

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etudes De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Génie Electrique**

Spécialité : Machines Electriques

Présenté par
Salhi Madjid

Thème

Diagnostic du défaut du court-circuit dans la machine synchrone à aimants permanents

Mémoire soutenu publiquement le 29 septembre 2014 devant le jury composé de :

M^r Hakim DENOUN

MCB, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, Président

M^r M'hemed RACHEK

MCA, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, Rapporteur

M^r Hakim DJOUDI

MACA, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, Examineur

M^{elle} Nadia RADJA

MACB, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, Examinatrice

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I : Machine synchrone à aimants permanents	
I.1. Introduction	3
I.2. Présentation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents.....	3
I.3. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
I.3.1.Le stator	4
I.3.2.Le rotor	5
I.4. Différents types de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
I.4.1.Inducteurs à pôles lisses.....	6
I.4.2.Inducteurs à pôles saillants.....	6
I.4.2.1-Structures avec pièces polaires et concentration de flux.....	6
I.4.2.2.Structures avec pièces polaires sans concentration de flux.....	7
I.4.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique.....	7
I.4.2.4. Structures à aimants internes.....	8
I.5. Principe et mode de fonctionnement de MSAP.....	8
I.5.1. Fonctionnement de MSAP en générateur.....	9
I.5.2. Fonctionnement de MSAP en moteur.....	9
I.6. Les aimants permanents.....	9
I.6.1. Généralités sur les aimants permanents.....	9
I.6.2. Les différents types de matériaux pour aimants.....	10
I.7. La sûreté de fonctionnement.....	11
I.8. Etat de l'art des défaillances dans les MSAP.....	12
I.1-Défauts au rotor.....	12
I.2-Défauts au stator.....	12
I.9. Etude statistique sur les défauts dans les machines électrique.....	12

I.10. Les défaillances des machines synchrones à aimants permanents.....	13
I.10.1. Défaillance au rotor.....	13
I.10.1.1. Défauts de roulements.....	14
I.10.1.2. Les excentricités.....	14
I.10.1.3. Désaimantation des aimants permanents.....	15
I.10.2. Défaillance au stator.....	15
I.10.2.1. Défauts d'isolant dans un enroulement.....	16
I.10.2.2. Court-circuit entre spires.....	17
I.10.2.3. Court-circuit entre phases.....	17
I.11. Conséquences des défauts statoriques.....	17
I.12. Importance de la surveillance des MSAP.....	18
I.13. Avantages et inconvénients des machines synchrones à aimants permanents.....	18
I.14. Domaines d'applications.....	19
I.15. Conclusion.....	20
 Chapitre II : Modélisation de la MSAP en régime sain	
II.1. Introduction.....	21
II.2. Description de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP).....	21
II.3. Modélisation de la MSAP par l'approche CEMC	22
II.4. Hypothèses simplificatrices	22
II.5. Modélisation de MSAP dans le repère (a, b, c).....	23
II.5.1. Equations électriques (Equation aux tensions).....	23
II.5.2. Equations magnétiques.....	24
II.5.3. Equation mécanique.....	26
II.5.4. Expression du couple électromagnétique.....	27
II.6. Modèle d'état de la MSAP	28
II.7. Modélisation de la MSAP dans le repère (dq0).....	30

II.7.1. Transformation de PARK.....	30
II.7.2. Mise en équations de la MSAP dans le repère de Park	31
II.7.2.1. Equations électriques.....	31
II.7.2.2. Equations magnétique.....	31
II.7.3. Couple électromagnétique	32
II.8. Conclusion.....	33
Chapitre III : Modélisation de la MSAP en régime de défaut (court- circuit inter-spires)	
III.1. Introduction.....	34
III.2. Généralités sur le diagnostic.....	34
III.2.1. Définition de Diagnostic.....	34
III.2.2. Les différentes notions utilisées en diagnostic.....	34
III.2.2.1. La sûreté.....	34
III.2.2.2. La surveillance.....	34
III.2.2.3. Une défaillance.....	35
III.3. Défaut court- circuit inter spires au stator.....	35
III.3.1. Définitions.....	35
III.4. Modélisation de MSAP dans le repère (a, b, c) avec défaut.....	36
III.4.1. Equation électrique.....	36
III.4.2. Equation magnétiques	37
III.4.3. Expression du couple électromagnétique.....	39
II.5. Modèle d'état de la MSAP	41
III.6. Conclusion	42
Chapitre IV : Application et validation	
IV.1. Introduction.....	43
IV.2 Présentation de la machine d'étude.....	43
IV.3. Résultats de simulation du modèle de la MSAP en régime sain.....	44

IV.3.1. Les courants statoriques.....	44
IV.3.2. La vitesse de rotation.....	45
IV.3.3. Le couple électromagnétique.....	45
IV.3.4. Interprétation des résultats en régime saine.....	46
IV.4 Résultats de simulation du MSAP en régime de défaut.....	47
IV.4.1 Résultats de simulation du MSAP en régime de défaut avec 10% des spires en court-circuit.....	47
IV.4.1.1 Les courants statorique.....	47
IV.4.1.2 La vitesse de rotation.....	48
IV.4.1.3 Le couple électromagnétique.....	48
IV.4.2 Résultats de simulation du MSAP en régime de défaut en considérant différent pourcentage de spires en court-circuit.....	49
IV.4.1.1 Les courants statorique.....	49
IV.4.1.2 La vitesse de rotation.....	49
IV.4.1.3 Le Couple électromagnétique.....	50
IV.4.4 Interprétation des résultats en régime de défaut.....	52
IV.5 Conclusion.....	53
CONCLUSION GENERALE.....	54
BIBLIOGRAPHIE	

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, les **Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)** sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire, et ce pour leur efficacité énergétique et leurs simplicité d'utilisation et d'exploitation. De par leurs présences grandissantes dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. La mise en place de dispositifs de sureté de fonctionnement est bien souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application [1] [2].

Dans ce travail, nous nous intéresserons spécifiquement aux diagnostics des défauts électriques pouvant survenir au stator des machines synchrones à aimants permanents. Les défauts de bobinages sont parmi les plus répandus. La machine synchrone à aimants permanents possède une caractéristique de fluxage permanent dû à la présence d'aimant au rotor. De ce fait, certaines catégories de défaillance comme les courts-circuits inter-spores sont particulièrement critiques car même une déconnexion de la machine de son dispositif d'alimentation ne permet pas « d'éteindre » le défaut.

Pour traiter ce phénomène de court-circuit inter spores dans les MSAP plusieurs approches de modélisation ont été envisagées, cependant, l'approche basée sur les **Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)** s'avère très appropriée car elle conduit à un modèle capable de représenter la machine en fonctionnement sain et en présences des défauts. L'implémentation sous environnement Matlab des équations électriques, magnétique et mécanique sous forme d'un modèle d'état, nous offre la possibilité de réaliser des simulations numériques et d'exploiter les résultats.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres, comme suit :

Dans le premier chapitre, nous abordons d'une part les généralités sur les **Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)** et d'autre part nous évoquerons les défaillances qui peut menacer les (MSAP) soit que dans la partie fixe (stator) ou mobile (rotor). En terminera par présenter les avantages et les inconvénients de la (MSAP) ainsi que ses domaines d'applications.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la (MSAP) par la méthode des **Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)** dans le repère naturel (a, b, c) en régime sain. En vue d'observer et d'analyser évolutions des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques caractérisant et les performances dynamique de cette machine.

Le troisième chapitre, présente la modélisation de la (MSAP) en présence du défaut de court-circuit inter-spores dans le repère naturel. L'établissement de modèle suffisamment précis sur la base de la méthode de **Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)**, permettra d'étudier le comportement de (MSAP) en présence de ce défaut.

Le dernier chapitre, présente les résultats de simulation issus de la résolution des modèles d'états implémentés sous environnement Matlab. Les simulations réalisées pour la validation des modèles ont portées sur la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut de court-circuit inter-spines en considérant différent pourcentage des spires en court-circuit. Les différents résultants de simulation obtenus à partir de la résolution des modèles d'état sain et en défaut, ont été comparés à ceux donnés dans les références montrant une bonne concordance.

I.1.Introduction

Ce ne fut qu'à partir de 1970 que les progrès en électronique de puissance et en informatique de régulation ainsi que l'apparition sur le marché d'aimants de bonnes qualités et de faibles coûts permirent enfin de faire profiter toutes les machines de production des avantages technologiques du **Machine Synchrone à Aimant Permanent(MSAP)**. Ces machines remplacent avantageusement les machines à courant continu dont la durée de vie est limitée par le frottement balais collecteur. Et jusqu'à nos jours, les machines synchrones à aimants permanents de par leurs efficacité énergétique et leur simplicité de commande, sont de plus en plus utilisées dans de nombreux domaines applications telles que l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, le spatial, le médical, les automatismes industrielles.....

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter la machine synchrone à aimants permanents de part sa constitution et son principe de fonctionnement aussi bien comme générateur ou moteur. La suite du chapitre sera consacrée à un bref état de l'art sur les défauts pouvant affecter les (MSAP), et plus particulièrement les défauts critiques de courts-circuits inter-spores au niveau des enroulements. En terminera par présenter les avantages et les inconvénients de la (MSAP) ainsi que ces domaines d'applications.

I.2. Présentation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

La machine synchrone à aimants permanents est une machine à courant alternatif réversible pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Cette machine peut être l'utilisée comme moteur ou comme générateur.

La (MSAP) est dispositif électromécanique comprenant un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements qui branchés à la source d'alimentation donnent naissance à une force magnétomotrice (F_{mm}) de composante fondamentale tournant à la vitesse angulaire (ω_s). Les enroulements bobinés sont répartis dans les encoches du circuit magnétique statorique constitué d'un empilage de tôles. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spatialement d'un angle électrique. Le rotor ou roue polaire est une partie mobile formée d'un circuit magnétique portant (munie) d'aimants permanents dont le nombre de pôle est égal à celui du stator, les aimants permanents, présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques [1].

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

I.3.1. Le stator

Le stator est constitué d'un certain nombre des bobines réparties dans des encoches qui constituent des bobinages indépendants destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'elle sont alimentées par un système de tensions sinusoïdales. Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. On distingue deux grandes catégories, les bobinages dits réguliers (Figure I.1-a) ou à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis, et les bobinages non réguliers (Figure I.1-b), tel que les bobinages repartis sur un nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase.

Les machines à basse tension sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé. Chaque conducteur servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de plusieurs fils, ou brins, en parallèle. Comme on ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement des spires et d'insertion des bobines dans les encoches, ou présenter intrinsèquement des faiblesses localisées, on doit isoler les bobines par rapport à la masse, c'est-à-dire l'empilage de tôles magnétiques, de même que l'on doit isoler entre elles les bobines appartenant à des phases différentes. L'isolation des bobines par rapport à la masse est réalisée en plaçant dans les encoches, avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant en forme de U qui épouse toute la surface interne utile de l'encoche [1] [2].

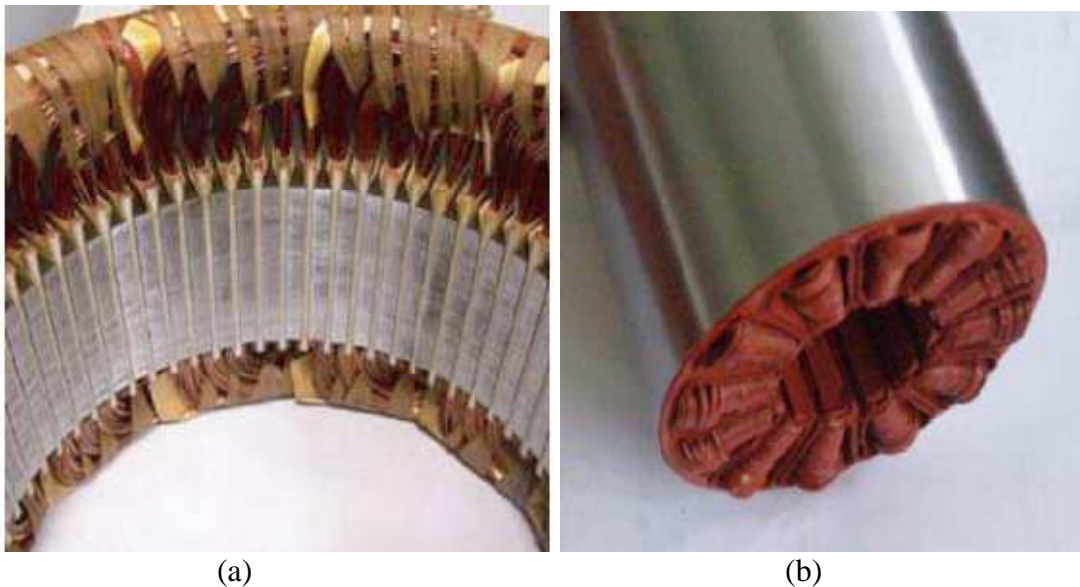


Figure I.1 : Exemples de type de bobinage ; (a) régulier, (b) non régulier [2].

I.3.2. Le rotor

Il représente la pièce tournante de la machine, constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente à travers le flux excitation permanent produit par ces aimants.

En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotor [5] [06]:

- Rotor sans pièces polaires (Figure I.2-a), donc à entrefer constant, dans lequel les aimants sont orientés soit perpendiculairement à l'entrefer (alimentation radial), soit parallèlement (aimantation tangentielle).
- Rotor possédant des pièces polaires (Figure I.2-b et I.2-c), l'aimantation étant tangentielle ou radiale.

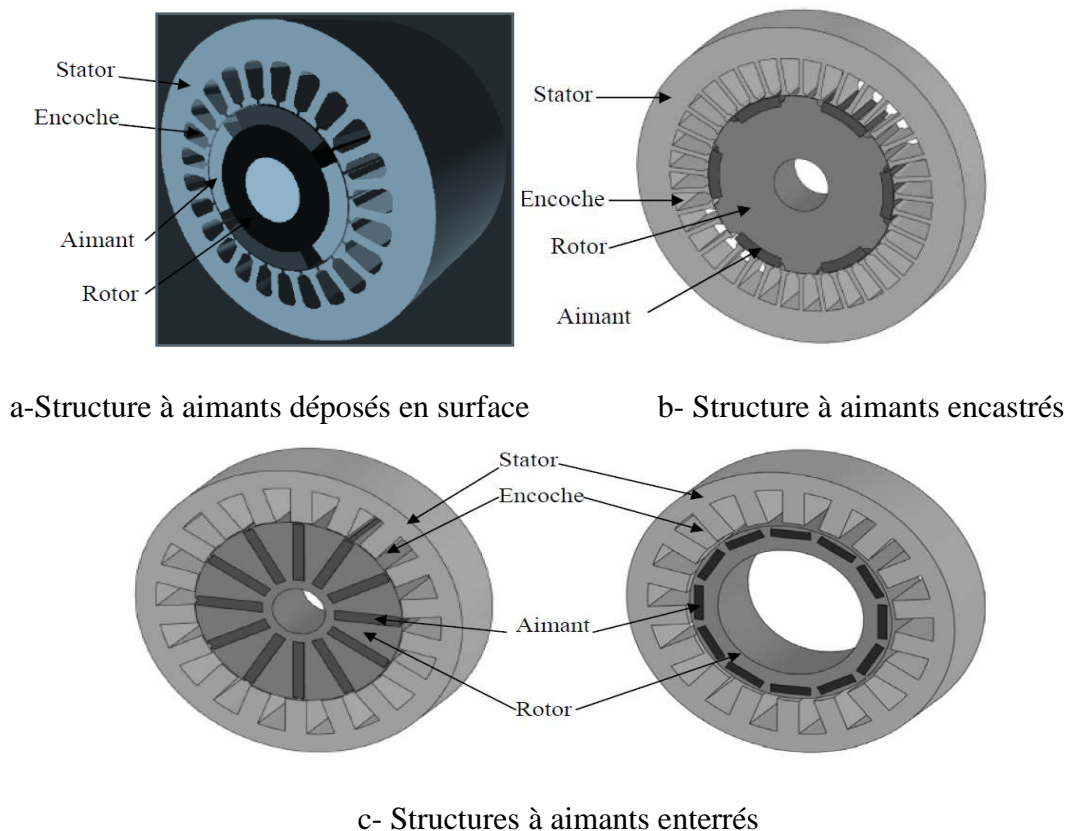


Figure 1.2 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP [5].

I.4. Différents types de la machine synchrone à aimants permanents

Les différents types des machines synchrones à aimants ne se distinguent que par leurs inducteurs. Les aimants peuvent être montés en surface, insérés ou enfouis dans le fer. Dans tous les cas, le stator reste, au moins dans son principe, le même [4].

I.4.1. Inducteurs à pôles lisses

La majorité des machines synchrones à aimants sont à aimants montés directement en surface au rotor (Figure I.3). Les aimants sont plaqués sur un noyau magnétique et fixés grâce à des frettes au niveau de l'entrefer. Ces aimants peuvent avoir une aimantation radiale, azimutale ou mixte; et parfois, on rencontre une aimantation inclinée.

Les paramètres qui influent sur les performances de ce type de machines sont le sens de l'aimantation, l'épaisseur de l'aimant, son ouverture sur un pas polaire, l'épaisseur de l'entrefer, le type de matériaux utilisé, le mode d'alimentation adopté, et la densité de courant injectée au niveau des encoches statoriques [4].

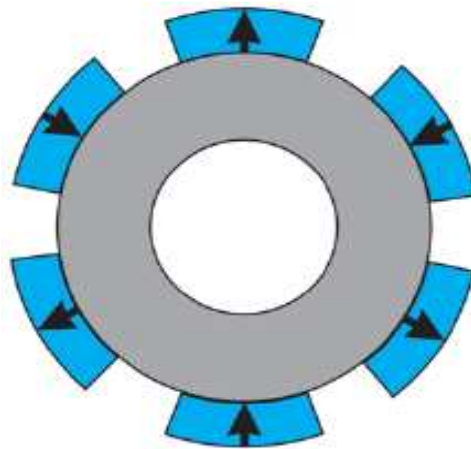


Figure I.3 : Structure à pôle lisse [14].

