

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

Présenté par

LAMARI M'hamed

Thème

Modélisation et détection de défauts de courts-circuits statoriques dans une machine synchrone à aimants permanents

Mémoire soutenu publiquement le 11/07/ 2018 devant le jury composé de :

M^r RACHEK M'hamed

Professeur,

Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou,

Président

M^{elle} RADJA Nadia

Maitre Assistant classe A,

Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou,

Encadreur

M^{elle} YASSA Nacéra

Maitre Assistant classe A,

Université Mohand Oulhadj Bouira,

Co-encadreur

M^r KHALDI Rabah

Maitre Assistant classe A,

Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou,

Examineur

M^r MIOUAT Azzouz

Maitre Assistant classe A,

Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou,

Examineur

Remerciements

Remerciements

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

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

Mes remerciements vont aussi à Mademoiselle Nacera YASS Maitre-assistante classe A au département d'électrotechnique, Université Mohand Oulhadj de Bouira, pour ces conseils et l'aide qu'elle m'a apporté pour mener à terme ce travail et j'ai vraiment apprécié la confiance et la liberté qu'elles m'ont accordées et leur disponibilité.

Mes vifs remerciements vont aux membres de jury d'avoir accepté de juger ce présent travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à ma formation

J'exprime enfin toute ma reconnaissance envers ma famille et à toutes les personnes, qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce mémoire de fin d'étude.

Résumé

Résumé

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisée dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de machine surtout en fonctionnement moteur. Ce travail porte principalement à l'étude des défauts partiels de courts-circuits entre spires du bobinage statorique de la machine synchrone à aimants permanents. Dans un premier temps, nous avons donné un aperçu général sur la MSAP, les types d'aimants utilisés dans sa partie mobile, quelques types de défauts qui peuvent surgir lors de son fonctionnement principalement les défauts dus aux courts circuits, et ses domaines d'application.

La modélisation de la machine a été faite par l'approche sur les Circuits Electrique Magnétiquement Couplée(CEMC) en régime sain, puis un défaut de court-circuit inter spires a été introduit sur la phase (C ou B) puis sur les deux phases afin de voir leur influence sur les différentes grandeurs de la machine (électriques et mécaniques) et nous avons présenté le modèle d'état généralisé valable pour les deux régimes.

Les résultats obtenus après la simulation présentés dans ce travail pour les deux régimes, sain et ceux du défaut de court-circuit entre spires du bobinage statorique de la MSAP, révèlent qu'au régime de défaut, le court-circuit de la phase C est plus sévère que le court-circuit de la phase B ,quand nous avons imposé un nombre de spires en court-circuit de 5% puis de 17% sur les trois essais(à vide, demi-charge et plein charge).

L'analyse spectrale nous a permis d'avoir les signatures du défaut présenté avec une très grande précision, que nous avons comparé à celle du régime sain.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), méthode de Circuit Electrique Magnétiquement Couplée (CEMC), défaut de court-circuit, diagnostic, analyse spectrale, identification de la MSAP.

Table des matières

Table des matières

Remerciements	II
Résumé	III
Table des matières	IV
Liste des figures et tableaux	VII
INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I Machine synchrone à aimant permanent	
I.1. Introduction.....	2
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	2
I.2.1. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
I.2.2. Principe de fonctionnement de la MSAP	4
I.3. Différentes structures de la machine synchrone à aimants permanents	
I.3.1. Les machines synchrones à aimants permanents à flux radial.....	5
I.3.2. Machines synchrones à aimants permanents à flux axial (MSAP-FA).....	7
I.3.3. Machines synchrones à aimant permanent à flux transverse.....	9
I.4. Principaux matériaux utilisés dans les machines électriques	
I.4.1. Les aimants permanents.....	10
I.4.1.a. Caractéristique magnétique et physique des aimants.....	11
I.4.1.b. Les différent type d’aimants permanent utilisés dans la MSAP.....	12
I.4.2. Matériaux magnétiques.....	13
I.5. Etude statistique des défauts de la MSAP.....	14
I.6. Défaillances des machines synchrones à aimants permanent	
I.6.1. Défaillances au rotor.....	16
I.6.2. Défaillances au stator.....	18
I.7. Conséquences des défauts statoriques	21

Table des matières

I.8. Méthodes de détection et de diagnostic des défauts	
I.8.1. Détection à partir des méthodes internes (connaissance a priori).....	22
I.8.2. Détection à partir des méthodes externes (sans connaissance a priori).....	24
I.9. Avantage et inconvénient de la MSAP.....	25
I.10. Les domaines d'application de MSAP.....	26
I.11. Conclusion.....	28

Chapitre II Modélisation de la MSAP en régime sain

II.1. Introduction.....	29
II.2. Présentation de la machine d'étude	
II.2.1. Paramètres de la machine.....	30
II.2.2. Hypothèses simplificatrices.....	30
II.3. Modélisation de la MSAP par CEMC dans le repère (a, b, c)	
II.3.1. Equations électrique de la machine.....	32
II.3.2. Equations magnétique.....	32
II.3.3. Equations mécanique	35
II.4. Modèle d'état de la MSAP en régime sain	38
II.5. Résultat de simulation du modèle MSAP en régime sain	
II.5.1. Essai à vide.....	42
II.5.2. Essai en charge.....	44
II.6. Interprétation des résultats.....	45
II.7. Conclusion	47

Chapitre III Modélisation de la MSAP en régime de défaut

III.1. Introduction.....	48
III.2. Défaut de court-circuit inter spires au stator.....	48
III.3. Modélisation de la MSAP par CEMC dans le repère (a, b, c)	
III.3.1. Equations électriques de la machine.....	49
III.3.2. Equations magnétique.....	51
III.3.3. Equations mécanique	54
III.4. Généralisation du modèle (a, b, c) multi phase	
III.3.1. Equations électriques	63
III.3.2. Equations magnétique.....	65
III.3.3. Equations mécanique	66
III.5. Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut	
III.5.1. Essai à vide.....	70
III.5.2. Essai a demi-charge.....	73
III.5.3. Essai a plein-charge.....	77
III.6. Analyse spectrale.....	80
III.7. Conclusion.....	84
CONCLUSION GENERALE.....	85

Liste des figures et tableaux

Chapitre I Machine synchrone à aimant permanent

Fig. I.2. Le moteur synchrone à aimant permanent.....	03
Fig.I.2.a. Schéma de bobinages statoriques.....	04
Fig.I.2.b. Rotor à aimant.....	04
Fig.I.2.2. Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	05
Fig.I.3. Vue schématique des machines : (a)flux radial, (b) flux axial.....	05
Fig. I.3.a. Machine à aimants en surface.....	06
Fig.I.3.b. Machine à aimants insérés.....	06
Fig.I.3.c. Machine à aimants enterrés.....	06
Fig. I.3.d. Machine à concentration de flux.....	07
Fig. I.3.2. Configuration des MSAP à flux axial.....	08
Fig. I.3.3.a. Principe d'une machine à flux transverse.....	09
Fig. I.3.3.b. Vue d'une machine à flux transverse.....	09
Fig. I.3.3.c. Vue d'une machine à flux transverse triphasée.....	09
Fig.I.4.1.a. La courbe de désaimantation.....	10
Fig.I.4.1.b. Le cycle d'hystérésis.....	10
Fig.I.4.1.b. Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.....	11
Fig.I.5.a. Répartition des causes de défaillance des machines électriques.....	13
Fig.I.5.b. Distribution des défauts dans une machine électrique.....	13
Fig.I.6. Un roulement à billes éclatée.....	14
Figure I.6.1. Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.....	15
Fig.I.6.2. Illustration d'une décharge partielle dans un matériau diélectrique.....	16
Fig.I.6.3. Représentation des défauts de courts-circuits.....	17
Fig.I.7. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuit statoriques.....	18
Fig.8.2.1. Principe général de diagnostic à base de modèle.....	19

Liste des figures et Tableaux

Fig.I.8.2. Principe de la surveillance par analyse spectrale.....	20
Fig.I.10. Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.....	22

Chapitre II Modélisation de la MSAP en régime sain

Fig.II.1. Organigramme du calcul.....	29
Tab.II.2. Caractéristique de la MSAP.....	30
Fig.II.3. Schéma de la MSAP dans le repère (a, b, c).....	31
Fig.II.4.a. Courant des phases statoriques à vide.....	42
Fig.II.4.b. Vitesse de rotation à vide.....	43
Fig.II.4.c. Couple électromagnétique à vide.....	43
Fig.II.4.d. Courant des phases statoriques en charge.....	44
Fig.II.4.e. Vitesse de rotation en charge.....	44
Fig.II.4.f. Couple électromagnétique en charge.....	45

Chapitre III Modélisation de la MSAP en régime de défaut

Fig.III.2. Phases statoriques avec défaut de court-circuit inter-spires.....	49
Fig.III.5.1. (a) et (b) Courant des phases statoriques avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.....	70
Fig.III.5.1. (c) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	71
Fig.III.5.1. (d) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	71
Fig.III.5.1. (e) et (f) Courant des phases statoriques avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	71
Fig.III.5.1. (g) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	72
Fig.III.5.1. (h) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	72
Fig.III.5.1. (i) et (j) Courant des phases statoriques avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	72
Fig.III.5.1. (k) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	73
Fig.III.5.1. (l) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	73
Fig.III.5.2. (a) et (b) Courant des phases statoriques avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	74

Liste des figures et Tableaux

Fig.III.5.2. (c) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	74
Fig.III.5.2. (d) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	74
Fig.III.5.2. (e) Courant des phases statoriques avec 5% de défaut de court-circuit	75
Fig.III.5.2. (f) Courant des phases statoriques avec 17% de défaut de court-circuit.....	75
Fig.III.5.2. (g) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	75
Fig.III.5.2. (h) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.....	75
Fig.III.5.2. (i) Courant des phases statoriques avec 5% de défaut de court-circuit	76
Fig.III.5.2. (j) Courant des phases statoriques avec 17% de défaut de court-circuit	76
Fig.III.5.2. (k) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	76
Fig.III.5.2. (l) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.....	76
Fig.III.5.3. (a) Courant des phases statoriques avec 5% de défaut de court-circuit.....	77
Fig.III.5.2. (b) Courant des phases statoriques avec 17% de défaut de court-circuit	77
Fig.III.5.3. (c) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.....	77
Fig.III.5.3. (d) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	77
Fig.III.5.3. (e) Courant des phases statoriques avec 5% de défaut de court-circuit	78
Fig.III.5.3. (f) Courant des phases statoriques avec 17% de défaut de court-circuit.....	78
Fig.III.5.3. (g) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.....	78
Fig.III.5.3. (h) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.....	78
Fig.III.5.3. (i) et (j) Courant des phases statoriques avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	79
Fig.III.5.3. (k) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit	79
Fig.III.5.3. (l) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.....	79
Fig.III.6.1. Analyse spectrale à 5% et 17% de défaut de court-circuit avec modèle sain.....	81
Fig.III.6.2. Analyse spectrale à 5% et 17% de défaut de court-circuit avec modèle sain à demi-charge.....	81
Fig.III.6.3. Analyse spectrale à 5% de défaut de court-circuit monophasé et biphasé.....	82
Fig.III.6.4. Analyse spectrale à 5% et 17% de défaut de court-circuit avec modèle sain à plein-charge.....	82
Fig.III.6.5. Analyse spectrale à 17% de défaut de court-circuit monophasé et biphasé.....	83

Introduction générale

Introduction générale

Depuis plusieurs dizaine d'années, la fiabilité, la sureté de fonctionnement d'un dispositif dans un secteur industriel sont souvent exigées afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, minimiser le cout de la maintenance préventive ou bien corrective et d'assurer le plus possible la sécurité des personnes en relation directe ou indirecte du dispositif.

Les machines électriques et les systèmes d'entraînement sont soumis à de nombreux types de défauts. Ces derniers peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements,...etc), électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau,...etc) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques) [10].

Le travail proposé porte sur l'identification de défaut de court-circuit sur la machine synchrone a aimants permanents, qui est une machine de plus en plus utilisée dans plusieurs applications industrielles (automobile, robotique, transport ferroviaire, l'aéronautique,...etc) pour leur simplicité d'utilisation et d'exploitation.

Le diagnostic est un domaine qui exige de connaitre parfaitement le système de fonctionnement de la machine, nous intéresserons spécifiquement dans ce document aux diagnostics des défauts électrique pouvant survenir au stator de ce type de machine et les plus rependus sont les défauts de bobinages. Pour certaine catégorie de défaillances, la caractéristique de fluxage permanent que possèdent les machines synchrones a aimants permanents due à l'aimant du rotor peut être critique, car même après déconnexion de la machine de son alimentation ne permet pas d'éteindre le défaut [27].

Il existe plusieurs approches de diagnostic, grâce à la connaissance que l'on souhaite acquérir et aux résultats qu'on veut obtenir de ce phénomène de court-circuit inter spire dans les MSAP, l'approche sur les Circuits Electrique Magnétiquement Couplée (CEMC) s'avère la plus appropriée, car elle conduit à un modèle permettant de représenter la machine en fonctionnement saint et en présence de défaut. Les deux modelés de la machines sont programmés et simulé sous logiciel Matlab.

Ce mémoire comporte trois chapitres, dans le premier chapitre nous présentons en premier les généralités sur la machine à aimants permanents ainsi que les éléments de construction de la machine et un aperçu général sur les types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés. Dans un deuxième temps, nous citons les défaillances qu'on rencontre le plus et leurs conséquences statorique, ainsi que les méthodes de diagnostic des défauts. Nous terminons le chapitre avec les avantages et les inconvénients de la MSAP et ses domaines d'applications.

Le chapitre suivant est consacré à la modélisation de la MSAP par la méthode des Circuits Electrique Magnétiquement Couplée (CEMC) dans le régime sain, puis présenter et interpréter les résultats de simulation du modèle d'état implémentée sous environnement Matlab.

Dans le dernier chapitre est consacré à la modélisation de la MSAP avec la même méthode dans le régime en défaut toute en présentant les résultats de simulation du modèle avec leurs interprétations et nous allons mettre en évidence de manière plus précise le défaut de court-circuit par une analyse spectrale.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et proposerons des perspectives du travail.

Chapitre I

Généralités sur les Machines synchrones à aimants Permanents

I.1. Introduction

Pendant les années récentes, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant, la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques due à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse .

Dans ce chapitre, nous présentons la machine synchrone à aimants permanents de par sa constitution et son principe de fonctionnement. Dans la suite du chapitre, nous verrons les différentes défaillances que rencontre-le plus la MSAP, toute en présentant les méthodes de diagnostic des défauts, on terminera par la présentation des avantages et inconvénients de la MSAP ainsi que ces domaines d'applications.

I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor, d'où le nom de machine synchrone [9].



Fig. I.2. Le moteur synchrone à aimant permanent.

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

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source.

Le rotor est une partie mobile qui est montée sur l'axe de rotation (**Fig. I.2.b**) [1].

➤ Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe [2]. Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. On distingue deux grandes catégories de bobinage. Les bobinages dits réguliers, parmi lesquels on trouve les bobinages à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase. La (**Fig. I.2.a**) présente un exemple de bobinage statorique régulier à une seule voie par phase et deux paires de pôles [1].

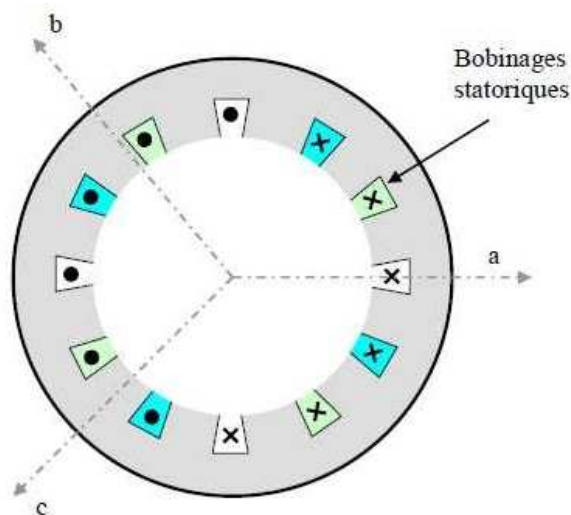


Fig.I.2.a. Schéma de bobinages statoriques [1].

➤ Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposés les aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente. Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques « durs », c'est-à-dire des matériaux qui, une fois aimantés, conservent leur aimantation à la température d'utilisation. Leurs propriétés magnétiques sont déterminées tout d'abord par les propriétés intrinsèques des composés qui les constituent. Elles dépendent aussi fortement de la microstructure du matériau liée au procédé de fabrication. Les aimants permanents peuvent être montés en surface ou insérés dans le rotor (**Fig.I.2.b**) [1].



Fig.I.2.b. Rotor à aimant [7].

I.2.2. Principe de fonctionnement de la MSAP

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La (Fig.I.2.2) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases *a* et *b* sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta=90^\circ$, ceci correspond au passage de la (Fig.I.2.2. (a)) à la (Fig.I.2.2. (c)). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Fig.I.2.2. (b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [9].

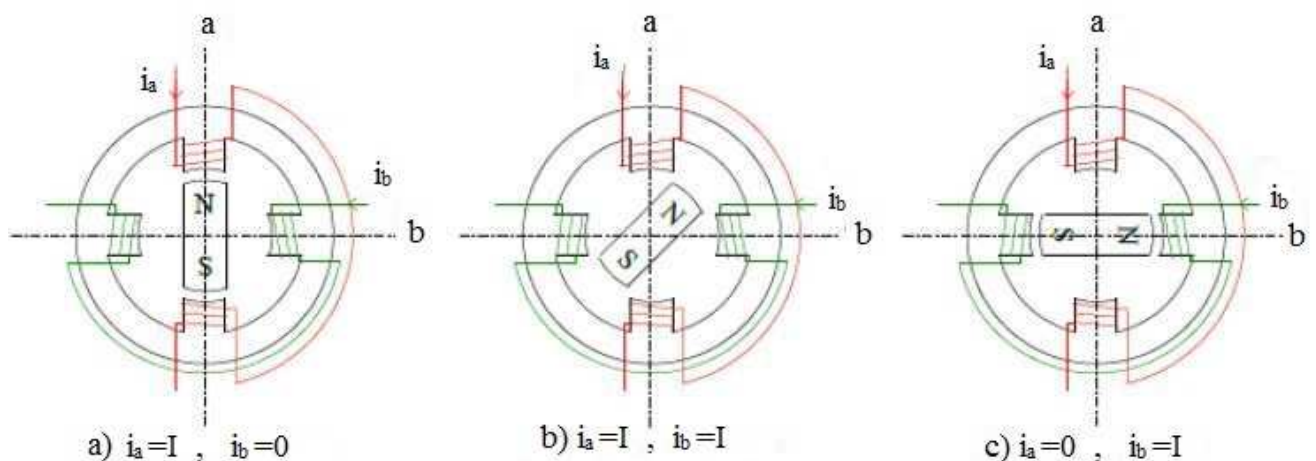


Fig.I.2.2. Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents [9].

I.3. Différentes structures de la machine synchrone à aimant permanent

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial, à flux axial, et à flux transverse. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure suivante [7]:



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

I.3.1. Les machines synchrones à aimants permanents à flux radial

La machine synchrone à flux radial est la première machine à aimants permanents apparue dans l'industrie. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de la performance des aimants permanents, elle commence à supplanter la machine asynchrone [10].

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

➤ Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS) : Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses. L'inconvénient majeur de cette structure est que les applications à haute vitesse sont difficiles (décollement des aimants).

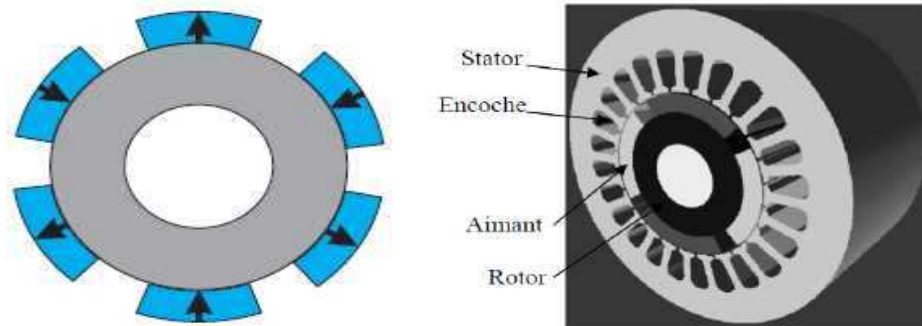


Fig. I.3.a. Machine à aimants en surface.

➤ Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) : A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.

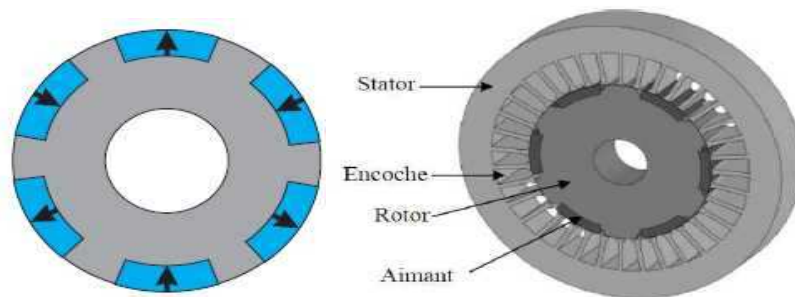


Fig.I.3.b. Machine à aimants insérés.

➤ Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) : Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer [5].

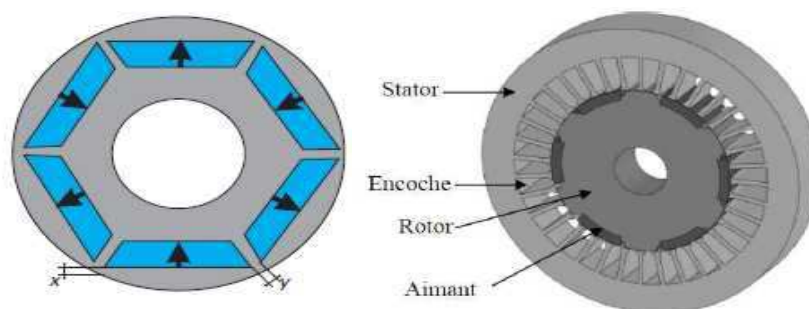


Fig.I.3.c. Machine à aimants enterrés.

➤ Une autre façon de placer les aimants dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration du flux provenant des aimants permanents qui sont aimantés dans le sens de la circonférence (**Fig. I.3.d**). L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe-q est plus grande que celle de l'axe-d [6].

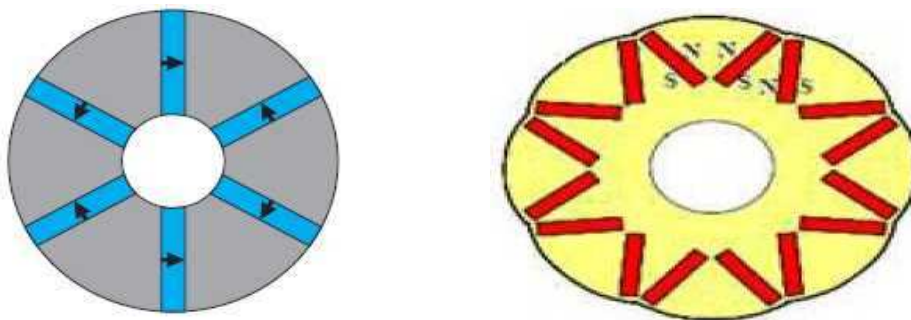


Fig. I.3.d. Machine à concentration de flux.

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

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

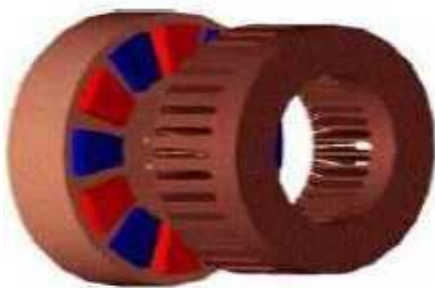
- Structure avec un seul rotor et un seul stator (**Fig.I.3.2(a)**).
- Structure dans laquelle le stator est situé entre les rotors (**Fig.I.3.2(b)**).
- Structure dans laquelle le rotor est placé entre des stators (**Fig.I.3.2(c)**).
- Structure à plusieurs étages comprenant plusieurs rotors et stator (**Fig.I.3.2(d)**).

La structure simple-stator et simple-rotor (**Fig.I.3.2(a)**), est la configuration à aimant permanent, de machine à flux axial la plus simple (Campbell ,1974 ; Kuronen, 2003).

