

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique
Spécialité Machines Électriques

présenté par

Macamo Bernardo Amizado

&

Maiga Djibril

Diagnostic des défauts statoriques d'un moteur synchrone à aimant permanant

Proposé par : D. Kouchih & R. Hachelaf

Année Universitaire 2016-2017

Remerciement

Ce mémoire sanctionne la fin de nos études à l'université de Blida 1 pour l'obtention d'un diplôme de Master en Machines Electriques.

Nous rendons avant tout grâce à Dieu tout puissant qui nous a aidés à surmonter les difficultés que nous avons rencontré tout au long de notre travail.

Nous remercions de la plus grande des manières nos parents pour leur soutien démesurer durant nos études et prions le tout puissant de nous les garder le plus longtemps possible ainsi que nous frères et sœurs et toute la communauté étrangère de Blida particulièrement la communauté malienne et mozambicaine.

Nous remercions très sincèrement Mr. D. Kouchih e Mr. R. Hachelaf promoteurs de ce travail, ils ont témoigné un grand intérêt et dispensé leur connaissance riche d'expérience, pour leurs conseils pertinents, leurs orientations judicieuses, leur patience et diligence.

Nous remercions les membres du jury d'avoir bien évalué notre travail, pour avoir accepté l'examinassions de ce travail.

Nos plus vifs remerciements vont à tous nos professeurs qui ont contribué à notre formation.

Nombreuses sont les personnes qui nous ont apporté leur aide et leur soutien, nous tenons à citer nos camarades qui nous ont beaucoup aidé dans notre travail sans citer leurs noms, nous tenons à leurs présenter nos remerciements les plus sincères.

Résumé

Ce mémoire traite le diagnostic des défaillances électriques dans les entraînements électriques à base de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) en utilisant la technique d'analyse spectrale du courant statorique et le logiciel flux 2D. Les défauts de courts-circuits entre spires au stator sont souvent critiques et doivent être détectés rapidement afin de limiter les dégâts. Des simulations sont menées à l'aide d'un modèle fin de la machine dans le but de reproduire des situations de défaillances pour éprouver l'efficacité des algorithmes dans ces situations dégradées.

Mots clés : Machines synchrones ; Diagnostic, court-circuits; Modélisation.

Abstract

This work deals with the problem of on-line monitoring of electrical failures in electrical drives based on a permanent magnet synchronous machine (PMSM) using a the spectrum analysis of the stator current and a 2D flux software. Short-circuit faults are often critical and must be detected as soon as possible to limit the damage. Simulations are carried out using a fine model of the machine to reproduce fault situations in to test the effectiveness of the algorithms in these degraded situations.

Keywords: Synchronous machine; diagnosis, short-circuit; modeling.

ملخص:

تعالج هذة المذكرة تشخيص الاعطاب الكهربائيه في الأنظمة الكهربائيه المشكله من الآلات المتزامنه ذات المغناطيس الدائم. ينبغي أن تشخص باكرا أعطاب الدارات القصيره بين لفائف الجزء الساكن و هذا للحد من الاخطار المحتمل. أظهرت نتائج المحاكاة نجاعة المنهجية المستعملة في حالة الاعطاب.

Liste des Abréviations

MSAP : Machines Synchrones à Aimants Permanents.

FFT : Transformée de Fourier rapide

Fém : force électromotrice

R_s : Résistance statorique par phase.

R_a, R_b, R_c : Résistances statorique pour les phase a,b,c.

$L, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$: Inductance propre

$M, L_{ba}, L_{bc}, L_{ab}, L_{ca}, L_{ac}, L_{cb}$: Les inductances mutuelles

L_s : L'inductance statorique

Φ_s : Flux statorique

Φ_m : Flux créé par les aimants

i_{as}, i_{cs}, i_{bs} : courants statorique pour les phase a,b,c

V_s : Tensions statoriques

V_{as1} : Tensions traversant la bobine saine

V_{as2} : Tensions traversant la bobine défectueuse

i_{a1} : Courant de la sous-bobine saine a_{s1}

e_{a1} : Fém. de la sous-bobine saine a_{s1}

R_{a1} : Les résistances de la sous-bobine saine a_{s1}

R_{a2} : La résistance de la sous-bobine en défaut a_{s2} .

L_{a1} : L'inductance de la sous-bobine saine a_{s2} .

L_{a2} : L'inductance de la sous-bobine en défaut a_{s2} .

M_{a1a2} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine a_{s1} et la sous-bobine en défaut a_{s2} .

M_{a1b} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine a_{s1} et les bobines b_s .

M_{a1c} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine a_{s1} et les bobines c_s .

M_{a2b} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut a_{s2} et les bobines b_s .

M_{a2c} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut a_{s2} et les bobines c_s .

N_s : Nombre de spires par phase

N_f : Nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut la sous-bobine a_{s2} .

J : Moment d'inertie du rotor

p : Nombre de pair de pole

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple de charge ou bien couple résistant

f_v : Coefficient de frottement

μ : Coefficient de court-circuit

Φ_{mb} : Amplitude aiment permanent

N_{as1} : Nombre de spires de la partie bobine saine par le défaut la sous-bobine a_{s2} .

N_{as2} : Nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut la sous-bobine a_{s2} .

L_{bob1} : Inductances propres élémentaire saine

L_{bob2} : Inductances propres élémentaire en défaut

M_{bob12} : Inductances propres élémentaire en défaut

μ_{bob} : Rapport du nombre de spires court-circuitées

ω_r : Pulsation rotorique

θ : Position angulaire

Ω : Vitesse du rotor

Φ'_{ma} : Dérivé du flux créé par les aimants

$[\Phi_m]$: Vecteur du flux créé par les aimants.

$[A]$: matrice fondamentale qui caractérise le système.

$[B]$: matrice d'entrée.

$[U]$: vecteur commande.

$[X]$: vecteur d'état

$[V_s]$: Vecteur tensions statoriques

$[I_s]$: Vecteur courants statoriques

$[R_s]$: Matrice des résistances statorique

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique

$[L_s]$: Matrice des Inductance statorique

SOMMAIRE

Remerciement

Résumé

Liste des abréviations

Sommaire

Liste de figure

Liste de tableaux

Introduction général..... 1

CHAPITRE 1

Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

1.1. Introduction.....	4
1.2. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).....	4
1.2.1. Stator.....	5
1.2.2. Rotor.....	5
1.2.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	6
2.2.4. Les différents types de la MSAP.....	6
1.3. Défaillances au stator des machines électriques.....	7
1.3.1. Origine thermique.....	8
1.3.2. Origine mécanique.....	8
1.3.3. Origine environnementale :.....	9
1.3.4. Conséquences des defaults statoriques.....	9
1.4. Défaillances de la machine synchrone à aimant permanent.....	10
1.4.1. Défauts statoriques.....	11
1.4.1.1. Court-circuits dans une phase.....	11
1.4.1.2. Circuit ouvert sur une phase.....	11
1.4.2. Défauts rotorique.....	12
1.4.2.1. Excentricité statique et dynamique.....	13
1.4.2.2. Désaimantation.....	14
1.4.3. Défaillance du convertisseur.....	14
1.4.3.1. Court-circuit sur un interrupteur.....	15
1.4.3.2. Circuit ouvert sur un interrupteur.....	15
1.4.3.3. Court-circuit de deux interrupteurs.....	15

1.4.3.4. Court ouvert de deux interrupteurs.....	16
1.5. Surveillance et diagnostic de la MSAP.....	16
1.5.1. Approche signal.....	17
1.5.2. Approche modèle.....	18
1.5.2.1. Approche à base d'observateurs.....	19
1.5.2.2. Approche par la projection dans l'espace de parité.....	19
1.5.2.3. Approche par estimation paramétrique.....	20
1.6. Modélisation de défaut :.....	20
1.6.1. Méthode des éléments finis.....	20
1.6.2. Méthode des réseaux de permeance.....	21
1.7. Conclusion.....	21

Chapitre 2

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent saine

2.1. Introduction.....	23
2.2. Modélisation de la machine synchrone saine.....	23
2.2.1. Modèle de la MSAP dans le repère triphasé.....	24
2.2.1.1. Les équations électriques.....	24
2.2.1.2. Modèle d'état	28
2.2.2. Mise en équation de la MSAP en repère biphasé.....	29
2.2.2. 1. Le passage direct : triphasé au biphasé.....	29
2.2.2.2. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent lié au rotor	30
2.2.2.3. Les équations électriques.....	30
2.2.2.4. L'équation électromagnétique.....	31
2.2.2.5. Mise sous forme d'équation d'état	32
2.3. Résultats de la simulation d'un fonctionnement sain.....	32
2.3.1. Résultats de la machine à vide.....	33

2.3.2. Résultats de la machine en charge.....	35
2.4. Conclusion.....	37

CHAPITRE 3

Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

3.1. Introduction.....	39
3.2. Equations de Maxwell.....	39
3.2.1. Problèmes statiques.....	39
3.2.2. Problèmes dynamiques.....	40
3.3. Les méthodes numériques.....	41
3.3.1. Par différences finies (D.F)	41
3.3.2. Par Eléments Finis (E.F).....	42
3.4. Le principe du calcul par éléments finis	42
3.5. Le logiciel FLUX 2D.....	43
3.5.1. Module préprocesseur.....	43
3.5.2. Module processeur.....	43
3.5.3. Module post-processeur de FLUX-2d (PostPro_2D)	43
3.6. Mise en œuvre de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).....	44
3.6.1. Paramètre dimensionnelles et physiques.....	44
3.6.2. Géométrie.....	46
3.6.3. Création des matériaux.....	46
3.6.4. Circuit électrique.....	47
3.6.5. Création des régions.....	48
3.6.6. Le maillage.....	49
3.7. Résultats de la simulation	50
3.8. Conclusion	53