I.4.2. Inducteurs à pôles saillants

La saillance permet en principe d'augmenter le couple et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants. On distingue plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants [4] [6]:

I.4.2.1 Structures avec pièces polaires et concentration de flux

Les aimants sont logés entre les pièces polaires et leurs aimantations sont transversales (Figure I.4). Ces structures permettent d'améliorer le niveau de l'induction dans l'entrefer grâce aux pièces polaires surtout pour les inducteurs constitués d'aimants présentant une faible induction rémanente telles que les ferrites. Ces structures peuvent être différenciées entre elles par le sens de l'aimantation, ou par la disposition des pièces polaires. Le principe de la concentration de flux réside dans le fait que la surface moyenne qui reçoit le flux au niveau de l'entrefer, est inférieure à celle de l'aimant qui engendre ce flux. Ainsi l'induction dans l'entrefer devient supérieure à celle de l'aimant. Pour ces structures on cherche donc à accentuer l'effet de concentration de flux.

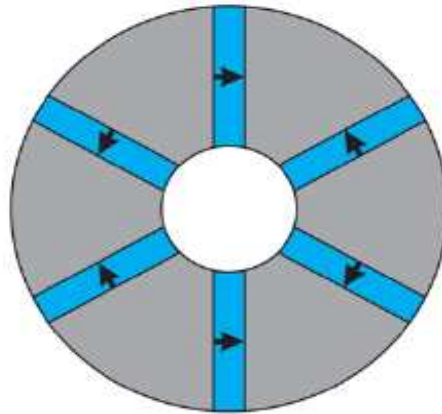


Figure I.4 : une structure avec pièces polaires et concentration de flux [14].

I.4.2.2. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants généralement à aimantations radiales sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est illustré par la Figure I.5 avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques découpées spécialement à cet effet.

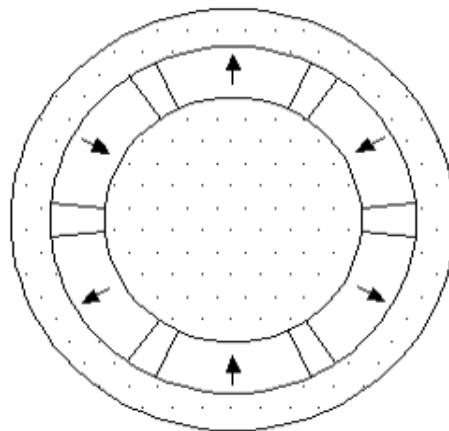


Figure I.5 : une structure avec pièces polaires sans concentration de flux [4].

I.4.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques et débouchent sur l'entrefer (Figure I.6). Dans ce type de structures, outre la simplicité de sa réalisation, permet d'augmenter le couple tout en diminuant le volume des aimants. Le couple, dans ce cas, est la résultante d'un couple d'interaction et d'un couple de reluctance en dehors du couple de détente.

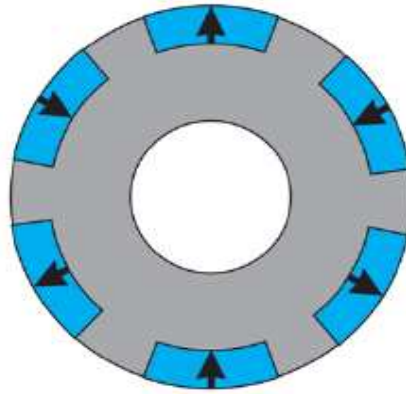


Figure I.6 : une structure à aimants insérés dans l'armature rotorique [14].

I.4.2.4. Structures à aimants internes

Ce sont des inducteurs à géométries complexes dans lesquelles les aimants sont logés à l'intérieur du rotor (Figure I.7). Cette structure offre un certain nombre d'avantages parmi lesquels [4]:

- Robustesse du rotor qui permettant de plus grandes vitesses de rotation.
- Une adaptation à des puissances plus importantes.
- De bonnes performances mécaniques, surtout avec les aimants du type NdFeB.

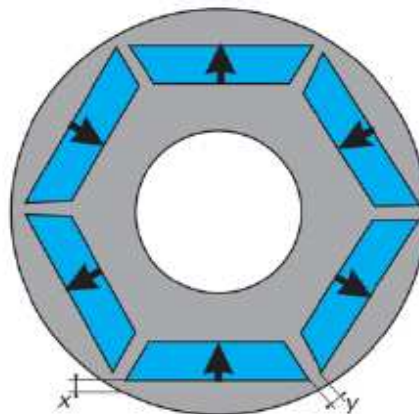


Figure .I.7 : une structure à aimants internes [14].

I.5. Principe et mode de fonctionnement de MSAP

Les courants circulant dans les enroulements du stator génèrent un champ magnétique tournant de même fréquence que les courants. Les pôles magnétiques créés par les aimants permanents cherchent en permanence de s'aligner sur ceux du stator. C'est pour cela que la machine est dite synchrone.

Comme toutes les machines tournantes, la machine synchrone à aimants permanents est réversible, elle peut fonctionner soit comme générateur délivrant un courant alternatif (production d'énergie électrique) ou comme un moteur délivrant un couple (production d'énergie mécanique) [7].

I.5.1. Fonctionnement de MSAP en générateur

Pour faire fonctionner la MSAP en générateur, on entraîne son rotor ayant une excitation due aux aimants permanents à une vitesse (ω_r) le champ correspondant crée dans les enroulements du stator des forces électromotrices (f e m) périodiques dont la fréquence (f) dépend de la vitesse d'entraînement et le nombre de paires de pôles [9].

I.5.2. Fonctionnement de MSAP en moteur

Le stator est alimenté par un système des tensions triphasées équilibrées créant dans l'entrefer un champ tournant, ce dernier a tendance à attirer le rotor muni d'aimant permanent produisant le champ d'induction magnétique (B). De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire, cette dernière est liée au nombre de paires de pôles (p) et à la pulsation (ω_s) qui est égale à celle du champ tournant [7] [9].

I.6. Les aimants permanents

I.6.1. Généralités sur les aimants permanents

On appelle aimant permanent les corps ayant la propriété de conserver une grande aimantation rémanente. Parmi les fonctions d'un aimant permanent nous avons la création du champ magnétique extérieur. L'industrie des aimants permanents offre plusieurs catégories de matériaux qui se différencient selon leurs caractéristiques magnétiques et mécaniques et par les procédés de leurs obtentions. Ces différences conduisent, selon l'application, à un choix d'un type d'aimant qui résulte le plus souvent de critères technico-économiques.

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (B-H) (Figure I.8). Les trois paramètres essentiels permettant la caractérisation des aimants permanents sont [4][6] [7] [12] :

- 1- L'induction rémanente B_r , qui indique les performances potentielles des aimants (plus B_r est important, plus l'aimant est performant).
- 2- Le champ coercitif H_c qui donne un premier ordre de grandeur de mesure de la résistance de l'aimant à la démagnétisation durant les démarrages, les courts-circuits ... etc. Le champ limite admissible est celui pour lequel on peut faire travailler un aimant sous des conditions de fonctionnement variables sans que celui-ci perde une part de son aimantation de départ.

- 3- Le troisième paramètre est le "produit d'énergie" $(B.H)_{max}$. Cette énergie est disponible pour une utilisation dans l'espace qui environne l'aimant. Elle définit une "d'énergie spécifique".

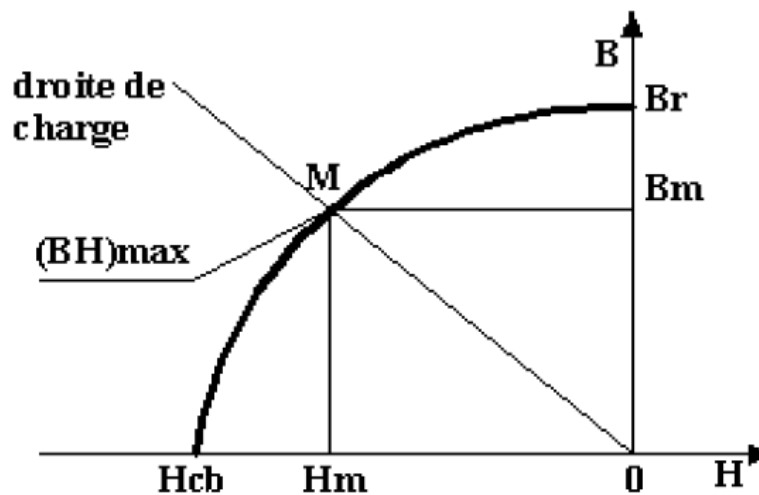


Figure I.8: Courbe de désaimantation des aimants [4].

I.6.2. Les différents types de matériaux pour aimants

Il existe aujourd'hui, principalement, trois familles de matériaux conduisant à l'essentiel des applications sur le marché des aimants permanents (Figure I.9). La première famille est les aimants métalliques dont les plus intéressants utilisés dans les machines électriques sont ceux du type alliages ALNICO (alliage Fer-Aluminium- Nickel-Cobalt). Les ALNICO, sont durs et fragiles. La deuxième famille formée par les ferrites, qui sont des matériaux céramiques très stables, à très faible coût et aux propriétés magnétique modestes. Bien que relativement ancien, ils font toujours l'objet de nombreuses recherches et demeurent les aimants les plus utilisés de nos jours. La dernière famille sont les Terre rares qui sont les meilleurs matériaux pour aimants performants (Néodyme-Fer-Bore, Samarium Cobalt (SmCo)). Les Terre rares présentent des performances magnétiques très supérieures aux deux familles précédentes, mais leur coût constitue un inconvénient majeur. Relativement stable en température et résistants à la corrosion, les Néodyme-Fer-Bore, présente les meilleures performances magnétiques du marché. Ils sont protégés par des revêtements de surface et ne peuvent être utilisés à haute température [4][10] [11] [12].

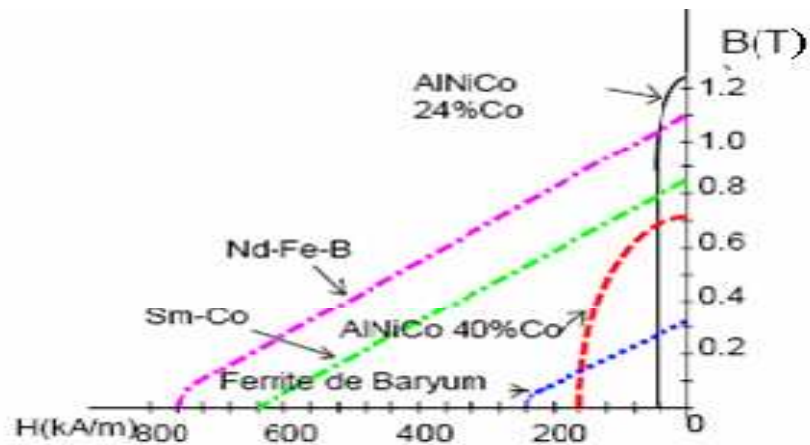


Figure I.9: Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [4].

I.7. La sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement peut être définie par l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle est scientifiquement caractérisable par l'étude statique et dynamique des machines du point de vue prévisionnel, opérationnel et expérimental, en tenant compte des aspects de probabilités et de conséquences liées aux défaillances. Les principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement sont [1] [12]:

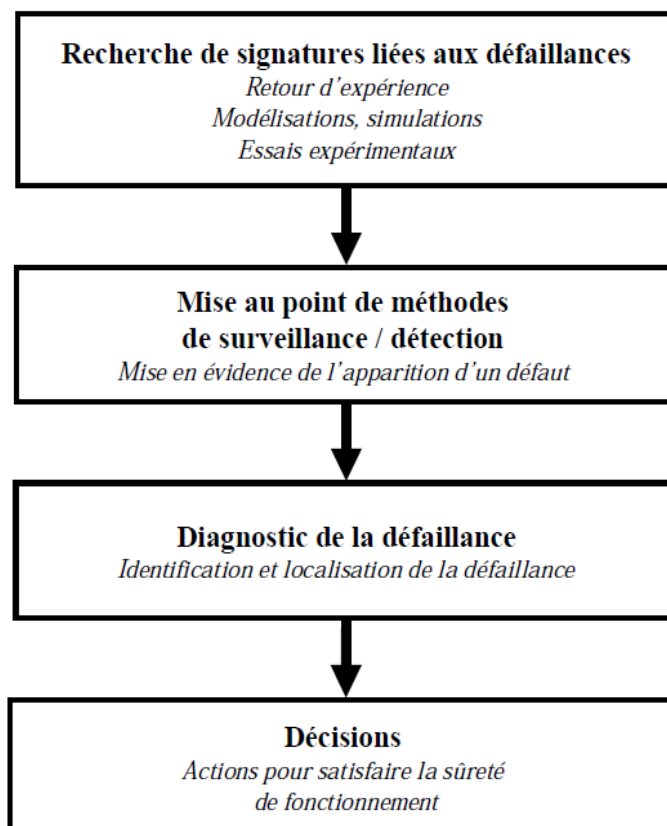


Figure I.10 : Principale étape de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement [1].

Les principes généraux liés à la sûreté de fonctionnement précédemment évoqués peuvent s'appliquer à n'importe quelle machine. Dans le domaine du Génie Electrique, les machines électriques modernes tendent de plus en plus à intégrer cette notion de sûreté de fonctionnement. La surveillance de l'état de santé des machines, les dispositifs de détection de pannes et de sécurisation sont recherchés pour limiter les coûts de maintenance et augmenter la disponibilité ainsi que la fiabilité des installations. Parmi les machines les plus couramment rencontrés c'est les (MSAP) qui tiennent une place de premier ordre. Les questions liées à leur sûreté de fonctionnement sont donc d'un très grand intérêt pour les exploitants et les fabricants [14].

I.8. Etat de l'art des défaillances dans les MSAP

Les défauts dans les machines électriques ont des origines multiples. Les plus communes sont [14] :

- Contraintes mécaniques : vibrations de la machine, usure des roulements.
- Contraintes électriques : dV/dt élevé avec l'utilisation de convertisseurs statiques.
- Contraintes environnementales : température, humidité, poussière, pression ...
- Fonctionnement anormal : Surcharge, survitesse ...
- Défaillance d'un composant externe : Refroidissement, convertisseur ...
- Mauvais dimensionnement, mauvaise installation ou maintenance de la machine.

Ces contraintes peuvent engendrer un certain nombre de défaillances au sein d'une machine électrique, qui peuvent être classées en deux catégories principales:

I.1-Défauts au rotor

- Défauts d'excentricité
- Défauts de roulement
- Défauts au niveau des aimants permanents :

I.2-Défauts au stator

- Défaut d'isolation dans les enroulements statoriques
- Défaut au niveau des tôleries

I.9. Etude statistique sur les défauts dans les machines électriques

Différentes études statistiques ont été menées à la fin du XXe siècle, pour déterminer la répartition des pannes dans les machines électriques industrielles de moyenne puissance [14] [15] (de 50kW à 200kW) ou de forte puissance [18], [16], [17] (de 100kW à 8MW). Les résultats (Figure I.12) et (Figure I.13) montrent que les défauts de roulement et les défauts au niveau du stator semblent être les plus fréquents. Cependant, ces chiffres varient nettement en fonction des applications (gamme de puissance et secteur d'activité) [2].

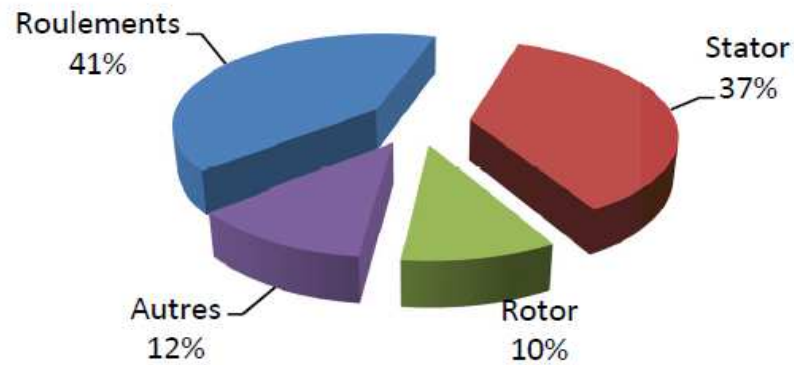


Figure I.11 : Répartition des défauts dans une machine électrique [16][17].