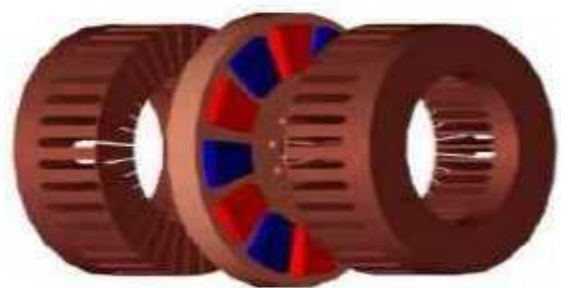
Cette structure souffre, cependant, d'une force axiale non équilibrée entre le rotor et le stator par suite duquel des arrangements plus complexes de roulement et un disque plus épais de rotor donc nécessaires, ceci comparé aux structures pour lesquelles les forces axiales sont équilibrées.

La structure simple stator-double rotor illustrée dans la (**Fig.I.3.2(b)**), est une machine torique à flux axial qui a ses enroulements de phase autour du stator encoché ou avec un stator non-encoché. La machine de type torique à aimants permanents avec le stator non-encoché, a été présentée vers la fin des années 80. L'enroulement de phase est à extrémité courtes, ce qui améliore le rendement et la densité de puissance de la machine. Comme inconvénient, la fixation du stator à l'armature (carcasse) est plus complexe comparé à la structure opposée dans laquelle le rotor est placé entre les stators désignés sous le nom de machine à un aimant permanent à rotor intérieur à flux axial.

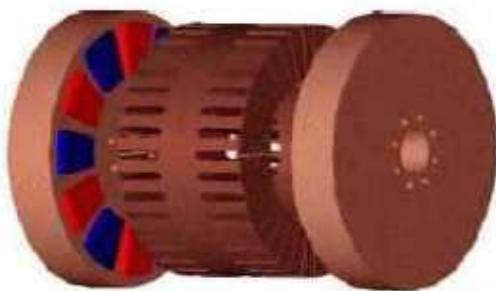
Des arrangements plus complexes peuvent être trouvés en assemblant plusieurs machines alignées sur le même axe et en formant une machine à plusieurs étages à flux axial selon la (**Fig.I.3.2(d)**). De telles machines peuvent être considérées pour l'usage d'entraînement de propulsion de bateau, pompe et application de générateur de vitesse élevée [7].



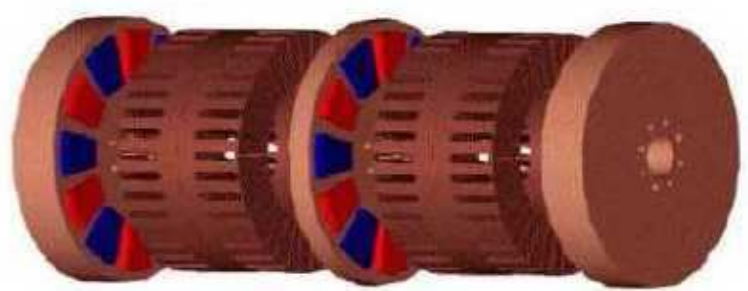
a) Structure simple.



c) Structure double stator



b) Structure double rotor.



d) Structure multi rotor et multi stator.

Fig. I.3.2. Configuration des MSAP à flux axial [7].

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

Dans cette structure, des circuits magnétiques en forme de fer à cheval régulièrement disposés entourent le bobinage statorique de chaque phase un moteur à flux transverse n-phases comprendra alors plusieurs moteurs monophasés (circuits magnétiques) montés sur le même arbre et décalés d'un angle géométrique de $(2\pi / n)$. Ces structures sont particulièrement adaptées pour des exigences de fortes densités de couple, en raison de ses forts couples pulsatoires, vibratoires et des pertes fer excessive dues aux caractères tridimensionnel du champ. Pour réduire ces pertes, on pourrait utiliser des matériaux magnétiques composites (poudre compacte) ou détriment de couple volumique lié à un niveau d'induction de sa saturation relativement faible pour ce type de matériau. En outre, les quelques réalisations effectuées ont mis en évidence que l'achèvement d'un fort couple volumique se traduit par un surdimensionnement de la partie convertisseur [7], [8].

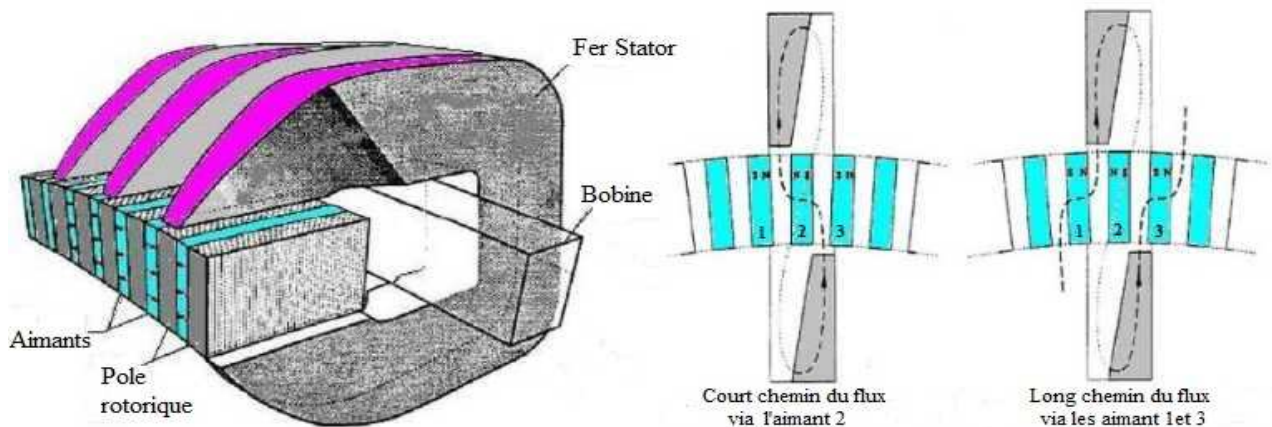


Fig. I.3.3.a. Principe d'une machine à flux transverse [7].

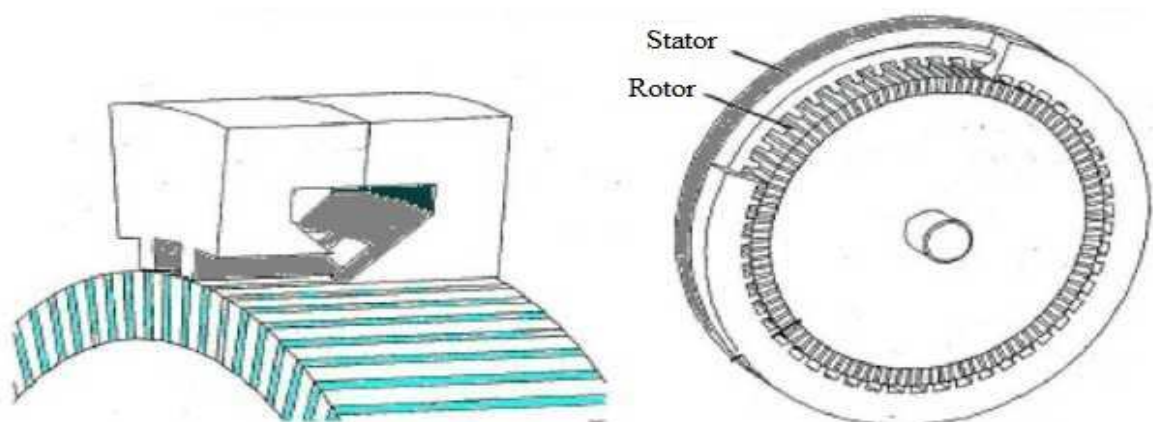


Fig. I.3.3.b. Modèle d'une machine à flux transverse [7].

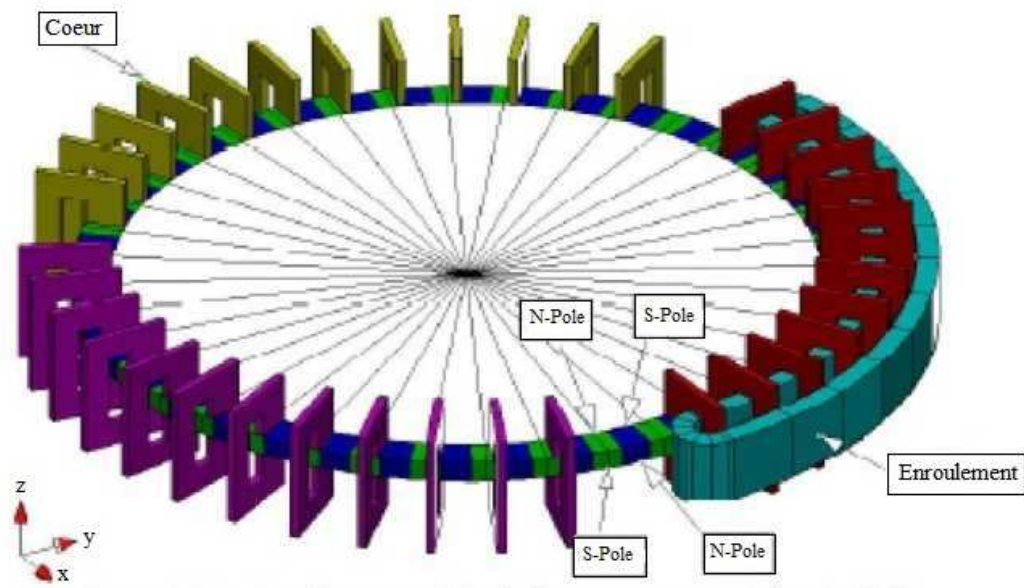


Fig. I.3.3.c. Modèle d'une machine à flux transverse triphasée [7].

1.4. Principaux matériaux utilisés dans les machines électriques

Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés. L'évolution de ces matériaux, notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques, a contribué à l'amélioration des performances des machines électriques. Dans ce qui suit, les propriétés de différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques :

1.4.1. Aimants permanents

Les aimants excitent à l'état naturel mais on peut aussi communiquer cette propriété de magnétisme à certains corps composés essentiellement de fer, nickel, cobalt, qu'on appelle aimants artificiels. Un aimant comprend un pôle nord et un pôle sud. Deux pôles de types contraires (N-S) s'attirent alors que deux pôles de même type (N-N ou S-S) se repoussent. Dans l'espace entourant les pôles d'un aimant existe un champ magnétique composé de lignes de flux ou ligne de force. Les lignes forment des boucles qui partent du pôle nord et entrent dans le pôle sud. L'essentiel de ces lignes de force constitue le spectre magnétique [11].

I.4.1.a. Caractéristique magnétique et physique des aimants

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis (**Fig.I.4.1.b**) et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant de la courbe $B=f(H)$ (**Fig.I.4.1.a**).

Lorsque le champ magnétique H qui a permis d'atteindre l'induction à saturation est réduit progressivement (démagnétisation), on constate que la courbe $B=f(H)$ se situe au-dessus de la courbe, ce phénomène est appelé « hystérésis », par ailleurs lorsque le champ H devient nul ($H=0$), l'induction intrinsèque conserve une valeur nulle, dite rémanente ($B_{H=0}=B_r$). Pour annuler l'induction rémanente, il est nécessaire de donner une valeur négative ($-H_c$) dit champ coercitif, au champ extérieur en faisant croître par valeurs négatives la valeur absolue de ce champ.

La qualité de l'aimant est quantifiée par produit ($B_r \cdot H_c$), plus ce produit est important, plus l'aimant est stable (meilleure qualité) et les valeurs B_m et H_m du point de fonctionnement optimal M correspond au produit d'énergie $(B_r \cdot H_c)_{\max}$ qui est déterminé par la droite de charge (**Fig.I.4.1.a**).

Les deux paramètres (B_r et H_c) dépendent également de la température. En effet la désaimantation d'un aimant est influencée par l'élévation de la température et de la durée d'exposition à celle-ci. La température à laquelle l'aimantation de l'aimant est réduite à zéro est appelée la température de Curie.

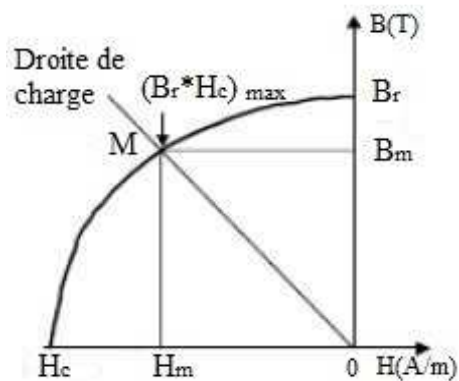


Fig.I.4.1.a. La courbe de désaimantation.

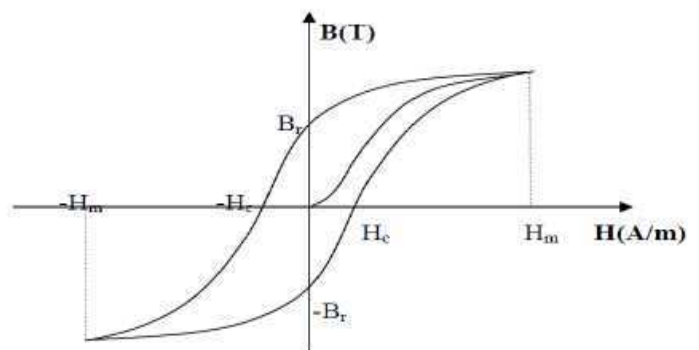


Fig.I.4.1.b. Le cycle d'hystérésis [10].

I.4.1.b. Les différents types d'aimants permanents utilisés dans la MSAP

Le choix de la nature des aimants d'une machine à aimants a une influence non négligeable sur son couple massique. Ces aimants peuvent être subdivisés en trois familles de matériaux, qui sont les AlNiCo, les Ferrites et les terres rares.

➤ **Les AlNiCo** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. On trouve des aimants ayant une induction rémanente B_r avoisinant 0.7T pour les isotropes et 1.2T pour les anisotropes, avec une valeur faible du champ coercitif de l'aimantation (H_c) variant de 40 à 80 A/m et une énergie spécifique allant de 10 à 18 kJ/m³. L'amélioration de la coercitivité peut se faire à l'aide du Niobium [2].

➤ **Les Ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance et à faible coût [2].

➤ **Les terres rares** sont les meilleurs matériaux pour aimant performants, tels que les Samarium-Cobalt et les Néodyme-Fer-Bore qui sont beaucoup plus performants en termes de densités volumiques d'énergie que les autres types d'aimants.

Les Samarium-Cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans certains domaines (automobile notamment) pour des raisons de normes environnementales.

Les Néodyme-Fer-Bore (NdFeB) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [2].

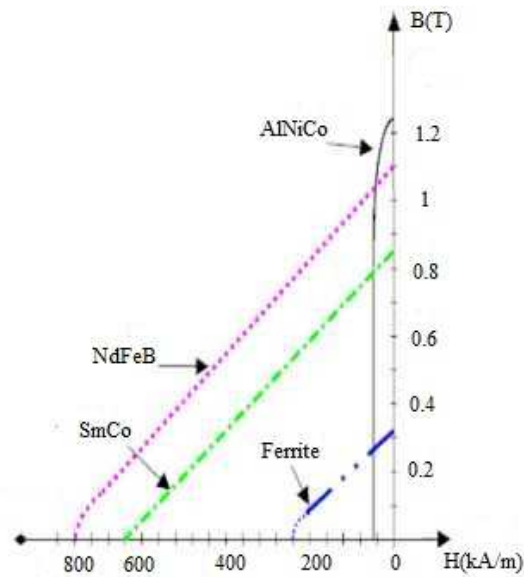


Fig.I.4.1.b. Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants [7].

I.4.2. Matériaux magnétiques

Les machines électriques sont soumises dans la plupart des cas à des champs alternatifs. Afin de limiter les pertes dues aux courants de Foucault, on utilise généralement les alliages magnétiques sous forme de tôles isolées. Le choix des alliages prend en compte les aspects techniques, mais également des considérations économiques. Notons que sur la base de fer dont la faible résistivité ($10^{-7}\Omega.m$) conduit à des pertes très élevées en régime alternatif, l'objectif des alliages développés est avant tout d'accroître cette résistivité tout en conservant un niveau d'induction de saturation élevé. Trois familles d'alliages ont percés le marché des matériaux laminés : les alliages Fer-Silicium, les alliages Fer-Cobalt et les alliages Fer-Nickel.

➤ **Le Fer-Silicium** est sans nul doute l'alliage le plus répandu dans le domaine de la conversion de l'énergie. L'ajout de Silicium à taux inférieur apporte des performances magnétiques accrues (polarisation, température de Curie), une rigidité juste nécessaire n'affectant pas la facilité d'usinage et la manutention des tôles. Cette alliage a bénéficié des plus forts développements en recherche et processus de fabrication grâce à ses volumes de production et son ancienneté et il existe deux catégories distinctes : les tôles à grains non orientés et les tôles à grains orientés.

Les tôles à grains non orientés qui dominent le marché offrent un panel très large de produits à épaisseur et à niveau de saturation variables. L'objectif principal des constructeurs est de limiter les pertes au sein de la structure de conversion, de ce fait ont proposés, des tôles à très faible épaisseur et faibles pertes massiques. Le prix de ces tôles de faible épaisseur (0.2 mm) est naturellement en adéquation avec

l'augmentation des performances et du point de vue assemblage, ces tôles compliquent leurs empilages. Les tôles à grains orientés, privilégient la direction de laminage comme direction d'aimantation, ce qui a priori les destinent à des structures de conversion dans lesquelles le tube de flux garde une direction fixe (transformateurs). Ceci étant, ses niveaux de saturation élevés (2T) les rendent aussi attractives pour certaines machines tournantes [13].

➤ **Les alliages Fer-Cobalt**, d'un point de vue électromagnétique, offrent les caractéristiques les plus attractives. Pour un taux de cobalt variant de 25 à 30%, cet alliage présente le plus haut niveau de saturation (2.34 T) pour une perméabilité relative comprise entre 1000 et 8000. Bien que ses pertes/kg soient supérieures à celles des alliages Fer-Silicium, sa résistance à la chaleur en fait le produit phare pour des applications à contraintes ambiantes sévères (aéronautiques, ferroviaires ou militaires), avec des coûts excessivement chers [12].

➤ **Les alliages Fer-Nickel** sont conçus sur des taux de charge en Nickel variant de 36% à 80%. Leur structure leur confère une grande facilité de laminage à froid et de traitements thermiques qui permettent de développer leurs propriétés magnétiques (polarisation, température de Curie, perméabilité). Dans le contexte des machines tournantes fonctionnant à haute vitesse, les tôles Fer-Nickel, dont les performances globales paraissent attrayantes, restent en retrait car les caractéristiques haute perméabilité et faibles pertes sont inconciliables pour un même taux de Nickel. Leur prix les oriente vers des applications spécialisées ou souvent on met en œuvre non seulement leurs propriétés magnétiques remarquables, mais également des propriétés complémentaires telles que la faible dilatation et la facilité de mise en forme. On utilise souvent ces alliages pour l'électrotechnique miniaturisée (téléphonie, appareils de mesure, composants inductifs dans l'électronique de puissance) [12].

I.5. Etude statistique des défauts de la MSAP

Des études statistiques ont montré que les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques sont parmi les défauts les plus fréquents après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées [15] [16]. Selon les différentes sources citées, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent entre 25 et 35% des pannes totales (**Fig.I.5.a**).

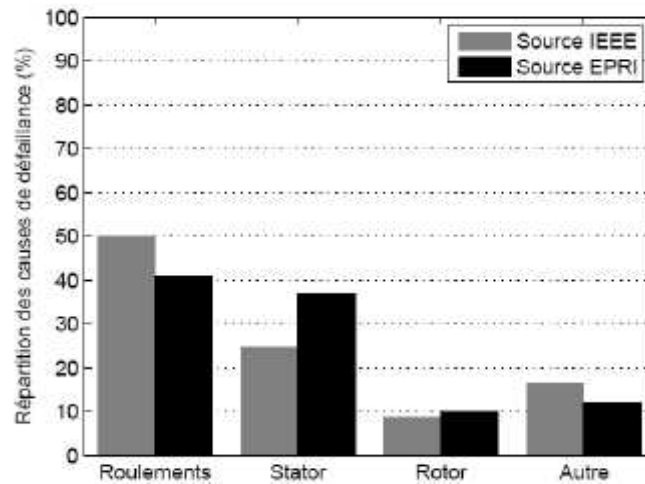


Fig.I.5.a. Répartition des causes de défaillance des machines électriques [1].

Les moteurs fonctionnent très souvent dans des conditions extrêmes (offshores). Ils sont souvent démarrés directement en ligne, ce qui conduit à de grands courants de démarrage et fortes pulsations du couple. Ces conditions sont néfastes pour le moteur, et conduisent à affaiblir ces différents composants avec le temps (Fig.I.5.b). Si l'on compare les résultats de cette étude avec ceux présentés par IEEE et EPRI (Fig.I.5.a), il devient clair que la survenance d'un défaut dépend considérablement de l'application spécifique de la machine et de son environnement.

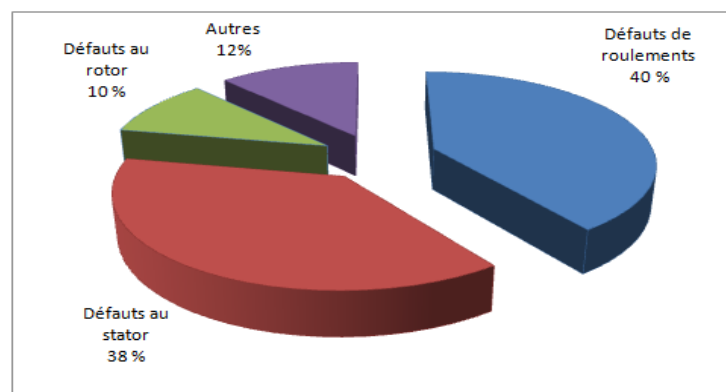


Fig.I.5.b. Distribution des défauts dans une machine électrique.

Comme les machines électriques sont soumises à des conditions environnementales différentes (tels que l'humidité dans la plupart des activités offshores), il est important d'avoir une idée sur la dépendance des taux de défaillance due à l'environnement. À cet égard, des recherches ont montré que le taux de défaillance pour les moteurs situés en plein air dans des conditions extrêmement difficiles (pour des installations situées en terre et en mer) est environ de 2,5 fois plus élevé que le taux de défaillance pour les moteurs situés à l'intérieur [10].

I.6. Défaillances des machines synchrones à aimants permanents

On désigne par défaillance tous les problèmes donnant naissance à un comportement anormal sur la machine et qui peut à court ou à long terme nuire ou provoquer son endommagement.

I.6.1. Défaillances au rotor

Les défauts dans le rotor peuvent être considérés comme plus complexes, qui sont essentiellement dues à des problèmes thermiques, dynamiques, résiduels ou environnementaux. Les défauts qu'on rencontre le plus sur la MSAP sont :

➤ Désaimantation des aimants permanents

Les moteurs à aimants permanents contiennent un rotor équipé d'aimants permanents montés en surface ou intégrés. Lorsque les enroulements statoriques sont alimentés avec une tension, le champ créé s'oppose au champ produit par les aimants. Dans des conditions normales, le point de fonctionnement des aimants est situé dans le deuxième quadrant (**Fig.I.4.1.a**), mais il peut évoluer et traverser le point limite de désaimantation réversible. Ce phénomène peut se produire lors des applications brutales de charges ou en cas de défaut de court-circuit des enroulements statoriques. Une fois produite, la réduction irréversible de l'induction rémanente (B_r) de l'aimant réduit de façon permanente les performances de la machine. Les températures élevées de fonctionnement réduisent aussi l'induction rémanente. En plus de la diminution de la force magnétique de l'aimant en raison de la réaction d'induit ou de la température, il est également connu que certains aimants peuvent se détériorer par désintégration à cause des fissures qui se forment lors de la fabrication comme Nd-Fe-B. La désintégration entraîne la perturbation du flux dans l'entrefer causant ainsi le déséquilibre de l'attraction magnétique entre le rotor et le stator, ceci engendre par la suite des vibrations et des contraintes sur les roulements [2].

➤ Défauts des roulements

Les roulements utilisés dans les machines électriques sont en générale 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 (**Fig.I.6**).

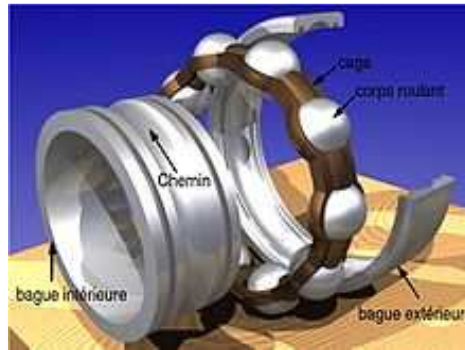


Fig.I.6. Un roulement à billes éclaté.

Les défauts peuvent avoir des origines diverses :

- Mauvais assemblage.
- Contraintes mécaniques dues à la surcharge de la machine.
- Circulation de courant électrique dans les bagues.
- Contraintes environnementale (température, humidité, corrosion ou poussières).