CHAPITRE 4

Diagnostic de la Machine en présence de défaut entre-spires

4.1. Introduction.....	55
4.2. Principe.....	55
4.3. Modélisation de la MSAP en présence défaut.....	56
4.3.1. Avec maille de défaut.....	56
4.3.1.1. Modèle d'état sous la forme matricielle avec FEM.....	59
4.3.1.2. Modèle d'état sous la forme matricielle avec le Flux.....	60
4.3.2. Sans Maille de défaut.....	61
4.4 Méthodes d'identification des paramètres du modèle circuit électrique.....	62
• 1 ^{er} Méthode.....	63
• 2 ^{ème} Méthode.....	63
4.5. Analyse du courant statorique par FFT.....	65
4.6. Résultats de Simulations.....	66
4.6.1. Résultats de Simulations du modèle sans maille de défaut.....	66
4.6.2. Résultats de Simulations du modèle avec maille de défaut.....	69
4.7. Conclusion.....	72
Conclusion général.....	73
Annexe.....	74
Bibliographie.....	75

Listes des figures

<i>Figure 1.1.</i> Représentation de la machine synchrone à aimant permanent.....	4
<i>Figure.1.2.</i> Formes simplifiées de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).....	5
<i>Figure.1.3.</i> Principe de fonctionnement de la MSAP.....	6
<i>Figure.1.4.</i> Illustration du phénomène de décharges partielles dans un matériau diélectrique.....	8
<i>Figure.1.5.</i> Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuits statoriques.....	10
<i>Figure.1.6.</i> Différents types de court-circuits.....	10
<i>Figure.1.7.</i> Différents défauts statorique.....	12
<i>Figure.1.8.</i> Différents types d'excentricités.....	13
<i>Figure.1.9.</i> Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras.....	15
<i>Figure.1.10.</i> Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras.....	15
<i>Figure.1.11.</i> Méthode de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut.....	17
<i>Figure.1.12.</i> Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle.....	18
<i>Figure.1.13.</i> Schéma de principe de l'approche à base d'observateur.....	19
<i>Figure 2.1.</i> Schéma de la coupe transversale (b) et bobinage statorique (a) de la MSAP.....	24
<i>Figure 2.2.</i> Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).....	30
<i>Figure 2.3.a.</i> Les de courant courants à vide.....	33
<i>Figure 2.3.b.</i> Zoom des de courant courants à vide.....	33
<i>Figure 2.4.</i> La courbe du couple à vide.....	34
<i>Figure 2.5.</i> La courbe de vitesse à vide.....	34
<i>Figure 2.6.a.</i> La courbe de courant en charge.....	35
<i>Figure 2.6.b</i> La courbe de courant en charge.....	35
<i>Figure 2.7.a</i> La courbe de vitesse en charge.....	36

Figure 2.7.b Zoom de la courbe de vitesse en charge.....	36
Figure 2.8. La courbe du couple en charge.....	37
Figure.3.1. Schéma des différents modules du logiciel Flux-2D.....	44
Figure.3.2. Différentes parties de la MSAP.....	45
Figure.3.3. Géométrie de la MSAP.....	46
Figure.3.4. Courbe de saturation.....	47
Figure.3.5. Schéma du circuit électrique.....	47
Figure.3.6. Affectation des régions surfaciques.....	48
Figure.3.7. Représentation du maillage.....	49
Figure.3.8. L'induction magnétique.....	51
Figure.3.9. représentation des equi-flux.....	51
Figure.3.10. Courbe de la vitesse.....	51
Figure.3.11. Courbe du couple.....	52
Figure.3.12. représentation des courants superposés	52
Figure.3.13. représentation des courants	53
Figure 4.1. Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator 'a _s ' ...	55
Figure 4.2. Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase a _s	56
Figure 4.3. Schéma équivalent de la MSAP avec un défaut entre-spires dans la phase a _s sans maille de défaut.....	61
Figure 4.4. Schéma équivalent simplifié de la MSAP avec un défaut entre-spires dans la phase a _s sans maille de défaut.....	61
Figure 4.5: Schéma d'une bobine de phase d'une MSAP à rotor lisse, à une encoche par pôle et par phase et à p paires de pôles. Elle comporte p bobines élémentaires.....	64
Figure 4.6 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre-spires d'une bobine élémentaire.....	65

Figure 4.7.a Les courants statoriques pour le défaut de 20%.....	66
Figure 4.7.b Zoom des courants statoriques pour le défaut de 20%.....	66
Figure 4.8. Couple électromagnétique pour le défaut de 20%	67
Figure 4.9.a Vitesse du rotor pour le défaut de 20%	67
Figure 4.9.b. Zoom de la vitesse du rotor pour le défaut de 20%.....	68
Figure 4.10. Spectre courant de la phase (a) défaut et sain pour le défaut de 20%.....	68
Figure 4.11.a Les courants statoriques pour le défaut de 20%.....	69
Figure 4.11.b Zoom des courants statoriques pour le défaut de 20%.....	69
Figure 4.12. Courants de défaut pour le défaut de 20%.....	70
Figure 4.13. Couple électromagnétique pour le défaut de 20%.....	70
Figure 4.14.a Vitesse du rotor pour le défaut de 20%.....	71
Figure 4.14.b Zoom Vitesse du rotor pour le défaut de 20%	71
Figure 4.15. Spectre courant de la phase (a) défaut et sain pour le défaut de 20%.....	72

Listes Tableaux

Tableau.3.1. Paramètre dimensionnelles et physiques.....	45
Tableau.3.2. Caractéristiques de chaque région surfacique.....	48
Tableau 3.3 Qualité de maillage.....	50

Introduction Générale

En ces dernières années les machines synchrones à aimant permanents (MSAP) sont utilisées de plus en plus dans les applications industrielles comme : l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. Par rapport à leur présence grandissante dans des domaines toujours plus diversifiés, ce type d'actionnaire est confronté à des problèmes de vieillissement, de défaillances qui prennent une large part dans les contraintes d'exploitations. Une mise en place pour des dispositifs de fonctionnement est très souvent exigée pour améliorer la disponibilité des systèmes intégrant la machine, faire une optimisation en minimisant le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application.

Une des étapes consiste à assurer la détection des défauts dans la démarche « sûreté de fonctionnement » pouvant survenir au sein d'un actionneur à aimants permanents. Cette fonctionnalité a pour rôle la mise en place de procédures automatiques d'alertes ciblées qui consiste d'alerter un étage hiérarchique supérieur de l'occurrence d'un défaut et éventuellement de son degré de criticité. Comme objectif il s'agit à partir des grandeurs prélevées directement sur la machine de construire des indicateurs donnant une image de l'état de santé du dispositif. Pour cela il est nécessaire de bien caractériser les défauts surveillés. Les défauts peuvent être de natures différentes et posséder de ce fait des vitesses d'évolution très différentes, comme exemple on peut citer les défauts de nature électrique et mécanique. Pour ces deux défauts les premiers présentent des dynamiques d'évolution très rapides alors que les seconds sont généralement à dégradation plutôt lente. Alors les techniques pour mettre en œuvre et pour satisfaire les exigences liées à leur détection seront de ce fait aussi très différentes.

Dans ce travail, nous nous basons spécifiquement aux défauts pouvant survenir au stator des machines à aimants permanents. Parmi les défauts les défauts de bobinages sont les plus rependus. La machine à aimant possède une caractéristique de fluxage permanent causée par la présence des aimants au rotor. De ce fait, certaines catégories de défaillance comme les court-circuits inter-spire sont à suivre de prêt car même une déconnexion de la machine de son dispositif d'alimentation ne permet pas « d'éteindre » le défaut. La présence d'une force électromotrice est due à la présence d'un variable de flux dans la spire en court-circuit aussi donc d'un courant pouvant s'avérer destructeur vis-à-vis de la machine. Nous nous intéressons à ses défauts plus particulièrement à

cause de leur criticité, et donc une nécessité à l'emploi de techniques de détection particulièrement relatives pour en connaître au plus tôt l'occurrence.

Pour pallier au problème de défauts, l'orientation méthodologique choisie est l'analyse spectrale du courant et une modélisation de la machine avec le logiciel Flux 2D. Parmi les techniques notre choix s'est porté sur la modélisation paramétrique du modèle A, B, C de la MSAP. Elle permet de mettre en place des algorithmes de suivi possédant des dynamiques compatibles avec les exigences d'une surveillance en ligne.

Chapitre 1

Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

1.1. Introduction

Tenant compte de la compacité de la MSAP et de l'absence de pertes au rotor, on utilise les machines synchrones à aimant permanent de plus en plus dans les systèmes embarqués et dans bon nombre d'applications, il est alors là nécessaire de prévoir une possibilité de fonctionnement en dégradé en présence de défauts survenu dans l'un des éléments de la machine de conversion électromécanique d'énergie.

Nous aurons d'abord dans ce chapitre une généralité sur les machines synchrones à aimant permanents et après l'exposition d'un état d'art sur le traitement des défauts dans ces machines. Les défauts les plus courants sont cités avec une description brève. Les conditions d'apparition et les impacts de ces défauts sur les performances électromagnétiques des machines sont également exposés.

1.2. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Etant défini comme un système électromécanique, la machine synchrone à aimant permanent transforme de l'énergie mécanique en énergie électrique suite à l'intermédiaire des champs magnétiques. L'énergie mécanique produit un mouvement de rotation et un couple mécanique.