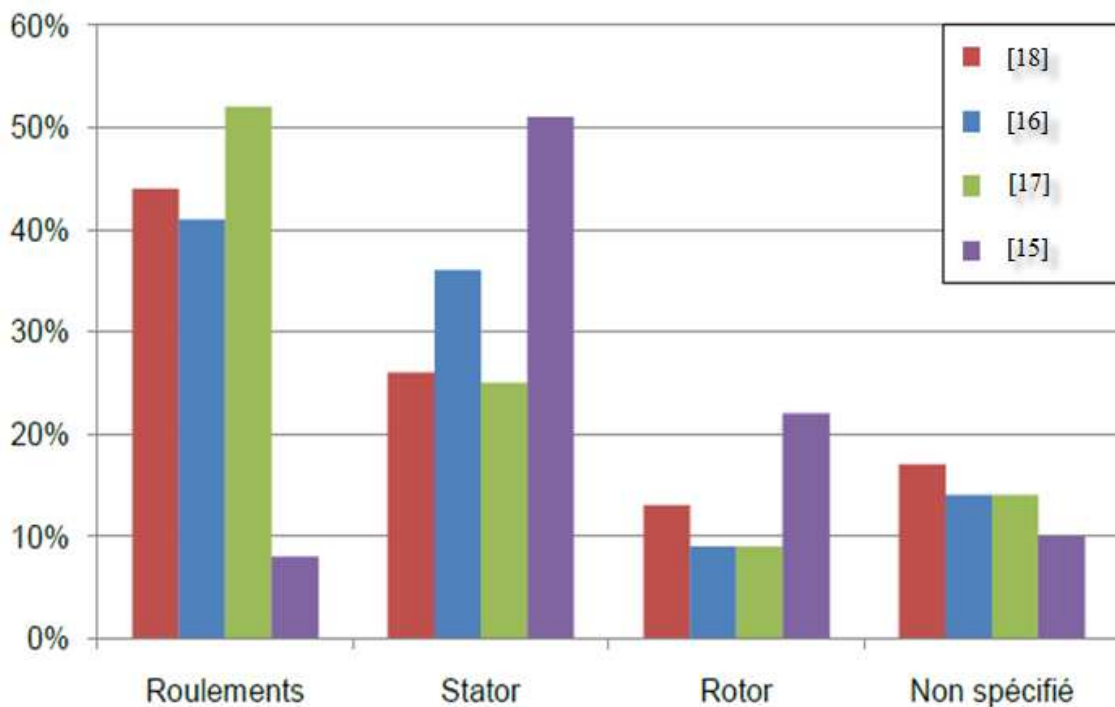


Figure I.12 : Répartition des défaillances selon les études [14].

I.10. Les défaillances des machines synchrones à aimants permanents

On désigne par défaillance dans les machines synchrones à aimants permanents tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement.

I.10.1. Défaillances au rotor

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à des problèmes thermique, résiduel, dynamique ou environnemental. Les défauts le plus récurrent, localisé au niveau du rotor sont défauts de roulement excentricité, et désaimantation partielle ou totale.

I.10.1.1. Défauts de roulements

Les roulements dans les machines électriques sont, en général, composés d'une bague interne, d'une bague externe, d'un organe de roulement constitué le plus souvent de billes maintenues dans une cage ou de rouleaux (Voir la figure I.13).

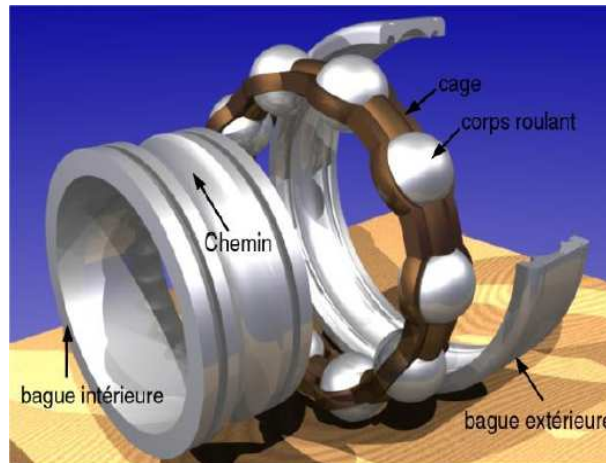


Figure I.13 : Vue éclatée d'un roulement à billes [14].

Les défauts de roulement, qui représentent une part non négligeable des défauts survenant dans les machines électriques, peuvent avoir des origines diverses:

- Contraintes mécaniques dues à une surcharge
- Mauvais assemblage
- Circulation de courant électrique dans les bagues
- Contraintes environnementales (température, corrosion, poussières)

Ces défauts se manifestent le plus souvent, par une usure ou une fissure au niveau des bagues ou par une dégradation de l'organe de roulement (billes ou rouleaux), engendrant des vibrations mécaniques [2] [22].

I.10.1.2. Les excentricités

Un défaut d'excentricité dans une machine électrique correspond à un décentrement du rotor par rapport au stator, entraînant une variation de l'entrefer. Il existe trois types de défaut d'excentricité :

- **L'excentricité statique** : correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor reste fixe mais ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator (Figure I.14-a).
- **L'excentricité dynamique** : correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor n'est pas fixe mais tourne autour de l'axe de symétrie du stator (Figure I.14-b).
- **L'excentricité mixte** : qui est une combinaison d'excentricités statique et dynamique (Figure I.14-c).

Les origines d'un défaut d'excentricité et d'un défaut de roulement sont assez proches (mauvais assemblage, contraintes mécaniques). En outre, une usure des roulements génère fréquemment un défaut d'excentricité dynamique voir mixte. En pratique, les défauts

d'excentricité mixtes sont les plus fréquents dans les machines électriques. De nombreuses études montrent qu'il est possible de détecter ce type de défaillance via des vibrations mécaniques ou de la force électromotrice [2] [8] [22].

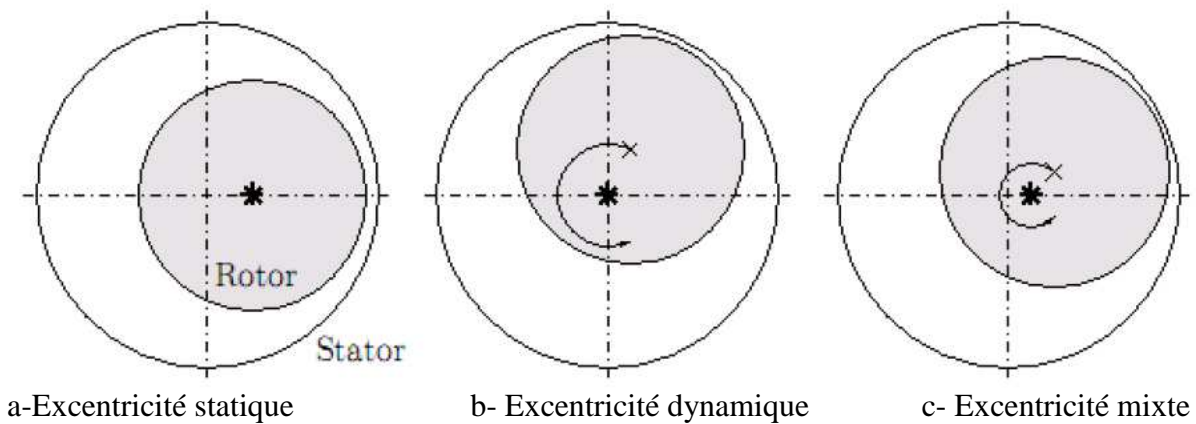


Figure I.14 : Modélisation schématique de l'excentricité statique, dynamique et mixte [8].

I.10.1. 3. Désaimantation des aimants permanents

La désaimantation partielle ou totale d'un ou d'un ensemble d'aimant est une des problématiques importantes des actionneurs associés avec les aimants permanents. Un défaut de désaimantation est caractéristique des (MSAP). Il se traduit par une démagnétisation des aimants permanents, entraînant une réduction ou un déséquilibre du flux magnétique produit. Ce type de défaillance survient principalement à cause d'un problème de fabrication, d'un mauvais dimensionnement des aimants, ou suite à une contrainte thermique (élévation de la température) ou électrique (champ magnétique inverse) trop fort. Les conséquences d'un défaut de désaimantation sont l'apparition de vibrations mécaniques et des (f.e.m) déséquilibrées.

Aujourd'hui, la plupart des travaux sur ce sujet concernent le comportement des aimants permanents en charge et leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense dû à de forts courants [2] [13].

I.10.2. Défaillances au stator

L'armature statorique, munie de son bobinage est une partie de la machine qui subit beaucoup de contraintes dont les effets sont plus importants à cause de la complexité de la structure et la fragilité de certaines parties telles que les isolants. Les défaillances au stator sont principalement dues à un problème : thermique, électrique, mécanique ou environnemental.

Les études statistiques ont montrées que les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques sont parmi les défauts les plus occursents après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées [15][16] [17] [18]. Selon les différentes sources citées précédemment, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent entre 25 et 37% des pannes totales. Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

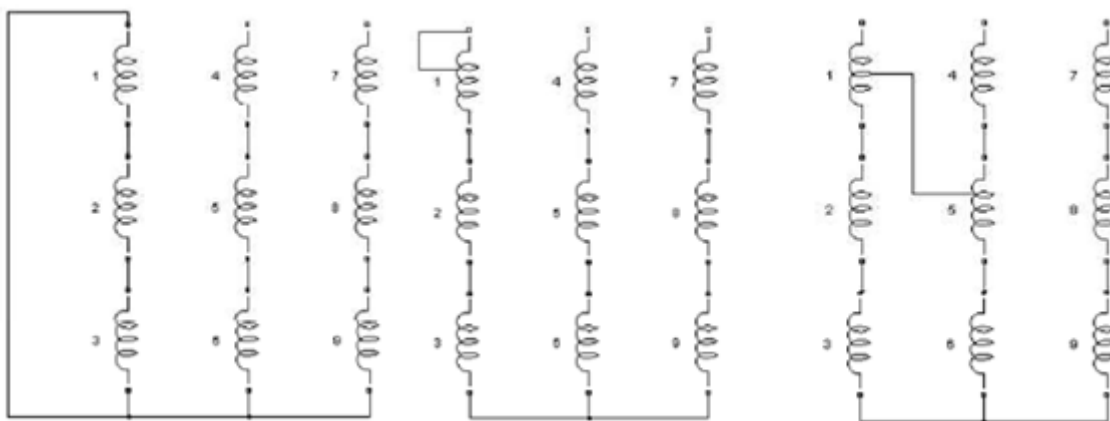
I.10.2.1. Défauts d'isolant dans un enroulement

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

Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit.
- Vibrations mécaniques.
- Vieillesse naturelle des isolants.
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase-masse) (voir figure I.15-a). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires)(voir figure I.15-b). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase)(voir figure I.15-c). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes des bobines ou les conducteurs de deux phases différentes peuvent être en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts [13].



a- Court-circuit entre phase et neutre b-Court-circuit entre spires c-Court-circuit entre phases

Figure I.15 : Représentation de courts-circuits entre spires, entre phases, phase et terre [12]

I.10.2.2. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'autres courts-circuits) [2].

I.10.2.3. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs [2].

I.11. Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés aux bobinages du stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants (voir figure 1.16) [1] [2].

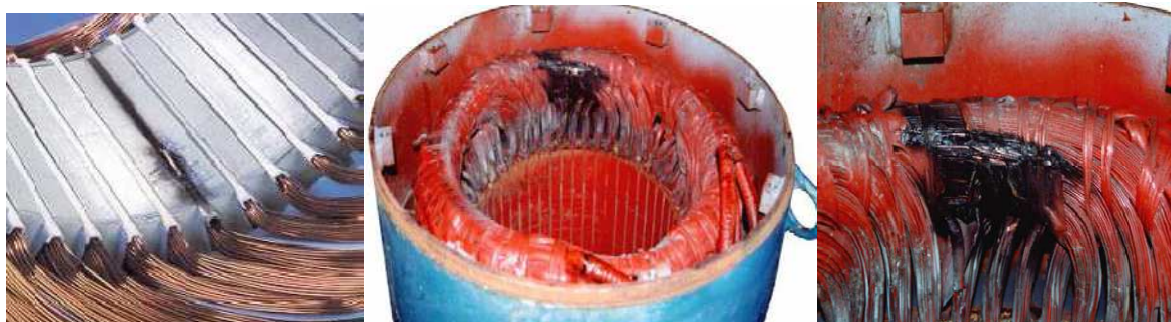


Fig. 1.16. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques [1].

I.12. Importance de la surveillance des MSAP

Du fait de leurs qualités, les (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans des applications critiques de hautes performances. Dans ce contexte, la détermination de leur état de santé prend une grande importance.

Parmi les défaillances possibles, nous nous focaliserons sur les défauts de court-circuit inter-spikes. Comme nous l'avons déjà évoqué, ces défauts sont souvent précurseurs de défaillances plus graves comme les courts-circuits avec la terre. De plus, ces défauts présentent la particularité d'être auto-entretenus par les aimants du rotor qui impliquent la présence permanente d'une source d'excitation. Ainsi, si un défaut apparaît au cours du fonctionnement, isoler la machine de son dispositif d'alimentation ne suffit pas à garantir sa mise en sécurité. Ces défauts ne peuvent donc pas être maîtrisés tant que la machine développe des forces électromotrices, c'est à dire tant qu'elle est en rotation. Cela peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur lui-même (risques de destruction du bobinage par exemple), mais également pour les autres éléments du système auquel il appartient [1].

I.13. Avantages et inconvénients des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, la machine synchrone est de plus en plus utilisée dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent par rapport aux machines à courant continu et aux machines asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples. On cite principalement [7]:

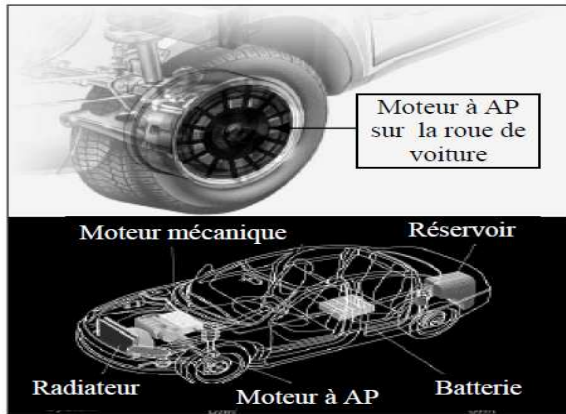
- Facteur de puissance et rendement élevés.
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- Puissance massique élevée.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bagues-balais dans ces machines.
- Aucune source d'énergie externe n'est nécessaire.
- Une grande facilité de refroidissement.
- De faibles pertes rotorique.
- Champ magnétique important dans l'entrefer.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.

Cependant ils ont tout de même certains inconvénients :

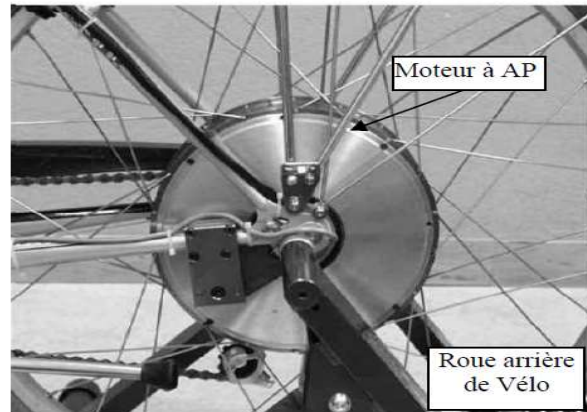
- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants (250 °C pour le samarium-cobalt)
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.

I.14. Domaines d'applications

Ces machines ont trouvées un vaste champ d'application dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteur CD/DVD et disques durs d'ordinateurs, voiture et vélo électrique, transport, aérospatial, servomoteur et équipement médical). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure I.17 illustre quelques applications de ces machines [3].



a- Voiture hybride



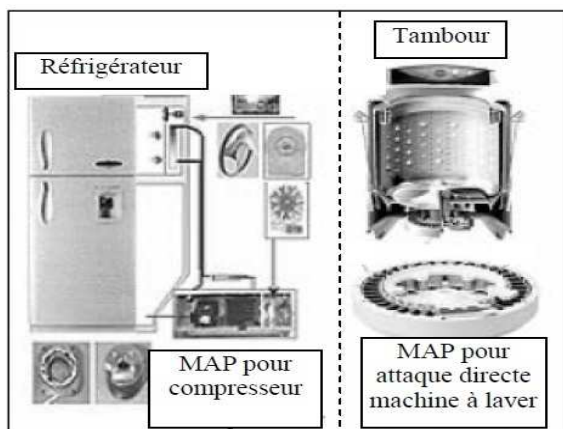
b- Vélo électrique



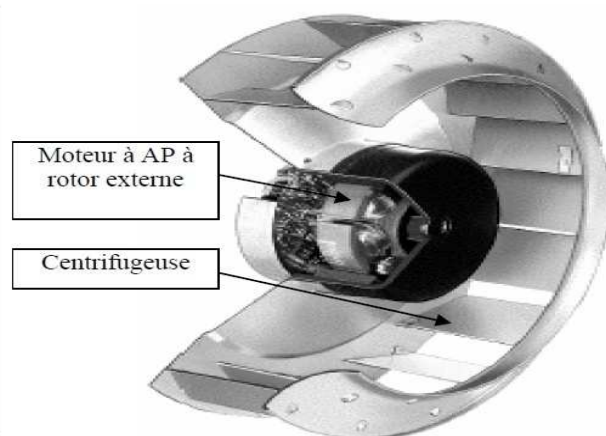
c- Lecteurs CD/DVD et disque dur de PC



d- Lecteurs vidéo, VCR



e - Compresseur réfrigérateur et moteur machine à laver



f-Moteur d'un ventilateur

Figure I.17 : Principales applications des machines synchrone à aimants permanents [3].

I.15. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la machine synchrone à aimants permanents à travers sa constitution et ses différentes topologies. Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés. La sûreté de fonctionnement de ce type d'actionneur devient cependant un problème critique pour certaines applications industrielles, c'est pour cela on trouve toujours une surveillance permanente à cette machine dans le but de diagnostiquer ses défauts.

Bien que la MSAP est très utilisée dans des domaines divers, elle présente beaucoup d'avantage comparée aux différentes machines électrique utilisée dans les différents domaines, c'est une machine qui relativement couteuse cher à cause des aimants.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain.

II.1. Introduction

Dans ce deuxième chapitre on va présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents par la méthode de **Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)** dans le repère naturel (a, b, c) en régime sain, à travers la mise en équations des relations électriques, magnétiques et mécaniques en tenant compte d'hypothèses simplificatrices. Cette mise en équation différentielles nous conduit à une représentation sous forme modèle d'état, dont la résolution permet l'observation et l'analyse des différentes grandeurs électrique (courant dans les enroulements), mécanique (vitesse de rotation, position angulaire de rotor, couple électromagnétique) et magnétique (flux).