Ces défauts se manifestent le plus souvent, par une fissure ou usure au niveau des bagues ou par dégradation de l'organe de roulement (billes ou rouleaux), engendrant des vibrations mécaniques [14].

➤ **Excentricité**

Les conséquences des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité qui évolue dans le temps et qui existe de sa fabrication (usinage et de montage). Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité : La première est inhérente à la chaîne cinématique dans laquelle la machine intervient et qui peut imposer une force radiale sur l'arbre de cette machine, qui va engendrer une usure des roulements et une amplification du décentrement. Le deuxième phénomène risquant d'aggraver l'excentricité est le décentrement qui génère un déséquilibre dans la distribution des efforts radiaux entre le stator et le rotor. L'effort radial est maximal à l'endroit où se situe l'épaisseur minimale de l'entrefer et va tendre à diminuer encore plus la valeur de l'entrefer minimum et augmenter par conséquent encore plus le déséquilibre des efforts radiaux. Le point ultime de l'excentricité est le frottement du stator sur le rotor, qui est synonyme de destruction rapide de la machine [4]. Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées:

- L'excentricité statique (**Fig.I.6.1(a)**), généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques.

- L'excentricité dynamique (**Fig.I.6.1(b)**), elle correspond à un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- L'excentricité mixte (**Fig.I.6.1(c)**), la somme des deux cas présentés ci-avant.

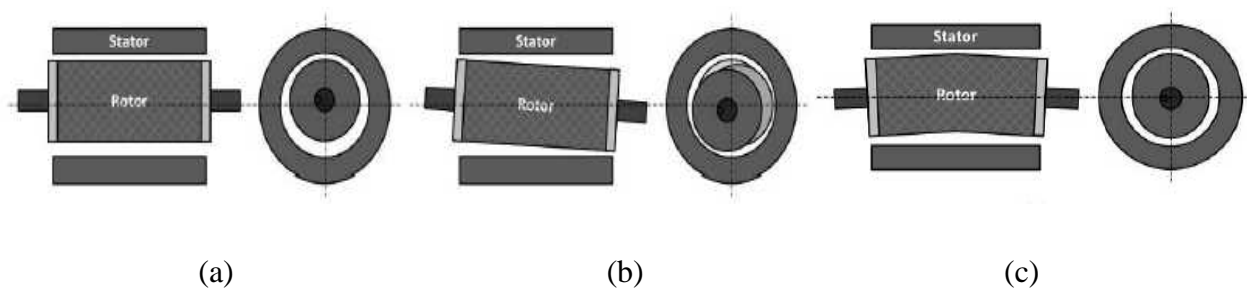


Figure I.6.1. Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.

I.6.2. Défaillances au stator

I.6.2.1. Origines des défauts de court-circuit statoriques

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

➤ Origine électrique

Les propriétés diélectriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une contamination par des corps étrangers (poussières, graisses, ...). Ces corps étrangers peuvent provoquer un pont résistif entre les conducteurs et le circuit magnétique. Des petites décharges de courant apparaissent alors dans cette région à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Suite à l'accumulation des décharges de courant, le matériau se fissure de plus en plus jusqu'à provoquer un court-circuit des conducteurs avec la carcasse magnétique. Notons également que ce matériau possède des anomalies intrinsèques (cavités, découlements, ...) plus en moins importantes selon son degré de qualité. Quand il est soumis à un niveau et à une forme de tension critique, une rupture d'occlusions gazeuses provoque des décharges dites partielles (**Fig.I.6.2**).

Ces phénomènes sont favorisés par le fait que les conducteurs sont constamment soumis à des transitoire de tension favorisant l'apparition de décharges partielles (ouverture et fermeture de disjoncteurs, enclenchement de fusibles et l'utilisation croissante des convertisseurs statiques) [1].

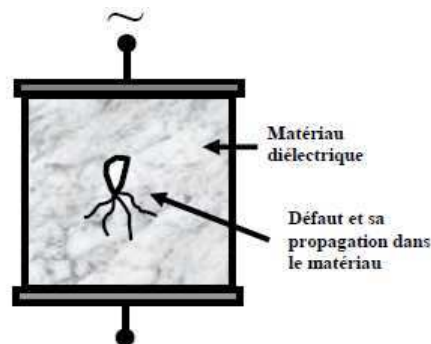


Fig.I.6.2. Illustration d'une décharge partielle dans un matériau diélectrique [1].

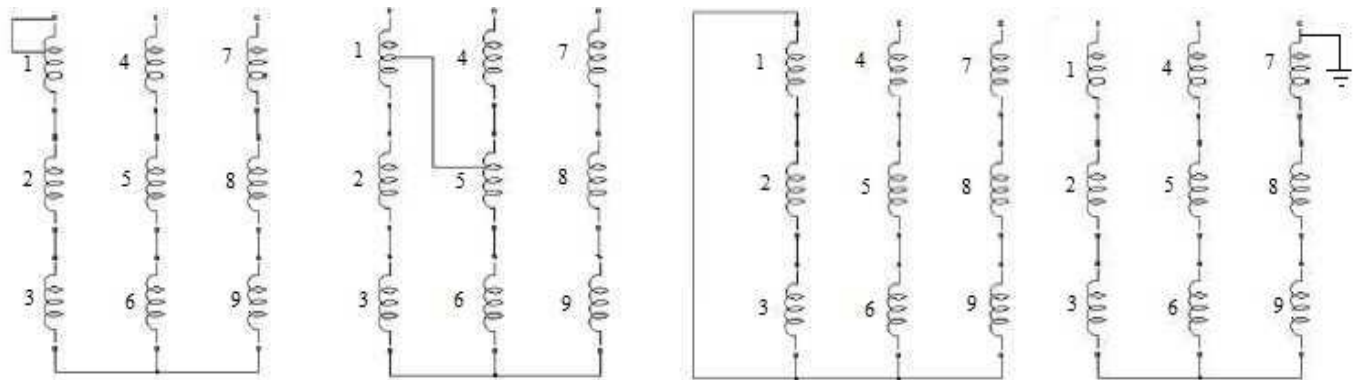
Les défauts de court-circuit dans les machines :

- **Court-circuit entre spires**

Un Court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent (**Fig.I.6.3.(a)**). Son origine est due à un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase infectée et une légère variation d'amplitude sur les autres phases. Ceci a pour conséquence une augmentation de température au niveau du bobinage, cela engendre une dégradation accélérer des isolants pouvant donner naissance à d'autres courts-circuits.

- **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 (**Fig.I.6.3.(b)**). D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences, il engendre un courant statorique déséquilibré avec un risque faible de fusion. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [14].



a) Court-circuit entre
Spires

b) Court-circuit entre
phases

c) Court-circuit entre
phase et neutre

d) Court-circuit entre
phase et masse

Fig.I.6.3. Représentation des défauts de courts-circuits [10].

➤ Origine Thermique

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs sensibilise aux facteurs de défaillances. Parmi ceux-ci, on peut citer le phénomène de surcharge thermique, avec une tension d'alimentation qui subit des variations d'amplitude (réseau déséquilibré), les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs sont soumis à une augmentation de température, pareille pour une surcharge mécanique de la machine. Puisque les courants absorbés lors d'un démarrage brusque ont une amplitude généralement plus élevée qu'en régime nominal alors un grand nombre de démarrages successifs provoque un cyclage thermique des conducteurs [17]. Des phénomènes de délamination, suite à l'expansion puis à la rétraction répétée du matériau isolant provoquent la création d'un point chaud qui le détériore localement. Enfin, une mauvaise ventilation et un milieu ambiant à haute température affectent aussi sa durée de vie.

➤ Origine mécanique

Suite à un défaut d'excentricité du rotor, ce dernier peut entrer en contact avec les conducteurs statoriques et provoquer l'abrasion du matériau isolant et même du cuivre. Dans le cas de machines ventilées, la projection de corps étrangers (morceau de dents du circuit magnétique, aluminium fondu, de matériel de soudure,...etc.) absorbés et renvoyés par le ventilateur, provoquent les mêmes effets. Par

ailleurs, au cours des démarrages, les conducteurs sont soumis à des forces radiales et tangentielles fortes, et le matériau isolant peut se détériorer suite à ces contraintes mécaniques [1].

➤ Origine environnementale

D'une manière générale, une contamination par les corps étrangers réduit les capacités de dissipation thermique de la machine et affecte alors la durée de vie du matériau isolant. Un milieu ambiant à haute température provoque les mêmes effets. Enfin, un taux important d'humidité favorise l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant chimiquement corrosif [1].

I.7. Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage statorique 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 crée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées [18]. 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 (**Fig.I.7**).



Fig.I.7. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuit statoriques [1].

I.8. Méthodes de détection et de diagnostic des défauts

Le diagnostic est l'action d'identification et d'analyse d'une(ou des) cause(s) probable(s) de la (ou les) défaillance(s) ou l'évolution d'un ou plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondée sur un ensemble d'informations [1]. L'apparition d'un défaut de bobinage au stator d'une machine électrique modifie la topologie ce dernier, ce qui implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine et ces performances. Afin d'y remédier de nombreuses méthodes, permettent de réaliser une démarche de diagnostic et de prévenir au mieux la dégradation du système surveillé. Ces approches sont de type analytique (signal) ou heuristique (modèle), la distinction se trouve qu'il y'a les méthodes qui effectuent l'analyse des signaux d'acquisitions sans connaissance a priori, et celles qui nécessitent la formulation d'un modèle mathématique.

I.8.1. Détection à partir des méthodes internes (connaissance a priori)

Ces méthodes sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles s'appuient sur le suivi d'évolution des paramètres caractéristiques du système étudié ou sur la différence entre le modèle et le processus. Une comparaison entre les paramètres mesurés ou calculés et ceux associés à un mode de fonctionnement normal (sain) nous renseigne sur la présence éventuelle de défaut. Nous pouvons citer trois approches qui peuvent être utilisées pour diagnostiquer les défauts à partir des modèles paramétriques.

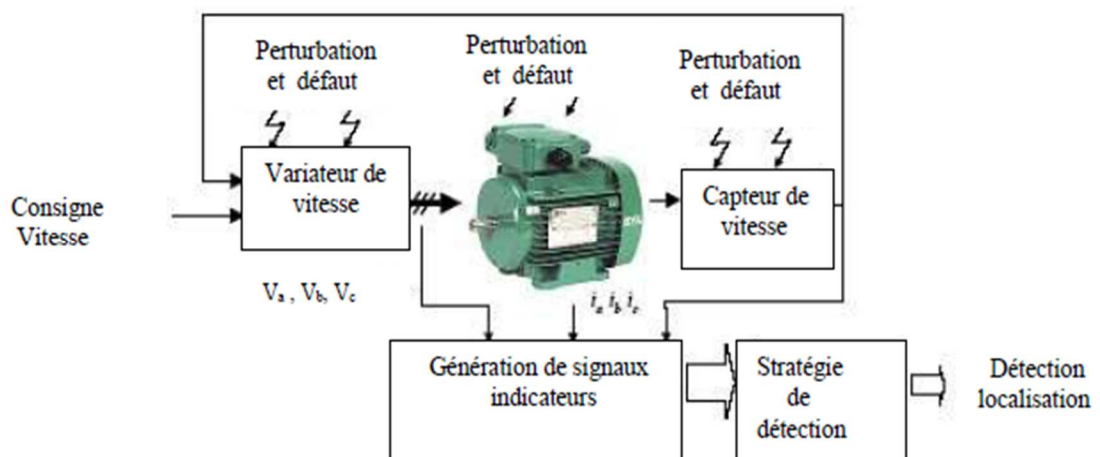


Fig.8.2.1. Principe général de diagnostic à base de modèle [27].

➤ La surveillance par les observateurs

L'idée principale des méthodes de génération du vecteur de résidus à base d'observateurs est d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. Le résidu est alors généré en formant la différence (éventuellement filtrée) entre les sorties estimées et les sorties réelles. L'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une contre réaction qui pondère l'écart de sortie. Plusieurs techniques existent pour la synthèse d'un générateur de résidus par exemple: observateur proportionnel intégral. Les résidus ainsi générés sont exploités par un système de décision permettant de déterminer l'action à mener en fonction des propriétés du résidu [23].

➤ La surveillance par la projection dans l'espace de parité

La philosophie de l'approche par projection dans l'espace de parité est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations de modélisation du dispositif surveillé. On cherche à établir des relations de redondance analytique entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défaillances. Ces relations de redondance servent à construire, par des techniques de projection matricielles, le vecteur de parité. Ce dernier représente une quantité ayant pour propriété d'être nul en fonctionnement normal et d'évoluer en présence de défauts. L'analyse du vecteur de résidus dans l'espace de parité permet alors de mettre en évidence la présence d'une défaillance [23].

➤ La surveillance par estimation paramétrique

Concernant la détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, Il s'agit de détecter un écart entre l'évolution des paramètres physiques au cours de fonctionnement sain et celle suivie par le système en présence des défauts. Elle se base alors sur un algorithme d'optimisation de l'erreur entre les paramètres du modèle et ceux de système étudié. Les paramètres peuvent aussi être identifiés en cours de fonctionnement à l'aide d'observateurs étendus. Le plus couramment utilisé est le filtre de Kalman [26] [24]. En tant qu'un algorithme l'identification en temps réel, le filtre de Kalman étendu délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telles que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation). Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance correspondant au type de défaut que l'on voudra détecter [25].

I.8.2. Détection à partir des méthodes externes (sans connaissance a priori)

Ces méthodes se basent sur l'analyse spectrale des signaux ou des mesures que fournit la machine lors de son fonctionnement telle que les courants, le couple estimé et les flux (Fig.I.8.2). Le principe de ces méthodes repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain et défaillant du procédé [29]. La première étape est basée sur la connaissance du système sain (par mesure ou par modèles numériques). La deuxième étape consiste ensuite en une création « artificielle » de défaut (à nouveau par modèle numérique). La signature du défaut (répercussion sur certaines grandeurs), sera alors identifiée, ensuite une observation est réalisée sur un convertisseur réel, par la suite une analyse est portée sur les grandeurs (approche traitement du signal) consistant en la reconnaissance de signatures de défauts déjà connues [28]. Nous intéressons dans le dernier chapitre à l'analyse fréquentielle des grandeurs suivantes :

- L'analyse du courant de phase.
- L'observation du couple électromagnétique.
- La surveillance de la vitesse.

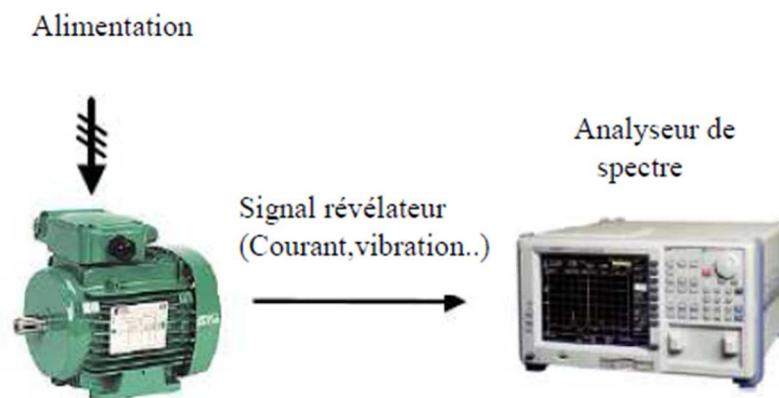


Fig.I.8.2. Principe de la surveillance par analyse spectrale [27].

Les grandeurs mesurées sont analysées du point de vue spectrale. En effet, en ce qui concerne la détection de la présence d'un défaut dans la machine à aimant permanent, les méthodes de diagnostic sont classiquement basées sur l'analyse fréquentielle des signaux en utilisant une transformée de Fourier. En effet, une comparaison de l'amplitude des composantes signataires de défaut avec un seuil de référence (seuil calculé lorsque la machine est saine) est utilisée pour détecter la présence d'une anomalie.

I.9. Avantages et inconvénients de la MSAP

I.9.1 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Couple volumique et puissances massiques élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Rendement plus élevé grâce à l'utilisation d'aimants permanents en remplacement des enroulements rotoriques. Ainsi, le rotor n'a pas besoin d'être alimenté ce qui diminue les pertes (absence de pertes joules).
- Simplicité de conception et d'entretien due également à l'absence de bagues et de balais.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse.
- Simplicité de contrôle en fonctionnement générateur avec notamment l'absence de régulation de vitesse et de tension.
- Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [4].

I.9.2. Inconvénients de la MSAP

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Problème de tenue en température des aimants permanents (250°C pour le Samarium-cobalt).
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.

I.10. Les domaines d'application de MSAP

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance.

- Applications aux petites puissances ($P < 600\text{W}$)

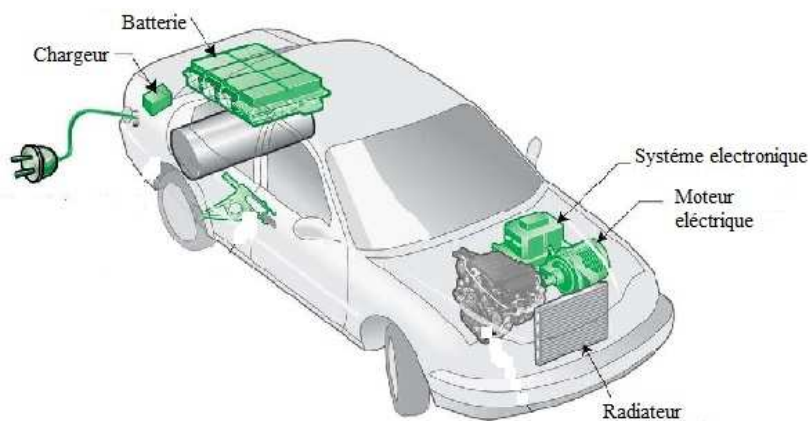


(a) Lecteur CD /DVD, Lecteur vidéo et disque dur PC.

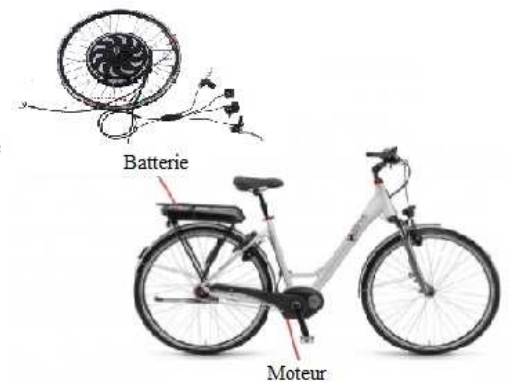


(b) Fraise a dent.

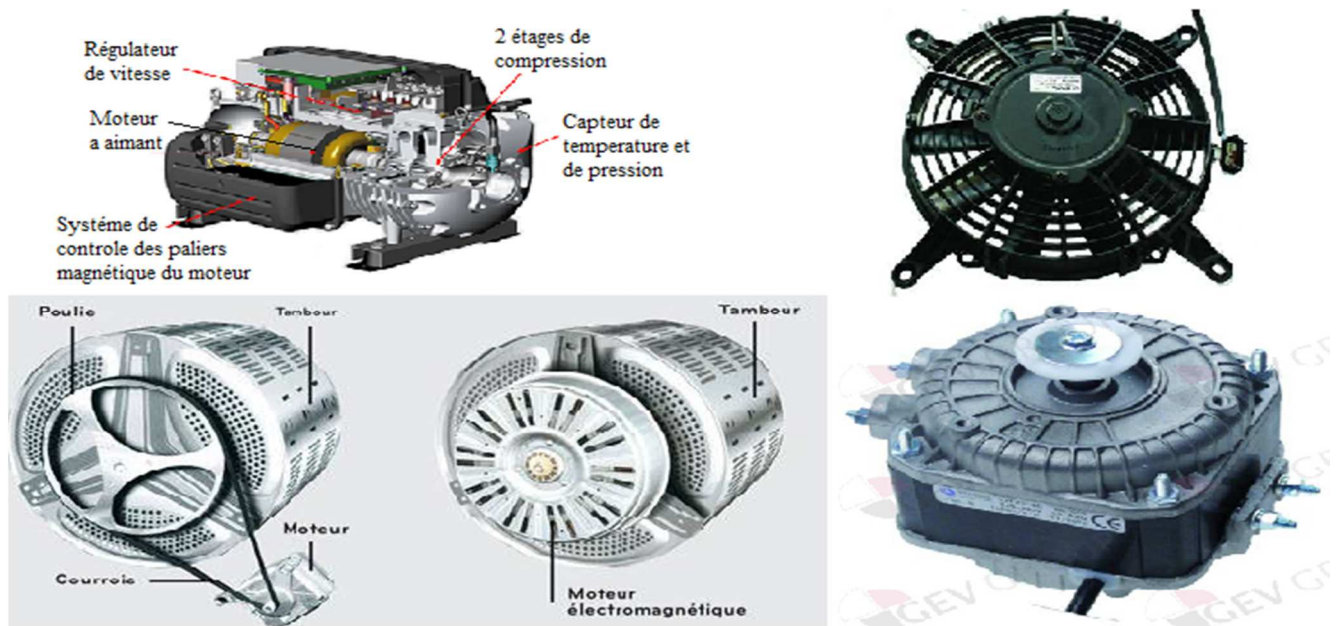
- Applications aux moyennes puissances ($500\text{W} < P < 100\text{kW}$)



(c) Voitures hybrides.



(d) vélo électrique.



(e) Compresseur du réfrigérateur et Moteur machine à laver.

(f) Moteur ventilateur.

➤ Applications aux fortes puissances



(j) Propulsion navale.



(h) Traction ferroviaire.

Fig.I.10. Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.

I.11. Conclusion

Ce chapitre a été consacré d'une manière globale aux généralités sur la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté principalement la constitution et donner quelques aspects structurels des différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés, avec tout ça on a conclu que les performances de la machine synchrone a aimant permanent dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume ainsi que la structure et le type d'amants utilisés. Puis, on a présenté les différents défauts qui peuvent être d'origine électrique, mécanique, environnementale ou magnétique et on a constaté que le défaut de court-circuit entre spires est le défaut le plus rencontré qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort.

Nous terminons avec ses avantages et inconvénients, toute en présentant sa large utilisation dans tous les secteurs de la vie (domaines d'applications) par rapport aux autres machines malgré son cout à cause des aimants.

Le prochain chapitre nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en régime sain.

Chapitre II

Modélisation de la MSAP en régime sain

II.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est l'étude de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en régime sain, afin de comparer les résultats en présence de défauts dus au court-circuit qu'on traitera dans le chapitre suivant. La méthode qu'on utilisera est basée sur la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) qui est représenté 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 des équations mécaniques après calcul préalable du couple électromagnétique d'une autre part sous forme d'un modèle d'état en tenant compte des hypothèse simplificatrices. Ce modèle nous permet d'analysé les différentes grandeurs électriques (courant dans les enroulements), mécaniques (couple électromagnétique, vitesse de rotation et position angulaire rotorique) et magnétique (flux).

II.2. Présentation de la machine d'étude

La machine synchrone à aimants permanents est une machine réversible qui comporte une partie fixe (stator) constitué d'un circuit magnétique d'encoches dans les quels sont insérées les enroulements et d'une partie mobile (rotor) munie d'aimants permanents de type NeFeB, correspondant au même nombre de pair de pole que le stator permettant d'avoir un flux d'excitation permanent.