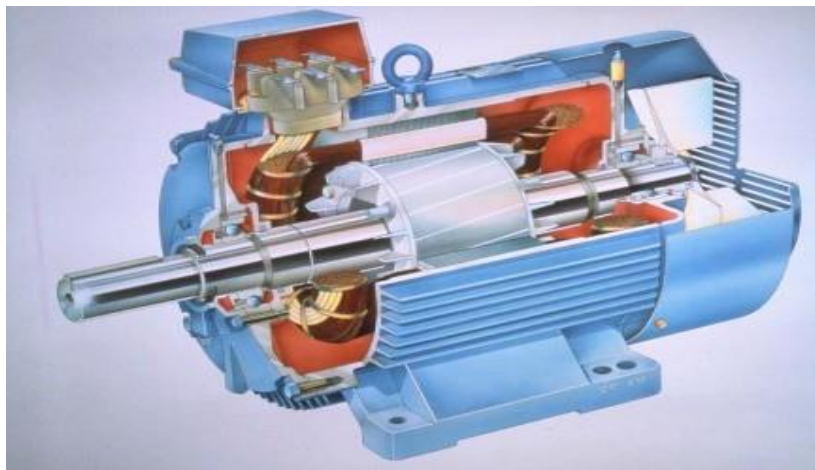


Figure 1.1. Représentation de la machine synchrone à aimant permanent.

Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone à aimant permanent triphasée est composée de deux parties, une appelée stator et l'autre rotor. Le stator représente la partie fixe et est composé de trois enroulements (bobines) et le rotor la partie tournante composée d'aimants permanents. Ils ont tous une forme cylindrique ou le rotor est recouvert par le stator et sont séparés par un petit entrefer [9].

1.2.1. Stator

La distinction est seulement au niveau du rotor pour les différents types de moteurs électriques synchrones ou asynchrones, dans tous les cas le stator reste au moins dans le même principe. Sa constitution est d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Le circuit est constitué d'un empilage de tôles où sont découpées des encoches parallèles à l'axe.

1.2.2. Rotor

On peut avoir des rotors à pôles lisses ou à pôles saillants. Car l'entrefer est faible sur l'axe de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q . A cause de la commutation naturelle, les applications industrielles des machines dans le système d'entraînement ce sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50MW). On les utilise en moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction électrique. On peut aussi trouver des applications de très fortes puissances de ces machines avec les cyclo convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [2].

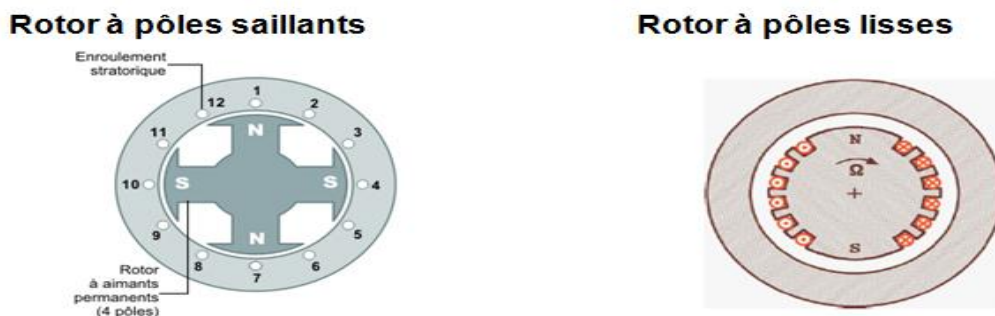


Figure.1.2. Formes simplifiées de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).

1.2.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

La machine électrique tournante représente un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement moteur) ou inversement de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement générateur). Elle comprend principalement deux parties : la partie créant le champ magnétique, l'inducteur et l'induit la partie dans lequel induit une force électromotrice ; ces parties sont séparées par un entrefer. Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. Un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension est créé suite à la superposition des trois flux magnétiques créés par les trois bobines du stator. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer séparant le rotor et le stator et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force est traduite par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension.

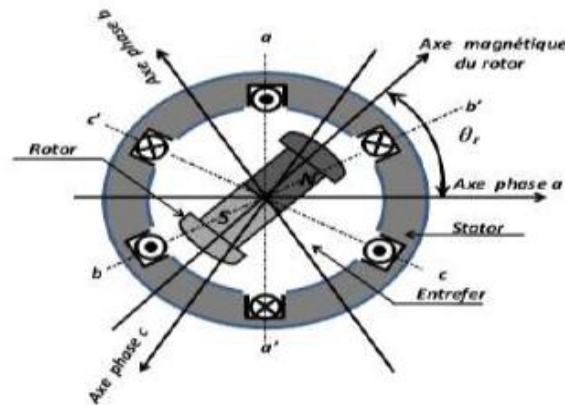


Figure.1.3.Principe de fonctionnement de la MSAP.

1.2.4. Les différents types de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont classées en deux grandes catégories selon le type de rotor :

- Il y a les (MSAS) Machines Synchrones avec Aimants en Surfaces.
- Il y a les (MSAI) Machines Synchrones avec Aimants à l'Intérieur.

Le placement des aimants est effectué par rapport au rotor. Les MSAI ont une plus grande résistance mécanique par rapport aux MSAS, pour cause on peut dire que dans les MSAS les aimants ont besoin d'être fixé sur la surface du rotor. En rapport avec le comportement magnétique, la MSAS possède un rotor symétrique tandis que la MSAI possède un rotor asymétrique. Comme ça les inductances au niveau de MSAI varient en fonction du positionnement de rotor ce qui crée une saillance géométrique du rotor. Cette saillance est très utile pour le contrôle en vitesse basse du moteur [2].

1.3. Défaillances au stator des machines électriques

Statistiquement des études ont montré que les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques sont classées parmi les défauts les plus occurrents après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées. Selon ces références, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent une moyenne de 25 à 35% des pannes totales. Les propriétés de di-électriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une canalisation par des corps étrangers (poussières, graisses,...). Un point résistif peut être provoqué par ces corps étrangers entre le circuit magnétique et les conducteurs. Suite à ces corps on peut avoir une apparition des petites décharges de courant à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Le matériau se fissure au fur et à mesure jusqu'à provoquer un court-circuit de conducteurs avec la carcasse magnétique dû à l'accumulation des décharges de courant. Il faut aussi savoir que ce matériau possède des anomalies intrinsèques (cavités, découlement,...) selon le degré de qualité plus ou moins importantes. A sa soumission à un niveau ou à une forme de tension critique, il y a une rupture d'occlusions gazeuse qui provoque des décharges appelées partielles. Ces décharges provoquent une érosion lente du matériau qui sert d'isolant, une production d'ozone qui, en combinaison avec de l'humidité relative dans l'atmosphère, conduit à la création d'acide nitrique et à une augmentation locale de la température. Ces phénomènes sont favorisés par le fait de la soumission permanente des conducteurs à des transitoires de tension favorisant l'apparition de décharges partielles : ouverture et fermeture de disjoncteurs, enclenchement de fusible. L'utilisation croissante des convertisseurs statiques génère, pour les mêmes raisons, des contraintes encore plus sévères sur le matériau qui sert d'isolant [3].

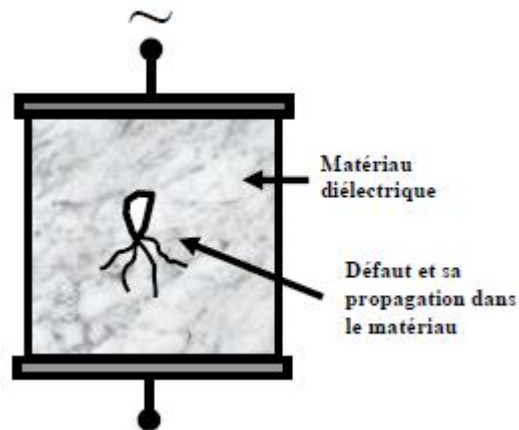


Figure.1.4. Illustration du phénomène de décharges partielles dans un matériau diélectrique.

1.3.1. Origine thermique

Tout d'abord il y a un vieillissement thermique naturel affectant les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce vieillissement est inévitable et sensible aux facteurs de défaillances. Le phénomène de surcharge thermique peut être cité parmi ceux-ci. En cas de variation subite au niveau de l'amplitude de la tension d'alimentation ou d'un déséquilibre, les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs seront soumis à une augmentation de température. Les mêmes sont entraînés par l'entraînement d'une charge mécanique trop importante. Un cyclage thermique peut aussi résulter d'un grand nombre de démarrage successif de la machine [3].

En effet, quand le démarrage est brusque l'amplitude des courants absorbés est généralement plus élevée que lors du régime nominal et produisant un cyclage thermique des conducteurs. Suite à l'expansion puis à la rétraction répétée du matériau isolant, ce dernier finit par se craqueler. Les phénomènes d'éliminations sont produites, capables de provoquer la création d'un point chaud qui détériore localement le matériau isolant. Pour finir, une ventilation mauvaise et un milieu ambiant à haute température affectent aussi sa durée de vie [3].

1.3.2. Origine mécanique

Lors d'un défaut d'excentricité du rotor, ce dernier peut être en contact avec les conducteurs statoriques et ensuite provoquer l'abrasion du matériau isolant et parfois même du cuivre. Il est à noter que pour les machines ventilées, une projection de corps étrangers est absorbée et renvoyée

par le ventilateur, d'aluminium fondu, de matériel de soudure, de morceau de dents du circuit magnétique, provoquent les mêmes effets. D'autres par, lors des démarrages, les conducteurs sont soumis à des radiales et tangentielles fortes, pouvant détériorer le matériau isolant.

