 2006.
- [6] G.Lacroux, « **Les aimants permanents** », Edition technique et documentation, 1989.
- [7] A.Annane, « **Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable** », Mémoire de Magister, Université de Annaba, 2010.
- [8] A.Amira, S.Medjemem, « **Conception optimale d'une machine synchrone à aimants permanents à flux radial** », Mémoire de Master, Université de Jijel, 2014.
- [9] H.Abdellauoi, « **Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimant permanent par variable électrique** », Mémoire de Magister, Université de Tizi-Ouzou.
- [10] A.Hamichi, F.Benkerrou, « **Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent** », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2014.
- [11] B.Mansour, « **Identification des parametres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel** », Mémoire de Magister, Université d'Oran, 2015.

- [12] H.Chawab, « **Stratégie de commande d'actionneurs synchrones à aimants permanents intégrant la sureté de fonctionnement** », Thèse de doctorat, Université de haute Alsace ,2004.
- [13] P.O.Donnell, « **Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1** », IEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA, 21, N° 4, Aug. 1985, pp. 853 – 864.
- [14] B.Vaseghi, « **Contribution a l'étude des Machines électriques en présence de défaut entre-spires modélisation – réduction du courant de défaut** », Thèse de doctorat, Université Nancy, 2009.
- [15] S.Zouzou, « **Détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées** », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2015.
- [16] N.Leboeuf, « **Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents en présence de défauts inter-spires : modélisation, détection de défauts inter-spires** », Université de Lorraine, 2012.
- [17] O.Ondel, « **Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur - machine asynchrone** », École Centrale De Lyon, 2006.
- [18] J.A.Farooq, « **Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents** », Université de Technologie de Belfort-Monbéliard, 2008.
- [19] G.Mirzaeva and K.Saad, « **AC motor instrumentation and main air gap flux measurement for fault diagnostics** », 2013 Australas. Univ. Power Eng. Conf. AUPEC 2013, no. October, pp. 1–6, 2013.
- [20] A.H.Bonnett and C.Yung, « **Increased efficiency versus increased reliability**», IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 14, no. 1, pp. 29–36, 2008.
- [21] A.Ceban, « **Méthode globale de diagnostic des défaillances des machines électriques** », Thèse de doctorat, laboratoire systèmes électrotechniques environnement, Université Lille de Nord de France, Février 2012.
- [22] M.Khov, « **Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents Détection des courts-circuits par suivi paramétrique** », Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse. Décembre 2009.

- [23] S.Nandi, H.A.Toliyat, Li. xiaodong, « **Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review** », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 4, pp. 719-729, Dec. 2005.
- [24] A.Ceban, « **Méthode globale de diagnostic des machines électriques** », Université Lille de Nord de France, 2012.
- [25] A.Ibrahim, « **Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée** », Université de Jean Monnet - Saint-Etienne, 2009.
- [26] M. Riera-Guasp, J.A. Antonino-Daviu, and G.A. Capolino, « **Advances in electrical machine, power electronic, and drive condition monitoring and fault detection: state of the art** », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 3, pp. 1746–1759, 2015.
- [27] J.Harmouche, D.Diallo, and C.Delpha, « **Discrimination des défauts de roulements par une analyse spectrale globale** », Symp. Génie Électrique, no. 1, pp. 2–5, 2014.
- [28] B.Badri, M.Thomas, and S.Sassi, « **Étude et développement d'un système expert basé sur les réseaux de neurones pour le diagnostic des défauts de roulements** », in Proceedings of the 24th seminar on machinery vibration, pp. 386–403.
- [29] L.Liu, « **Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors** », Florida State University, 2006.
- [30] R.Z.S.Haddad, « **Fault detection and identification in permanent magnet synchronous machines** », Michigan State University, 2016.
- [31] B.M.Ebrahimi, J.Faiz, and M.J.Roshtkhari, « **Static-, dynamic-, and mixed-eccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors** », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 11, pp. 4727–4739, 2009.
- [32] R.Ginzarly, G.Hoblos, and N.Moubayed, « **Faults in hybrid electric vehicles' permanent magnet machines** », 3rd Int. Conf. Technol. Adv. Electr. Electron. Comput. Eng., pp. 169– 174, 2015.
- [33] Z.Wu, « **Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique** », Université de Franche-Comté, 2012.

- [34] E.Boussage, S.Bouaziz, « **Detection de défauts de court-circuit entres spires statoriques d'une machines synchrone à aimants permanents** », Mémoire de Master, Université de Msila, 2018.
- [35] S.S.Rao, « **Engineering optimisation, Theory and practice** », John Wiley & sons, New York, 1996.
- [36] C.W.Caroll, « **The creates response surface technique for optimizing nonlinear restrained systems** », Operational research, No.9, pp. 169-184, 1961.
- [37] H.Achouri, M.Belaggoun, « **Etude et modélisation de la machine synchrone à réluctance variable** », Mémoire d'Ingénieur, Université de Jijel, 2010.
- [38] I.Bouchareb, « **Modélisation et simulation de défauts d'une machine synchrone à réluctance variable** », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2009.
- [39] R.Raonimanarivo, A.F.Antonio, « **Etude de fonctionnement des moteurs linéaires-reductant et hybride** », Mémoire d'Ingénieur, école supérieure polytechnique d'Antananarivo, 2004.
- [40] R.Amieur, « **Etude et conception d'une machine synchrone à aimants permanents** », Mémoire d'Ingénieur, Université de Jijel, 2009.
- [41] A.Fedsi, A.Tioune, « **Optimisation de forme d'une machine synchrone à réluctance variable** », Mémoire d'Ingénieur, Université de Jijel, 2008.
- [42] I.Gourragui, « **Modélisation numérique, optimisation et commande de machines à réluctance variable** », Thèse de doctorat, Université de Metz, 2006.
- [43] N.Chabou, S.Zigha, « **L'influence de l'alimentation en tension sur les forces magnétiques : Application aux actionneurs linéaire** », Mémoire d'Ingénieur, Université de Jijel, 2005.
- [44] K.Bouhrine, C.Merrouche, « **Modèles éléments finis pour le calcul de forces d'origine magnétiques** », Mémoire d'Ingénieur, Université de Jijel, 2005.
- [45] Z.Brihoum, « **Stratégie d'optimisation par algorithme génétique : Application aux dispositifs électrotechniques** », Mémoire de Master, Université de Jijel, 2011.
- [46] S.Ferkha, Z.Belkhelfa, « **Modélisation et diagnostic des défaillances d'une MAS par analyse de ses grandeurs électromagnétiques** », Mémoire de Master, Université de Jijel, 2017.

- [47] R.Hadjoudj, « **Contribution à la conception, l'étude des performances et à l'optimisation d'une MRV excitée au rotor** », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2010.