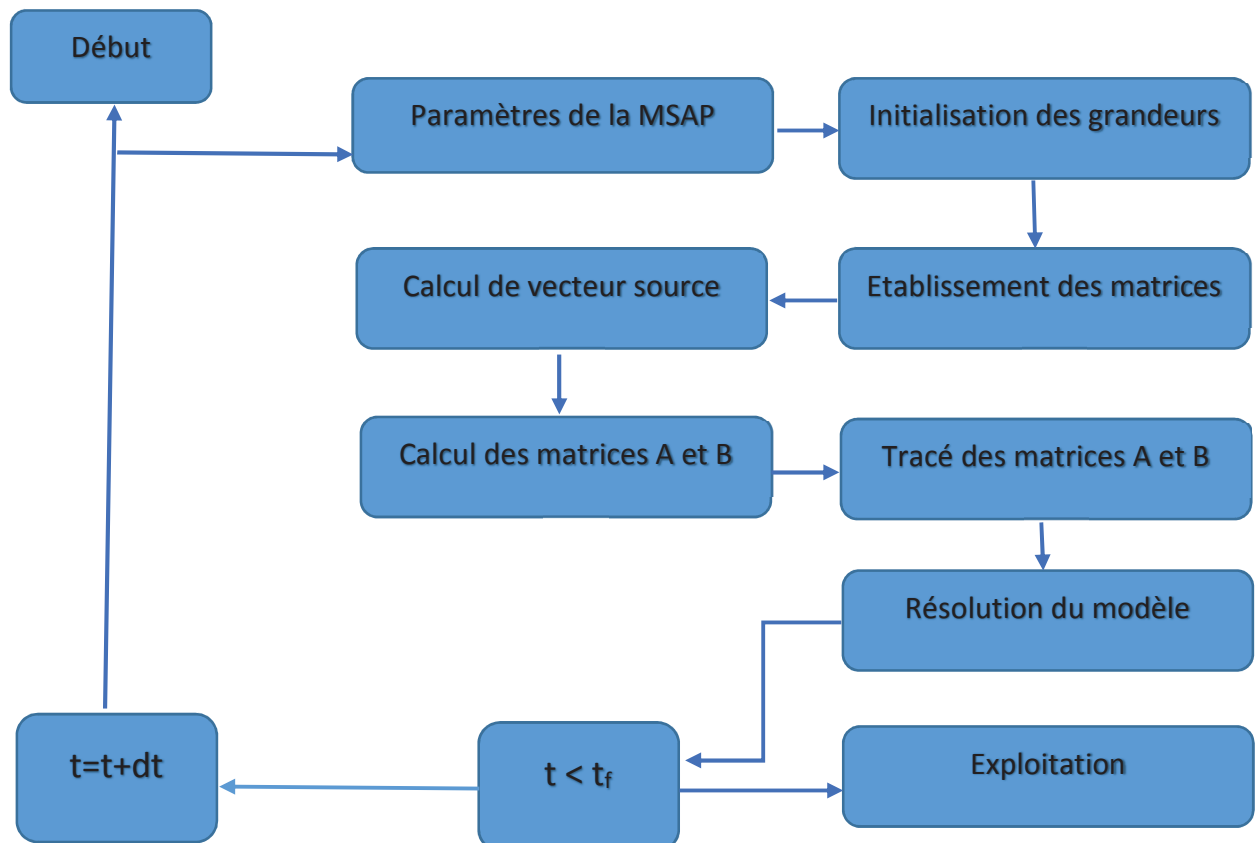


Fig.II.1. Organigramme de calcul.

II.2.1. Paramètres de la machine

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

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension max	V	33	[V]
Courant max	I	3	[A]
Puissance nominal	P	335	[W]
Couple nominal	C _n	3.2	[N.m]
Vitesse nominal	V _n	1000	[Tr/min]
Fréquence	F	50	[Hz]
Coefficient de frottement	f_r	0	[N.m.s/rad]
Moment d'inertie	J	0.000185	[Kg.m ²]
Couple résistant	C _r	0	[N.m]
Résistance statorique	R _s	1.5	[Ω]
Nombre de pair de pole	n_p	3	
Inductance mutuelle entre phase	M _s	-0.0013	[H]
Inductance de fuite d'un enroulement	L _{ls}	0.0032	[H]
Flux des aimants	φ	0.3016	[Wb]

Tab.II.2. Caractéristique de la MSAP [30].

II.2.2. Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices adoptées pour ce travail sont [14], [19] :

- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui nous permet de négliger les pertes par hystérésis et les courants de Foucault.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, d'où les flux sont proportionnels aux courants qui leur donnent naissance. Ce qui veut dire les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les enroulements.
- L'effet de peau sur les conducteurs est négligé, d'où la densité du courant est uniforme dans les sections des conducteurs.

- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température est négligeable. On prendra les valeurs au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements est négligé.
- La composante homopolaire est nul (couplage en étoile).

II.3. Modélisation de la MSAP par CEMC dans le repère (a, b, c)

Le schéma (**Fig.II.3**) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

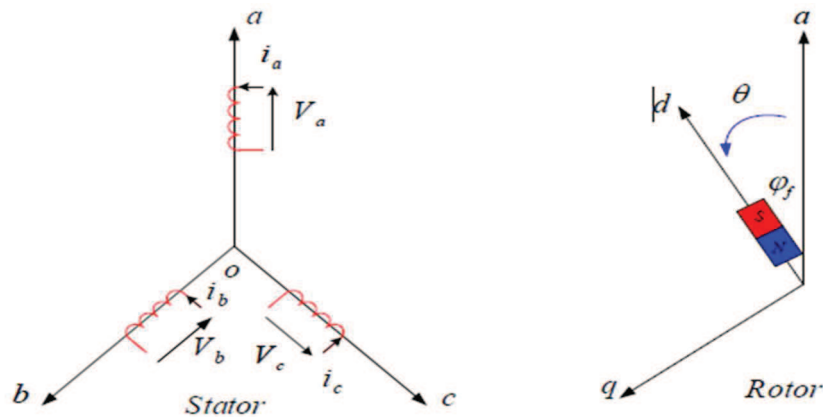


Fig.II.3. Schéma de la MSAP dans le repère (a, b, c) [9].

Le comportement de la machine synchrone triphasée à aimants permanents représentée par le schéma (**Fig.II.3**) est déterminé par ces équations :

II.3.1. Equations électriques de la machine

Les équations générales d'une MSP aux enroulements statorique sont données sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_a^S = R_a^S i_a^S + \frac{d\varphi_a^S}{dt} \\ V_b^S = R_b^S i_b^S + \frac{d\varphi_b^S}{dt} \\ V_c^S = R_c^S i_c^S + \frac{d\varphi_c^S}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Sous forme condensée :

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

Avec :

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

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

$$[R_{abc}^S] = \begin{pmatrix} R_a^S & 0 & 0 \\ 0 & R_b^S & 0 \\ 0 & 0 & R_c^S \end{pmatrix} \quad : \text{ est la matrice résistance } [\Omega].$$

$$[\varphi_{abc}^S] = [\varphi_a^S \quad \varphi_b^S \quad \varphi_c^S]^T \quad : \text{ est le vecteur des flux totaux à travers les bobines statorique [wb].}$$

II.3.2. Equations magnétiques

$$\varphi_a^S = L_{aa}(\theta_r) i_a^S + M_{ab}(\theta_r) i_b^S + M_{ac}(\theta_r) i_c^S + \varphi_a^m(\theta_r) \quad (\text{II.2.a})$$

$$\varphi_b^S = L_{bb}(\theta_r) i_b^S + M_{ba}(\theta_r) i_a^S + M_{bc}(\theta_r) i_c^S + \varphi_b^m(\theta_r) \quad (\text{II.2.b})$$

$$\varphi_c^S = L_{cc}(\theta_r) i_c^S + M_{ca}(\theta_r) i_a^S + M_{cb}(\theta_r) i_b^S + \varphi_c^m(\theta_r) \quad (\text{II.2.c})$$

Sous forme condensée on a :

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

$\left[\varphi_{abc}^m \right] = \left[\varphi_a^m \quad \varphi_b^m \quad \varphi_c^m \right]^T$: est le vecteur des flux de l'aimant permanent embrassant les enroulements a, b et c.

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

$$\left[V_{abc}^s \right] = \left[R_{abc}^s \right] \cdot \left[i_{abc}^s \right] + \frac{d \left[L_s(\theta_r) \right]}{dt} \cdot i_{abc}^s + \left[L_s(\theta_r) \right] \cdot \frac{d \left[i_{abc}^s \right]}{dt} + \frac{d \left[\varphi_{abc}^m(\theta_r) \right]}{dt} \quad (\text{II.2.e})$$

$$\left[V_{abc}^s \right] = \left[R_{abc}^s \right] \cdot \left[i_{abc}^s \right] + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d \left[L_s(\theta_r) \right]}{\theta_r} \cdot i_{abc}^s + \left[L_s(\theta_r) \right] \cdot \frac{d \left[i_{abc}^s \right]}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d \left[\varphi_{abc}^m(\theta_r) \right]}{\theta_r}$$

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

$$\left[V_{abc}^s \right] = \left[R_{abc}^s \right] \cdot \left[i_{abc}^s \right] + w_r \cdot \frac{d \left[L_s(\theta_r) \right]}{\theta_r} \cdot i_{abc}^s + \left[L_s(\theta_r) \right] \cdot \frac{d \left[i_{abc}^s \right]}{dt} + w_r \cdot \frac{d \left[\varphi_{abc}^m(\theta_r) \right]}{\theta_r} \quad (\text{II.2.f})$$

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

w_r : Vitesse de rotation [rd/s].

θ_r : Position angulaire de rotor [rd].

Le système matriciel qui englobe les équations électriques et magnétiques est :

$$\begin{pmatrix} V_a^S \\ V_b^S \\ V_c^S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a^S & 0 & 0 \\ 0 & R_b^S & 0 \\ 0 & 0 & R_c^S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^S \\ i_b^S \\ i_c^S \end{pmatrix} + w_r \cdot \frac{d}{d\theta_r} \cdot \begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^S \\ i_b^S \\ i_c^S \end{pmatrix} +$$

$$\begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} i_a^S \\ i_b^S \\ i_c^S \end{pmatrix} + w_r \cdot \frac{d}{d\theta_r} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_a^m(\theta_r) \\ \varphi_b^m(\theta_r) \\ \varphi_c^m(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

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

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

La matrice inductance statorique (II.4) des trois enroulements est :

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\frac{dL_s}{d\theta_r} = 2 \cdot \begin{pmatrix} L_{ms} \sin(2\theta_r) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

L_{ls} : Inductance de fuite d'un enroulement statorique [H].

L_m : Inductance de magnétisation [H].

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

$$\varphi_{abc}^m(\theta_r) = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{pmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (II.6)$$

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

$$\frac{\varphi_{abc}^m(\theta_r)}{d\theta_r} = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (II.7)$$

Avec :

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

II.3.3. Equations mécaniques

L'équation (II.8) présente la loi fondamentale de la dynamique appliquée à la partie rotorique.

$$\eta_p (C_{em} - C_r - C_f) = J \frac{dw_r}{dt} \quad (II.8)$$

C_{em} : Le couple électromagnétique [Nm]

C_r : Le couple résistant de charge [Nm].

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

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

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

η_p : Nombre de paires de pôles.

II.3.4. L'expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique exercé sur la partie mobile de la machine (rotor) ayant η_p paires de pôles obtenus à partir de la variation de l'énergie électromagnétique emmagasinée (W_{em}) à chaque déplacement angulaire (θ_r) est donnée sous cette forme :

$$C_{em} = \eta_p \frac{dW_{em}}{d\theta_r} = \eta_p \frac{d}{d\theta_r} \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}^s]^T [L_s(\theta_r)] [i_{abc}^s] + [i_{abc}^s]^T \varphi_{abc}^m(\theta_r) \right\} \quad (II.9)$$

$$C_{em} = \eta_p \cdot \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}^s]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [L_s(\theta_r)] [i_{abc}^s] + [i_{abc}^s]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} \cdot \varphi_{abc}^m(\theta_r) \right\} \quad (II.10)$$

La forme matricielle du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \eta_p \begin{pmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} L_{ms} \sin(2\theta_r) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s \end{pmatrix} \cdot \varphi_{Max}^m \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (II.11)$$

L'équation (II.11) peut être transformée sous cette forme :

$$C_{em} = \eta_p \left([C_s]^T i_{abc}^s + C_m \right) \quad (II.12)$$

Avec :

$$[C_s]^T = [C_1(\theta_r) \quad C_2(\theta_r) \quad C_3(\theta_r)] \quad (\text{II.13})$$

$$C_1(\theta_r) = i_a^s (L_{ms} \sin(2\theta_r)) + i_b^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) \right) + i_c^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{II.13.1})$$

$$C_2(\theta_r) = i_a^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) \right) + i_b^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) + i_c^s (L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi)) \quad (\text{II.13.2})$$

$$C_3(\theta_r) = i_a^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \right) + i_b^s (L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi)) + i_c^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{II.13.3})$$

$$C_m = \begin{pmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s \end{pmatrix} \cdot \varphi_{\text{Max}}^m \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant l'expression électromagnétique (II.12) dans l'équation mécanique(II.8), on obtient :

$$C_m - C_r = \frac{J}{\eta_p} \frac{dw_r}{dt} + C_f - [C_s]^T i_{abc}^s \quad (\text{II.15})$$

$$C_m - C_r = \frac{J}{\eta_p} \frac{dw_r}{dt} + f_v \cdot w_r - [C_s]^T i_{abc}^s \quad (\text{II.16})$$

Sous forme matricielle :

$$C_m - C_r = \frac{J}{\eta_p} \frac{dw_r}{dt} + f_v \cdot w_r - [C_1(\theta_r) \quad C_2(\theta_r) \quad C_3(\theta_r)] \cdot \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{pmatrix} \quad (\text{II.17})$$

II.4. Modèle d'état de la MSAP en régime sain

Les équations (II.3), (II.17) peuvent être regroupées sous cette forme

$$\begin{pmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a^s + w_r \frac{dL_{aa}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{ab}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{ac}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\varphi_a^m(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ w_r \frac{dM_{ba}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + w_r \frac{dL_{bb}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{bc}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\varphi_b^m(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ w_r \frac{dM_{ca}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{cb}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_c^s + w_r \frac{dL_{cc}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\varphi_c^m(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} +$$

$$\begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.18})$$

En détaillant les différents termes de l'inductance. On obtient :

$$\begin{pmatrix} V_a^S \\ V_b^S \\ V_c^S \\ C_m - C_r \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a^S + w_r L_{ms} \sin(2\theta_r) & w_r L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & w_r L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ w_r L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & R_b^S + w_r L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & w_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) \\ w_r L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & w_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & R_c^S + w_r L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a^S \\ i_b^S \\ i_c^S \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_a^S \\ i_b^S \\ i_c^S \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a^S \\ i_b^S \\ i_c^S \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a^S \\ i_b^S \\ i_c^S \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix}$$

Le modèle d'équations différentielles (II.18), sous la forme d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{pmatrix} \quad (II.20)$$

$$\begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} R_a^s + w_r \frac{dL_{aa}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{ab}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{ac}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\phi_a^m(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ w_r \frac{dM_{ba}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_b^s + w_r \frac{dL_{bb}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{bc}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\phi_b^m(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ w_r \frac{dM_{ca}(\theta_r)}{d\theta_r} & w_r \frac{dM_{cb}(\theta_r)}{d\theta_r} & R_c^s + w_r \frac{dL_{cc}(\theta_r)}{d\theta_r} & \frac{\phi_c^m(\theta_r)}{d\theta_r} & 0 \\ -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix}$$

Sous la forme condensée :

$$\left\{ \overset{\circ}{X} \right\} = [A]^{-1} \cdot (\{U\} - [B]\{X\}) = [A]^{-1} \cdot \{U\} - [A]^{-1} \cdot [B]\{X\}$$

Avec :

$$\{U\} = \left[V_a^s \quad V_b^s \quad V_c^s \quad C_m - C_r \quad 0 \right]^T \quad \text{: est le vecteur de commande.}$$

$$\{X\} = \left[i_a^s \quad i_b^s \quad i_c^s \quad w_r \quad \theta_r \right]^T \quad \text{: est le vecteur d'état.}$$

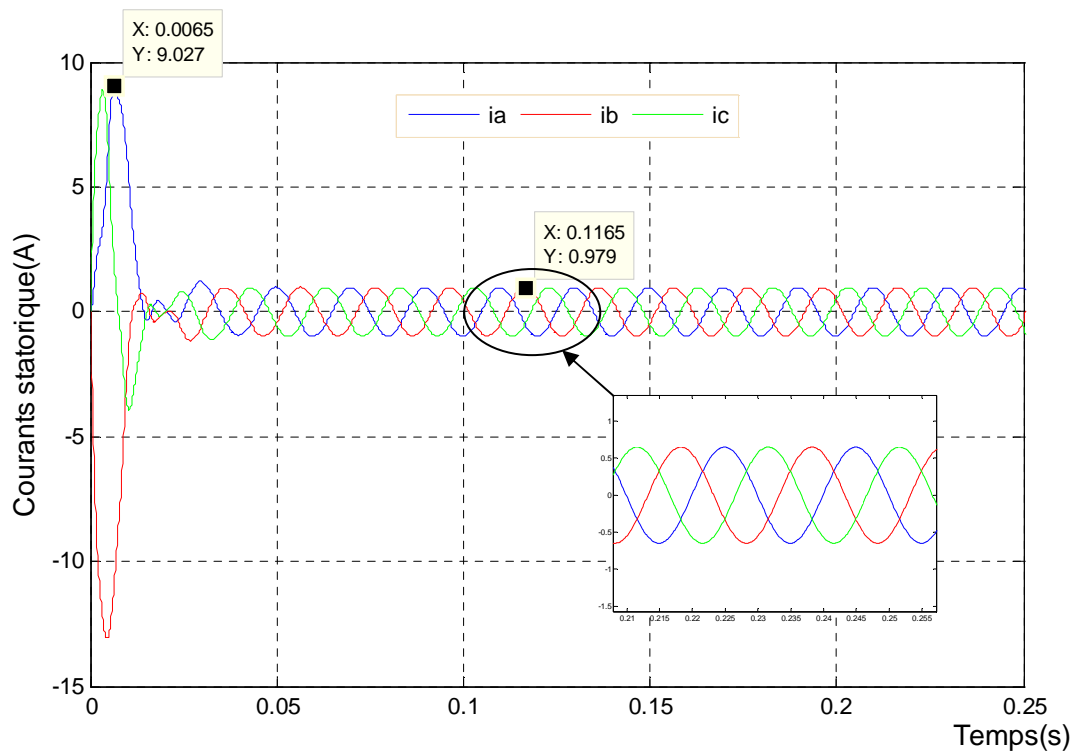
En détaillant les différents termes de l'inductance. On obtient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{pmatrix} \\
 \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \frac{1}{2}L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} R_a^s + w_r \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r) & w_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & w_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & \varphi_{Max}^m \cdot \cos(\theta_r) & 0 \\ w_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & R_b^s + w_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & w_r \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & \varphi_{Max}^m \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ w_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & w_r \cdot L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) & R_c^s + w_r \cdot L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \varphi_{Max}^m \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (II.21)
 \end{aligned}$$

II.5. Résultat de simulation du modèle MSAP en régime sain

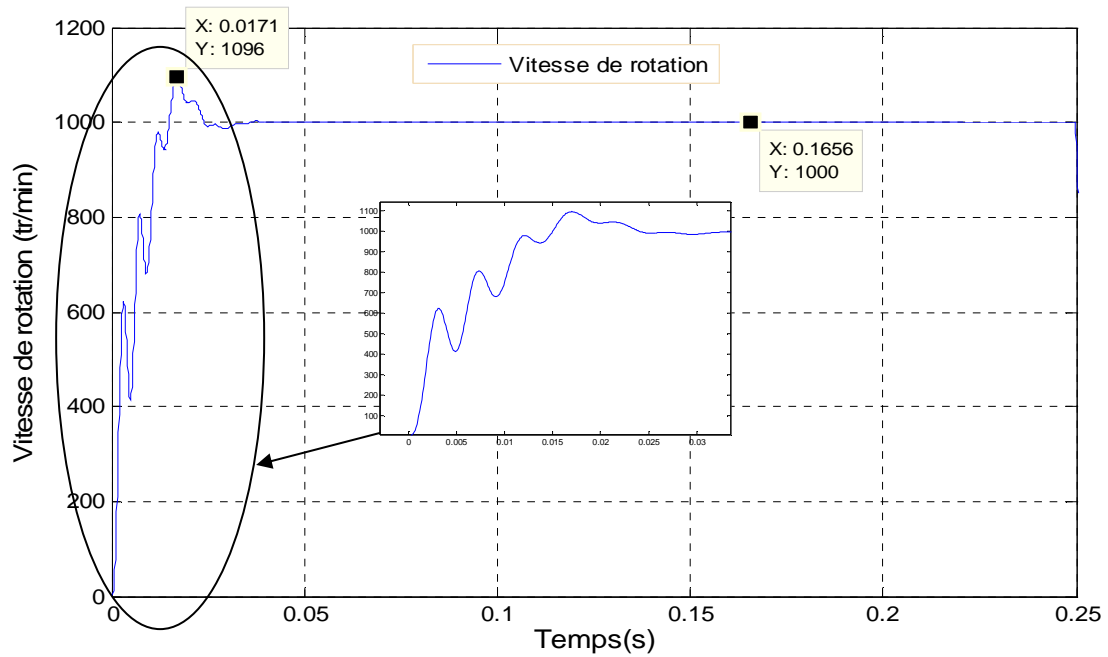
La machine synchrone à aimant permanent étudié en premier temps est en régime sain et alimentée par un système de tension triphasée. L'implémentation du système d'équation différentielle qui forme le modèle d'état généralisée de la MSAP en régime sain est réalisée sous environnement Matlab. La machine programmée est à pole lisse avec un pas de calcul de 10^{-4} avec l'algorithme de Rung-Kutta 4. Les figures ci-dessous représentent les résultats obtenus lors de la simulation en régime transitoire des grandeurs électriques (Les courants des phases statoriques), mécanique (La vitesse de rotation et le couple électromagnétique) à vide puis en charge de la MSAP.

II.5.1. Essai à vide



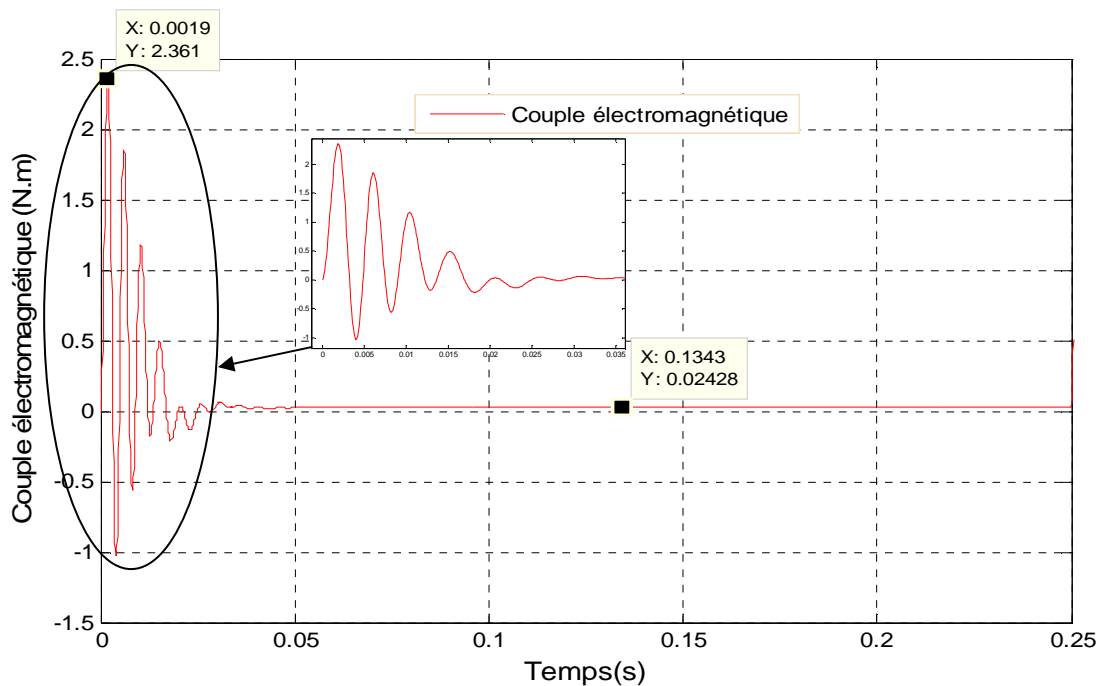
(a)

Fig.II.4. Courant des phases statoriques à vide.



(b)

Fig.II.4. Vitesse de rotation à vide.

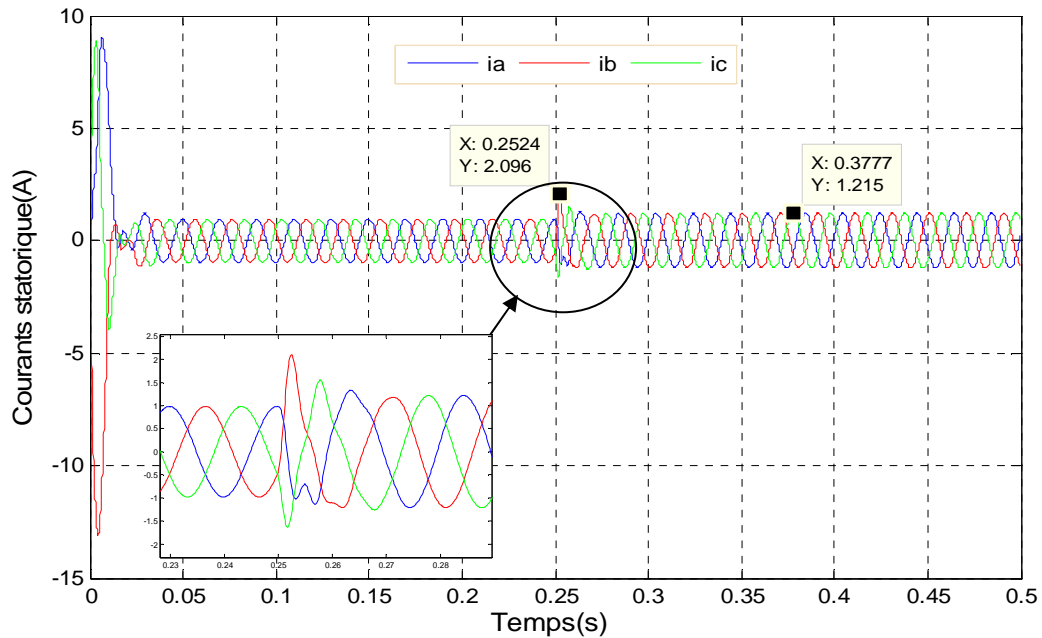


(c)

Fig.II.4. Couple électromagnétique à vide.