1.3.3. Origine environnementale

D'une manière générale, la contamination par les corps étrangers provoque la réduction des capacités de dissipation thermique de la machine et peut affecter alors la durée de vie du matériau isolant. Aussi un milieu ambiant à haute température provoque les mêmes effets. Enfin, avec un taux d'humidité important l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant corrosif chimiquement est favorisé.

1.3.4. Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, elles peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants. Les court-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit inter-spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en court-circuits généralisés, comme des court-circuits entre phases ou entre phase et terre. Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants. Les défauts de court-circuits inter-spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection [3].

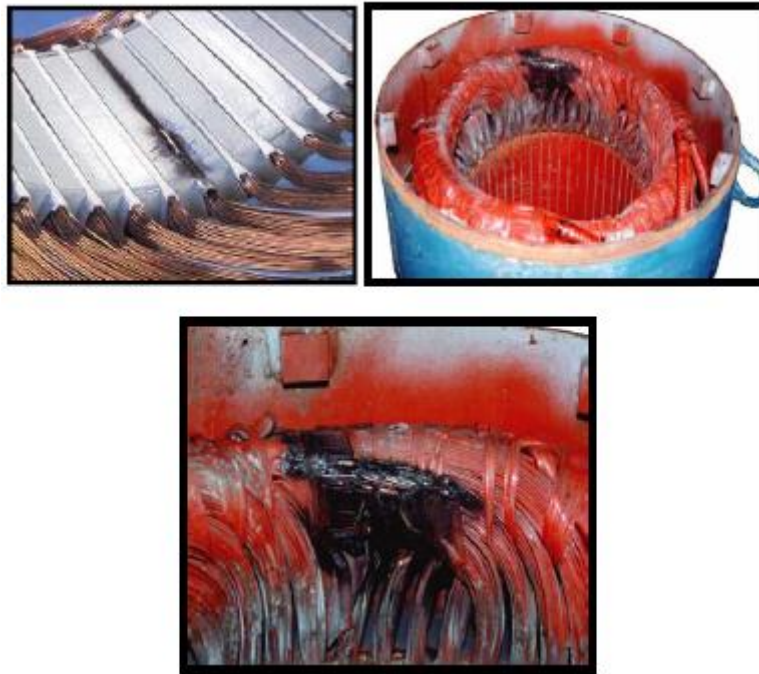


Figure.1.5.Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuits statoriques.

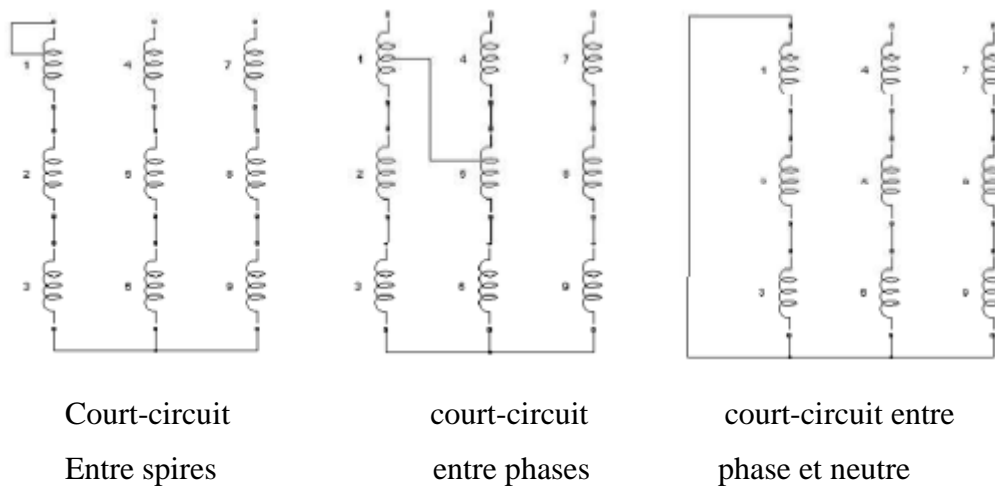


Figure.1.6.Différents types de court-circuits.

1.4. Défaillances de la machine synchrone à aimant permanent

Sur la machine synchrone à aimant permanent il peut y avoir beaucoup de défaillances. Ces défauts sont souvent prévisibles ou intempestives, ceux sont des défaillances mécaniques, électriques ou même magnétique. Concernent ses causes, elles sont très variable.

Dans la machine les défauts peuvent être soit statorique ou rotorique d'où la classification suivante :

1.4.1. Défauts statoriques

Les bobinages sont cités comme principal source de défaut dans les machines électriques. L'effet de l'usure ou tout comme celui du frottement ou de vieillissement des matériaux ont un effet sur l'intégrité des fils et leur isolant. En cas d'endommagement trop important de l'isolant, alors ces bobines peuvent être en court-circuit ou un circuit ouvert si le fil même est endommagé. On peut avoir donc une multitude de défauts dont les conséquences sont différentes [13].

1.4.1.1. Court-circuits dans une phase

Un défaut de court-circuit dans une phase est l'un des défauts les plus difficiles à tolérer [13]. La phase en interpellation en la littérature, elle est considérée comme perdue. Pour une machine triphasée avec un onduleur à 3 bras, elle provoque l'arrêt de la machine à cause des conséquences physiques sur le moteur en cas de la maintenance de l'alimentation. Une apparition de courant de court-circuit est la plus importante comme conséquence, le problème majeur étant l'échauffement important pouvant propager la faute. La valeur de ce courant de court-circuit est directement lié au nombre de spires en court-circuit. Aussi des spires en court-circuit créent un couple résistant dû aux courants induits par le flux d'excitation circulant et les mutuelles de la machine en fonctionnement. Ce couple est une valeur à caractériser pour en prévoir les conséquences sur le fonctionnement de la machine suite à la panne.

1.4.1.2. Circuit ouvert sur une phase

Notons qu'un circuit ouvert n'est pas aussi grave qu'un court-circuit sur une phase. En cas d'ouverture d'une phase il n'y a pas de circulation de courant de défaut donc ne pose pas de problème d'échauffement pouvant être à l'origine de détériorer le reste de la machine. En même temps il n'y a pas de couple résistant lorsqu'un véritable champ variable est appliqué à la bobine. Dans ce cas le problème auquel est confronté la machine est la perte de la phase et donc de production de couple. Pour un moteur triphasé alimenté par un onduleur à trois bras de tension, l'unique manière pour pouvoir assurer un minimum de fonctionnement est de piloter les deux phases qui restent, c'est-à-dire un fonctionnement équivalent à une machine monophasée. Le problème vient alors des ondulations de couple importantes et du fait de ne pas être capable

Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

d'assurer un service qui nécessite des changements de sens de rotation et des phases marche/arrêt fréquentes (passage par une vitesse nulle) [14].

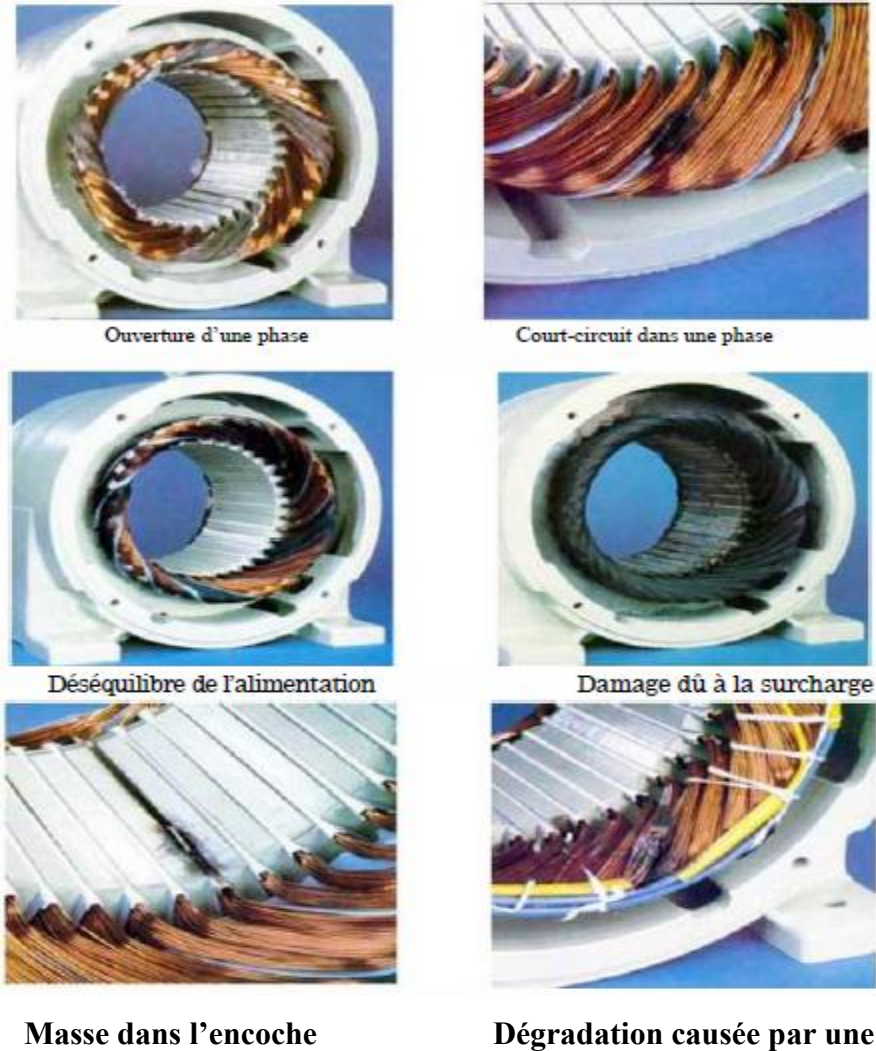


Figure.1.7. Différents défauts statorique.