II.2. Description de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents est une machine réversible qui comporte une partie fixe (stator) constitué d'un circuit magnétique muni d'encochés dans les quelles sont insérées les enroulements. Lorsque les phases du stator déphasés entre elle d'un angle électrique égal à $2\pi/m$ (m est le nombre de phases) sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes, il y a création d'une force magnétomotrice (f.m.m) et d'un champ tournant le long de l'entrefer. La partie mobile (rotor) est munie d'aimants permanents correspondant au même nombre de pôles que le stator, et qui permettent d'avoir un flux d'excitation permanent.



Figure II.1: Vue éclatée d'un moteur synchrone à aimant permanent, aimant «brillant» entoure le rotor on dehors [7].

II.3. Modélisation de la MSAP par méthode CEMC

La méthode utilisée pour réaliser le modèle comportemental de la MSAP, est basée sur la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC). La méthode (CEMC) est basée sur la représentation dans un repère naturel des bobinages du stator de la machine par des circuits électriques intégrant les couplages magnétiques d'une part et la prise en charge de l'équation mécanique après un calcul préalable du couple électromagnétique d'une autre part. Cette méthode, qui largement utilisée pour la modélisation des machines asynchrones (MAS) [19] et appliquée pour les (MSAP) [14], [1], offre un bon compromis en termes de précision des phénomènes physiques observés et de temps de calcul associé.

II.4. Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement de la machine peuvent être particulièrement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils en découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Les hypothèses simplificatrices adoptées pour ce travail est les suivantes [2] [6] [20]:

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, d'où les flux sont directement proportionnels aux courants qui leur donnent naissance. Il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de négliger les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault).
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable. On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.
- L'effet de peau sur les conducteurs est négligé, d'où la densité du courant est uniforme dans les sections des conceptions.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements est négligé.
- La composante homopolaire est nulle (couplage en étoile).

II.5. Modélisation de MSAP dans le repère (a, b, c)

Le comportement de la machine synchrone à aimants permanents représentée par les schémas équivalents électrique (figure II.2) est déterminé par les équations électriques, magnétiques et mécaniques et dans le cadre des hypothèses simplificatrices citées précédemment. La figure II.2 suivante donne la représentation de la partie fixe (stator) et la partie mobile (rotor) autour de l'axe de symétrie de la machine synchrone à aimant permanent :

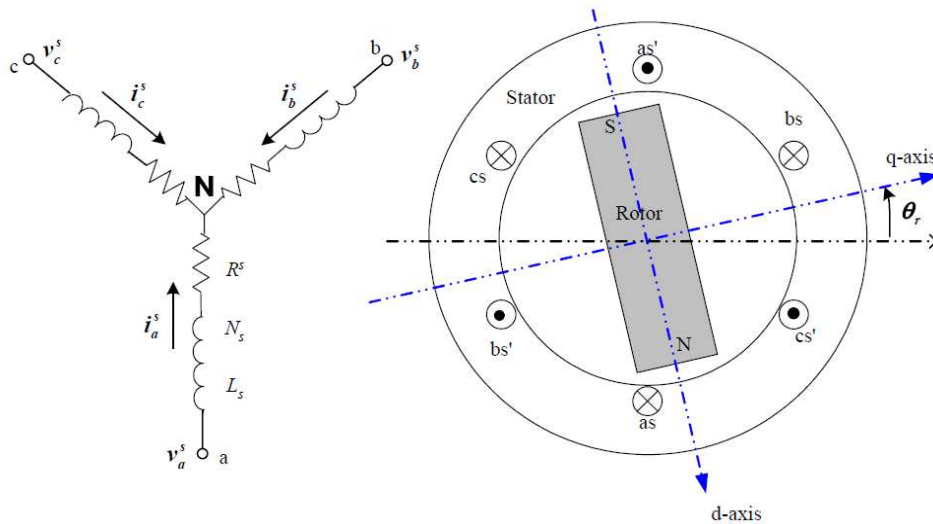


Figure II.2 : Représentation schématique de la MSAP [21].

Le repère (a, b, c) est un repère formé par les axes physique des bobinages. Il correspond au repère où les grandeurs électrique (courants et tension) sont mesurables.

II.5.1. Equations électriques (Equation aux tensions)

Les équations générales d'une MSAP obtenue en appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement statorique sont :

$$\begin{cases} V_a^s = R_a^s i_a^s + \frac{d\varphi_a^s}{dt} & \text{(II.1-a)} \\ V_b^s = R_b^s i_b^s + \frac{d\varphi_b^s}{dt} & \text{(II.1-b)} \\ V_c^s = R_c^s i_c^s + \frac{d\varphi_c^s}{dt} & \text{(II.1-c)} \end{cases}$$

Sous forme condensée on a:

$$[V_{abc}^s] = [R_{abc}^s] \cdot [i_{abc}^s] + \frac{d[\varphi_{abc}^s]}{dt} \quad \text{(II.1-d)}$$

Avec :

$[V_{abc}^s] = [V_a^s \quad V_b^s \quad V_c^s]$ est le vecteur des tensions des phases [V].

$[i_{abc}^s] = [i_a^s \quad i_b^s \quad i_c^s]$ est le vecteur des courants des phases [A].

$[R_{abc}^s] = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s \end{bmatrix}$ est la matrice de Résistance [Ω].

$[\varphi_{abc}^s] = [\varphi_a^s \quad \varphi_b^s \quad \varphi_c^s]$ est le vecteur des flux totaux à travers les bobines statorique [Wb].

II.5.2. Equations magnétiques

En vertu de l'hypothèse de non-saturation et de feuilletage du circuit magnétique, les flux sont proportionnellement liés aux courants, et les inductances propres et mutuelles ne dépendent que du déplacement angulaire θ_r [1] [2] [21].

$$\begin{cases} \varphi_a^s = L_{aa}(\theta_r)i_a^s + M_{ab}(\theta_r)i_b^s + M_{ac}(\theta_r)i_c^s + \varphi_a^m(\theta_r) & \text{(II.2-a)} \\ \varphi_b^s = L_{bb}(\theta_r)i_b^s + M_{ba}(\theta_r)i_a^s + M_{bc}(\theta_r)i_c^s + \varphi_b^m(\theta_r) & \text{(II.2-b)} \\ \varphi_c^s = L_{cc}(\theta_r)i_c^s + M_{ca}(\theta_r)i_a^s + M_{cb}(\theta_r)i_b^s + \varphi_c^m(\theta_r) & \text{(II.2-c)} \end{cases}$$

Sous forme condensée on a:

$$[\varphi_{abc}^s] = [L_s(\theta_r)] \cdot [i_{abc}^s] + [\varphi_{abc}^m(\theta_r)] \quad \text{(II.2-d)}$$

$[\varphi_{abc}^m] = [\varphi_a^m \quad \varphi_b^m \quad \varphi_c^m]'$ Est le vecteur des flux de l'aimant permanent embrassant les enroulements du stator a, b et c.

En remplaçant les expressions des flux (II.2) dans le système des tensions (II.1). On obtient :

$$[V_{abc}^s] = [R_{abc}^s] \cdot [i_{abc}^s] + \frac{d[L_s(\theta_r)]}{dt} \cdot [i_{abc}^s] + [L_s(\theta_r)] \cdot \frac{d[i_{abc}^s]}{dt} + \frac{d[\varphi_{abc}^m(\theta_r)]}{dt} \quad \text{(II.3)}$$

$$[V_{abc}^s] = [R_{abc}^s] \cdot [i_{abc}^s] + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d[L_s(\theta_r)]}{d\theta_r} \cdot [i_{abc}^s] + [L_s(\theta_r)] \cdot \frac{d[i_{abc}^s]}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d[\varphi_{abc}^m(\theta_r)]}{d\theta_r} \quad \text{(II.4)}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{(II.5)}$$

$$[V_{abc}^s] = [R_{abc}^s] \cdot [i_{abc}^s] + \omega_r \cdot \frac{d[L_s(\theta_r)]}{d\theta_r} \cdot [i_{abc}^s] + [L_s(\theta_r)] \cdot \frac{d[i_{abc}^s]}{dt} + \omega_r \cdot \frac{d[\varphi_{abc}^m(\theta_r)]}{d\theta_r} \quad \text{(II.6)}$$

Avec :

$[L_s]$: La matrice d'inductance statorique [H].

ω_r : Vitesse de rotation [rd/s].

θ_r : Position angulaire de rotor [rd].

Le système matriciel qui englobe les équations électriques et magnétique est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} + \omega_r \cdot \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} + \omega_r \cdot \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \varphi_a^m(\theta_r) \\ \varphi_b^m(\theta_r) \\ \varphi_c^m(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Inductances propres des phases statoriques [H].

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$: Inductances mutuelles entre les phases statoriques [H].

D'ou:

La matrice inductance statorique [II.8] des trois enroulements est [1] [21] :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

La variation de l'inductance statorique en fonction de la position angulaire est :

$$\frac{dL_s}{d\theta_r} = 2 \cdot \begin{bmatrix} L_{ms} \sin(2\theta_r) & L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) \\ L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec:

L_{ls} : Inductance de fuite un enroulement du stator [H].

L_{ms} : Inductance magnétisation des enroulements statoriques [H].

L_m : Inductance de magnétisation [H].

Les forces électromotrices étant supposées à répartitions sinusoïdales, il n'existe que le premier harmonique du flux induit par les aimants. L'axe de référence du flux étant choisi là où la valeur du flux de l'aimant est maximale. Les expressions des flux des aimants sont :

$$\varphi_{abc}^m(\theta_r) = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

La variation de flux correspondant à des forces électromotrices de l'aimant en fonction de la position angulaire est :

$$\frac{d\varphi_{abc}^m(\theta_r)}{d\theta_r} = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Avec:

φ_{max}^m : L'amplitude maximale du flux des aimants [Wb].

II.5.3. Equation mécanique

L'équation (II.12) présente la loi fondamentale de la dynamique appliquée à la partie mobile (rotor) de la machine.

$$\begin{cases} n_p(C_{em} - C_r - C_f) = J \frac{d\omega_r}{dt} \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (II.12)$$

Avec :

C_{em} : Le couple électromagnétique [Nm].

C_r : Le couple résistant de charge [Nm].

$C_f = f_v \omega_r$: Couple de frottement [Nm].

f_v : Coefficient de frottement [Nm/rad/s].

J : Moment d'inertie des masses tournantes [Kg. m²].

n_p : Nombre de paires de pôles.

II.5.4. Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique exercé sur le rotor ayant n_p paires de pôles obtenu à partir de la variation de l'énergie électromagnétique emmagasinée (W_{em}) à chaque déplacement angulaire (θ_r) est donnée par la relation suivante [21] :

$$C_{em} = n_p \frac{dW_{em}}{d\theta_r} = n_p \frac{d}{d\theta_r} \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}^s]^T [L_s(\theta_r)] \cdot [i_{abc}^s] + [i_{abc}^s]^T [\varphi_{abc}^m(\theta_r)] \right\} \quad (II.13)$$

$$C_{em} = n_p \left\{ \frac{1}{2} (i_{abc}^s)^T \frac{d[L_s(\theta_r)]}{d\theta_r} (i_{abc}^s) + (i_{abc}^s)^T \frac{d[\varphi_{abc}^m(\theta_r)]}{d\theta_r} \right\} \quad (II.14)$$

En explicitant la matrice d'inductance, les vecteurs courants et les flux des aimants on obtient la forme matricielle du couple électromagnétique :

$$C_{em} = n_p \cdot \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{ccc} i_a^s & i_b^s & i_c^s \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{ccc} L_{ms} \sin(2\theta_r) & L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) \\ L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{array} \right] + \\ \left[\begin{array}{ccc} i_a^s & i_b^s & i_c^s \end{array} \right] \varphi_{MAX}^m \cdot \left[\begin{array}{c} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (II.15)$$

L'équation (II.15) peut être associée aux équations électriques et magnétiques en opérant les transformations suivantes :

$$C_{em} = n_p ([C_s]^T i_{abc}^s + C_m) \quad (II.16)$$

Avec :

$$(C_s)^T = [C_1(\theta_r) \quad C_2(\theta_r) \quad C_3(\theta_r)]$$

$$C_1(\theta_r) = i_a^s (L_{ms} \sin(2\theta_r)) + i_b^s (L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3})) + i_c^s (L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3})) \quad (II.17.a)$$

$$C_2(\theta_r) = i_a^s (L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3})) + i_b^s (L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3})) + i_c^s (L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi)) \quad (II.17.b)$$

$$C_3(\theta_r) = i_a^s (L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3})) + i_b^s (L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi)) + i_c^s (L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3})) \quad (II.17.c)$$

$$C_m = \begin{bmatrix} i_a^s & i_a^s & i_a^s \end{bmatrix} \phi_{MAX}^m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique (II.15) dans l'équation mécanique (II.12). On obtient :

$$C_m - C_r = -[C_s]^T i_{abc}^s + C_f + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{II.19})$$

Le système matriciel qui englobe les équations mécanique et l'expression du couple électromagnétique est le suivant :

$$C_m - C_r = \begin{bmatrix} -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} + f_v \omega_r + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{II.20})$$

II.6. Modèle d'état de la MSAP en régime sain

Les équations (II.5), (II.7), (II.20) peuvent être regroupées sous la forme de système différentiel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r \frac{dL_{aa}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{ab}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{ac}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \frac{dM_{ba}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + \omega_r \frac{dL_{bb}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{bc}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \frac{dM_{ca}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{cb}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_c^s + \omega_r \frac{dL_{cc}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Le modèle d'équations différentielles (II.21) est exprimé sous la forme d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

$$\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r \frac{dL_{aa}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{ab}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{ac}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \frac{dM_{ba}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + \omega_r \frac{dL_{bb}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{bc}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \frac{dM_{ca}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{cb}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_c^s + \omega_r \frac{dL_{cc}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ -C_1 & -C_2 & -C_3 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

Cette représentation d'état (II.23) est écrite sous la forme condensée suivante :

$$\left\{ \dot{X} \right\} = [A]^{-1} . (\{U\} - [B]\{X\}) = [A]^{-1} . \{U\} - [A]^{-1} . [B]\{X\} \quad (II.24)$$

Ou :

$\{U\} = \{V_a \ V_b \ V_c \ C_m - C_r \ 0\}$, est le vecteur commande.

$\{X\} = \{i_a \ i_b \ i_c \ \omega_r \ \theta_r\}$, est le vecteur d'état.

II.7. Modélisation de la MSAP dans le repère (dq0)

À une machine synchrone à aimant permanent triphasé (a, b, c) on associe un système biphasé (d-q), comme le montre la figure II.3

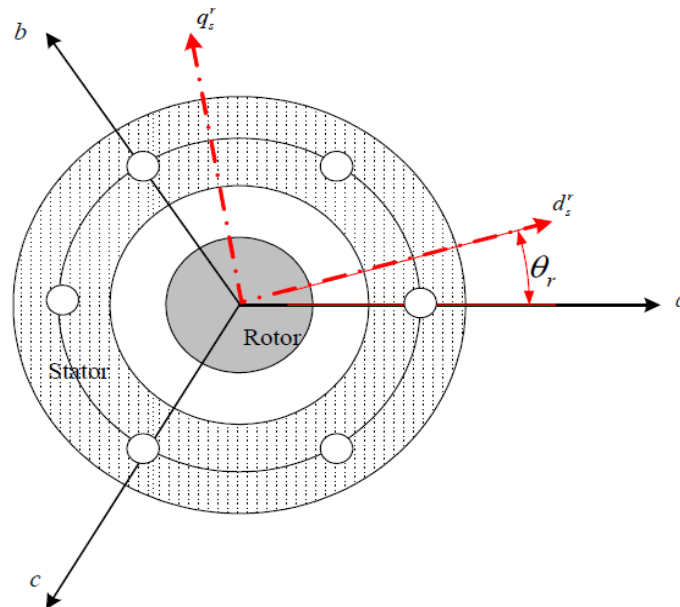


Figure II.3 : Repère de Park

Les transformations de Park permet d'obtenir un système aux équations (II.1) et (II.2) équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a, b, et c. Le troisième enroulement représente la composante homopolaire. En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère.

II.7.1. Transformation de PARK

Cette transformation permet le passage de notre système triphasé naturel (a, b, c) à un autre système d'axes (d-q) formant le référentiel de Park, lié au rotor et repéré par l'angle θ_r par rapport au stator. La transformation de Park est définie comme suit [11]:

$$P(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statoriques réelles (tensions, Flux, courant) à leurs composantes fictives appelées composantes (d-q). L'expression générale est :

$$[Y_{dq}] = [P(\theta_r)][Y_{abc}] \quad (\text{II.28})$$

Où Y représente la valeur courant, tension ou flux et θ_r représente la position du rotor. Les termes Y_d , Y_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

II.7.2. Mise en équations de la MSAP dans le repère de Park

II.7.2.1. Equations électriques

En appliquant l'expression (II.28) et les transformations (II.26) et (II.27) au système (II.1), on aura:

$$[V_{dq}] = [P(\theta_r)][R][P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{dq}] + [P(\theta_r)][P(\theta_r)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [P(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} [\varphi_{dq}] \quad (\text{II.29})$$

À l'aide de (II.30) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$[V_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + \omega_r \cdot [\varphi_{dq}] \quad (\text{II.30})$$

II.7.2.2. Equations magnétique:

D'après l'équation (II.2). Nous avons

$$[\varphi_{dq}] = [P(\theta_r)][\varphi_{abc}] = [P(\theta_r)][L(\theta_r)][P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{dq}] + \varphi_M \quad (\text{II.31})$$

$$[\varphi_{dq}] = [L][i_{dq}] + \varphi_M \quad (\text{II.32-a})$$

D'où :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_{dq} + \varphi_M & \text{(II.32-b)} \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q & \text{(II.32-c)} \end{cases}$$

Avec :

L_d : Inductances d'axes directe [H].