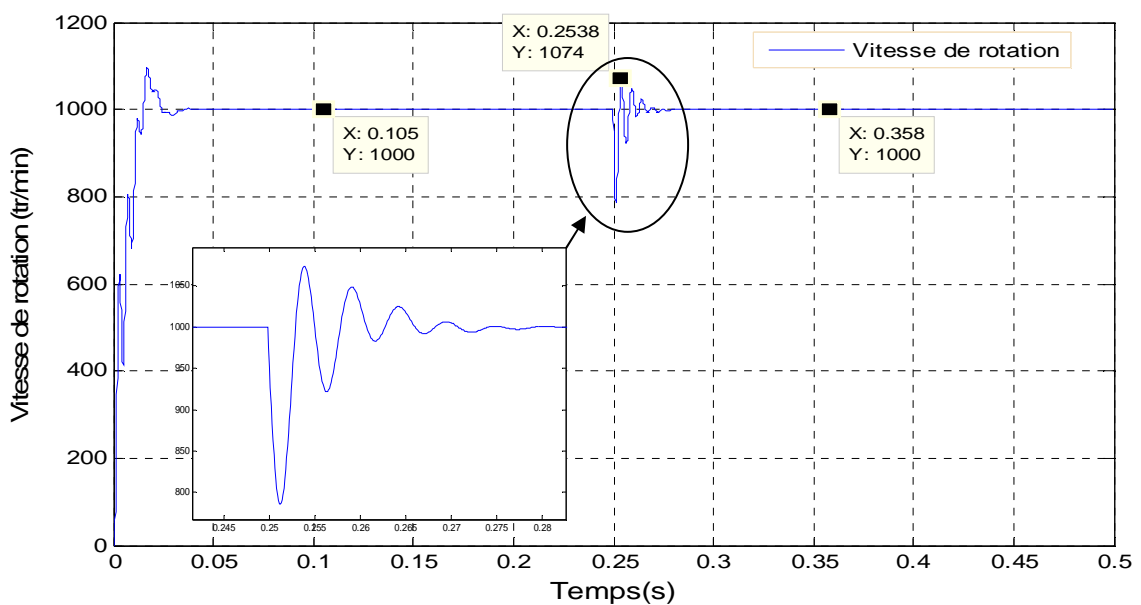
II.5.2. Essai en charge

Après application d'une demi-charge (couple résistant de 1.6 N.m) à l'instant 0.25 s à la MSAP, les allures obtenues sont les suivantes :



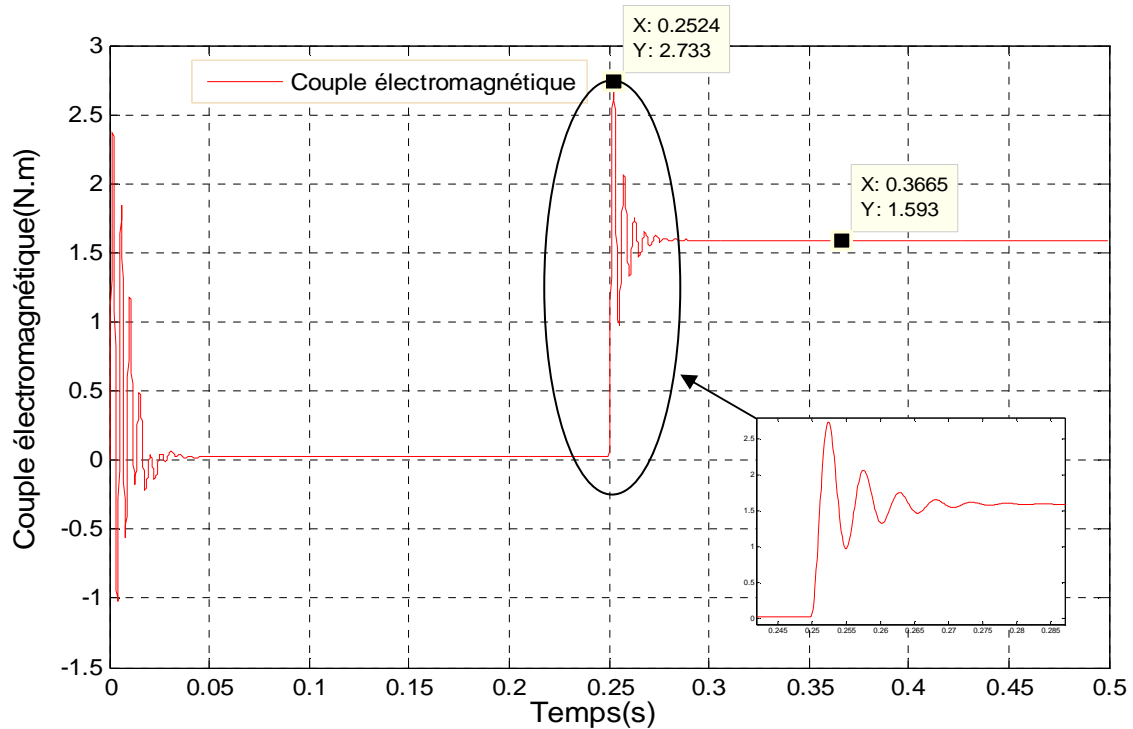
(d)

Fig.II.4. Courant des phases statoriques en charge.



(e)

Fig.II.4. Vitesse de rotation en charge.



(f)

Fig.II.4. Couple électromagnétique en charge.

II.6. Interprétation des résultats

Les figures (Fig.II.4.a/d) représentant les courants des phases statorique, nous montrons un courant de démarrage avec des valeurs maximales importantes (pic de courant de 9.03A) et un déséquilibre dû à la variation maximale des flux de la machine (f_{cem} nulle), ce régime transitoire prend une durée de temps de milliseconde du au démarrage à vide. À l'atteinte du régime permanent les courants se stabilisent sous forme d'ondes sinusoïdales équilibrées du au développement de la f_{cem} , afin d'avoir une valeur proche de la tension d'alimentation alors des courants à amplitudes constantes ($I_{max}=0.98$ A). Après application d'un couple résistant à 0.25s, les courants subissent une augmentation au régime permanent avec un courant maximale de 1.21A.

Les figures (Fig.II.4.b/e) montrent que la vitesse de rotation de la partie mobile (rotor) de la machine à aimant permanent au régime transitoire passe par des oscillations du à l'accélération de la vitesse de rotation afin d'atteindre la vitesse du champ tournant, d'où une vitesse de démarrage crête de 1096 tr/min pendant environ 0.035 s. Au régime permanent la vitesse se stabilise à une valeur de 1000 tr/min (vitesse de rotation égale à la vitesse du champ tournant). À l'instant 0.25s avec l'affectation d'un couple résistant (1.6N.m) qui a un effet de frein sur la machine entraînant la diminution de la vitesse avec des oscillations, de ce fait, elle cherchera un nouveau point de

fonctionnement afin d'avoir une équivalence entre le couple électromagnétique et la charge (couple résistant) pour revenir à sa vitesse de fonctionnement.

Les figures (**Fig.II.4.c/f**) donnent un régime transitoire avec des oscillations où la machine développe un couple de démarrage maximal (2.36 N.m) pour vaincre l'inertie de la masse rotorique, afin d'avoir un alignement entre les pôles créés par l'aimant permanent du rotor et ceux du stator. Un régime permanent avec un couple électromagnétique de (0.024 N.m), mais à l'instant 0.25s, au fonctionnement en charge, le couple développe une valeur sensiblement équivalente au couple résistant.

Les résultats ont été comparés à des travaux déjà effectués auparavant [01], [10], et il y a une grande similitude des résultats.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine à aimant permanent au régime sain avec la méthode des Circuits Electrique magnétiquement Couplée (CEMC) dans le repère naturel (a, b, c). Cette modélisation nous a permis d'observer et d'analyser l'évolution des différentes grandeurs (courants des phases au stator, vitesse de rotation et couple électromagnétique) de la machine en fonctionnement à vide puis en charge, afin de prévoir son comportement et ces performances dynamiques.

Dans le prochain chapitre nous allons présenter la modélisation de la MSAP en présence de défaut de court-circuit inter spires dans les enroulements statorique de la machine.

Chapitre III

Modélisation de la MSAP en régime de défaut

III.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est l'étude du comportement d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en présence de défauts dus aux court-circuits. Comme nous l'avons cité dans le chapitre précédent, le défaut de court-circuit au niveau du bobinage statorique est l'un des défauts le plus fréquent dans les machines électriques, le plus souvent dû à une dégradation des isolants (vernis) sur les fils du cuivre. Ce défaut peut donc affecter le fonctionnement global de la machine, et peut se propager dans les autres composants (parties) de la machine si le défaut n'est pas détecté le plus tôt possible, c'est pour ça que la détection de ce type de défaillance doit avoir un taux de confiance le plus important possible pour permettre une sécurisation rapide du dispositif.

L'étude de ces défauts sera basée sur la méthode des Circuit Electrique Magnétiquement couplée comme pour la machine saine, afin d'élaborer un modèle suffisamment précis, prenant en compte la sévérité du défaut sur une phase puis sur les trois phases statoriques. Nous allons déterminer essentiellement les courants au stator, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique de la MSAP dans les deux cas de court-circuit inter spires.

III.2. Défaut de court-circuit inter spires au stator

Parmi les défaillances possibles, nous nous focaliserons sur les défauts de court-circuit inter-spires qui sous-entend dégradation de l'isolation entre spires d'un enroulement d'une même phase statorique. Comme nous l'avons déjà évoqué, ces défauts sont souvent précurseurs de défaillances plus graves s'il reste non détecté comme les courts-circuits avec la terre ou bien phase-phase. 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 [1]. Cela peut conduire à des situations critiques pour la machine (risques de destruction du bobinage), mais également pour les autres éléments du système. D'où l'importance de la surveillance de la machine, afin de détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance grâce aux résultats obtenus lors des simulations de son état sain et de son état en défaut.

Le défaut de court-circuit inter-spires est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, et sa valeur dépend de la gravité du défaut. Dans la figure (**Fig.III.2**), le défaut est survenu sur l'enroulement de la phase (c), avec (R_f^s) la résistance de défaut et deux parties (c'), (f) qui représentent

les parties saine et défectueuse de l'enroulement de la phase (c) respectivement. Lorsque la résistance (R_f^s) diminue en tendant vers zéro, le défaut inter-spires évolue vers un défaut de court-circuit inter-spires franc.

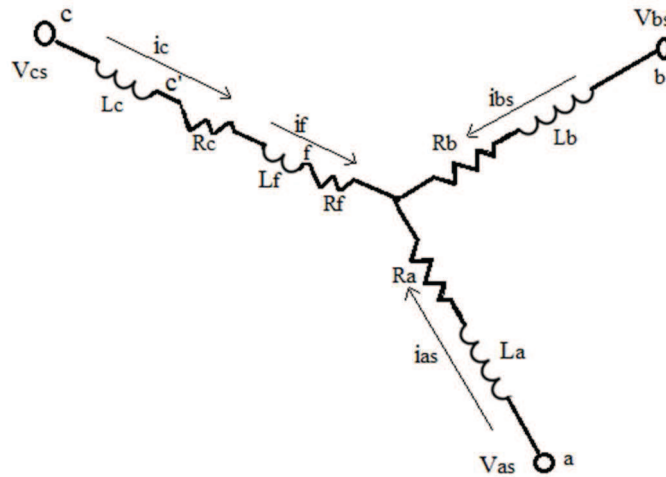


Fig.III.2. Phases statoriques avec défaut de court-circuit inter-spires.

III. 3. Modélisation de la MSAP dans le repère (a, b, c) avec défaut de court-circuit inter-spires

III.3.1. Equations électriques de la machine

Défaut de court-circuit inter-spires est le défaut d'isolation entre deux spires ou plus d'une même phase statorique. Le bobinage dans lequel survient le court-circuit est donc divisé en deux parties qu'on appellera dans notre cas (c') pour la partie saine et (f) pour la partie touché par le défaut. Pour mettre en évidence l'importance et l'emplacement du défaut, deux nouveaux paramètres sont introduits :

- Le paramètre « σ » représente l'importance du défaut, il est définie comme le rapport entre le nombre de spire en court-circuit " η_f " et le nombre totale de spires " η_s ".

$$\sigma = \frac{\eta_f}{\eta_s}$$

- Le paramètre ' θ_f ' définit l'emplacement du défaut sur les phases qui prend seulement trois valeurs $\left(0, \frac{2\Pi}{3}, -\frac{2\Pi}{3}\right)$ par rapport aux phases a, b et c respectivement. Dans notre cas le court-circuit est dans la phase (c), $\theta_f = \frac{2\Pi}{3}$

Les matrices résistances, inductances et flux des aimants avec le paramètre « σ », sont calculées comme suit :

$$R_c^S = (1 - \sigma)R_c^S$$

$$R_f^S = \sigma R_c^S$$

Les équations générales d'une MSP aux enroulements statorique avec défaut :

$$\begin{cases} V_a^S = R_{aa}^S i_a^S + \frac{d\varphi_a^S}{dt} \\ V_b^S = R_{bb}^S i_b^S + \frac{d\varphi_b^S}{dt} \\ V_c^S = R_{cc}^S i_c^S + \frac{d\varphi_c^S}{dt} \\ V_f^S = R_{ff}^S i_f^S + \frac{d\varphi_f^S}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

V_f^S : La tension aux bornes de la bobine en court-circuit de la phase c [V].

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

i_f^S : Le courant circulant dans la bobine saine de la phase [V].

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

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

R_c^S : La résistance de la partie saine de la phase [Ω].

R_f^S : La résistance de défaut [Ω].

III.3.2. Equations magnétiques

L'équation magnétique est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre les parties court-circuitées et les parties saines des enroulements statorique.

$$\varphi_a^S = L_{aa}(\theta_r) i_a^S + M_{ab}(\theta_r) i_b^S + (1-\sigma)M_{ac}(\theta_r) i_c^S + \sigma M_{af}(\theta_r) i_f^S + \varphi_a^m(\theta_r) \quad (\text{III.2.a})$$

$$\varphi_b^S = L_{bb}(\theta_r) i_b^S + M_{ba}(\theta_r) i_a^S + (1-\sigma)M_{bc}(\theta_r) i_c^S + \sigma M_{bf}(\theta_r) i_f^S + \varphi_b^m(\theta_r) \quad (\text{III.2.b})$$

$$\varphi_c^S = (1-\sigma)^2 L_{cc}(\theta_r) i_c^S + (1-\sigma)M_{ca}(\theta_r) i_a^S + (1-\sigma)M_{cb}(\theta_r) i_b^S + (1-\sigma)\sigma M_{cf}(\theta_r) i_f^S + \varphi_c^m(\theta_r) \quad (\text{III.2.c})$$

$$\varphi_f^S = \sigma^2 L_{ff}(\theta_r) i_f^S + \sigma M_{fa}(\theta_r) i_a^S + \sigma M_{fb}(\theta_r) i_b^S + (1-\sigma)\sigma M_{fc}(\theta_r) i_c^S + \varphi_f^m(\theta_r) \quad (\text{III.2.d})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{abc f}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abc' f}^S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abc f}^S \end{bmatrix} + \frac{d[L_s(\theta_r)]}{dt} i_{abc f}^S + [L_s(\theta_r)] \cdot \frac{d[i_{abc f}^S]}{dt} + \frac{d[\varphi_{abc f}^m(\theta_r)]}{dt} \quad (\text{III.3})$$

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

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

En détaillant les différents termes des inductances. On obtient :

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) & (1-\sigma) \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \pi - \theta_f\right)\right) & \sigma \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)\right) \\ (1-\sigma) \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right)\right) & (1-\sigma) \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r + \pi - \theta_f\right)\right) & (1-\sigma)^2 \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)\right) & (1-\sigma) \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)\right) \\ \sigma \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f)\right) & \sigma \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} + \theta_f\right)\right) & (1-\sigma) \cdot \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)\right) & \sigma^2 \cdot \left(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_f)\right) \end{pmatrix} \quad (\text{III.5})$$

La variation des inductances statoriques en fonction de la position angulaire est :

$$\frac{dL_s}{d\theta_r} = 2 \cdot \begin{pmatrix} L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma \cdot (L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f)) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) & (1-\sigma) \cdot (L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & \sigma \cdot \left(L_{ms} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)\right) \\ (1-\sigma) \cdot (L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right)) & (1-\sigma) \cdot (L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f)) & (1-\sigma)^2 \cdot (L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)) & (1-\sigma) \cdot \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)\right) \\ \sigma \cdot (L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f)) & \sigma \cdot \left(L_{ms} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)\right) & (1-\sigma) \cdot (L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right)) & \sigma^2 \cdot (L_{ms} \sin(2\theta_f)) \end{pmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Le système matriciel qui englobe les équations électriques et magnétiques est :

$$\begin{pmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ V_f^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f^s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{pmatrix} + w_r \cdot \frac{d}{d\theta_r} \cdot \begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{ac} & \sigma M_{af} \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{bc}(\theta_r) & \sigma M_{bf}(\theta_r) \\ (1-\sigma)M_{ca}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{cb}(\theta_r) & (1-\sigma)^2 L_{cc}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{ff}(\theta_r) \\ \sigma M_{ca}(\theta_r) & \sigma M_{cb}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{cc}(\theta_r) & \sigma^2 L_{ff}(\theta_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{ac}(\theta_r) & \sigma M_{af}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{bc}(\theta_r) & \sigma M_{bf}(\theta_r) \\ (1-\sigma)M_{ca}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{cb}(\theta_r) & (1-\sigma)^2 L_{cc}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{ff}(\theta_r) \\ \sigma M_{ca}(\theta_r) & \sigma M_{cb}(\theta_r) & (1-\sigma)\sigma L_{cc}(\theta_r) & \sigma^2 L_{ff}(\theta_r) \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{pmatrix} + w_r \cdot \frac{d}{d\theta_r} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_a^m(\theta_r) \\ \varphi_b^m(\theta_r) \\ \varphi_c^m(\theta_r) \\ \varphi_f^m(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$\varphi_{abcf}^m(\theta_r) = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{pmatrix} \sin(\theta_r - \theta_f) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ (1-\sigma)\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \end{pmatrix} \quad (\text{III.8})$$

La variation du flux en fonction de la position angulaire est :

$$\frac{\varphi_{abcf}^m(\theta_r)}{d\theta_r} = \varphi_{Max}^m \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta_r - \theta_f) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ (1-\sigma)\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

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

III.3.3. Equations mécaniques

L'équation (II.8) du régime sain reste la même, sauf que les spires en court-circuit interviennent :

$$\eta_p (C_{em} - C_r - C_f) = J \frac{dw_r}{dt} \quad \text{Avec :} \quad w_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

III.3.4 L'expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique de la MSAP au régime en défaut est donnée par :

$$C_{em} = \eta_p \frac{dW_{em}}{d\theta_r} = \eta_p \frac{d}{d\theta_r} \left\{ \frac{1}{2} [i_{abcf}^s]^T \cdot [L_s(\theta_r)] \cdot [i_{abcf}^s] + [i_{abcf}^s]^T \varphi_{abcf}^s(\theta_r) \right\} \quad (III.10)$$

$$C_{em} = \eta_p \cdot \left\{ \frac{1}{2} [i_{abcf}^s]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [L_s(\theta_r)] \cdot [i_{abcf}^s] + [i_{abcf}^s]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} \varphi_{abcf}^s(\theta_r) \right\} \quad (III.11)$$

On a :

$$C_{em} = \eta_p \cdot \left(\frac{1}{2} [C_s]^T \cdot [i_{abcf}^s] + C_m \right) \quad (III.12)$$

Avec :

$$[C_s]^T = [C_1(\theta_r) \quad C_2(\theta_r) \quad C_3(\theta_r) \quad 0] \quad (III.13)$$

$$C_1(\theta_r) = i_a^s \left(L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) \right) + i_b^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) + i_c^s \cdot (1 - \sigma) \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) + i_f^s \cdot \sigma \left(L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f) \right) \quad (III.13.1)$$

$$C_2(\theta_r) = i_a^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) + i_b^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \right) + i_c^s \cdot (1 - \sigma) \left(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f) \right) + i_f^s \cdot \sigma \left(L_{ms} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \quad (III.13.2)$$

$$C_3(\theta_r) = i_a^s \cdot (1-\sigma) \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \right) + i_b^s \cdot (1-\sigma) \left(L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi) \right) + (1-\sigma)^2 \cdot i_c^s \left(L_{ms} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + i_f^s \cdot (1-\sigma) \sigma \left(L_{ms} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \quad (\text{III.13.3})$$

$$C_4(\theta_r) = 0 \quad (\text{III.13.4})$$

$$C_m = \begin{pmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s & i_f^s \end{pmatrix} \cdot \varphi_{\text{Max}}^m \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta_r - \theta_f) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ (1-\sigma) \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ \sigma \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \end{pmatrix} \quad (\text{III.14})$$

En remplaçant l'expression électromagnétique (II.12) dans l'équation mécanique(II.8), on obtient :

$$C_m - C_r = \frac{J}{\eta_p} \frac{dw_r}{dt} + f_v \cdot w_r - [C_s]^T i_{abcf}^s \quad (\text{III.15})$$

Sous forme matricielle :

$$C_m - C_r = \frac{J}{\eta_p} \frac{dw_r}{dt} + f_v \cdot w_r - \begin{bmatrix} C1(\theta_r) & C2(\theta_r) & C3(\theta_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \end{pmatrix} \quad (\text{III.16})$$

III.4. Modèle d'état de la MSAP en régime de défaut

Les équations (III.7), (III.16) peuvent être regroupées sous cette forme :

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

$$\begin{pmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{ac}(\theta_r) & \sigma M_{af}(\theta_r) & 0 & 0 \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{bc}(\theta_r) & \sigma M_{bf}(\theta_r) & 0 & 0 \\ (1-\sigma)M_{ca}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{cb}(\theta_r) & (1-\sigma)^2 L_{cc}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{cf}(\theta_r) & 0 & 0 \\ \sigma M_{fa}(\theta_r) & \sigma M_{fb}(\theta_r) & (1-\sigma)M_{fc}(\theta_r) & \sigma^2 L_{ff}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (III.18)$$

Modèle d'état (III.20), sous la forme condensée :

$$\left\{ \overset{\circ}{X} \right\} = [A]^{-1} \cdot (\{U\} - [B]\{X\}) = [A]^{-1} \cdot \{U\} - [A]^{-1} \cdot [B]\{X\}$$

Avec :

$$\{U\} = \left[V_a^s \quad V_b^s \quad V_c^s \quad V_f^s \quad C_m - C_r \quad 0 \right]^T : \text{est le vecteur de commande.}$$

$$\{X\} = \left[i_a^s \quad i_b^s \quad i_c^s \quad i_f^s \quad w_r \quad \theta_r \right]^T : \text{est le vecteur d'état.}$$

En détaillant les expressions des inductances, on obtient :

$$\begin{pmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ V_f^s \\ C_{m-Ct} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a^s + w_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) & w_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & w_r (1-\sigma) \{ L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) \} & w_r \cdot \sigma \{ L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f) \} & \varphi_{Max}^m \cdot \cos(\theta_r - \theta_f) & 0 \\ w_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & R_b^s + w_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & w_r (1-\sigma) \{ L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f) \} & w_r \cdot \sigma \{ L_{ms} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & \varphi_{Max}^m \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & 0 \\ w_r (1-\sigma) \{ L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) \} & w_r (1-\sigma) \{ L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f) \} & R_c^s + w_r (1-\sigma)^2 \{ L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & w_r \cdot \sigma (1-\sigma) \{ L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & \varphi_{Max}^m \{ (1-\sigma) \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & 0 \\ w_r \cdot \sigma \cdot L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f) & w_r \cdot \sigma \cdot L_{ms} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & w_r \cdot \sigma (1-\sigma) \cdot L_{ms} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & R_f^s \\ -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} +$$

$$\begin{pmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \theta_f) & \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma) \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) \} & \sigma \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f) \} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & (1-\sigma) \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f) \} & \sigma \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & 0 & 0 \\ (1-\sigma) \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) \} & (1-\sigma) \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r + \pi - \theta_f) \} & (1-\sigma)^2 \{ L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & (1-\sigma) \sigma \{ L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & 0 & 0 \\ \sigma \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(\theta_r - \theta_f) \} & \sigma \{ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & (1-\sigma) \sigma \{ L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \} & \sigma^2 \{ L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_f) \} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt}$$