1.4.2. Défauts rotorique

Au niveau du rotor, les défaillances sont dues essentiellement à un problème :

- Thermique (surcharge,...)
- Electromagnétisme (force en $B^2(t)$...)
- Résiduel (déformation,...)
- Dynamique (arbre de transmission,...)
- Environnemental (agression,...)

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

- Excentricité statique et dynamique et mixte.
- Désaimantation ses aimants.

1.4.2.1. Excentricité statique et dynamique

Des fois, une machine peut être soumise à un décentrement du rotor, qui se traduit par des oscillations de couple il s'agit du décalage entre le centre du rotor et le centre de rotation de l'arbre. On appelle ce phénomène excentricité (statique et dynamique) dont l'origine est liée à un positionnement non correct des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement, à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication [14]. On distingue trois cas d'excentricité en générale :

- Une excentricité statique, le rotor se déplace du centre de l'alliage stator mais tourne toujours autour de son axe
- Une excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alliage mais tourne plus autour de son axe
- Une excentricité mixte, associant les deux cas précédemment cités.

Ce défaut peut modifier et les comportements mécanique et les comportements magnétique de la machine. En effet, une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement est dû aussi à une augmentation de l'excentricité de l'entrefer, qui provoque une dégradation de son isolant. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquences des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système.

Ceci nous donne naissance à des niveaux de vibration considérable au niveau des enroulements [1].

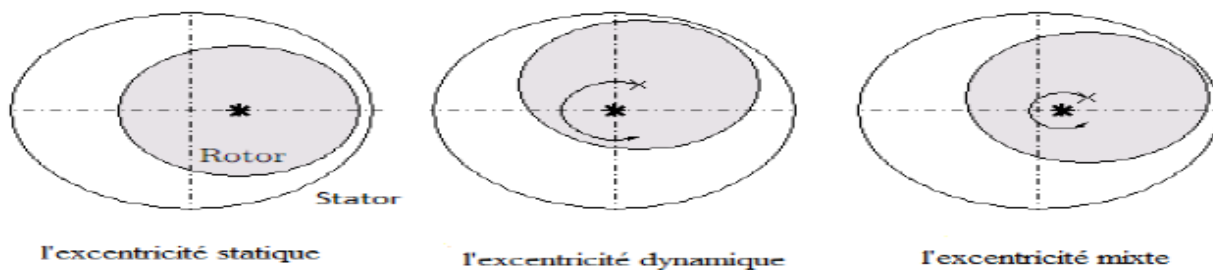


Figure.1.8. Différents types d'excentricités.

1.4.2.2. Désaimantation

Parmi les problèmes le plus importants des actionneurs associés avec les aimants permanents (AP) est celui de désaimantation. Elle est due à l'échauffement des aimants, accentuée par un niveau élevé de réaction induit. Plusieurs travaux de nos jours portent sur le comportement des AP en charge et de leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense provoqué par un fort courant. Aussi quand l'inducteur et l'indu ne sont pas associés il y a aussi le risque de désaimantation. Pour être précis on peut avoir deux situations concrètes. La première constituât un risque de collage des AP de type Nd-Fe-B frittés ou composites (plasto-néodymes). Concernant ce dernier type de matériau, l'induction rémanente, et le champ de rigidité limite, décroissent avec la température de fonctionnement de l'AP. Pendant la polymérisation de la colle, un passage en étuve peut amener l'inducteur à plus de 100°C de température, provoquent une désaimantation en partie des AP à cause du champ démagnétisant dans l'air. La seconde est celle qui a un stator reparti en secteurs. Ces moteurs ont un avantage par rapport à la modularité, mais durant une partie de la période de fonctionnement, les AP sont soumis au champ démagnétisant dans l'air. Alors quand on utilise à basse température des AP de type ferrite ou en plasto-ferrite, il y a un problème car le pour ce type de matériau le module du champ coercitif décroît avec la température [1].

1.4.3. Défaillance du convertisseur

L'onduleur de tension alimentant la MSAP à trouver la plus grande application dans le domaine des variations de vitesse. Comme cela est fréquent pour la plus part des variateurs de vitesses des machines électriques, en fiabilité ce type de système souffre surtout d'une défaillance des dispositifs semi-conducteurs de l'onduleur. Parmi les cas recensé, la défaillance se traduirait par l'arrêt du système d'entraînement [2].

1.4.3.1. Court-circuit sur un interrupteur

Pour les onduleurs à trois bras, un court-circuit sur un interrupteur met en péril tout le fonctionnement. Ce court-circuit rend stérile un bras car si le deuxième interrupteur de ce même bras est commandé, la source serait alors court-circuité. Comme conséquence principale d'un des transistors mises en court-circuit sur le fonctionnement de l'onduleur est l'apparition de deux chemins incontrôlable de circulation de courant, ceux-ci passant par des diodes contenues dans les interrupteurs [2].

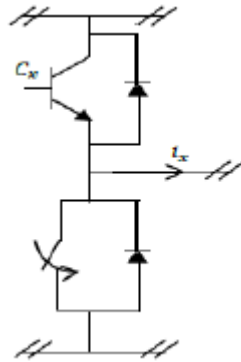


Figure.1.9. Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras.

1.4.3.2. Circuit ouvert sur un interrupteur

Un interrupteur ouvert bloqué et un interrupteur en court-circuit n'ont pas les mêmes conséquences. Le manque de commandes de fermeture peut être à l'origine de ce problème. Un avantage aussi de ce cas est de ne court-circuiter la diode à l'intérieur mise en parallèle dans l'interrupteur. Les conséquences de cette faute sont imaginées rapidement sur la production du couple si les autres interrupteurs sont toujours commandés normalement.

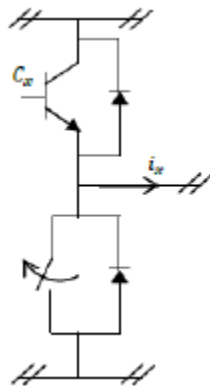


Figure.1.10. Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras.

Le courant de défaut est soit tronqué de la partie négative ou positive suivant l'interrupteur touché, modifiant ainsi la forme des autres phases. Le couple sera touché dans cette zone, et donc une discontinuité dans la production. De telle discontinuité rend le contrôle du moteur difficile voire même impossible à cause des passages par zéro du couple global produit [2].

1.4.3.3. Court-circuit de deux interrupteurs

Ce cas est plus délicat que les autres cités précédemment. En effet, ici il faut que l'onduleur soit victime d'une double faute. Il faut différencier deux cas pour ces doubles fautes.

Le premier est deux court-circuits sur deux bras différents. Pour une machine pilotée sur trois phases avec un onduleur à trois bras, cela entraîne l'arrêt du moteur qui ne plus être alimenté. Encore si les court-circuits apparaissent à un interrupteur connecté au positif du bus continu et l'autre connecté au négatif, il y aura création d'un courant de défauts passant par les deux phases consternées et pouvant aller jusqu'à la destruction du moteur, la résistance de la bobine étant faible. Concernant les court-circuits de deux interrupteurs sur même bras le second cas est plus grave. On remarque que la source même est en court-circuit, ce qui pourrait, en plus de neutraliser la machine électrique et aussi détériorer une partie du système. Dans ce cas ou dans tous les cas entraînant un court-circuit de la source, on doit prévoir un système de déconnexion de l'alimentation pour isolé au moins la partie défectueuse. Cette double faute peut être critique, pour un moteur classique elle peut être la cause de son l'impossibilité à être utiliser. Et une problématique importante pour la tolérance d'une telle double faute.

1.4.3.4. Court ouvert de deux interrupteurs

Ce mode de défauts constitue directement par la perte d'un bras, ses deux interrupteurs restant ouverts. Les diodes antiparallèles de la cellule de commutation sont le seul moyen de connexion de la phase, la conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend de forces électromotrices développées par la machine et des commandes des bras restants. Le courant de la phase est faible voir même nul, selon la commande utilisée, les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase. La durée de conduction des diodes est liée à la vitesse de défaillance de façon réciproque [2].

1.5. Surveillance et diagnostic de la MSAP

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

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

Deux classes de méthodes et de diagnostics sont tirées à travers ces deux possibilités.