L_q : Inductances d'axes en quadrature [H].

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire sous forme condensée suivant :

$$[V_{dq}] = [R] \cdot [i_{dq}] + [i_{dq}] \frac{d}{dt} [L] + [L] \frac{d}{dt} [i_{dq}] + \omega_r \cdot [[L] \cdot [i_{dq}] + \varphi_M] \quad \text{(II.33)}$$

Le système matriciel qui englobe les équations électrique et magnétique est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \cdot \left[\begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_M \end{bmatrix} \right] \quad \text{(II.34)}$$

II.7.3. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les (Fm m) dans l'entrefer généré par les courants statoriques. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3P}{2} i_q (\varphi_M + (L_d - L_q) i_d) \quad \text{(II.35)}$$

Equation mécanique c'est la même équation que dans la modélisation au repère (a, b, c) sans aucun changement.

II.8. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la (MSAP) en régime sain, en se basant sur l'approche des circuits électriques magnétiquement couplés dans le repère naturel (a, b, c). Les équations électriques (aux tensions), mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire de rotor, couple électromagnétique) et magnétiques (flux) sont regroupées dans des systèmes équation différentielle sous forme de représentations d'états. Cette modélisation nous permet d'observer et d'analyser évolutions des différentes grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques et prévoir le comportement et les performances dynamiques de cette machine.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut de court-circuit inter-spires dans les enroulements statoriques de la machine synchrone à aimants permanents.

III.1. Introduction

Les **Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)** sont de plus utilisées dans de nombreux domaines grâce à leur efficacité énergétique, leur simplicité de mise en œuvre et leur performance dynamique. La sûreté de fonctionnement de ce type d'actionneur devient cependant un problème critique, à cause de la présence d'un flux permanent au rotor, un court-circuit au stator de la machine est entretenu tant que la machine est en rotation. La détection de ce type de défaillance doit être réalisée au plus tôt avec un bon taux de confiance pour permettre une sécurisation rapide afin d'éviter la propagation de défaut aux autres composants.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation et l'étude de défauts interspires de l'enroulement statorique afin de pouvoir diagnostiquer ce défaut. L'établissement de modèle suffisamment précis, prenant en compte la nature et la sévérité du défaut est la première étape dans l'étude de comportement de (MSAP) en présence d'un défaut de court-circuit interspires [2] [12]. Elaboration de modèle en présence de défaut de court-circuit interspires est faite à travers la mise en équations des relations électrique, magnétique et mécanique.

III.2. Généralités sur le diagnostic

III.2.1. Définition de Diagnostic

Le diagnostic est l'action consistant à identifier et analyser la (ou les) cause(s) probable(s) de la (ou les) défaillance(s) ou de l'évolution d'un ou de plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondée sur un ensemble d'informations. Les méthodes de diagnostic peuvent utiliser toutes les connaissances disponibles sur leurs relations de cause à effet. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de criticité du défaut et de cibler les moyens d'action possibles pour le contenir. Le diagnostic permet aussi de confirmer, de compléter ou de modifier les hypothèses faites sur l'origine et la cause des défaillances, et de préciser les opérations de maintenance corrective nécessaires [1][8] [12].

III.2.2. Les différentes notions utilisées en diagnostic

III.2.2.1. La sûreté

La sûreté est définie comme un ensemble de propriétés indispensables à une machine électrique. La surveillance se réfère à la capacité de reconnaître un comportement anormal et de le signaler. **La supervision** est fondée sur la surveillance et la capacité d'agir, pour éviter des dommages sur l'installation et pour continuer la production, lorsque cela est possible [8].

III.2.2.2. La surveillance

La surveillance concerne les actions réalisées manuellement ou automatiquement, destinées à observer l'état de la machine électrique en vue de détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. Les informations nécessaires à ces actions peuvent provenir des grandeurs

physiques directement prélevées sur la machine ou reconstituées à partir de mesures indirectes [8] [1].

III.2.2.3. Une défaillance

Une défaillance est définie comme l'inaptitude d'un composant à remplir toute ou partie de sa fonction. Un **défaut** est un écart entre un comportement attendu et un comportement observé.

III.3. Défaut court- circuit inter spires au stator

III.3.1. Définitions

Un défaut inter spires sous-entend une dégradation de l'isolant entre spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Il provoque un courant de circulation dans les spires en défaut dont l'amplitude peut être très importante. Si le défaut reste non détecté, il se propage et peut aboutir à défauts de phase- phase ou alors phase-masse. Le courant circulant dans les spires en court-circuit est plusieurs fois plus important que le courant nominal. L'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, et ensuite la destruction complète de la machine [13].

Le défaut de court-circuit interspires est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, et sa valeur dépend de la gravité du défaut. Le bobinage du stator de la (MSAP) avec défaut inter spires est représenté par la figure (III.1). Dans cette figure, le défaut est survenu sur l'enroulement de la phase (b_s) ; la résistance ($R_f = \sigma R_b$) représente la résistance de défaut. Les parties (b') et (f) représente les parties saine et défectueuse de l'enroulement de la phase (b_s) respectivement. Lorsque la résistance de défaut (R_f) diminue en tendant vers zéro, le défaut inter spires évolue vers un défaut de court-circuit inter spires « franc » [21] [12].

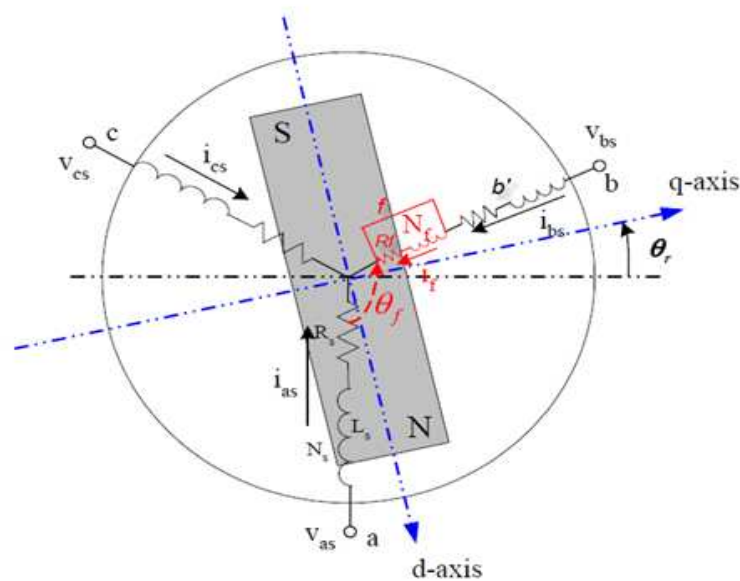


Figure III.1 : La MSAP en régime de défaut de court-circuit inter-spires [21].

III.4. Modélisation de MSAP dans le repère (a, b, c) avec défaut de court-circuit inter spires

III.4.1. Equation électrique

Nous désignons par court-circuit inter- spires tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase du stator. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties que l'on appellera (b') pour la partie saine et (f) pour la partie court-circuit. Pour représenter l'importance et l'emplacement du défaut, deux nouveaux paramètres sont introduits :

- Le paramètre " σ " représente l'importance du défaut ; il est défini comme le rapport entre le nombre de spire en court-circuit " n_f " et le nombre total de spires " n_s ".
- Le paramètre " θ_f " défini l'emplacement du défaut sur les phases, il peut prendre seulement trois valeur ($0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}$) par rapport aux trois phases a, b et c respectivement. Dans le cas d'un court-circuit dans la phase (b), $\theta_f = \frac{2\pi}{3}$.

Le problème fondamental est de savoir comment calculer les nouveaux paramètres, c'est-à-dire : les nouvelles matrices résistances, inductances et flux des aimants. La propriété de proportionnalité peut être utilisée pour trouver ces nouveaux paramètre en se basant sur le paramètre « σ » ; elles sont calcule comme suit :

$$\begin{cases} R_{b'}^s = (1 - \sigma)R_b^s \\ R_f^s = \sigma R_b^s \end{cases}$$

$$\text{Avec : } \sigma = \frac{n_f}{n_s} \quad \text{(III.1)}$$

En définissant les grandeurs électriques du nouveau circuit électrique comme suit :

$$\begin{cases} V_a^s = R_a^s i_a^s + \frac{d\varphi_a^s}{dt} \end{cases} \quad \text{(III.2-a)}$$

$$\begin{cases} V_b^s = R_b^s i_b^s + \frac{d\varphi_b^s}{dt} \end{cases} \quad \text{(III.2-b)}$$

$$\begin{cases} V_c^s = R_c^s i_c^s + \frac{d\varphi_c^s}{dt} \end{cases} \quad \text{(III.2-c)}$$

$$\begin{cases} V_f^s = R_f^s i_f^s + \frac{d\varphi_f^s}{dt} = 0 \end{cases} \quad \text{(III.2-d)}$$

Avec :

V_f^s : La tension aux bornes de la bobine court-circuit de la phase b [V].

V_b^S : La tension aux bornes de la bobine saine de la phase b [V].

i_b^S : Le courant circulant dans la bobine saine de la phase b [A].

i_f^S : Le courant supplémentaire engendré par le court-circuit de la phase b [A].

$R_{b'}^S$: La résistance de partie saine de la phase b [Ω].

R_f^S : La résistance de défaut [Ω].

φ_f^S : Le flux d'excitation des aimants dans la bobine de court-circuit [Wb].

III.4.2. Equation magnétiques

La nouvelle équation magnétique est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre les parties court-circuitées et les parties saines des enroulements statorique. Ce problème de calcul des inductances est traité par [2] [13] et [21]. La nouvelle équation magnétique est alors exprimée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_a^S = L_{aa}(\theta_r) i_a^S + (1 - \sigma) M_{ab}(\theta_r) i_b^S + M_{ac}(\theta_r) i_c^S + \sigma M_{af}(\theta_r) i_f^S + \varphi_a^m(\theta_r) \quad \text{(III.3-a)} \\ \varphi_b^S = (1 - \sigma)^2 L_{bb}(\theta_r) i_b^S + (1 - \sigma) M_{ba}(\theta_r) i_a^S + (1 - \sigma) M_{bc}(\theta_r) i_c^S + (1 - \sigma) \sigma M_{bf}(\theta_r) i_f^S \\ \quad + \varphi_b^m(\theta_r) \quad \text{(III.3-b)} \\ \varphi_c^S = L_{cc}(\theta_r) i_c^S + M_{ca}(\theta_r) i_a^S + (1 - \sigma) M_{cb}(\theta_r) i_b^S + \sigma M_{cf}(\theta_r) i_f^S + \varphi_c^m(\theta_r) \quad \text{(III.3-c)} \\ \varphi_f^S = \sigma^2 L_{ff}(\theta_r) i_f^S + \sigma M_{fa}(\theta_r) i_a^S + \sigma M_{fc}(\theta_r) i_c^S + (1 - \sigma) \sigma M_{fb}(\theta_r) i_b^S + \varphi_f^m(\theta_r) \quad \text{(III.3-d)} \end{array} \right.$$

En remplaçant les expressions des flux (III.3) dans le système des tensions (III.2). On obtient :

$$[V_{abc}^S] = [R_{ab'cf}^S] \cdot [i_{abc}^S] + \frac{d[L_s(\theta_r)]}{dt} [i_{abc}^S] + [L_s(\theta_r)] \frac{d[i_{abc}^S]}{dt} + \frac{d[\varphi_{abc}^m(\theta_r)]}{dt} \quad \text{(III.4)}$$

$$[V_{abc}^S] = [R_{ab'cf}^S] \cdot [i_{abc}^S] + \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d[L_s(\theta_r)]}{d\theta_r} [i_{abc}^S] + [L_s(\theta_r)] \frac{d[i_{abc}^S]}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d[\varphi_{abc}^m(\theta_r)]}{d\theta_r} \quad \text{(III.5)}$$

$$\text{Comme } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{(III.6)}$$

$$[V_{abc}^S] = [R_{ab'cf}^S] \cdot [i_{abc}^S] + \omega_r \frac{d[L_s(\theta_r)]}{d\theta_r} [i_{abc}^S] + [L_s(\theta_r)] \frac{d[i_{abc}^S]}{dt} + \omega_r \frac{d[\varphi_{abc}^m(\theta_r)]}{d\theta_r} \quad \text{(III.7)}$$

Le système équation différentielle qui englobe les équations électriques et magnétique est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ V_f^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{bmatrix} + \omega_r \cdot \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & \sigma M_{ab}(\theta_r) \\ (1-\sigma)M_{ba}(\theta_r) & (1-\sigma)^2 L_{bb}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{bc}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{bb}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & \sigma M_{cb}(\theta_r) \\ \sigma M_{ba}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{bb}(\theta_r) & \sigma M_{bc}(\theta_r) & \sigma^2 L_{bb}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & \sigma M_{ab}(\theta_r) \\ (1-\sigma)M_{ba}(\theta_r) & (1-\sigma)^2 L_{bb}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{bc}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{bb}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & \sigma M_{cb}(\theta_r) \\ \sigma M_{ba}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{bb}(\theta_r) & \sigma M_{bc}(\theta_r) & \sigma^2 L_{bb}(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{bmatrix} + \omega_r \cdot \varphi_{abcf}^m \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \varphi_a^m(\theta_r) \\ \varphi_b^m(\theta_r) \\ \varphi_c^m(\theta_r) \\ \varphi_f^m(\theta_r) \end{bmatrix}$$

(III.10)

Les flux des aimants du rotor traversant la phase en défaut peut également être divisée en deux parties qui sont proportionnelle à l'importance du défaut :

$$\varphi_{abcf}^m(\theta_r) = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_r - \theta_f) \\ (1-\sigma)\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \end{bmatrix}$$

(III.11)

La variation de flux de l'aimant en fonction de la position angulaire est :

$$\frac{d\varphi_{abcf}^m}{d\theta_r}(\theta_r) = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_f) \\ (1-\sigma)\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \end{bmatrix}$$

(III.12)

Avec:

θ_f : Angle de la phase incriminée par le défaut [rad].

Equation mécanique est la même équation qu'en régime sain que celles données en page 26 de chapitre II, sauf que les spires en court-circuit interviennent :

$$n_p(C_{em} - C_r - C_f) = J \frac{dw_r}{dt} \quad (III.13)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

III.4.3. Expression du couple électromagnétique

L'expression de couple électromagnétique de la MSAP en défaut électrique inter-spires est donné par :

$$C_{em} = n_p \frac{dW_{em}}{d\theta_r} = n_p \frac{d}{d\theta_r} \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}^s]^T \cdot [L_s] \cdot [i_{abc}^s] + [i_{abc}^s]^T \cdot [\varphi_{abc}^m] \right\} \quad (III.14)$$

$$C_{em} = n_p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}^s]^T \frac{d[L_s]}{d\theta_r} [i_{abc}^s] + [i_{abc}^s]^T \frac{d[\varphi_{abc}^m]}{d\theta_r} \right\} \quad (III.15)$$

On prendre :

$$C_{em} = n_p \left\{ [C_s]^T [i_{abc}^s] + [C_m] \right\} \quad (III.16)$$

Avec :

$$[C_s]^T = [C_1 \quad C_2 \quad C_3 \quad 0] \quad (III.17)$$

$$C_1(\theta_r) = i_a^s \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) + i_b^s \cdot (1 - \sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) + i_c^s \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) + i_f^s \cdot \sigma(L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f)) \quad (III.18.a)$$

$$C_2(\theta_r) = i_a^s \cdot (1 - \sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) + i_b^s \cdot (1 - \sigma)^2(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) + i_c^s \cdot (1 - \sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) + i_f^s \cdot (1 - \sigma)\sigma(L_{ms} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) \quad (III.18.b)$$

$$C_3(\theta_r) = i_a^s \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) + i_b^s \cdot (1 - \sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) + i_c^s \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) + i_f^s \cdot \sigma(L_{ms} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) \quad (III.18.c)$$

$$C_4 = 0 \quad (III.18.d)$$

$$C_m = \begin{bmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s & i_f^s \end{bmatrix} \varphi_{MAX}^m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_f) \\ (1 - \sigma) \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique (III.17) dans l'équation mécanique (III.13). On obtient :

$$C_m - C_r = -(C_s)^T i_{abc}^s + C_f + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{III.20})$$

Le système matriciel qui englobe les équations mécanique et l'expression du couple électromagnétique est le suivant :

$$C_m - C_r = \begin{bmatrix} -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{bmatrix} + f\omega_r + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{III.21})$$

-

II.5. Modèle d'état de la MSAP

Les équations (III.6), (III.8), (III.21) peuvent être regroupées sous forme d'équation différentielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ V_f^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r \frac{dL_{aa}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r(1-\sigma) \frac{dM_{ab}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{ac}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \sigma \frac{dM_{af}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r(1-\sigma) \frac{dM_{ba}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + \omega_r(1-\sigma)^2 \frac{dL_{bb}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r(1-\sigma) \frac{dM_{bc}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + \omega_r(1-\sigma)\sigma \frac{dM_{bf}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \frac{dM_{ca}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r(1-\sigma) \frac{dM_{cb}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_c^s + \omega_r \frac{dL_{cc}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \sigma \frac{dM_{cf}(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \sigma \frac{dM_{fa}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + \omega_r(1-\sigma)\sigma \frac{dM_{fb}(\theta_r)}{d\theta_r} & \omega_r \sigma \frac{dM_{fc}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_f^s & 0 & 0 \\ -C_1 & -C_2 & -C_3 & 0 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \dots$$

$$\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & \sigma M_{af}(\theta_r) & 0 & 0 \\ (1-\sigma)M_{ba}(\theta_r) & (1-\sigma)^2 L_{bb}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{bc}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma M_{bf}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & \sigma M_{cf}(\theta_r) & 0 & 0 \\ \sigma M_{fa}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{fb}(\theta_r) & \sigma M_{fc}(\theta_r) & \sigma^2 L_{ff}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} * \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

(III.23)

Le modèle d'état est écrit sous la forme condensée suivante :

$$\left\{ \overset{\circ}{X} \right\} = [A]^{-1} * (\{U\} - [B] * \{X\}) = [A]^{-1} * \{U\} - [A]^{-1} * [B] * \{X\} \tag{III.24}$$

Ou :

$\{U\} = \{V_a^s \ V_b^s \ V_c^s \ V_f^s \ C_m - C_r \ 0\}$, est le vecteur commande.