(III.19)

En détaillant les expressions des inductances, on obtient :

$$\begin{pmatrix} \dot{v}_a^s \\ \dot{v}_b^s \\ \dot{v}_c^s \\ \dot{v}_f^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r-\theta_f) & \frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f) & (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f)\right\} & \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r-\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f) & L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f) & (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\pi-\theta_f)\right\} & \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\pi-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)^2\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)\sigma\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r-\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r-\theta_f)\right\} & \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)\sigma\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & \sigma^2\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} v_a^s \\ v_b^s \\ v_c^s \\ v_f^s \\ C_m-C_r \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r-\theta_f) & \frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f) & (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f)\right\} & \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r-\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f) & L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f) & (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\pi-\theta_f)\right\} & \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\pi-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)^2\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)\sigma\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r-\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r-\theta_f)\right\} & \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & (1-\sigma)\sigma\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f)\right\} & \sigma^2\left\{L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_f)\right\} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r-\theta_f) \\ \frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f) \\ L_{1s}+L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{2\pi}{3}-\theta_f) \\ (1-\sigma)\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(2\theta_r+\frac{\pi}{3}-\theta_f)\right\} \\ \sigma\left\{\frac{1}{2}L_m-L_{ms}\cos(\theta_r-\theta_f)\right\} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix}
 R_d^S + w_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \theta_f) & w_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & w_r (1 - \sigma) \left\| L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) \right\| & w_r \cdot \sigma \left\| L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f) \right\| & \varphi_{Max}^m \cdot \cos(\theta_r - \theta_f) & 0 \\
 w_r L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & R_b^S + w_r L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & w_r (1 - \sigma) \left\| L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f) \right\| & w_r \cdot \sigma \left\| L_{ms} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} + \theta_f) \right\| & \varphi_{Max}^m \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & 0 \\
 w_r (1 - \sigma) \left\| L_{ms} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{3} - \theta_f) \right\| & w_r (1 - \sigma) \left\| L_{ms} \sin(2\theta_r + \pi - \theta_f) \right\| & R_c^S + w_r (1 - \sigma)^2 \left\| L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \right\| & w_r \cdot \sigma (1 - \sigma) \left\| L_{ms} \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \right\| & \varphi_{Max}^m (1 - \sigma) \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & 0 \\
 w_r \cdot \sigma \cdot L_{ms} \sin(\theta_r - \theta_f) & w_r \cdot \sigma \cdot L_{ms} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & w_r \cdot \sigma (1 - \sigma) \left\| L_{ms} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \right\| & R_f^S & \varphi_{Max}^m \cdot \sigma \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & 0 \\
 -C_1(\theta_r) & -C_2(\theta_r) & -C_3(\theta_r) & 0 & f & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\
 \end{pmatrix}
 \begin{pmatrix}
 i_a^s \\
 i_b^s \\
 i_c^s \\
 i_f^s \\
 w_r \\
 \theta_r
 \end{pmatrix}
 \quad (III.21)$$

Dans le cas d'une MSAP a pole lisse, équation du couple (III.12) devient :

$$C_{em} = \eta_p \cdot C_m \quad (III.22)$$

Le modèle d'état peut être écrit comme suite :

$$\begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \frac{d}{dt} = \begin{pmatrix} L_s & M_s & (1-\sigma)M_s & \sigma M_s & 0 & 0 \\ M_s & L_s & (1-\sigma)M_s & \sigma M_s & 0 & 0 \\ (1-\sigma)M_s & (1-\sigma)M_s & (1-\sigma)^2 L_s & (1-\sigma)\sigma M_s & 0 & 0 \\ \sigma M_s & \sigma M_s & (1-\sigma)\sigma M_s & \sigma^2 L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \\ V_f^s \\ C_m - C_r \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_s & M_s & (1-\sigma)M_s & \sigma M_s & 0 & 0 \\ M_s & L_s & (1-\sigma)M_s & \sigma M_s & 0 & 0 \\ (1-\sigma)M_s & (1-\sigma)M_s & (1-\sigma)^2 L_s & (1-\sigma)\sigma M_s & 0 & 0 \\ \sigma M_s & \sigma M_s & (1-\sigma)\sigma M_s & \sigma^2 L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_f^s \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \quad (III.23)$$

III.4. Généralisation du modèle (a, b, c) avec des courts-circuits inter spires multi phase

Soit une MSAP siège de trois courts-circuits inter spires au niveau des trois phases statoriques. Les paramètres « σ_a , σ_b , σ_c » représentent les pourcentages des spires en court-circuit sur les phases respectifs.

III.4.1. Equations électriques

L'équation des tensions se reformule comme suite :

$$\left[V_{abc}^s \right] = \left[V_{a1}^s \quad V_{a2}^s \quad V_{b1}^s \quad V_{b2}^s \quad V_{c1}^s \quad V_{c2}^s \right]^T \quad (\text{III.24})$$

Avec, V_{a1}^s et V_{a2}^s sont respectivement les tensions aux bornes des bobines saines et court-circuités sur la phase a. Même chose pour les autres phases.

Le vecteur courant devient :

$$\left[i_{abc}^s \right] = \left[i_a^s \quad (i_a^s - i_f^s) \quad i_b^s \quad (i_b^s - i_f^s) \quad i_c^s \quad (i_c^s - i_f^s) \right]^T \quad (\text{III.25})$$

La matrice résistance est sous la forme :

$$\left[R_{abc}^s \right] = \begin{pmatrix} (1-\sigma_a).R_a^s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_a.R_a^s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\sigma_b).R_b^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_b.R_b^s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1-\sigma_c).R_c^s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_c.R_c^s \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

La matrice des inductances est exprimée comme suit :

$$L_S = \begin{pmatrix} (1-\sigma_a)^2.L_s & (1-\sigma_a)\sigma_a.L_s & (1-\sigma_a)(1-\sigma_b).M_s & (1-\sigma_a)\sigma_b.M_s & (1-\sigma_a)(1-\sigma_c).M_s & (1-\sigma_a)\sigma_c.M_s \\ (1-\sigma_a)\sigma_a.L_s & \sigma_a^2.L_s & (1-\sigma_b)\sigma_a.M_s & \sigma_a.\sigma_b.M_s & (1-\sigma_c)\sigma_a.M_s & \sigma_a.\sigma_c.M_s \\ (1-\sigma_a)(1-\sigma_b).M_s & (1-\sigma_a)\sigma_b.M_s & (1-\sigma_b)^2.L_s & (1-\sigma_b)\sigma_b.L_s & (1-\sigma_b)(1-\sigma_c).M_s & (1-\sigma_b)\sigma_c.M_s \\ (1-\sigma_a)\sigma_b.M_s & \sigma_b.\sigma_a.M_s & (1-\sigma_b)\sigma_b.L_s & \sigma_b^2.L_s & (1-\sigma_c)\sigma_b.M_s & \sigma_b.\sigma_c.M_s \\ (1-\sigma_c)(1-\sigma_a).M_s & (1-\sigma_a)\sigma_c.M_s & (1-\sigma_c)(1-\sigma_b).M_s & (1-\sigma_a)\sigma_c.M_s & (1-\sigma_c)^2.L_s & (1-\sigma_c)\sigma_c.L_s \\ (1-\sigma_a)\sigma_c.M_s & \sigma_c.\sigma_a.M_s & (1-\sigma_b)\sigma_c.M_s & \sigma_c.\sigma_b.M_s & (1-\sigma_c)\sigma_c.L_s & \sigma_c^2.L_s \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Modèle d'état (III.33), sous la forme condensée :

$$\begin{Bmatrix} \dot{X} \\ U \end{Bmatrix} = [A]^{-1} \cdot (\{U\} - [B]\{X\}) = [A]^{-1} \cdot \{U\} - [A]^{-1} \cdot [B]\{X\}$$

Avec :

$$\{U\} = \begin{bmatrix} V_a^s & V_a^s & V_b^s & V_b^s & V_c^s & V_c^s & C_m & C_r & 0 \end{bmatrix}^T : \text{est le vecteur de commande.}$$

$$\{X\} = \begin{bmatrix} i_a^s & (i_a^s - i_f^s) & i_b^s & (i_b^s - i_f^s) & i_c^s & (i_c^s - i_f^s) & w_r & \theta_r \end{bmatrix}^T : \text{est le vecteur d'état.}$$

Le modèle d'état est exprimé comme suit :

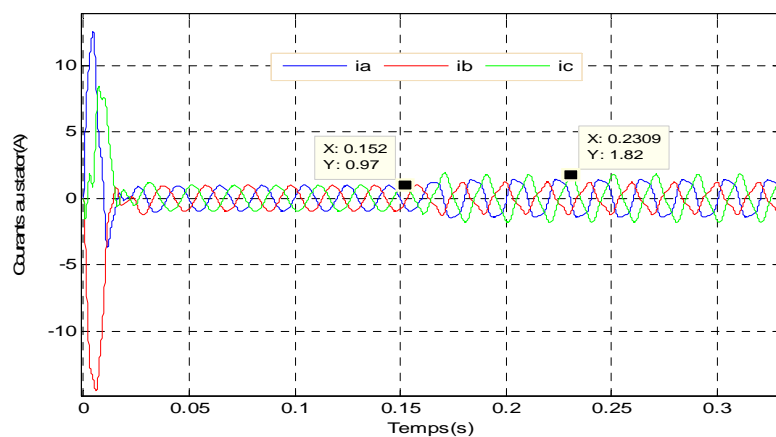
$$\begin{pmatrix} i_a^s \\ (i_a^s - i_f^s) \\ i_b^s \\ (i_b^s - i_f^s) \\ i_c^s \\ (i_c^s - i_f^s) \\ w_r \\ \theta_r \end{pmatrix} \frac{d}{dt} = \begin{pmatrix} (1-\sigma_a)^2 L_s & (1-\sigma_a)\sigma_a L_s & (1-\sigma_a)(1-\sigma_b)M_s & (1-\sigma_a)\sigma_b M_s & (1-\sigma_a)(1-\sigma_c)M_s & (1-\sigma_a)\sigma_c M_s & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a)\sigma_a L_s & \sigma_a^2 L_s & (1-\sigma_b)\sigma_a M_s & \sigma_a \sigma_b M_s & (1-\sigma_c)\sigma_a M_s & \sigma_a \sigma_c M_s & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a)(1-\sigma_b)M_s & (1-\sigma_a)\sigma_b M_s & (1-\sigma_b)^2 L_s & (1-\sigma_b)\sigma_b L_s & (1-\sigma_b)(1-\sigma_c)M_s & (1-\sigma_b)\sigma_c M_s & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a)\sigma_b M_s & \sigma_b \sigma_a M_s & (1-\sigma_b)\sigma_b L_s & \sigma_b^2 L_s & (1-\sigma_c)\sigma_b M_s & \sigma_b \sigma_c M_s & 0 & 0 \\ (1-\sigma_c)(1-\sigma_a)M_s & (1-\sigma_a)\sigma_c M_s & (1-\sigma_c)(1-\sigma_b)M_s & (1-\sigma_a)^2 L_s & (1-\sigma_c)\sigma_c L_s & (1-\sigma_c)\sigma_c L_s & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a)\sigma_c M_s & \sigma_c \sigma_a M_s & (1-\sigma_b)\sigma_c M_s & \sigma_c \sigma_b M_s & (1-\sigma_c)\sigma_c L_s & \sigma_c^2 L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{\eta p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_a^s \\ i_b^s \\ i_b^s \\ i_c^s \\ i_c^s \\ C_{mg-Cr} \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \varphi_{Max}^m \cdot (1-\sigma_a) \cdot \cos(\theta_r) \\ \varphi_{Max}^m \cdot \sigma_a \cdot \cos(\theta_r) \\ \varphi_{Max}^m \cdot (1-\sigma_b) \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{Max}^m \cdot \sigma_b \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{Max}^m \cdot (1-\sigma_c) \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{Max}^m \cdot \sigma_c \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f \\ -1 \end{pmatrix} \quad (III.33)$$

III.5. Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut

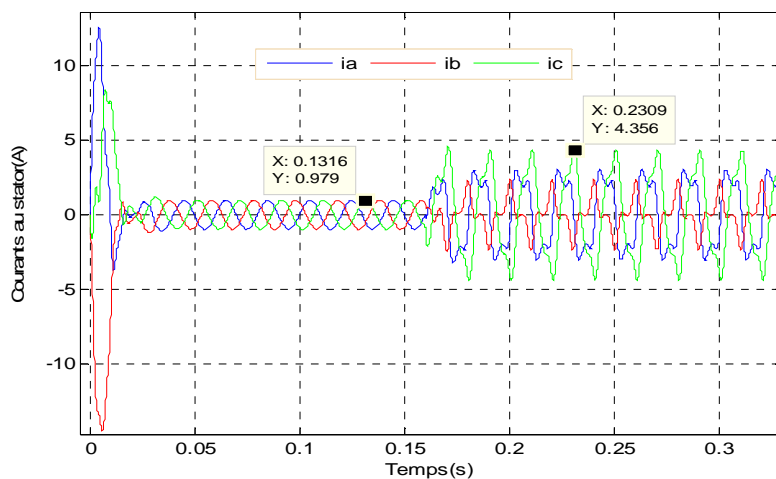
La machine synchrone à aimant permanent étudiée est alimentée par un système de tension triphasée équilibrée en régime de défaut de court-circuit inter-spires. L'implémentation du système d'équation différentielle qui forme le modèle d'état généralisée de la MSAP en régime de défaut est réalisé sous environnement Matlab. Le bon fonctionnement de la machine sera affecté par ce défaut de façon substantielle sur les comportements des grandeurs électriques (Les courants des phases statoriques), mécanique (La vitesse de rotation et le couple électromagnétique) qui peuvent être observés sur les figures ci-dessous.

III.5.1. Essai à vide

- Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur la phase C à vide :



(a) 5% défaut de court-circuit



(b) 17% défaut de court-circuit.

Fig.III.5.1. Courant statorique en présence de défaut de court-circuit.

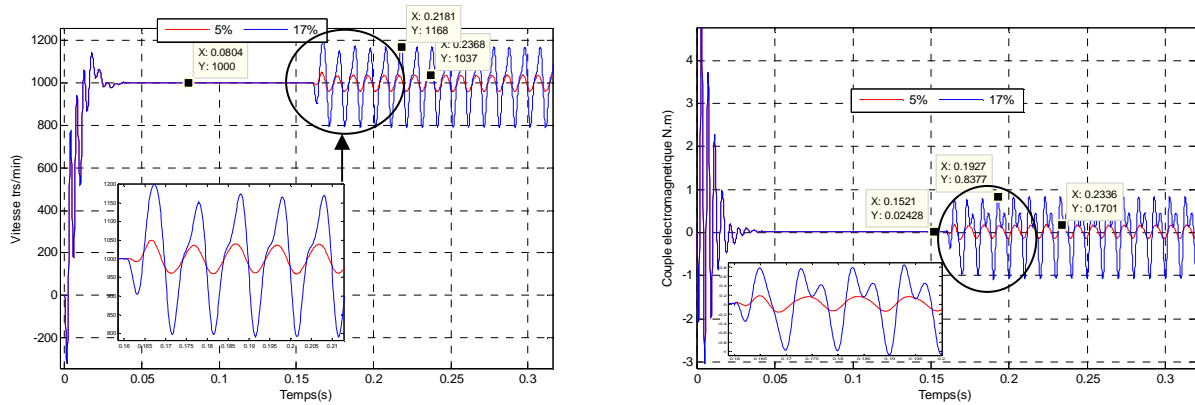
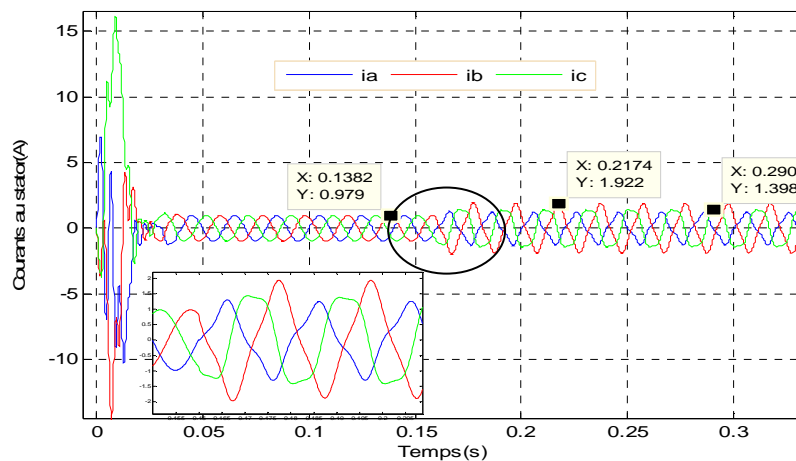
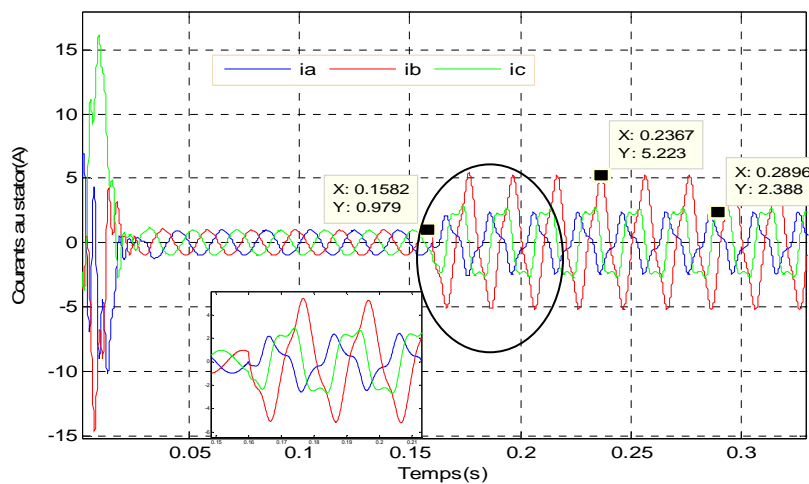


Fig.III.5.1. c) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit. d) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.

➤ Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur la phase B à vide :



(e) 5% de défaut de court-circuit.



(f) 17% de défaut de court-circuit.

Fig.III.5.1. Courant statorique défaut de court-circuit.

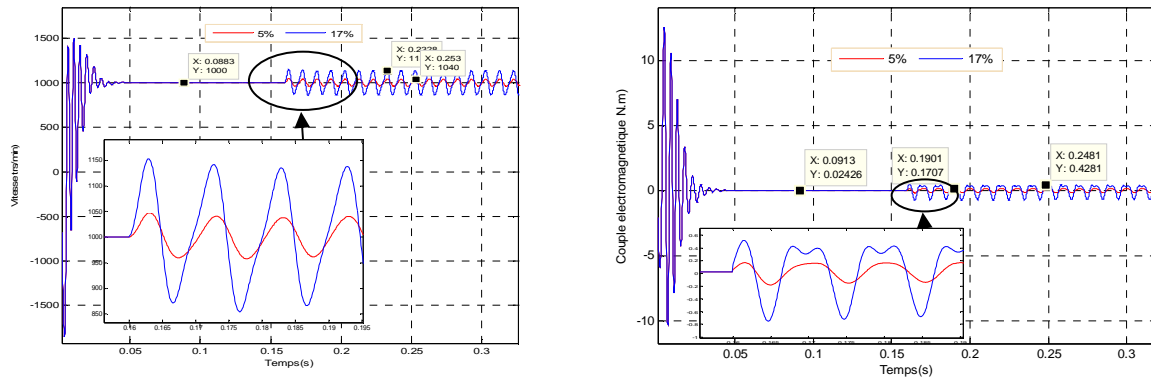
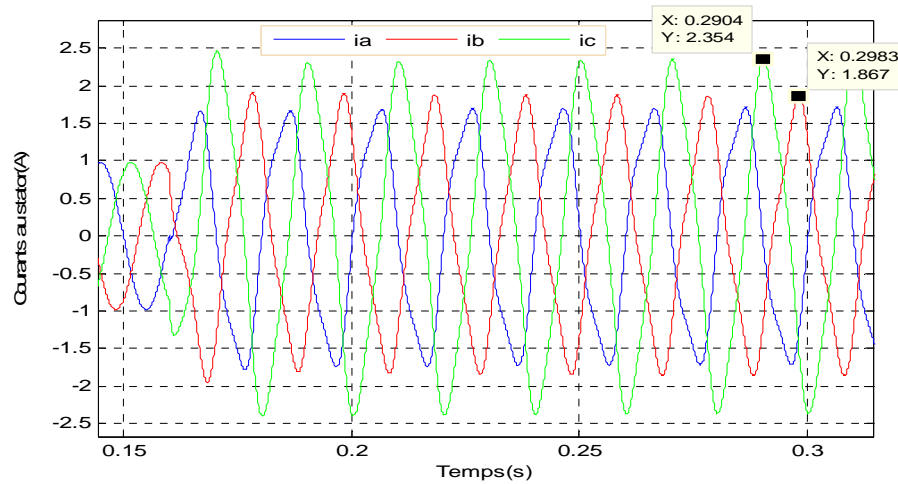
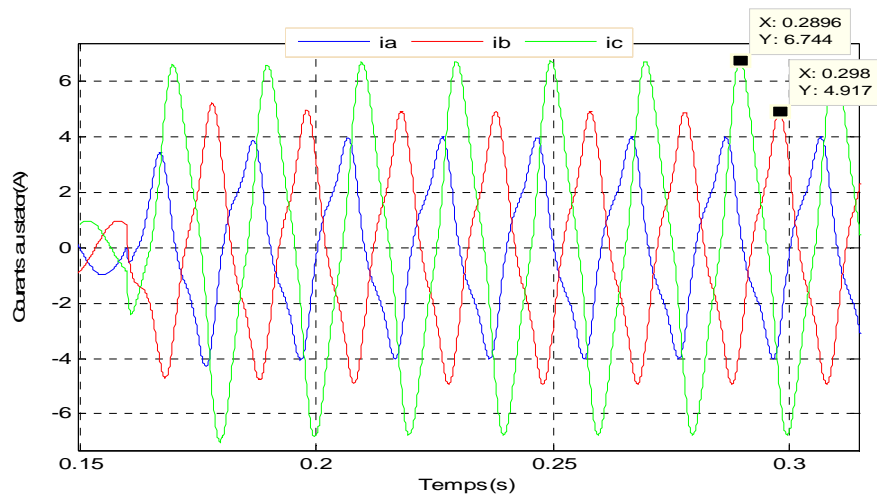


Fig.III.5.1. g) Vitesse de rotation avec 5% et 17% défaut de court-circuit. h) Couple électromagnétique avec 5% et 17% défaut de court-circuit.

➤ Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur les phases C et B à vide :



(i) 5% défaut de court-circuit.



(j) 17% défaut de court-circuit.

Fig.III.5.1. Courant des phases statoriques avec défaut de court-circuit.

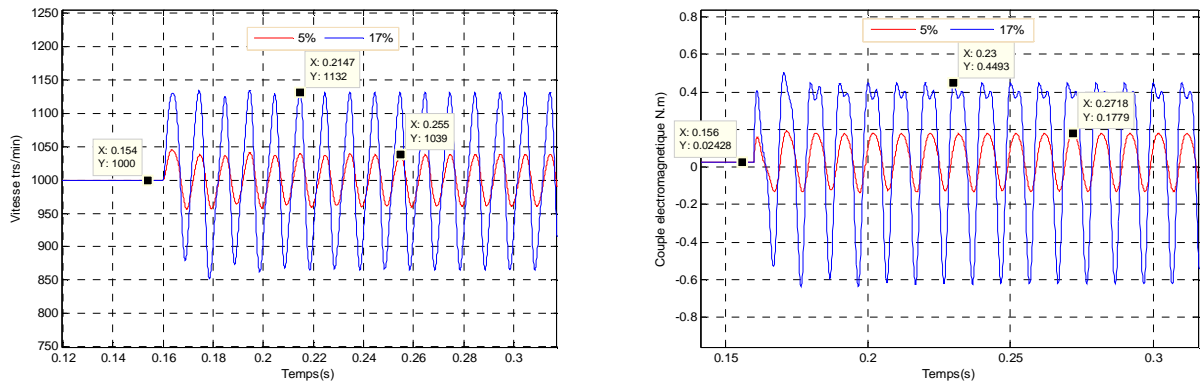


Fig.III.5.1. k) Vitesse de rotation avec 5% et 17% défaut de court-circuit. , D) Couple électromagnétique avec 5% et 17% défaut de court-circuit.