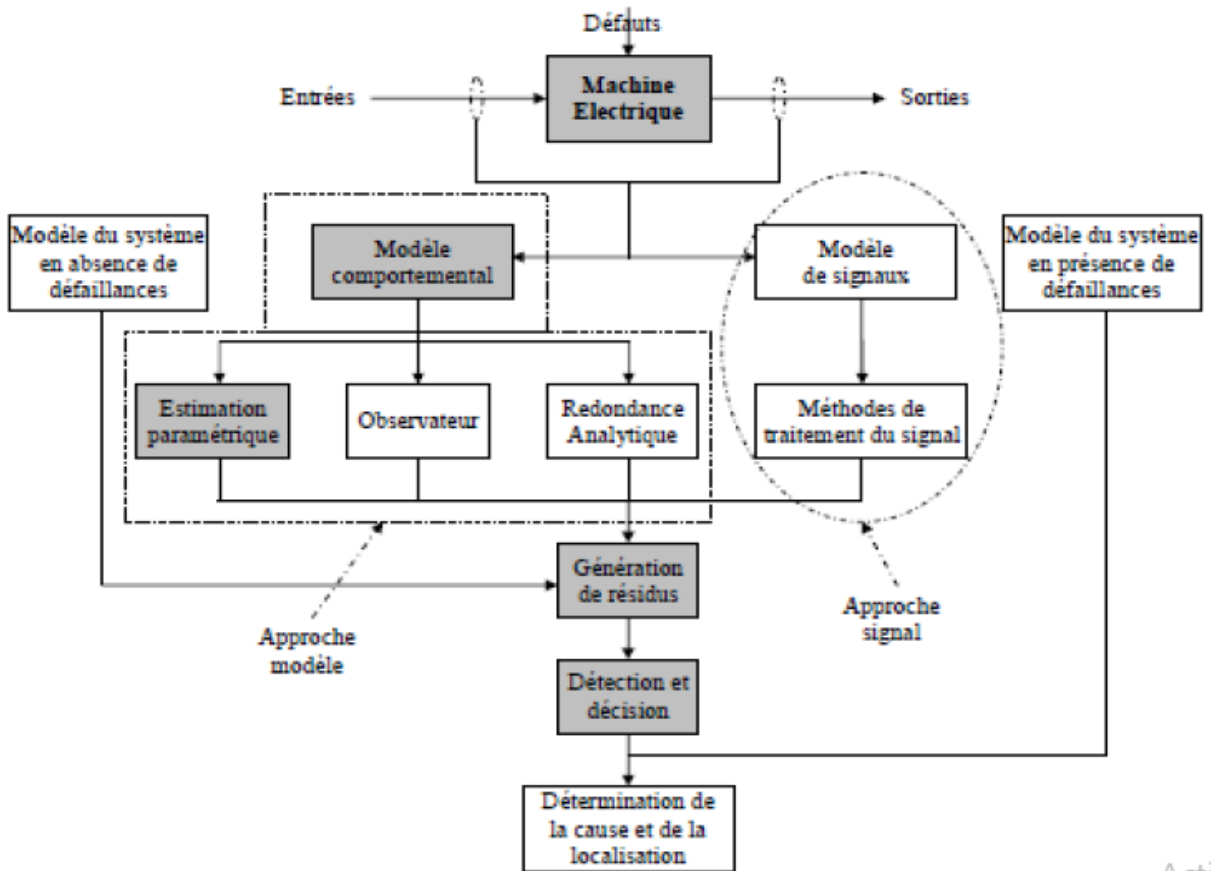


Figure.1.11.Méthode de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut.

1.5.1. Approche signal

Son principe repose sur l'existence en cas de court-circuit inter-spire, de propriétés particulières de certains signaux plus prélevés sur la machine en fonctionnement. Partant de modèles de signaux, établis analytiquement et de simulation, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peut être établis. Plusieurs travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de l'information, à extraire ces signatures, nous permettant ainsi de statuer sur la présence d'un défaut au stator d'une machine.

Comme exemple, dans des mesures vibratoires sont exploitées par outillage à base de fréquence pour mettre en évidence l'apparition d'harmoniques en témoignant d'apparition de défaillances statoriques. Dans [3], c'est le flux magnétique rayonné par la machine qui est capté et qui permet, par des traitements appropriées, de détecter l'apparition d'un défaut de bobinage.

Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

Les courants statoriques sont largement utilisés dans des stratégies comme, de détection/diagnostic des défauts statoriques des machines. Les forces électromotrices ont des perturbations qui sont des par les court-circuits induisant la présence d'harmoniques supplémentaires sur les courants statoriques des machines. Dans [3], ces signatures particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles pour que les défauts soient mis en évidence.

Dans plusieurs travaux, l'exploitation des courants statoriques est faite par la transformation de Park. Son vecteur obtenu présente des propriétés afin de réaliser une détection des défaillances liées aux court-circuits statoriques. Par des traitements appropriés, pour le vecteur de Park son amplitude et sa phase sont analysées pour mettre en évidence l'apparition de composante fréquentielles témoignant de l'apparition de défauts.

On peut aussi trouver dans l'approche signal des travaux qui font appeller, toujours à partir de l'exploitation directe des propriétés des signaux prélevés en fonctionnement, à des techniques neuronales, des méthodes de traitement temps-échelle, aussi des temps-fréquence [3].

1.5.2. Approche modèle

Ce principe repose sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaire relatifs au défaut surveillé. En tout cas, le principe de comparaison un modèle et un dispositif fait l'apparition des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques qui sont liées aux fonctionnements de la machine. On appelle ces différences résidus. Ils sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts.

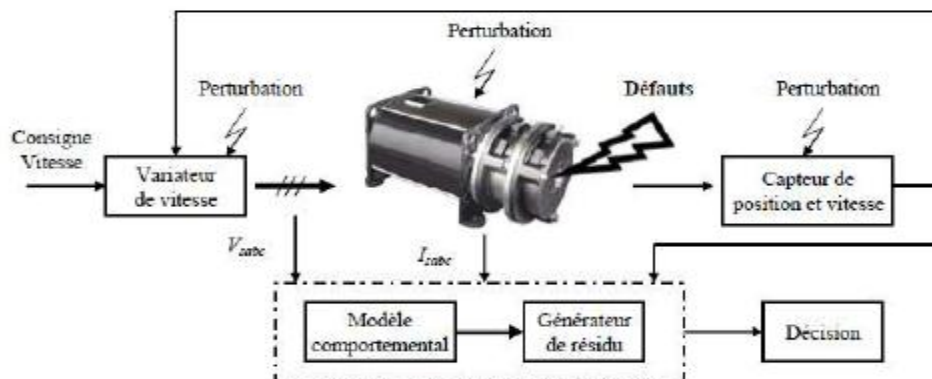


Figure.1.12. Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle.

On voit clairement que l'utilisation de la génération de résidus et son exploitation jouent un rôle important dans la démarche surveillance/diagnostique puisque c'est elle qui conditionne la qualité de la prise de décision. On développe trois générations de résidus :

- l'approche à base d'observateurs
- l'approche par projection dans l'espace de parité
- l'approche par estimation paramétrique [3].

1.5.2.1. Approche à base d'observateurs

L'idée est d'estimer un ensemble ou une partie des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. Le résidu sera généré en formant la différence (éventuellement filtrée) entre les sorties réelles et les sorties estimées. L'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une réaction qui pondère l'écart de sortie. On distingue aussi d'autres techniques pour la synthèse d'un générateur de résidus comme exemple : observateur de Luenberger, observateurs à entrées inconnue, 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.

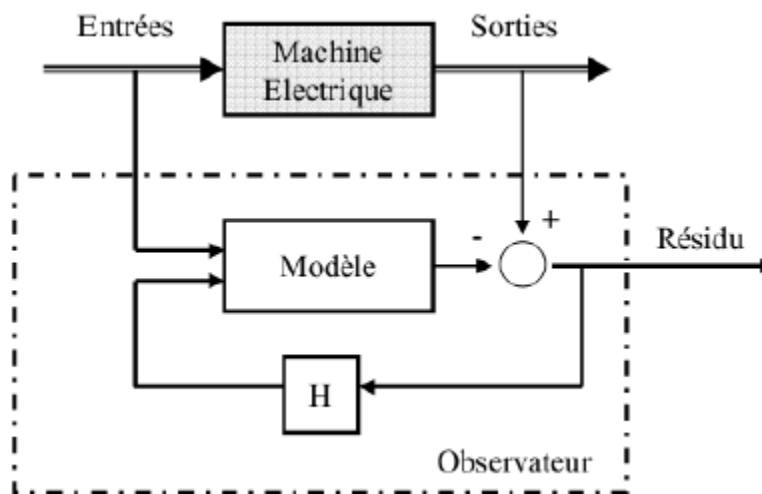


Figure.1.13. Schéma de principe de l'approche à base d'observateur.

1.5.2.2. Approche par la projection dans l'espace de parité

Cette approche consiste à exploiter la redondance analytique existant dans les équations de modélisations 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 ont pour but de construire, avec des techniques de projection matricielles, le vecteur de parité. Il représente une quantité ayant pour propriété d'être nul en fonctionnement normal et d'évoluer en présence de défauts. Une analyse du vecteur de résidus dans l'espace de parité permet alors de mettre en évidence la présence d'une défaillance [2].

1.5.2.3. Approche par estimation paramétrique

Ici on ne génère pas vraiment un vecteur de résidus, on estime un vecteur de paramètres physiques ou structuraux du modèle du système surveillé. En cas de présence de défauts, les variations constatées sur le vecteur de paramètres estimés du modèle permettront d'indiquer la présence d'une modification de l'état du dispositif. Alors on peut analyser la variation dans l'espace paramétrique pour aider à la prise d'une décision concernant le défaut [2].

1.6. Modélisation des défauts

La modélisation et l'identification des paramètres d'une machine électrique avec un défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostic. Un compromis entre simplicité et précision doit être présent dans les modèles. Une utilisation des modèles externes simplifiés de défauts peut être limitée, car il est difficile, même dans le cas théorique, d'inclure la totalité d'imperfections de la machine en présence de défaut. Toutefois, on distingue des modèles pour étudier le comportement de la machine afin d'enduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque. Comme méthode on peut introduire :

- la méthode des éléments finis
- la méthode des réseaux de perméance

1.6.1. Méthode des éléments finis (FEM)

Sa mise en œuvre peut être un calcul analytique ou en utilisant les méthodes numériques bien développées de nos jours. La FEM est la méthode la plus adéquate et aussi la plus répandue pour le calcul de champs magnétiques statiques ou quasi-statiques, elle peut aussi décrire fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques telle que la loi $b(h)$ dans les matériaux magnétiques.

Elle est capable de faire une examinaisons de l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace et donne plusieurs informations précises sur le comportement des machines électriques mais elle demande un temps de calcul important. Cette méthode a donné un apport significatif

concernant l'identification des paramètres des modèles circuits alliant ainsi la rapidité des modèles circuits et la précision des modèles champ.