$\{X\} = \{i_a^s \ i_b^s \ i_c^s \ i_f^s \ \omega_r \ \theta_r\}$, est le vecteur d'état.

III.6. Conclusion

Parmi les causes de la destruction de la machine synchrone à aimants permanents, on trouve les défauts de court-circuit inter-spores. Cette dernière est d'autant plus importante et néfaste que la valeur du courant d'induit est importante, c'est pour cette raison que nous avons proposé dans ce chapitre une modélisation offrant la possibilité de traiter le phénomène de court-circuit inter spores, a traves la présentation d'un modèle qui permet de prendre en compte le défaut statorique de court-circuit inter-spores dans la machine synchrone à aimants permanents avec l'utilisation de la méthode (CEMC).

Le modèle avec méthode (CEMC) a donc été introduit pour permettre la simulation de scénarii de défauts de court-circuit inter-spores. Il permet de disposer d'une plate-forme« d'expérimentation virtuelle », permettant de reproduire le comportement de la machine en régime défaillant sans avoir systématiquement recours à une mise en œuvre expérimentale coûteuse, parfois complexe et pouvant s'avérer dangereuse pour l'actionneur si les courants de court-circuit ne sont pas correctement maîtrisés. Les équations de ce modèle comprennent celles relatives à la machine saine et des termes introduits par des défauts. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les paramètres normaux de la machine au défaut qui peut aussi causer des dommages considérables telles que, la destruction en cascade par effet thermique du matériau isolant recouvrant les conducteurs et la désaimantation de la voie magnétique du rotor.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons les résultats des simulations du MSAP en exploitant les modèles proposés préalablement qui sont implémentés sous environnement Matlab.

IV.1. Introduction

Parmi les défaillances possibles, on a focalisé sur les défauts de court-circuit inter-spores. Les défauts sont souvent précurseurs de défaillances plus graves comme les courts-circuits avec la terre. De plus, ces défauts présentent la particularité d'être auto-entretenus par les aimants du rotor qui impliquent la présence permanente d'une source d'excitation. Ainsi, si ce défaut apparaît au cours du fonctionnement, isoler la machine de son dispositif d'alimentation ne suffit pas à garantir sa mise en sécurité. Ces défauts ne peuvent donc pas être maîtrisés tant que la machine développe des forces électromotrices, c'est à dire tant qu'elle est en rotation. Cela peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur lui-même (risques de destruction du bobinage par exemple), mais également pour les autres éléments du système auquel il appartient [1].

Les modèles de la Machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut de court-circuit inter-spores élaborés dans la repère naturel (a, b, c) en utilisant la méthode des circuits électrique magnétiquement couplés sont implémentés sous environnement Matlab. Les systèmes d'équation différentielles obtenus et formant les modèles d'états sont résolus en utilisant la méthode de Runge Kutta d'ordre 4. Ainsi les simulations réalisées pour la validation des modèles ont portées sur :

- La machine en régime sain.
- La machine en régime de défaut de court-circuit inter-spores en considérant différent pourcentage de spores en court-circuit.

Les grandeurs de sorties sont les courants statoriques, la vitesse ainsi que le couple électromagnétique

IV.2 Présentation de la machine d'étude

Les paramètres de la MSAP utilisé sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension nominale	v_m	110	V
Moment d'inertie	J	0,000179	Kg.m ²
Coefficient de frottement	f_v	0,00185	N.m.s/rad
Résistance statorique	R_s	4,3	Ω
Couple résistant	C_r	0	Nm
Nombre de paire de pôle	n_p	2	
Inductances d'axes directe	L_d	0,0067	H
Inductances d'axes en quadrature	L_q	0,0027	H
Fréquence	F	50	Hz
Flux des aimants	Φ	0,272	Wb

Tableau IV : Caractéristique de la MSAP

Où :

$$L_{ms} = \frac{L_d - L_q}{3}$$

$$L_m = \frac{L_d + L_q}{3}$$

$$L_{ls} = \frac{3.L_m}{10}$$

IV.3. Résultats de simulation du modèle de la MSAP en régime sain

On considère que la machine synchrone à aimants permanents est en régime sain et quelle est alimentée par un système de tension triphasées. L'implémentation du système d'équation différentielle constituant le modèle d'état de la MSAP en régime sain est réalisé sous environnement de Matlab. L'algorithme de Rung-Kutta 4 nous avons utilisé un pas de temps de 10^{-4} . Les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation en régime transitoire des grandeurs électriques (les courants statoriques) et mécaniques (couple électromagnétique et la vitesse) de la machine synchrone à aimants permanents.

IV.3.1 Les courants statoriques

Les formes d'ondes qui concernent les courants dans les trois phases du stator, obtenues pour la MSAP saine est présentée sur la Figure IV.1 suivante :

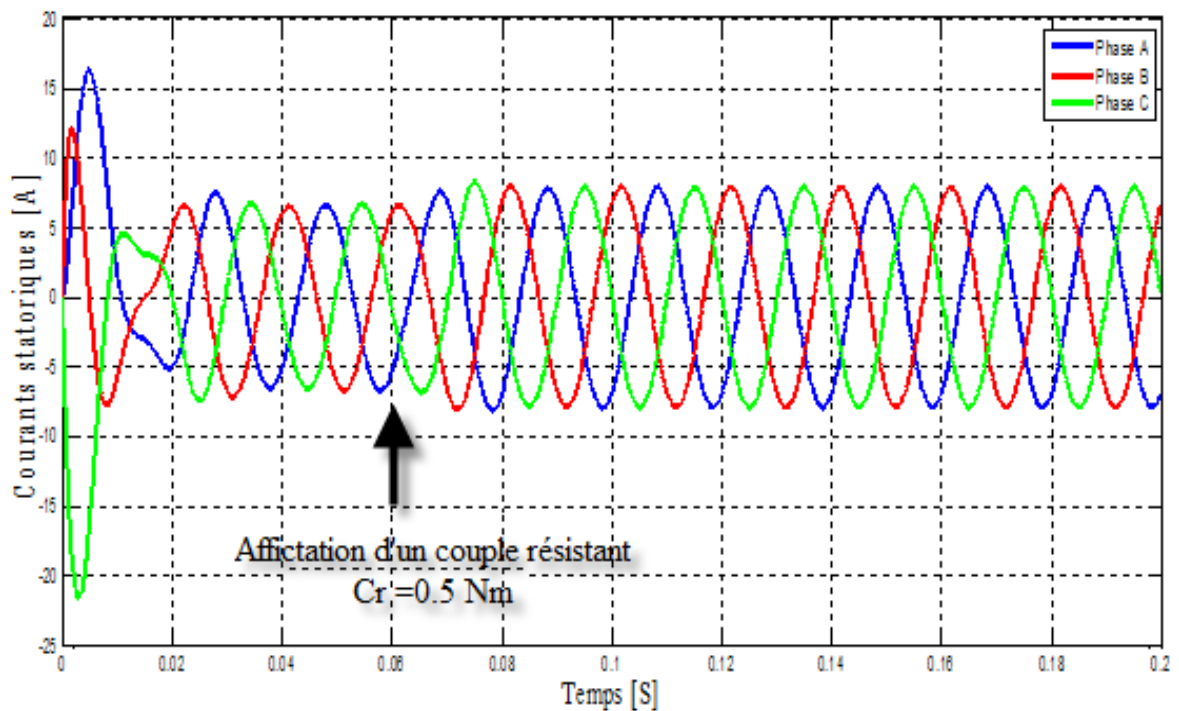


Figure IV.1 : Les courants statoriques

IV.3.2 La vitesse de rotation

La variation de la vitesse de rotation de la partie tournant (rotor) de la machine synchrone à aimants permanents sain en fonction de temps est présentée sur la figure IV.2 suivante :

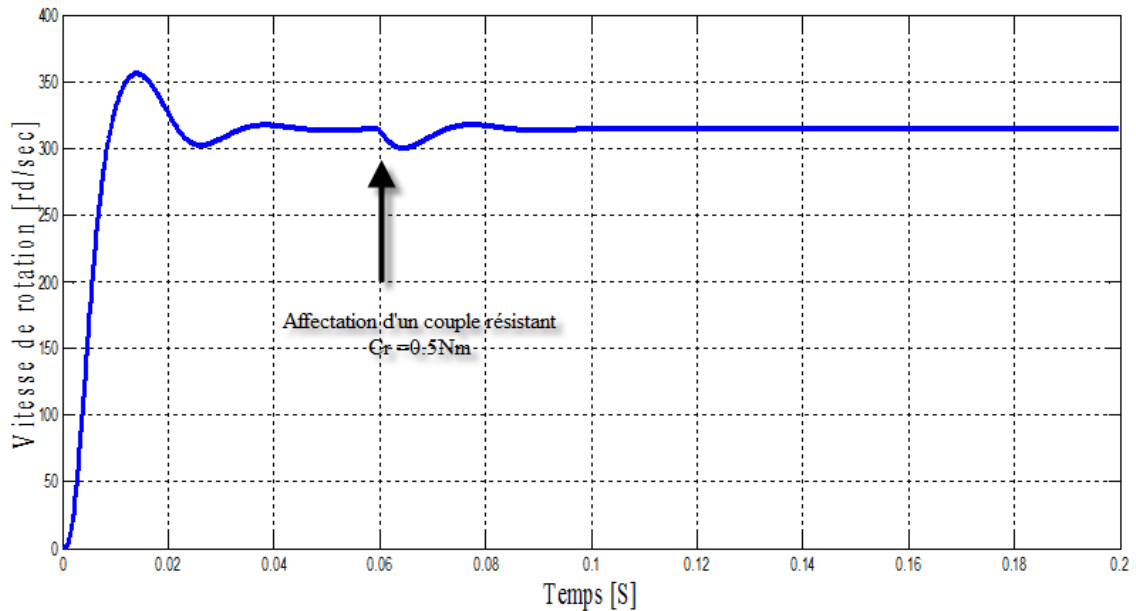


Figure IV.2 : La vitesse de rotation de la MSAP

IV.3.3 Le couple électromagnétique

La variation de couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents saine en fonction de temps est représentée sur la figure IV.3 suivante :

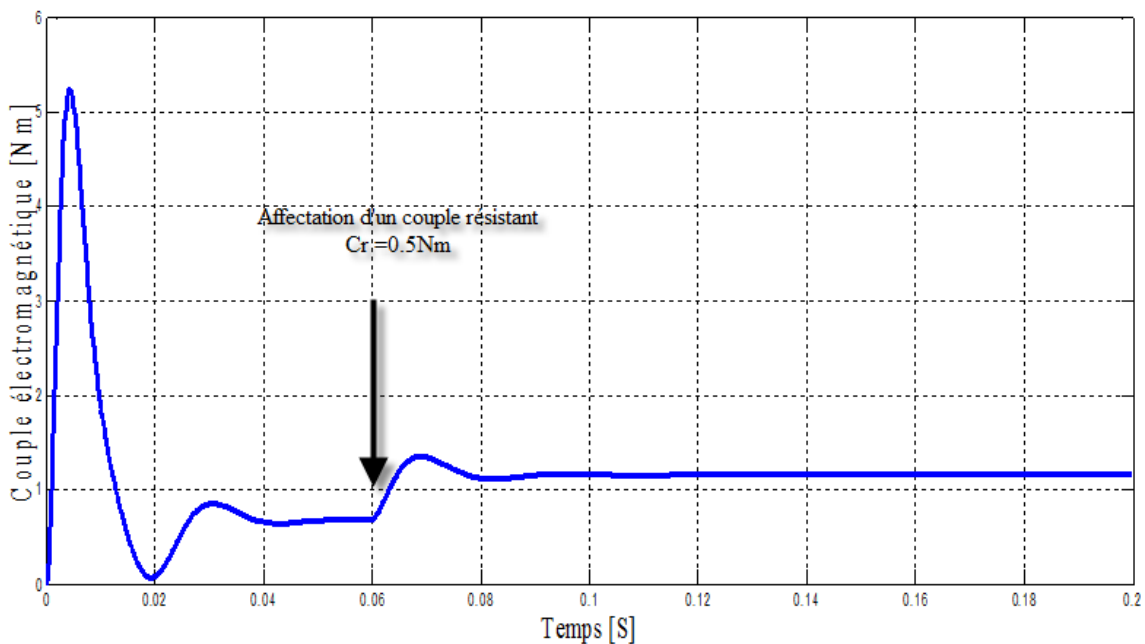


Figure IV.3 : Couple électromagnétique

IV.3.4 Interprétation des résultats en régime sain

La figure IV.1 relative aux courants dans les phases du stator fait apparaître un courant de démarrage avec des valeurs maximales importantes (les pics de courant) et un déséquilibre dû à la variation maximale des flux de la machine en autre termes la force contre électromotrice (f_{cem}) est nulle ainsi ce régime transitoire prendre une durée de temps courte à cause du démarrage à vide, et un régime permanent correspondant à des courants stabilisés et équilibrés sous forme d'ondes sinusoïdales équilibrées dû au développement de la (f_{cem}) pour atteindre une valeur qui est proche de la tension d'alimentation ce qui implique des courants avec des amplitudes constantes.

La figure IV.2 montre qu'en régime sain, la vitesse de rotation de la partie tournante (rotor) de la machine synchrone à aimants permanents passe d'un régime transitoire qui fait apparaître des oscillations dû de l'accélération de la vitesse de rotation pour atteindre la vitesse de champ tournant crée par les courants circulé dans les enroulements de partie fixe (stator), où la vitesse du démarrage atteint une valeur important pendant une durée du temps de 0.04s. Toutefois, en régime permanent la vitesse se stabilise à une vitesse constante où la vitesse de rotation égale à la vitesse de champ tournant. A l'instant de 0.06s avec l'affectation d'un couple résistant, qui fonctionne comme un frein entraîne la diminution de la vitesse de rotation, de ce fait, la machine cherchera un nouveau point de fonctionnement nominal qui va faire en sorte que le couple électromagnétique soit sensiblement équivalent au couple résistant.

La figure IV.3 relative au couple électromagnétique fait apparaître deux régimes :

- Un régime transitoire : fait apparaître des oscillations où la machine développe un couple maximal de démarrage important pour arrive à vaincre inertie de la masse rotorique, se que permettre, les pôles magnétiques créés par les aimants permanents cherchent en permanence de s'aligner sur ceux du stator.
- Un régime permanent où la machine synchrone à aimants permanents à vide développe un couple de faible valeur, mais à l'instant de 0.06s où la machine est en charge, le couple électromagnétique développe une valeur sensiblement équivalente au couple résistant qui va faire en sorte avec le nouveau point de fonctionnement nominal.

Les résultats obtenus à partir de la simulation de modèle de machine synchrone à aimants permanents en régime sain sont en bonne correspondance avec ceux donnés en [1] [12] [23].

IV.4 Résultats de simulation du MSAP en régime de défaut

On ne considère que la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un système de tension triphasée équilibrée en régime de défaut de court-circuit inter-spaires à partir de l'instant 0.1s. L'implémentation du système d'équations différentielles constituant le modèle d'état de la MSAP en régime de défaut de court-circuit inter-spaires est réalisé sous environnement de Matlab. Un tel défaut aura un impact sur le fonctionnement de la machine d'une façon substantielle. Les courants statoriques, la vitesse du rotor et le couple de sortie vont se voir un grand changement. Les comportements des différentes grandeurs (courant, vitesse et couple) peuvent être observés sur les figures suivantes.

IV.4.1 Résultats de simulation du MSAP en régime de défaut avec 10% des spires en court-circuit

IV.4.1.1 Les courants statoriques

L'allure des courants parcourant les trois phases statoriques, lors du court-circuit de 10% des spires de la phase « b », est présentée dans la figure IV.4.