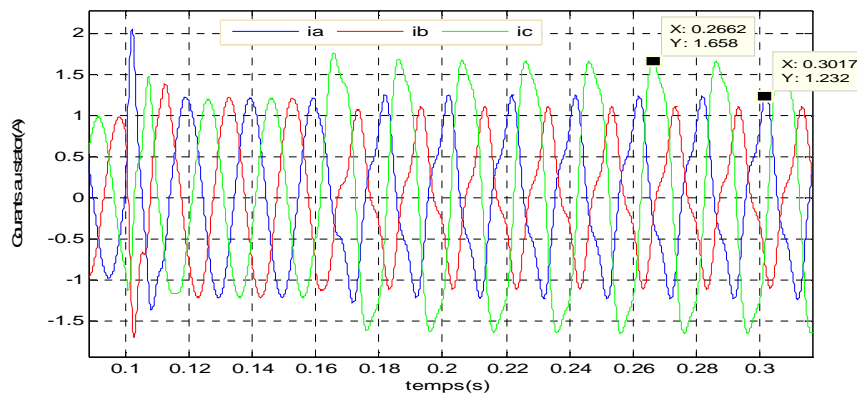
➤ **Interprétation des résultats**

Lors de l’essai à vide l’évolution du courant (**Fig.III.5.1.a/b/e/f/i/j**) nous montre une augmentation de son amplitude sur une phase(C ou B) ou deux (C + B) infectée avec 5% puis à 17% de spires en court-circuit. Lors de l’infection de deux phases(C + B), l’augmentation du courant est plus importante sur la phase C [$I_c=6,74A$ (17%) et $I_c=2,35A$ (5%)] que la phase B [$I_b=4,92A$ (17%) et $I_b=1,87A$ (5%)], ce qui est dû au couplage magnétique des trois phases statoriques.

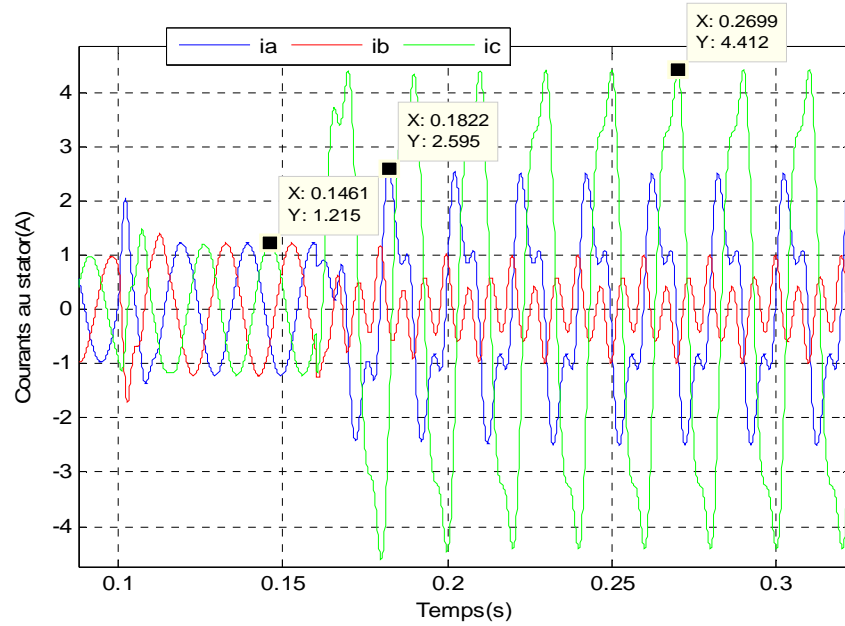
Les (**Fig.III.5.1.c/g/k**) représentent les allures de la vitesse de rotation. Lors de l’application de défaut de 5% puis de 17% de spires en court-circuit, nous remarquons que la vitesse moyenne diminue et oscille avec des ondulations, causées par le défaut, ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit, même chose du coté couple électromagnétique.

III.5.2. Essai à demi-charge

- Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur la phase C a demi-charge :



(a) 5% de défaut de court-circuit.



(b) 17% de défaut de court-circuit.

Fig.III.5.2. Courant des phases statoriques avec 5%(a) et 17%(b) défaut de court-circuit.

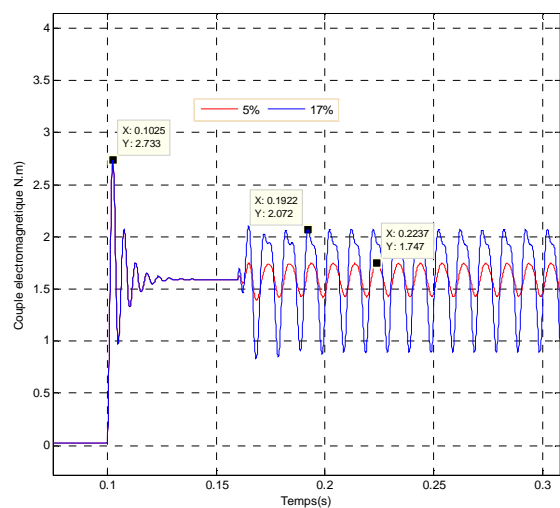
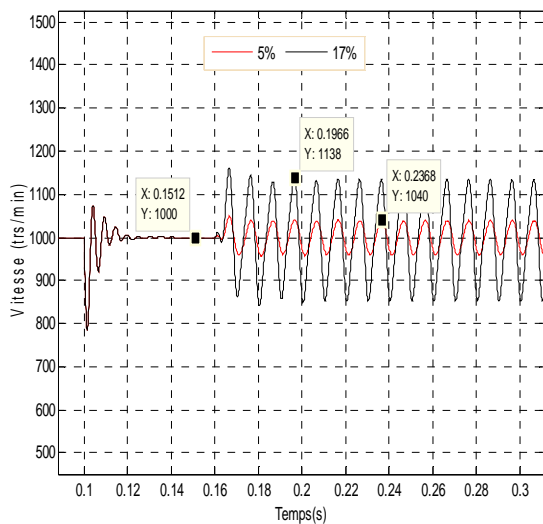


Fig.III.5.2. c) Vitesse de rotation avec 5% et 17% , d) Couple électromagnétique avec 5% et 17%. défaut de court-circuit.

- Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur la phase B a demi-charge :

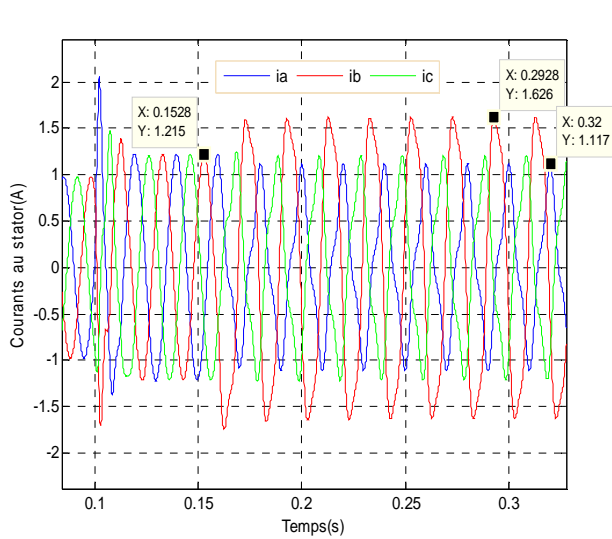
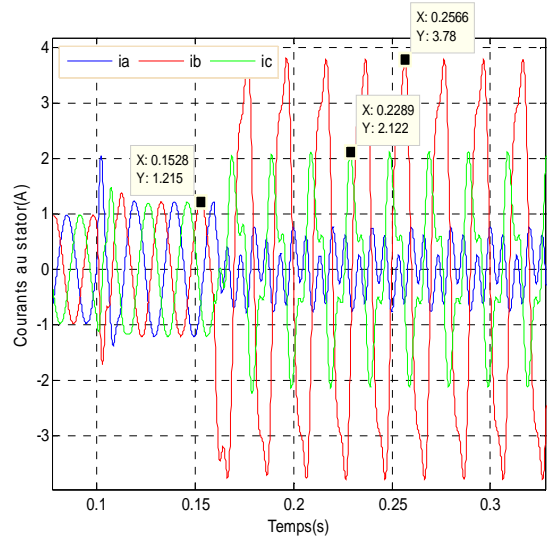


Fig.III.5.2. e) Courant statorique a 5% de défaut de court-circuit.



f) Courant statorique a 17% de défaut de court-circuit.

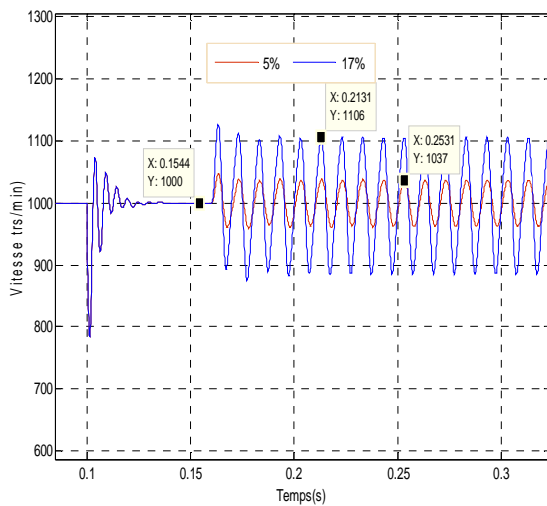
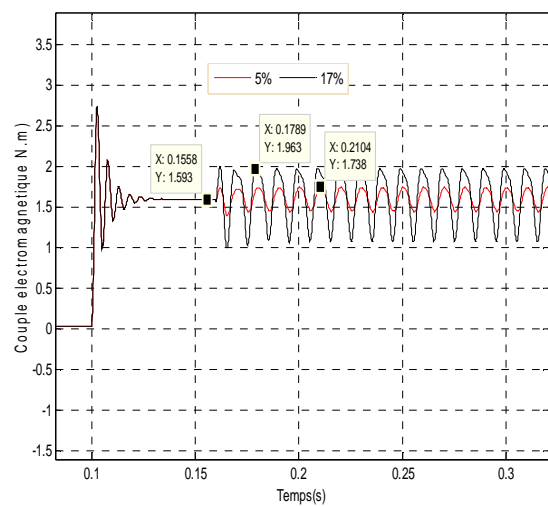


Fig.III.5.2. g) Vitesse de rotation avec 5% et 17% défaut de court-circuit.



h) Couple électromagnétique avec 5% et 17% défaut de court-circuit.

- Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur les phases (C et B) a demi-charge :

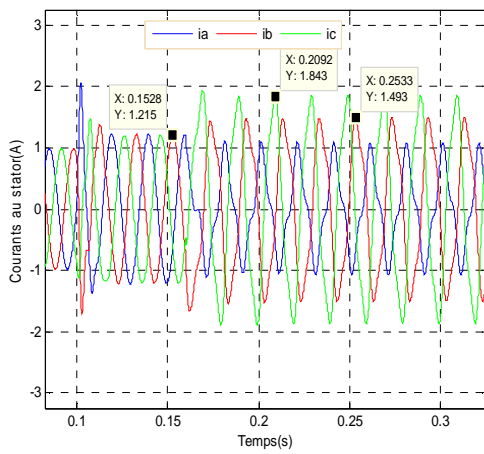
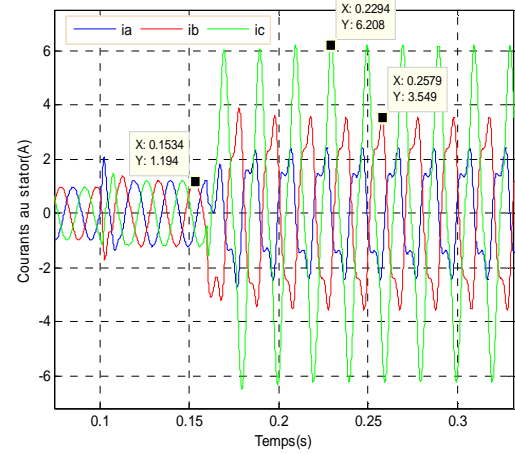


Fig.III.5.2. i) Courant statorique a 5% de défaut de court-circuit.



j) Courant statorique a 17% de défaut de court-circuit.

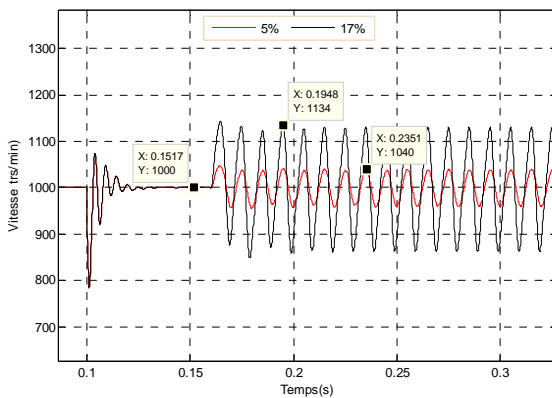
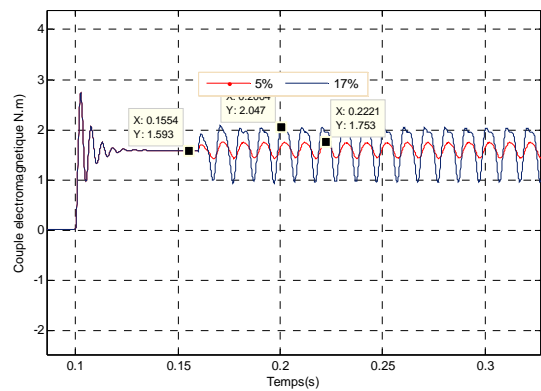


Fig.III.5.2. k) Vitesse de rotation avec 5% et 17% défaut de court-circuit.



l) Couple électromagnétique avec 5% et 17% défaut de court-circuit.

➤ **Interprétation des résultats**

Les (Fig.III.5.2.a/b/e/f/i/j) montrent l'évolution du courant, lors de l'application du défaut sur la même phase C ou B avec 5% et 17% de spires en court-circuit. On remarque qu'une augmentation du courant [$I_c=4,41A$ avec 17% et $I_c=1.66A$ avec 5%] sur la phase C est plus importante que la phase B [$I_b=3,66A$ a 17% et $I_b=1.62A$ avec 5%], comme c'est montré dans les figures (Fig.III.5.2.a/d/e). Même phénomène lors de l'application du défaut sur deux phases C et B, avec un déséquilibre de courant sur les phases restantes.

Les (Fig.III.5.2.c/g/k) représente l'allure de la vitesse de rotation à demi-charge. Lors de l'application de défaut de 5% de spires en court-circuit sur une phase ou bien deux, nous remarquons que la vitesse moyenne subit une diminution et oscille au régime permanent, avec des ondulations causées par le défaut, d'amplitude 1040 tr/min, ces ondulations croissent en augmentant le nombre de spires en court-circuit (à 17%, l'amplitude augmente à 1138tr/min), cela est due aux ondulations du couple électromagnétique au régime permanent (une amplitude en moyenne de 2.08 N.m) qui sont plus importantes que l'essai à vide.

III.5.3. Essai à plein-charge

- Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur la phase C à plein-charge :

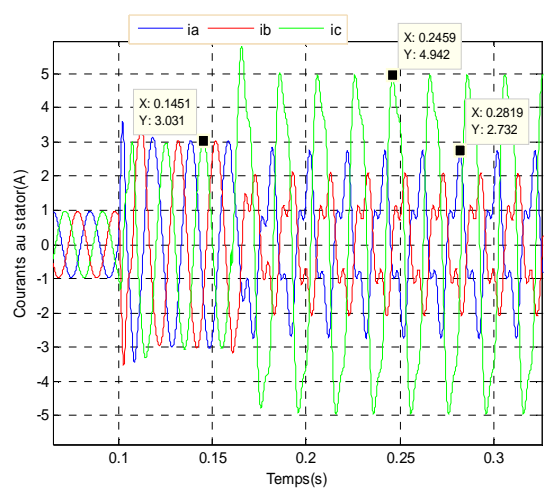
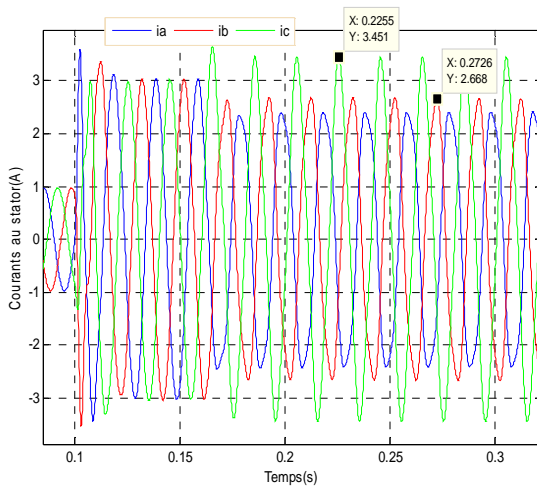


Fig.III.5.3. a) Courant statorique à 5% de défaut de court-circuit.

b) Courant statorique à 17% de défaut de court-circuit.

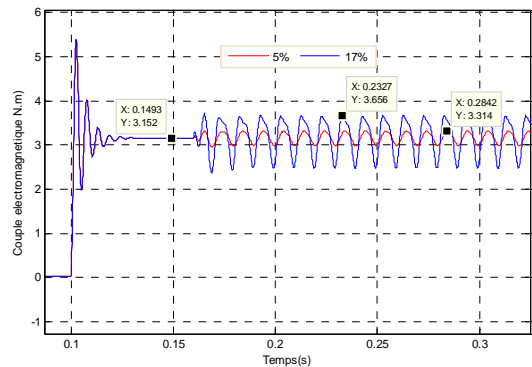
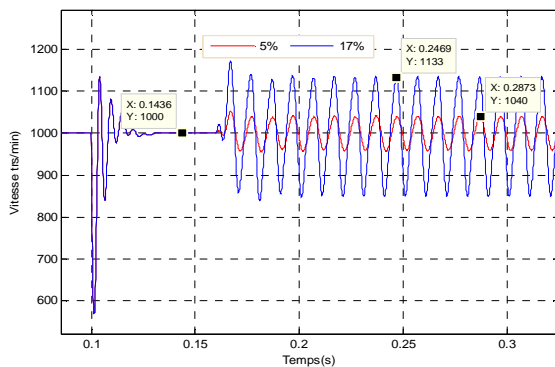


Fig.III.5.3. c) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.

d) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.

- Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur la phase B a plein-charge :

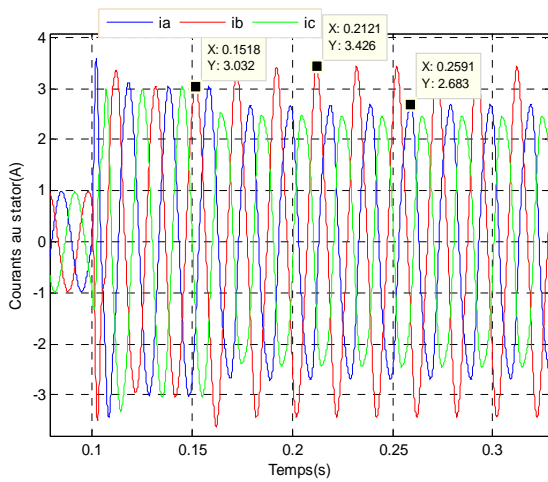
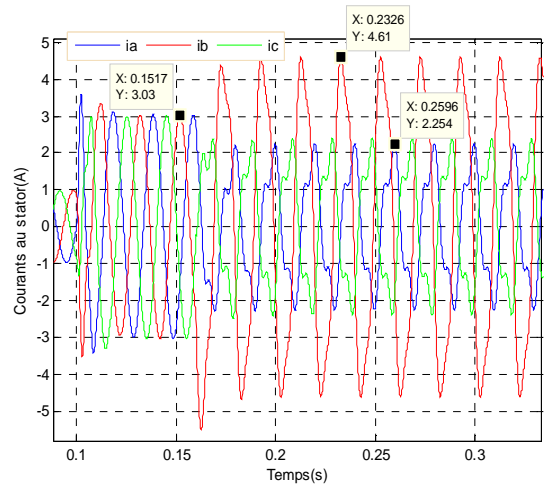


Fig.III.5.3. e) Courant statorique a 5% de défaut de court-circuit.



f) Courant statorique à 17% de défaut de court-circuit.

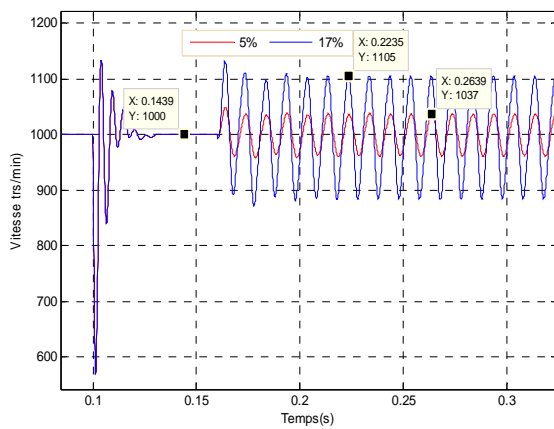
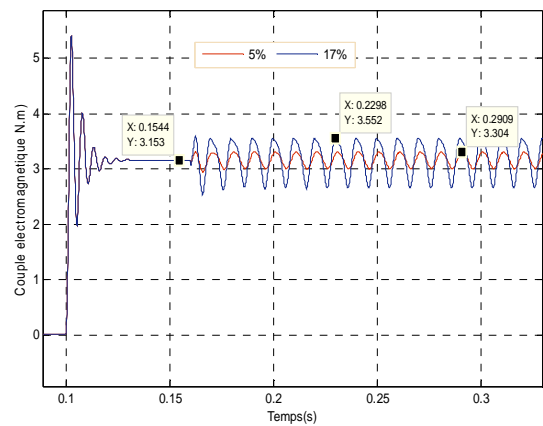
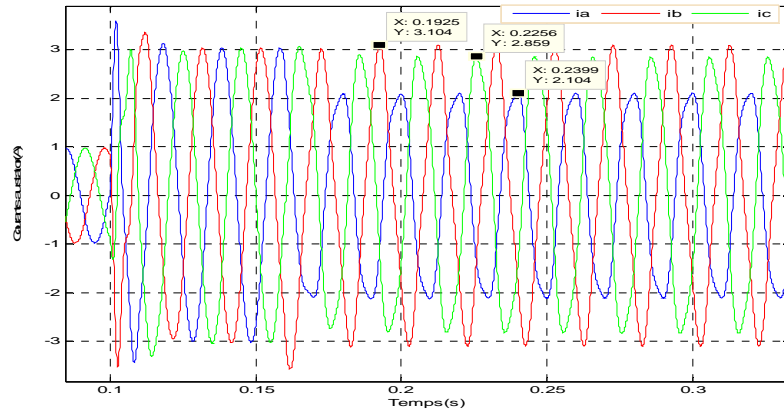


Fig.III.5.3. g) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.

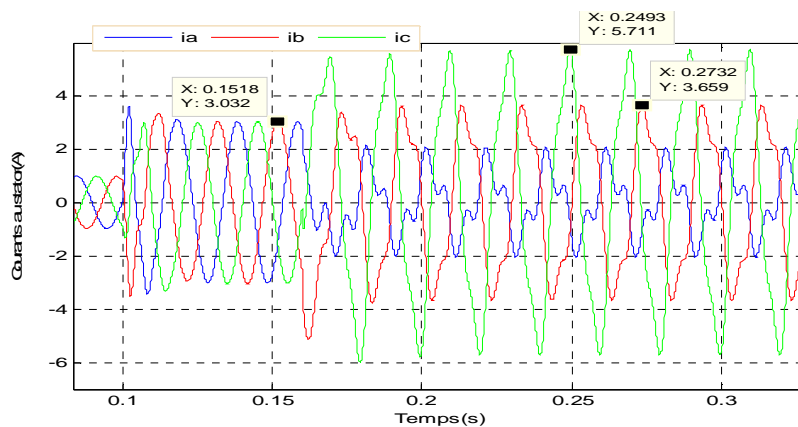


h) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.

- Résultat de simulation du modèle MSAP en régime de défaut avec 5% et 17% des spires en court-circuit sur les phases (C et B) a plein-charge



(i) 5% de défaut de court-circuit.



(j) 17% de défaut de court-circuit.

Fig.III.5.3. Courant des phases statoriques avec défaut de court-circuit.