L'avantage apporté par cette méthode est le fait de décrire les phénomènes localement, en particulier un défaut, elle en donne ensuite une représentation globale vu du circuit électrique équivalent. De nos jours on peut disposer d'un outil complet permettant la simulation d'une machine électrique en présence d'un défaut de court-circuit et connectée à son alimentation. Aussi bien que l'approche illustre en détail le comportement des variables internes et externes de la machine, elle est adéquate pour le diagnostic des machines électriques [1].

1.6.2. Méthode des réseaux de perméance

De telle méthode est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine électrique en tubes de flux élémentaires. Pour chaque tube obtenu, il est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans l'air ou dans le fer. De cette décomposition, on construit un réseau de perméance. Elle permet aussi de tenir compte des caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes perméance se fait seulement qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer μ_r . Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer qui varie en fonction de la position du rotor de la machine [1].

1.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a d'abord parlé de l'état de l'art et du diagnostic des défauts aux seins d'une MSAP. En effet nous avons commencé par la présentation de la MSAP afin de faire comprendre l'importance de ce type de machine ainsi que ses différents types.

Par la suite, nous avons présenté les différentes méthodes ainsi développés dans la littérature pour la détection des défauts au niveau du stator. Bien que les méthodes soient nombreuses sur le diagnostic de la MSAP.

Chapitre 2

Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent saine

2.1. Introduction

Tout système physique nécessite une étude de modélisation, elle est à l'origine de la simulation du système face à différente sollicitation et d'appréhender par la suite des mécanismes régissant son fonctionnement. Historiquement, la machine synchrone est modélisée par des équations non linéaires. Les inductances, les coefficients des équations dynamiques dépendant de la position du rotor sont à l'origine de ce non linéarité.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'établissement de modèle de la MSAP en fonctionnement sain avec résultat de simulation.

En effet, la modélisation comportementale sera utilisée pour disposer d'un modèle adapté à la simulation du fonctionnement sain.

2.2. Modélisation de la machine synchrone saine

La modélisation liée à la mise en place d'un dispositif de surveillance sera quant à elle abordée pour la recherche d'un modèle adapté au diagnostic. Dans ce contexte nous nous intéressons à une élaboration de modèles des MSAPs dans différents repères tournants de la famille des « repère de Park ». La modélisation s'appuie sur la projection des composants triphasés de la machine dans un repère tournant. Pour appréhender sur représentation plus simple, il faudra l'introduction des hypothèses simplificatrices suivantes [5] :

- Caractéristique magnétique de la machine linéaire (circuit magnétique non saturé). Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants. Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles.
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable.

On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.

- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.
- La symétrie de la machine [5].

2.2.1. Modèle de la MSAP dans le repère triphasé

Les machines MSAP sont des moteurs sans balais avec une distribution sinusoïdale des enroulements statorique. Le flux d'excitation vient des aimants situés sur ou à la intérieur du rotor. Les lois de Kirchhoff sont appliques pour développer le modèle électrique de la machine montrée sur la figure 2.1. Ce modèle adopte les hypothèses suivantes :

- La perméabilité magnétique des parties ferromagnétique est considérée comme infinie.
- Le phénomène de saturation est négligé.
- La force magnétomotrice et le flux sont d'abord considérés comme distribués sinusoïdalement.

Ces hypothèses sont normalement comme étant appropriées pour un modèle de paramètres global pour les moteurs électriques [7].

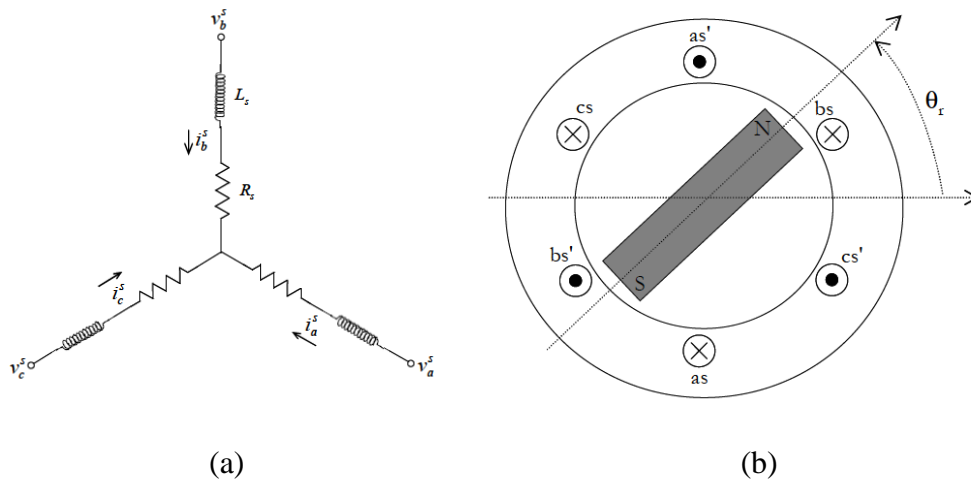


Figure 2.1. Schéma de la coupe transversale (b) et bobinage statorique (a) de la MSAP [7].

2.2.1.1. Les équations électriques

Les tensions, les flux et les courants sont écrit avec les notations vectorielles suivantes respectivement : $[V_s]$, $[\phi_s]$, $[I_s]$. La figure 2.1a donne la représentation des enroulements pour une machines synchrone triphasée à aimants permanents [7].

Sans la saturation, nous écrivons les équations de la machine synchrone triphasée à aimants permanents dans le repère fixe au stator, en notation matricielle suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad 2.1$$

Où V_s, R_s, ϕ_s, I_s , indiquent les grandeurs et paramètres électromagnétique de phases, définit comme suit :

Vecteur tensions statoriques:

$$[V_s] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \quad 2.2$$

Vecteur courants statoriques:

$$[I_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad 2.3$$

Matrice résistance du stator:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}, \text{ avec } R_s = R_a = R_b = R_c \quad \text{Alors : } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad 2.4$$

Vecteur flux statorique:

$$[\phi_s] = [\phi_{as} \quad \phi_{bs} \quad \phi_{cs}]^T \quad 2.5$$

En examinant le système d'équation 2.1 on remarque que les tensions statoriques de phase se composent de deux parties : une partie résistive représentant les chutes de tensions aux bornes de la résistance, et une partie magnétique résultant de l'évolution du flux lié au stator. Ce modèle s'applique aussi bien aux MSAP dont les enroulements de phase sont symétriques qu'à celles avec des enroulements non symétriques. La dissymétrie des enroulements peut être représentée par des variations dans la matrice des résistances et celles des inductances liées au flux magnétique.

Pour les machines à aimants permanents, le flux magnétique ϕ_s dans l'équation 2.5 est généré par deux sources différentes : le flux créé par les bobines statoriques et celui provenant de aimants situés sur le rotor. Ainsi ϕ_s peut être exprimé par l'équation matricielle suivante [7] :

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [\phi_m] \quad 2.6$$

Où :

$[\Phi_m]$: est le vecteur du flux créé par les aimants.

$[L_s]$: est la matrice d'inductance statorique.

La matrice d'inductance statorique est défini par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad 2.7$$

Dans le cas d'une machine avec des aimants en surface, l'inductance propre d'une phase et l'inductance mutuelle sont constantes et indépendants de la position du rotor, on aura les relations suivantes:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L, \quad L_{ba} = L_{bc} = L_{ab} = L_{ac} = L_{ca} = L_{cb} = M \quad 2.8$$

En appliquant les relations 2.8 dans la matrice d'inductance (2.7) on a :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad 2.9$$

En général, les trois phases du stator sont connectés en étoile de tels sorte que :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \text{ Alors } [L_s] = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \text{ on pose } L - M = L_s \quad 2.10$$

Finalement la matrice d'inductance est :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad 2.11$$

Le flux produit par les aimants permanents Φ_m est lié à la position angulaire électrique θ du rotor. En supposant que les enroulements du stator sont placés régulièrement avec un déphasage de $\frac{2\pi}{3}$ et que la distribution de flux qui les traversent est sinusoïdale, alors il peut être exprimé sous la forme d'une fonction périodique de θ comme suit :

$$[\Phi_m] = \begin{bmatrix} \Phi_{ma} \\ \Phi_{mb} \\ \Phi_{mc} \end{bmatrix} = \Phi_{mp} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 2.12$$

Alors la dérivée sera exprimer par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ma} \\ \Phi_{mb} \\ \Phi_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi'_{ma} \\ \Phi'_{mb} \\ \Phi'_{mc} \end{bmatrix} = \Phi_{mp} \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 2.13$$

Φ_{mp} : Valeur constante (amplitude) du crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

ω_r : Pulsation rotorique

Afin de résoudre l'équation 2.31 il y a deux variables θ et ω_r qui doivent être calculées. Pour ce faire, les équations mécaniques du système sont incorporées. Conformément à la loi de newton le modèle mécanique peut être décrit par les deux équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} p (C_{em} - C_r - f_v \frac{\omega_r}{p}) \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} \theta = \omega_r \quad 2.14$$

Où :

J : Moment d'inertie du rotor

p : Nombre de pair de pole

C_m : Couple électromagnétique

C_r : Couple de charge ou bien couple résistant

f_v : Coefficient de frottement

Le couple électromagnétique développé est exprimer par :

$$C_{em} = p(\Phi'_{ma} i_a + \Phi'_{mb} i_b + \Phi'_{mc} i_c) \quad 2.15$$

La Vitesse de la machine est :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad 2.16$$

En remplaçant l'équation 2.16 dans l'équation 2.14 on a :

$$\frac{d}{dt}\Omega = \frac{1}{J}(C_m - C_r - f_v\Omega) \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt}\theta = p\Omega \quad 2.17$$