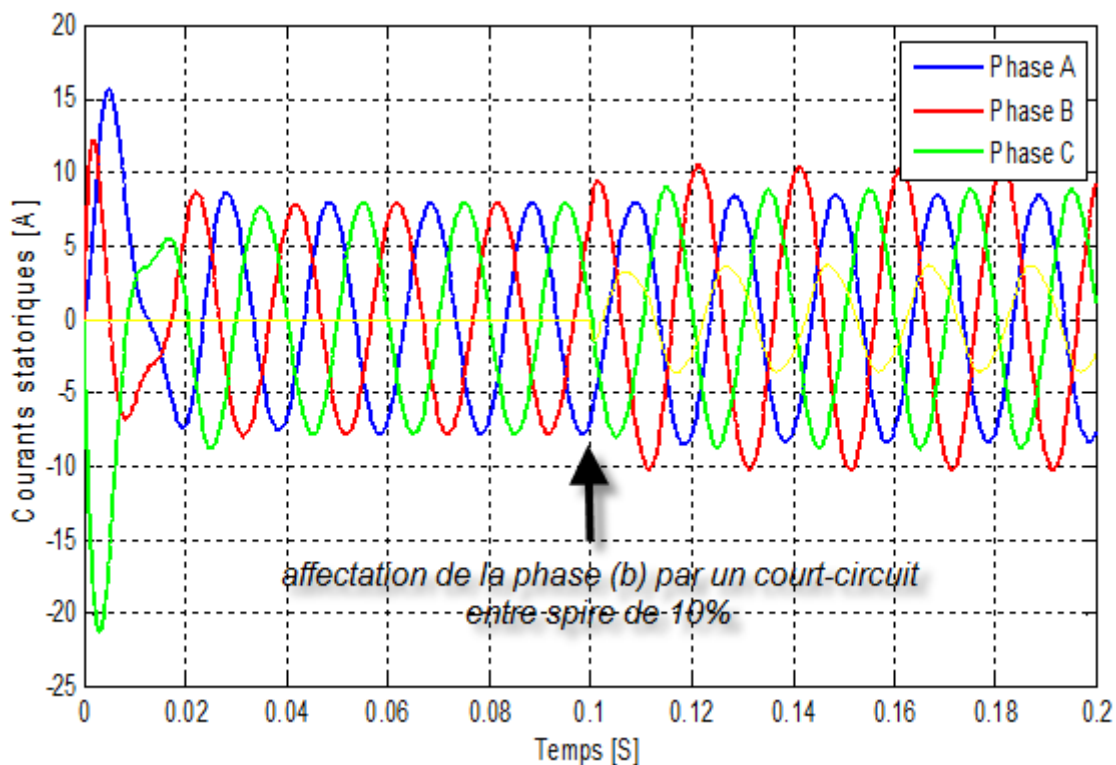


Figure IV.4 : Les courants statoriques avec 10% des spires en court circuit

IV.4.1.2 La vitesse de rotation

La variation de la vitesse de rotation en présence de défaut de 10% de spires en court-circuit avec de la phase « b » est présentée sur la figure IV.5 suivante :

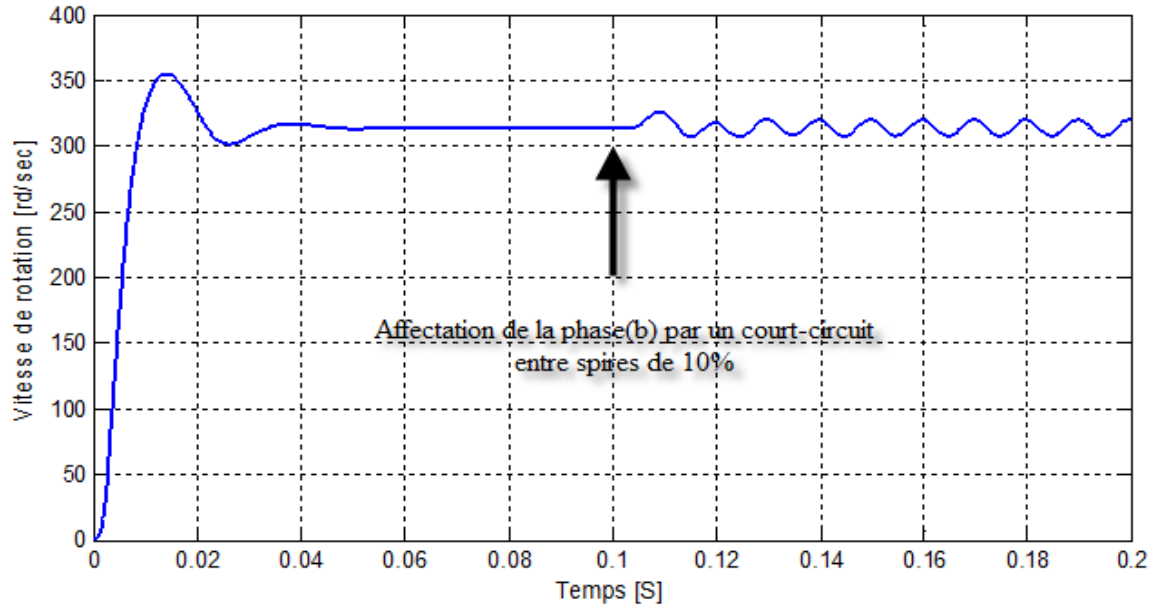


Figure IV.5 : La vitesse de rotation de la MSAP avec 10% de spire en court circuit

IV.4.1.3 Le couple électromagnétique

La variation de couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents en défaut de court-circuit de 10% des spires est présentée sur la figure IV.6 suivante :

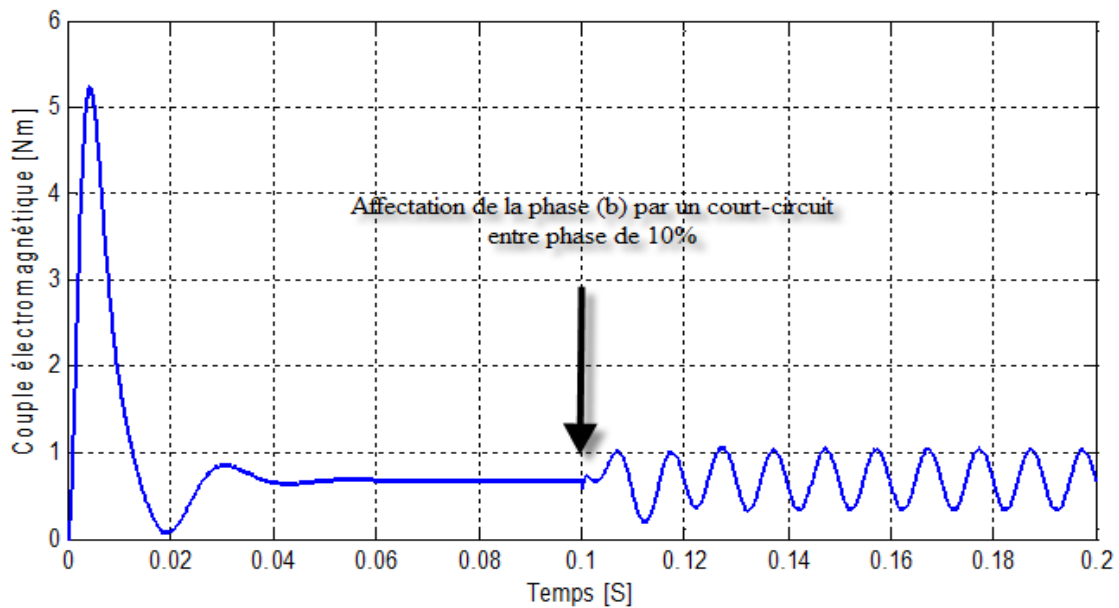


Figure IV.6 : Couple électromagnétique avec 10% de spire en court circuit

IV.4.2 Résultats de simulation du MSAP en régime de défaut en considérant différents pourcentages de spires en court-circuit

IV.4.2.1 Les courants statoriques

La variation de courant permanent en fonction taux de spires en court-circuit donnée par la courbe suivant :

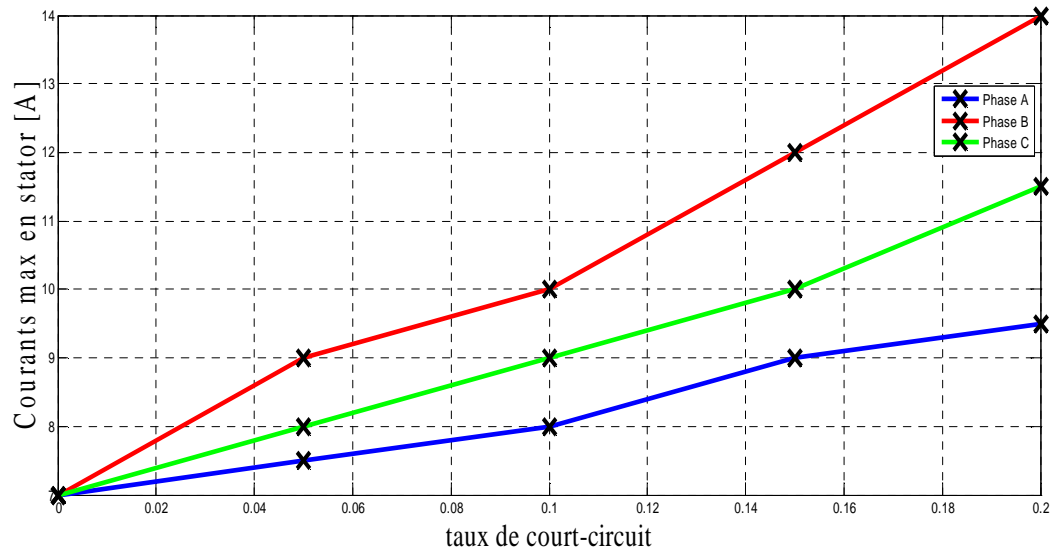


Figure IV.7 : Les courants maximums dans les phases de stator en présence de 5%, 10%, 15 % et 20% des spires en court circuit

IV.4.2.2 La vitesse de rotation

La variation de la vitesse de rotation en présence de défaut de court-circuit inter-spires est présentée sur la figure IV.6 suivante :

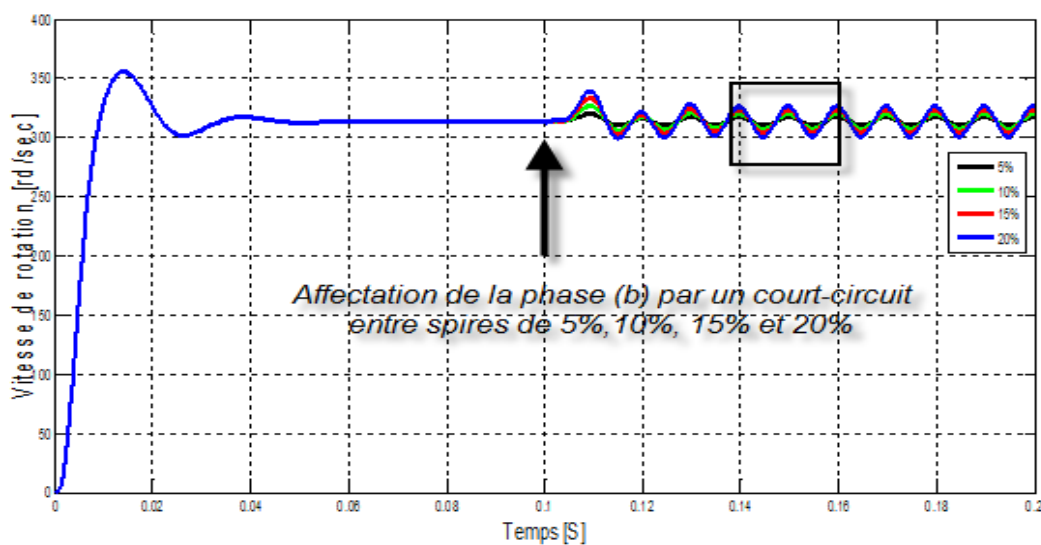


Figure IV.8 : La vitesse de rotation de la MSAP avec 5%, 10%, 15 % et 20% de spires en court-circuit

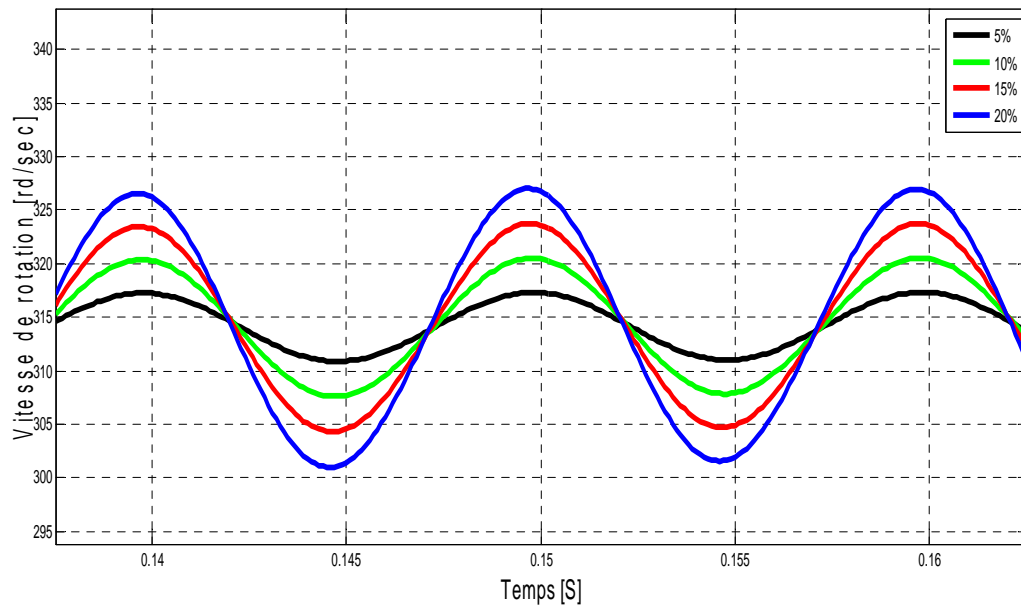


Figure IV.9 : Zoom de la vitesse de rotation de la MSAP avec 5%, 10%, 15 % et 20% de spires en court circuit

IV.4.2.3 Le couple électromagnétique

La variation de couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents en défaut de court-circuit inter-spires est présentée sur la figure IV.8 suivante pour différents taux :

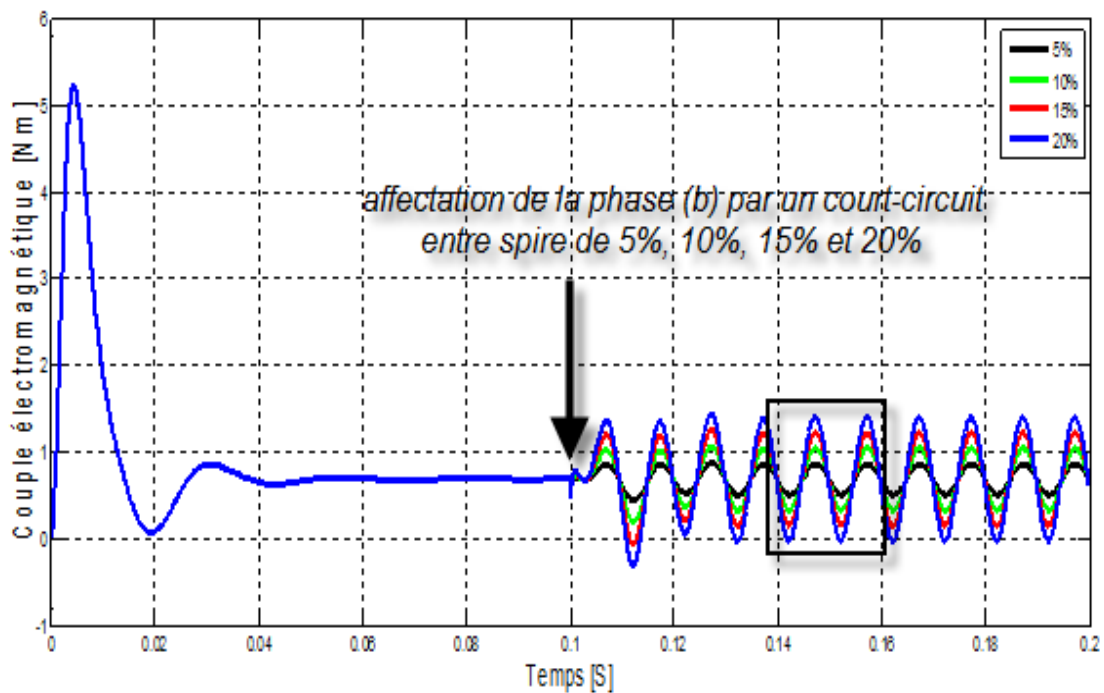


Figure IV.10 : Couple électromagnétique avec 5%, 10%, 15 % et 20% de spire en court circuit

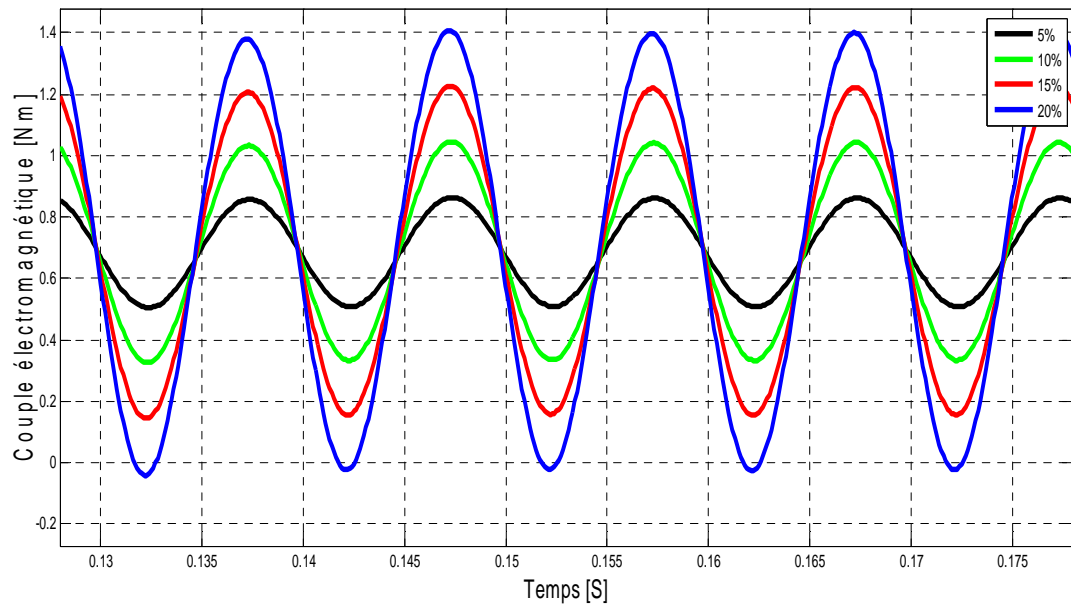


Figure IV.11 Zoom de Couple électromagnétique avec 5%, 10%, 15 % et 20% de spires en court circuit