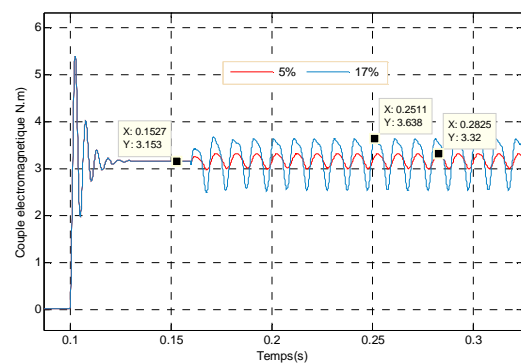
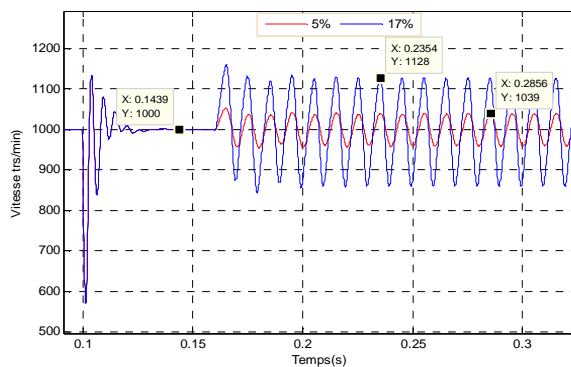


Fig.III.5.3. k) Vitesse de rotation avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.

l) Couple électromagnétique avec 5% et 17% de défaut de court-circuit.

➤ **Interprétation des résultats**

Les (Fig.III.5.3.i/j) montrent l'évolution du courant, lors de l'application du défaut sur les deux phases C et B avec 5% et 17% de spires en court-circuit. On remarque que une augmentation du courant [$I_c=5,7A$ avec 17%] et des oscillations sur la phase C est plus importante que la phase C [$I_b=3,66A$], alors qu'à 5% de spires en court-circuit c'est l'inverse [$I_c=2,86A$, $I_b=3,10A$], voici une raison pour laquelle le défaut en multi phase a plein-charge est compliqué à prédéfinir. Pour le défaut de court-circuit entre spires d'une même phase(C ou B), l'augmentation est juste sur la phase infectée (grande résistance) (Fig.III.5.3.a/b/e/f).

La (Fig.III.5.3.k) représente l'allure de la vitesse de rotation. Lors de l'application de défaut de 5% de spires en court-circuit, nous remarquons que la vitesse moyenne diminue et oscille avec des ondulations, causées par le défaut, d'amplitude 1039 tr/min, ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit (à 17%, l'amplitude augmente à 1128tr/min). Lors de la création du défaut de court-circuit entre spires d'une même phase(Fig.III.5.3.c/g), une nouvelle interaction entre la bobine court-circuitée et le rotor s'ajoute à celle qui existe au régime sain, cette interaction est à l'origine des ondulations du couple, qui s'amplifient avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, comme c'est montré dans les figures (Fig.III.5.d/h).

Les résultats ont été comparés à des travaux déjà effectués auparavant sur un défaut de court-circuit monophasé [09], [10], et il y'a une grande similitude des résultats.

III.6. Analyse spectrale

L'analyse spectrale constitue un élément clef du traitement du signal. Elle a pour objectif d'améliorer la connaissance d'un signal en s'intéressant au domaine fréquentiel. Elle vise à extraire le spectre énergétique d'un signal et la plupart des signaux étant issus de processus aléatoires, l'analyse spectrale s'appuie fréquemment sur le domaine des probabilités et des statistiques.

Nous avons effectuée l'analyse spectrale des courants des trois phases, Afin de mettre en évidence de manière plus précise les différents défauts et évaluer leur degré de sévérités par une confrontation des différents résultats obtenus dans le cas de la MSAP à l'état sain et ceux en présence des différents défauts de court-circuit inter spires réalisé.

➤ **Essai à vide**

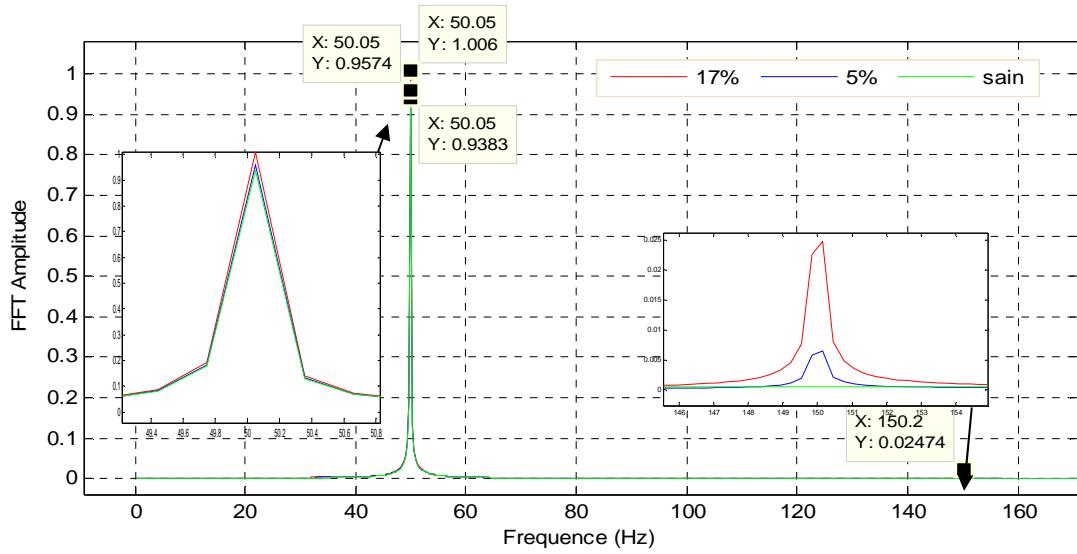


Fig.III.6.1. Analyse spectrale à 5% et 17% de défaut de court-circuit avec modèle sain.

➤ Essai a demi-charge

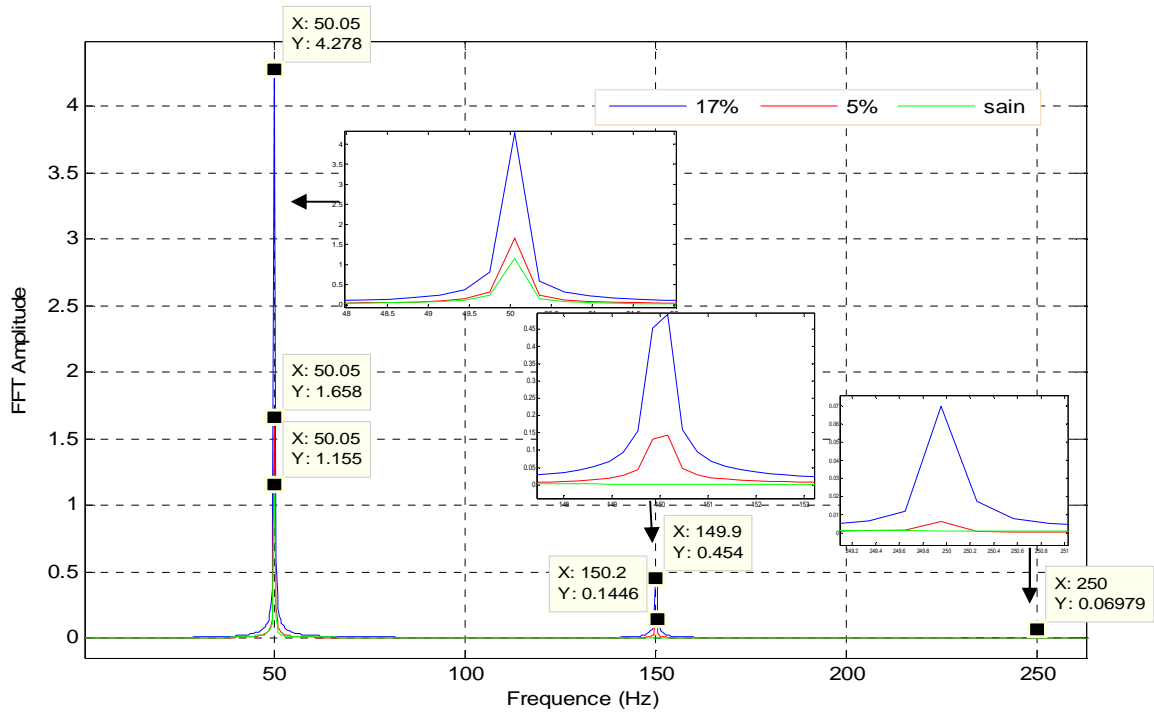


Fig.III.6.2. Analyse spectrale à 5% et 17% de défaut de court-circuit avec modèle sain à demi-charge.

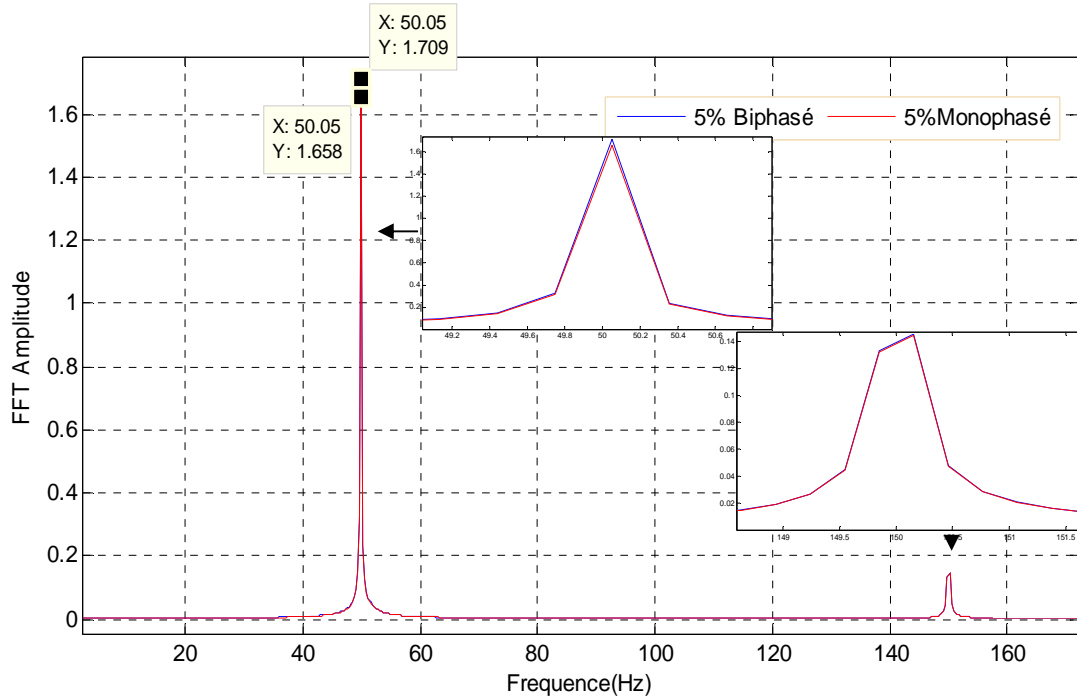


Fig.III.6.3. Analyse spectrale à 5% de défaut de court-circuit monophasé et biphasé.

➤ Essai a plein charge

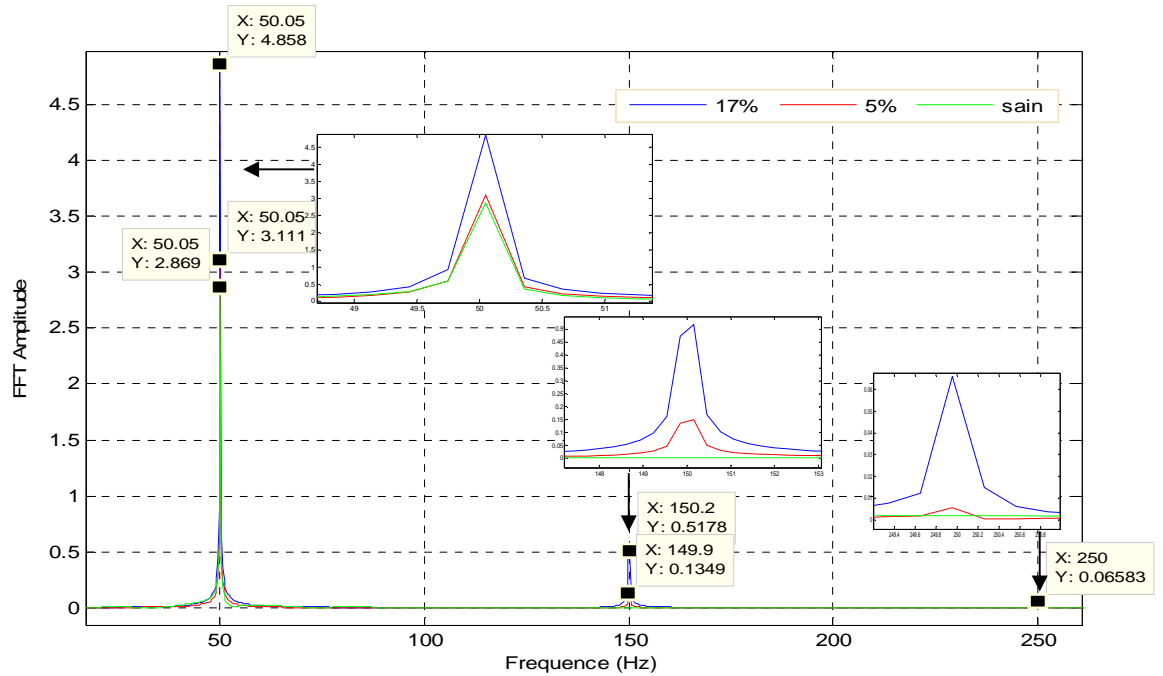


Fig.III.6.4. Analyse spectrale à 5% et 17% de défaut de court-circuit avec modèle sain à plein-charge.

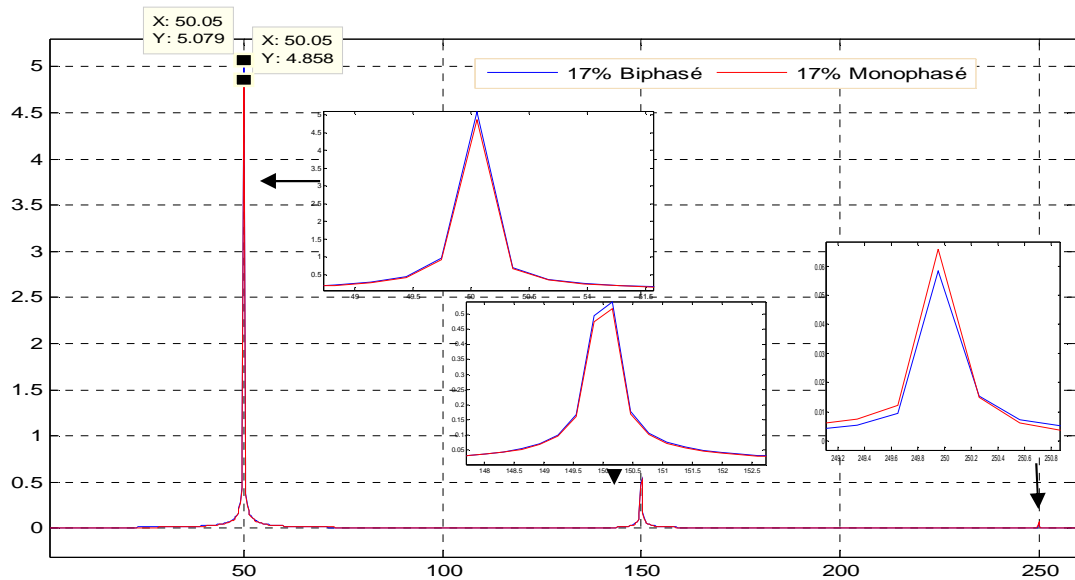


Fig.III.6.5. Analyse spectrale à 17% de défaut de court-circuit monophasé et biphasé.

D'après les résultats obtenus de l'analyse spectrale, on constate une augmentation de l'amplitude du fondamentale selon le taux de défaut de court-circuit (une augmentation plus importante à 17% qu'à 5% de défaut de court-circuit). En présence de défaut de court-circuit, on remarque une apparition des raies supplémentaires qui ont pour amplitude $(3k.fs)$ avec k nombre entier impair (**Fig.III.6.1/2/4**).

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine à aimant permanent au régime de défaut avec la méthode des Circuits Electrique magnétiquement Couplée (CEMC) dans le repère naturel (a, b, c). Cette modélisation nous a permis d'observer et d'analyser l'évolution des différentes grandeurs électrique et mécanique de la machine en présence de défaut de court-circuit inter-spires, grâce à l'analyse spectrale le défaut a été mis en évidence de manière plus précise.

Le premier effet aperçu sur l'allure des courants statoriques qui présente une augmentation importante surtout sur la phase où se situe le court-circuit, qui peut provoquer la destruction ou accélération du vieillissement de l'isolation des enroulements de la machine à cause de l'augmentation de la température. Pour le couple électromagnétique et la vitesse qui présente des oscillations au régime permanent, du à la perturbation des répartitions spatiales du champ tournant, cela engendre des vibrations mécaniques qui peuvent avoir des effets destructeurs sur les organes mécaniques de la MSAP et parfois la charge, sans oublier les bruits (nouveaux sons) qui est parfois un signe de détection de début de défaillance.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans les applications industrielles, les machines électriques, nécessitent une détection rapide de leurs défaillances à cause de leurs utilisations fréquentes dans la plupart des domaines industriels. La maintenance de ces machines justifie l'accent mis sur la recherche dans le diagnostic de défauts des entraînements électriques. Le travail présenté dans ce mémoire a traité donc du diagnostic de défaut statoriques pouvant survenir au sein des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). L'étude des défauts a un double objectif qui consiste, dans un premier temps à comprendre leur développement de manière à prévoir leur gravité, d'un autre temps d'analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant de remonter jusqu'à la cause de la défaillance. Pour cela un modèle doit être développé, afin de mettre en évidence l'influence des défauts sur les grandeurs mesurables de la machine (courant, vitesse et couple électromagnétique), pour chaque phénomène mis en jeu. Nous avons fait appel à l'approche dite méthode des Circuits Electriques Magnétiquement couplés (CEMC), qui consiste à modéliser la MSAP sous environnement Matlab avec la résolution d'un modèle d'état d'une MSAP à pôle lisse réel.

Les résultats présentés sont principalement ceux qui correspondent aux défauts de courts-circuits entre spires du bobinage statorique de la MSAP, nous avons considéré un défaut de courts-circuits de la phase C et de la phase B puis les deux phases à la fois. Le court-circuit de la phase C est plus sévère que le court-circuit de la phase B, lorsque nous avons imposé un nombre de spires en court-circuit de 5% puis de 17% pour les trois essais. Pour mettre en évidence le degré de sévérité des défauts considérés, nous avons effectué une analyse spectrale du signal représentant le courant statorique. Pour le défaut de court-circuit, nous avons comparé les analyses spectrales obtenus à l'état sain de la MSAP et en présence de défaut de court-circuit, nous avons remarqué l'augmentation de l'amplitude du fondamentale selon le taux de défaut de court-circuit qui est significative dans le cas du défaut de la phase C.

On peut dire que l'analyse spectrale est une méthode intéressante pour avoir la signature d'un défaut avec une bonne précision.

De manière général, l'effet du défaut de court-circuit interspire sur une phase (c ou b) ou deux à la fois (c et b) est de perturber la répartition spatiale du champ tournant qui provoque des oscillations du couple électromagnétique (vibration mécanique) et de la vitesse à leur régime permanent. Le courant circulant dans la boucle affectée par le court-circuit a atteint des valeurs élevées qui peut conduire à la destruction de la machine par effet thermique (dégradation des isolants des conducteurs) et parfois à des situations critiques pour l'actionneur lui-même.

Perspectives

A l'issue de ce travail, nous avons dressé une liste de quelques travaux qui peuvent être traité par la suite:

- Modéliser une machine à aimants permanent avec un défaut d'excentricité.
- Modéliser une machine à aimants permanent avec un défaut de désaimantation des aimants et un défaut de court-circuit inter spires avec deux paires de pole.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] M.KHOV, « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique », Ecole Doctorale Systèmes, Toulouse, FRANCE, 2009.
- [2] S.MAHGOUN, « Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés », Mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS-Sétif (UFAS), ALGERIE, 2012.
- [3] H.AID, W.AINA, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université Abou Bekr BELKAID, Tlemcen, ALGERIE, 2013.
- [4] M.D.BIDART, « Commande Coopérative Des Systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrones », Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011.
- [5] S.HAMECHA, E.BOURKACHE, « Etude Et Commande D'une Eolienne A Base D'une Machine Synchrone A aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, ALGERIE, 2013.
- [6] M.OUBIDAR, S.BENDAOU, « Machine Synchrone/Asynchrone », Projet de fin d'étude en ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010
- [7] R.LATEB, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espaces et de temps : application à la propulsion marine par POD », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, FRANCE, 2006.
- [8] S.GAHANT, « contribution à l'étude de moteurs à flux transverse », Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, FRANCE, 2003.
- [9] N.BOUNASLA, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Projet de fin d'étude en ingénierie, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, ALGERIE, 2014.
- [10] S.MOUZAOUI, « Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts de Court-Circuit et de Désaimantations par la Méthode des Eléments Finis », Mémoire de fin d'étude de Master, Université MOULOUD MAMMERI de Tizi-Ouzou, ALGERIE, 2015.
- [11] B.BOUKAIS, « Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs: Application aux machines a aimants permanents (BDCM-PMMSM) », Thèse de doctorat, Université MOULOUD MAMMERI de Tizi-Ouzou, ALGERIE, 2012.
- [12] G.COUDERCHON, « Alliages Fer-Nickel et Fer-Cobalt », Technique de l'ingénieur, D2130, pp 1-24.
- [13] J.A. BAVAY, J. VERDUN, « Alliages Fer-Silicium », Technique de l'ingénieur, D2110, pp 1-41.
-

Bibliographie

- [14] 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, FRANCE, 2009.
- [15] IEEE «Motor reliability working group, Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations », Part I, IEEE Transactions on Industry applications, vol. IA-21, no. 4, Juillet-Août 1985, pp. 853-872.
- [16] R. H. ENGELMANN, W. H. MIDDENDORF, « Handbook of Electric Motors », Marcel Dekker, New York, 1995.
- [17] S. LEE, S. KIM, J.M. KIM, M.H LEE, « Fourier and wavelet transformations for the fault detection of induction motor with stator current », 30th Annual Conference IECON, 2-6 Nov. 2004.
- [18] V. DEVANNEAUX, « Modélisation des machines asynchrones triphasés à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic », Thèse de doctorat, INPT, FRANCE, 2002.
- [19] T.TOUDJA, « Commande non linéaire robuste d'un moteur synchrone a aimants permanents », Thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008.
- [20] L. HEMING, X. ZHAOFENG, «A new method of turbine-generator vibration fault diagnosis based on correlation dimension and ANN Wan Shutting », International Conference on Power System Technology, 2002 Proceedings, volume 3, 13-17 Oct. 2002 Page(s):1655 – 1659.
- [21] H. HENAO, C. DEMIAN, and G. A. CAPOLINO, « A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor », IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 5, pp. 1272-1279, Sep./Oct. 2003.
- [22] G. M. MELERO, F. M. CABANAS, A. G. ORCAJO, R. F. FAYA, J. SOLARES, « Study of an induction motor working under stator winding inter-turn short circuit condition », IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives SDEMPED '03, Atlanta, 2003.
- [23] D.HENRY, « Diagnostic et contrôle de cohérence des systèmes multi variables incertains », Thèse de doctorat, Université Bordeaux I, FRANCE, 1999.
- [24] M.ELTABACH, A. CHARARA, I. ZEIN, « KALMAN filtering and torque spectral analysis for broken bar detection in induction motors » 15th Triennial World Congress, Barcelona, SPAIN, 2002.
- [25] D.GAETAN, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence des défaillances. » Thèse de doctorat, université de Henry Poincaré Nancy-I, FRANCE, 2004.
- [26] O.ONDEL, « Diagnostic par reconnaissance des formes Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone. » Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, FRANCE, 2006.
- [27] S.BACHIR, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique à vitesse constante. » Thèse de doctorat, Ecole Supérieur d'ingénieur de Poitiers, FRANCE, 2002.
-

Bibliographie

[28] M.NEELAM, D.RATNA «Motors Current Signature Analysis and its applications in induction motor fault diagnosis » International Journal of System Application, Engineering & Development Volume 2, Issue 1, 2007.

[29] K.MANSOURI, M.BENOUARETH, N.DOGHMANE and F.KARKAT. «New approach of parametric spectral analysis used in the diagnosis of induction motors » Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on signal speech and image processing, Corfu, GREECE, August 17-19, 2005(PP118-122).

[30] SEYED SAEID MOOSAVI NCHEHPOLI, «Analysis and diagnosis of faults in the PMSM drivetrains for series hybrid electrical vehicles (SHEVs) » These de doctorat, Université Belfort Montbeillard, France, 2013.