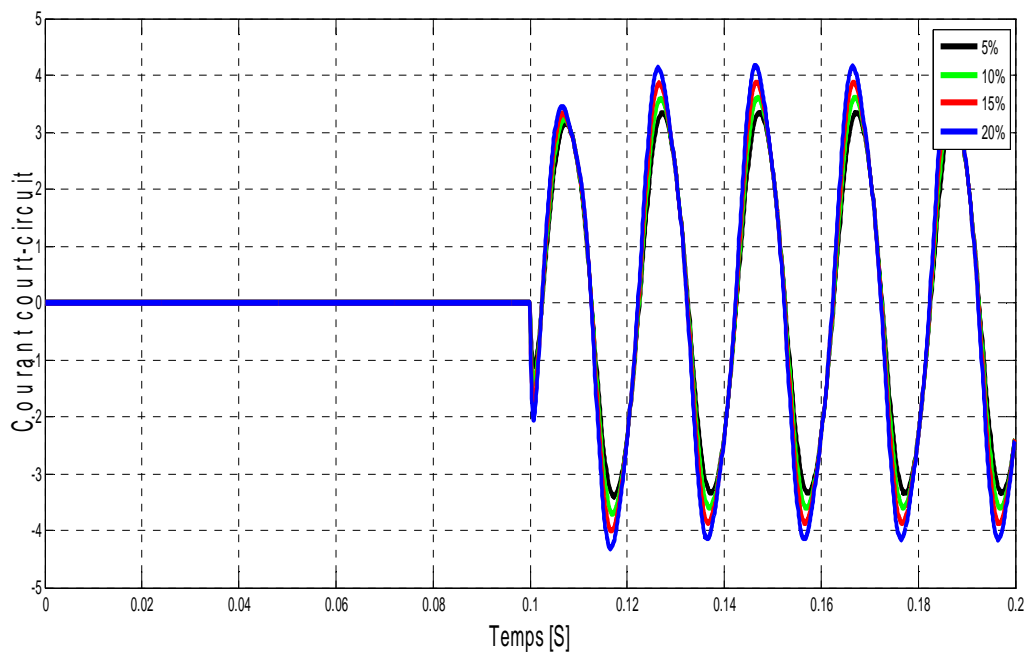


Figure IV.12 : courant dans la bobine court-circuitée de la phase (b) avec 5%, 10%, 15% et 20% de spires en court-circuit

IV.4.4 Interprétation des résultats en régime de défaut

Les figures IV.4, IV.7 et IV.12 montrent que le défaut de court-circuit inter spires engendre des augmentations significatives du courant dans la phase incriminée par le défaut, et appréciables pour les deux autres phases. L'augmentation des courants est d'autant plus importante que le nombre de spires en court-circuit est élevé. Les courants ne sont plus équilibrés ce qui aura comme conséquence un phénomène de battement.

Les figures IV.5, IV.6, IV.8, IV.9, IV.10, IV.11 montrent que le défaut de court-circuit inter spires engendre des vibrations mécaniques significatives au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation dès l'apparition du défaut à $t=0.1$ sec, à cause de l'effet du défaut de court-circuit inter spires qui perturbe la répartition spatiale du champ tournant. L'augmentation de ces signatures (les ondulations) est d'autant plus importante que le nombre des spires en court-circuit est élevé.

A partir des résultats obtenus, nous avons observés l'agressivité d'un défaut de court-circuit inter-spires sur les grandeurs électriques et mécanique de la machine synchrone à aimants permanents. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle.

Les résultats obtenus de la simulation du modèle de machine synchrone à aimants permanents en régime de défaut de court-circuit inter-spires sont en bonne correspondance avec ceux donnés en [1] [12] [23].

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation des modèles de la machine synchrone à aimants permanents fonctionnant en régime saine et en défaut de court-circuit inter-spires.

De manière générale, l'effet d'un court-circuit inter spires est de perturber la répartition spatiale du champ tournant, cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques de la machine et de sa charge. D'autre part, le courant circulant dans les enroulements affectés par le court-circuit inter-spires peut atteindre des valeurs élevées avec l'augmentation de nombre de spires en court-circuit. Si le défaut reste non détecté, il se propage et peut aboutir à défauts de phase- phase ou alors phase -masse. En effet, le courant circulant dans les spires en court-circuit est plusieurs fois plus important que le courant nominal. [2]. Il peut en résulte une destruction ou accélération le vieillissement de l'isolation des enroulements de (MSAP) à cause de l'augmentation de la température.

Les résultats de simulation concernant la MSAP en régime sain sont confrontés et validés par les résultats donnés par [12] [23]. En présence de défauts de court-circuit inter-spires, ils présentent une bonne corrélation avec ceux, donnés préalablement par des études effectuées sur les machines tournantes à aimants permanents [1] [12] [13] [21].

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire a porté sur la mise en œuvre d'un modèle de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut électrique. Les modèles d'états en régime sain et de défaut de court-circuit inter-spires sont obtenus à partir des équations électriques, magnétiques et mécaniques en s'appuyant sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés, dans le repère naturel (a, b, c). Les effets du défaut sont observés à travers l'investigation des grandeurs électriques (courant dans les phases du stator), et mécanique (vitesse de rotation et couple électromagnétique) obtenues à partir de la résolution des modèles d'états implémentés sous environnement Matlab.

De manière générale, l'effet du défaut de c est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. Conséquence des oscillations (vibration mécanique) du couple électromagnétique, et de la vitesse. D'autre part, le courant circulant dans la boucle affectée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées pouvant être auto-entretenu par les aimants du rotor. Ainsi, si un défaut de court-circuit inter-spires apparaît au cours du fonctionnement, isoler la machine de son dispositif d'alimentation ne suffit pas à garantir sa mise en sécurité. Ce défaut ne peut donc pas être maîtrisé tant que la machine développe des forces électromotrices, c'est à dire tant qu'elle est en rotation. Cela peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur lui-même, voire même une destruction par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle.

Les aspects non abordés dans ce présent travail sont envisageables en perspectives, à savoir :

- Désaimantation partielle ou totale des aimants.
- Inclure les harmoniques dans l'alimentation.

D'ou:

L'inductance statorique dans les trois enroulements est :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) \\ (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)\right) & (1-\sigma)^2 L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)\right) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)\right) \\ \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)\right) & \sigma^2(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_f)) \end{bmatrix}$$

(III.8)

La variation de l'inductance statorique en fonction de la position angulaire est :

$$\frac{dL_s}{d\theta_r} = 2 \cdot \begin{bmatrix} L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) & (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) \\ (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)^2(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) \\ L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) \\ \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3})) & \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & \sigma^2 L_{ms} \sin(2\theta_f) \end{bmatrix}$$

(III.9)

Mise sous la forme matricielle :

$$\begin{aligned}
 C_{em} = n_p \left\{ \begin{matrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s & i_f^s \end{matrix} \right\}^* & \begin{bmatrix} L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) & (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) \\ (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)^2(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) \\ L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) \\ \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3})) & \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & \sigma^2 L_{ms} \sin(2\theta_f) \end{bmatrix} \begin{matrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{matrix} + \\
 \left. \begin{matrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s & i_f^s \end{matrix} \right\} \varphi_{MAX}^m & \left. \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_f) \\ (1-\sigma) \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \end{bmatrix} \right\} \tag{III.22}
 \end{aligned}$$

En explicitant les expressions des inductances, on obtient le système différentiel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a^s \\ V_{b'}^s \\ V_c^s \\ V_f^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) & \omega_r (1-\sigma)(1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \omega_r \sigma L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & 0 & 0 \\ \omega_r (1-\sigma)(1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & R_{b'}^s + \omega_r (1-\sigma)^2 (L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \omega_r (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & R_{b'}^s + \omega_r (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & 0 & 0 \\ \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \omega_r (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & R_c^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & \omega_r \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & 0 & 0 \\ \omega_r \sigma L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & R_{b'}^s + \omega_r (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \omega_r \sigma(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & R_f^s & 0 & 0 \\ -C_1 & -C_2 & -C_3 & 0 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_{b'}^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & (1-\sigma)(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \sigma(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & 0 & 0 \\ (1-\sigma)(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)^2 L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & \sigma(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & 0 & 0 \\ \sigma(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \sigma(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & \sigma^2(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_{b'}^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

(III.25)

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) & 0 & 0 \\ (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)\right) & (1-\sigma)^2 L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)\right) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)\right) & 0 & 0 \\ \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)\right) & \sigma^2(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_f)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \\
\begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ V_f^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) & 0 & 0 \\ (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)\right) & (1-\sigma)^2 L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)\right) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma)\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f)\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)\right) & 0 & 0 \\ \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) & (1-\sigma)\sigma(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \sigma\left(\frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)\right) & \sigma^2(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_f)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \\
\begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) \\ \omega_r (1-\sigma)(1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) \\ \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) \\ \omega_r \sigma L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f) \\ -C_1 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \omega_r (1-\sigma)(1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f)) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \omega_r \sigma L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f) & 0 & 0 \\ R_b^s + \omega_r (1-\sigma)^2 (L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \omega_r (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & R_b^s + \omega_r (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & 0 & 0 \\ \omega_r (1-\sigma)(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & R_c^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & \omega_r \sigma(L_{ms} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & 0 & 0 \\ R_b^s + \omega_r (1-\sigma)\sigma(L_{ms} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & \omega_r \sigma(L_{ms} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f)) & R_f^s & 0 & 0 \\ -C_2 & -C_3 & 0 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Les modèles d'états sont exprimés comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_{b'}^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & (1-\sigma)M_{ab} & M_{ac} & \sigma M_{af} & 0 & 0 \\ (1-\sigma)M_{ba} & (1-\sigma)^2 L_{bb} & (1-\sigma)M_{bc} & (1-\sigma)\sigma M_{bf} & 0 & 0 \\ M_{ca} & (1-\sigma)M_{cb} & L_{cc} & \sigma M_{cf} & 0 & 0 \\ \sigma M_{fa} & (1-\sigma)\sigma M_{fb} & \sigma M_{fc} & \sigma^2 L_{ff} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_a^s \\ V_{b'}^s \\ V_c^s \\ V_f^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} -$$

$$\begin{bmatrix} L_{aa} & (1-\sigma)M_{ab} & M_{ac} & \sigma M_{af} & 0 & 0 \\ (1-\sigma)M_{ba} & (1-\sigma)^2 L_{bb} & (1-\sigma)M_{bc} & (1-\sigma)\sigma M_{bf} & 0 & 0 \\ M_{ca} & (1-\sigma)M_{cb} & L_{cc} & \sigma M_{cf} & 0 & 0 \\ \sigma M_{fa} & (1-\sigma)\sigma M_{fb} & \sigma M_{fc} & \sigma^2 L_{ff} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r \frac{dL_{aa}}{d\theta_r} & \omega_r (1-\sigma) \frac{dM_{ab}}{d\theta_r} & \omega_r \frac{dM_{ac}}{d\theta_r} & \omega_r \sigma \frac{dM_{af}}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r (1-\sigma) \frac{dM_{ba}}{d\theta_r} & R_{b'}^s + \omega_r (1-\sigma)^2 \frac{dL_{bb}}{d\theta_r} & \omega_r (1-\sigma) \frac{dM_{bc}}{d\theta_r} & R_{b'}^s + \omega_r (1-\sigma)\sigma \frac{dM_{bf}}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \frac{dM_{ca}}{d\theta_r} & \omega_r (1-\sigma) \frac{dM_{cb}}{d\theta_r} & R_c^s + \omega_r \frac{dL_{cc}}{d\theta_r} & \omega_r \sigma \frac{dM_{cf}}{d\theta_r} & 0 & 0 \\ \omega_r \sigma \frac{dM_{fa}}{d\theta_r} & R_{b'}^s + \omega_r (1-\sigma)\sigma \frac{dM_{fb}}{d\theta_r} & \omega_r \sigma \frac{dM_{fc}}{d\theta_r} & R_f^s & 0 & 0 \\ -C_1 & -C_2 & -C_3 & 0 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_{b'}^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

En explicitant les différents termes on aboutit au modèle d'état suivant :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} - \\
 &\begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \\
 &\begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & 0 & 0 \\ \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & R_b^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & R_c^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 \\ -C_1 & -C_2 & -C_3 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})
 \end{aligned}$$

En explicitant les différents termes de l'inductance on obtient la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ C_m - C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & 0 & 0 \\ \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & R_b^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & R_c^s + \omega_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 \\ -C_1 & -C_2 & -C_3 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta \end{bmatrix}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Mr. 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, 2009
- [2] Mr. VASEGHI Babak, "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires : Modélisation – Réduction du courant de défaut", thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009
- [3] Mr. BOUKAIS Boussad, "Contribution à la modélisation des systèmes couples machine convertisseurs : Application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) ", thèse de doctorat, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2012
- [4] Mr. MABRAK Samir et Mr.MAY Abdelmalek, " Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique ", thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, 2008
- [5] Mr. DAANOUNE Abdeljalil, " Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides ", thèse de doctorat, L'Université de Grenoble, 2012
- [6] Mr. ATTOU Amine, " Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents, thèse de master en électrotechnique", Université Djillali Liabes de sidi bel-Abbes, 2011
- [7] Mr. CHIBANI Aziz, " Etude pour la conception d'une machine synchrone à rotor externe ", thèse de magister, Université Hadj Lakhdare de Batna, 2011
- [8] Mr. BOUCHAREB Ilhem, " Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable, thèse de master en électrotechnique ", Université Constantine, 2009
- [9] Mr. pierre mayé, "Aide-mémoire Electrotechnique", la 3^{eme} Edition, chez l'éditeur L'usine nouvelle Dunod, Paris, 2006
- [10] Mr. HADJOUT Larbi, " Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique ", thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique Algérie, 2006
- [11] Mr. NABTI Khalil, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", thèse de doctorat, Université de Constantine, 2010
- [12] Mr. MESSAOUDI Yacine, " Contribution à la modélisation multi-physique des générateurs électrique linéaires ", thèse de magister, , Université de Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2011
- [13] Mr. J. Farooq, " Etude du problème inverse en électromagnétique en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents ", thèse de doctorat, université de belfort, 2008
-

- [14] Mr. CAUX Stevane, " Détection des courts-circuits inter-spires dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu - Application à un canal de génération électrique en aéronautique ", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2014
- [15] "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes", Cahier des préventions. CP2, Société Allianz, 1988.
- [16] P.F. Albrecht, J.C. Appiarius, R.M. McCoy, E.L. Owen, D.K. Sharma, "Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications - Updated", Power Engineering Review, IEEE , vol.PER-6, no.3, pp.31,32, March 1986. doi:10.1109/MPER.1986.5528107
- [17] O.V. Thorsen, M. Dalva, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.35, no.4, pp.810, 818, 1999. doi:10.1109/28.777188
- [18] P. O'Donnell, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I", Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.IA-21, no.4, pp.853,864, 1985. doi:10.1109/TIA.1985.349532
- [19] Mr. ACHOUR Tahar, Diagnostic de défauts électriques et mécaniques de la machine asynchrone à simple cage d'écureuil : Etude expérimentale, thèse d'ingénieur d'état en électrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008
- [20] Mr. TOUDJA Tahar, " Commande non linéaire robuste D'un moteur synchrone à aimant permanent ", thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008
- [21] Mr. LI LIU, " Robus Fault Detection and Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors ", thèse d'ingénieur, The Florida State University College Of Engineering, 2006
- [22] Mr. CEBAN Andrian, " Méthode globale de diagnostic des machines électriques ", thèse de doctorat, Université Lille Nord, France, 2012
- [23] Mr. G. Remy, "Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide ", thèse de doctorat, Ecole doctorale des sciences pratique de Cachan, 2007
-

Résumé

Les **Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)** sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles pour leur efficacité énergétique et leur simplicité d'utilisation et exploitation. Les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. Les défauts de court-circuit sont parmi les plus répandus. Le diagnostic du défaut de court-circuit dans les machines synchrones à aimants permanents est une étape importante dans le dispositif de sûreté de fonctionnement, qui nous permettront d'identifier et localiser ces défauts. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de criticité du défaut et de cibler les moyens d'action possibles pour le contenir. Ce mémoire de fin d'étude porte sur la mise en œuvre d'un modèle de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut de court-circuit. Dans ce contexte, les modèles d'états en régime sain et de défaut de court-circuit inter-spores sont obtenus à partir des équations électriques, magnétiques et mécaniques en s'appuyant sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC) dans le repère naturel (a, b, c). La méthode (CEMC) est basée sur la représentation dans un repère naturel des bobinages du stator de la machine par des circuits électriques intégrant les couplages magnétiques d'une part et la prise en charge de l'équation mécanique après un calcul préalable du couple électromagnétique d'une autre part. Cette méthode, offre un bon compromis en termes de précision des phénomènes physiques observés et de temps de calcul associé. Les effets du défaut sont observés à travers l'investigation des grandeurs électriques (courant dans les phases du stator), et mécanique (vitesse de rotation et couple électromagnétique) obtenues à partir de la résolution des modèles d'états implémentés sous environnement Matlab. Les simulations réalisées pour la validation des modèles ont porté sur la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut de court-circuit inter-spores en considérant différents pourcentages de spires en court-circuit. Les différents résultats de simulation obtenus à partir de la résolution des modèles d'état sain et en défaut, ont été comparés à ceux donnés dans les références montrant une bonne concordance. A partir des résultats obtenus, nous avons observé l'agressivité d'un défaut de court-circuit inter-spores sur les grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP. Cela peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur lui-même, voire même une destruction par effet thermique du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle.

Mots clés :

- Machine synchrone à aimants permanents.
- Défaillances, courts-circuits inter spires.
- Modélisation, circuits électriques magnétiquement couplés.
- Exploitation et validation.