L'équation 2.1 peut maintenant être écrite de manière plus détaillée :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi'_{ma} \\ \Phi'_{mb} \\ \Phi'_{mc} \end{bmatrix} \quad 2.18$$

2.2.1.2. Modèle d'état

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Phi'_{ma} \\ \Phi'_{mb} \\ \Phi'_{mc} \end{bmatrix} \right) \quad 2.19$$

Nous définissons le vecteur des variables d'état x et le vecteur de d'entrée u de la manière suivante :

$$x = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_{as} - \Phi'_{ma} \\ V_{bs} - \Phi'_{mb} \\ V_{cs} - \Phi'_{mc} \end{bmatrix} \quad 2.20$$

De sorte que l'équation de la machine soit écrite sous la forme de l'état : $\dot{x} = Ax + Bu$, nous avons :

$$A = - \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \quad 2.21$$

Le vecteur d'entrée u peut être exprimé en fonctions de tensions et les fém (e) de phases en utilisant la relation électromagnétique suivant:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ma} \\ \Phi_{mb} \\ \Phi_{mc} \end{bmatrix} \quad \text{alors} \quad u = \begin{bmatrix} V_{as} - e_a \\ V_{bs} - e_b \\ V_{cs} - e_c \end{bmatrix} \quad 2.22$$

Le modèle 2.19 devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right) \quad 2.23$$

2.2.2. Mise en équation de la MSAP en repère biphasé

L'obtention du modèle biphasé de la machine s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère biphasé fictive, qui est seulement un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), ce modèle conduit à des modèles indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. En électrotechniques la transformation la plus répandue est celle de Park.

On peut fixer le repère (d, q) de trois manières selon l'objectif de l'application [4] :

- Fixé au stator.
- Fixé au rotor.
- Fixe au champ tournant.

Cette seconde manière de déterminer les coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée PI dans les deux systèmes de représentation, ce qui de toute évidence les 3 vecteurs de $P(\theta)$ n'étant pas nommés, alors $P_1(\theta)$ orthonormée qui conserve l'invariance de $p(t)$:

2.2.2. 1. Le passage direct : triphasé au biphasé

L'équation traduisant le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donné par :

$$X_{odq} = [P(\alpha)] [X_{abc}]^T \quad 2.24$$

$[P(\alpha)]$: Est la matrice de passage direct de Park définit par :

$$[P(\alpha)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad 2.25$$

Où $[X_{abc}]$ représente les variables considérés de la machine qui sont les tensions, courant et flux.

Alors : l'équation est donnée par :

$$[V_{dqo}] = [P(\alpha)] \begin{bmatrix} V_{abc} \\ V_{abc} \\ V_{abc} \end{bmatrix} \quad 2.26$$

$$[I_{dqo}] = [P(\alpha)] \begin{bmatrix} I_{abc} \\ I_{abc} \\ I_{abc} \end{bmatrix} \quad 2.27$$

$$[\Phi_{dqo}] = [P(\alpha)] \begin{bmatrix} \Phi_{abc} \\ \Phi_{abc} \\ \Phi_{abc} \end{bmatrix} \quad 2.28$$

X_o : représente la composante homopolaire, ajoutée pour permettre à la transformation d'être réversible, pour un système équilibré X_o est nulle.

$$[P(\alpha)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 1 \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad 2.30$$

2.2.2. 2. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent lié au rotor

Par la transformation de Park, on passe des grandeurs statoriques réelles à leurs composantes fictives appelées d-q. La figure si dessous illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimant permanent, biphasée, équivalente, issue de la transformation.

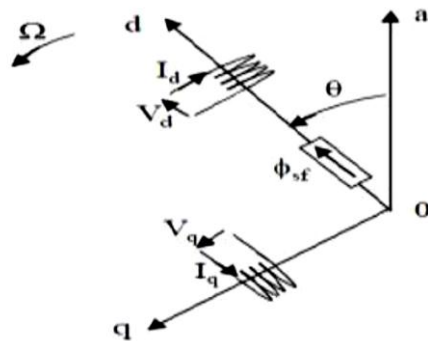


Figure 2.2. Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

2.2.2. 3. Les équations électriques

Après la transformation de Park le modèle de la machine est donné par [12] :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad 2.31$$

On a le couplage entre "d" et "q" selon les expressions des flux :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_{mp} \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad 2.32$$

En remplaçant les équations 2.32 dans les équations 3.31 on a :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \phi_{mp}) \end{cases} \quad 2.33$$

L_q, L_d : Sont les inductances d'axe direct en quadrature.

2.2.2. 4. L'équation électromagnétique

Le couple peut être exprimé par [12] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) I_q I_d + \phi_{mp} I_q) \quad 2.34$$

Il est composé de deux termes :

Le couple principal : $\frac{3}{2} p \phi_{mp} I_q$ 2.35

Le couple de réluctance variable : $\frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_q I_d$ 2.36

L'équation du mouvement est représenté par :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_v \Omega) \quad 2.37$$

2.2.2. 5. Mise sous forme d'équation d'état

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s I_d + \omega_r L_q I_q) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s I_q - \omega_r (L_d I_d + \Phi_{mp})) \\ \frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} (C_m - C_r - f_v \Omega) \end{cases} \quad 2.38$$

Le système 2.38 peut être mis sous forme d'équation d'état [12] :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad 2.39$$

[A] : matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : matrice d'entrée.

[U] : vecteur commande.

[X] : vecteur d'état

On pose :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_{mp} \end{bmatrix} \quad [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_r \\ \frac{L_d}{L_q} \omega_r & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad 2.40$$

Les équations de la MSAP peuvent être modélisées par une représentation d'état sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} * \omega \\ \frac{L_d}{L_q} * \omega & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_{mp} \end{bmatrix} \quad 2.41$$

2.3. Résultats de la simulation d'un fonctionnement sain

Nous donnons à titre d'exemple des résultats de la programmation du modèle sain en fonctionnement moteur donnés respectivement triphasé sans passer par la transformation de Park. Les paramètres qu'on a utilisé pour la programmation sont présentés au niveau de l'annexe A. Les figures si dessous montres, et les courants de phases, la vitesse et le couple pour un fonctionnement à vide et en charge à t=3s.

2.3.1. Résultats de la machine à vide

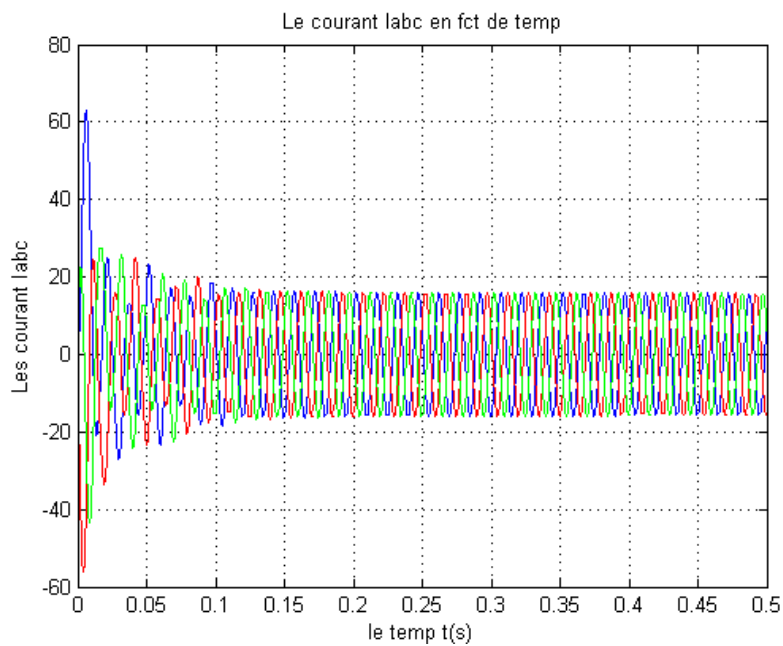


Figure 2.3.a. Les de courant courants à vide.

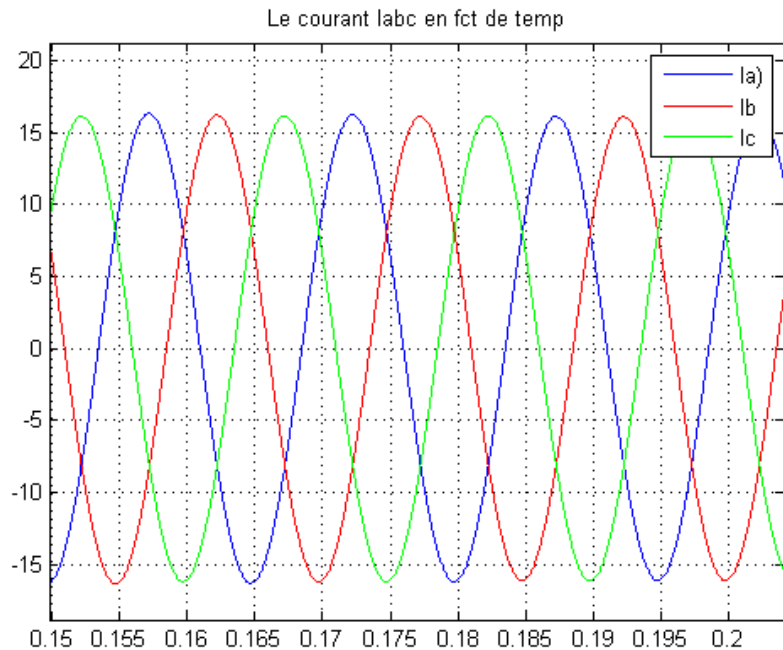


Figure 2.3.b. Zoom des de courant courants à vide.

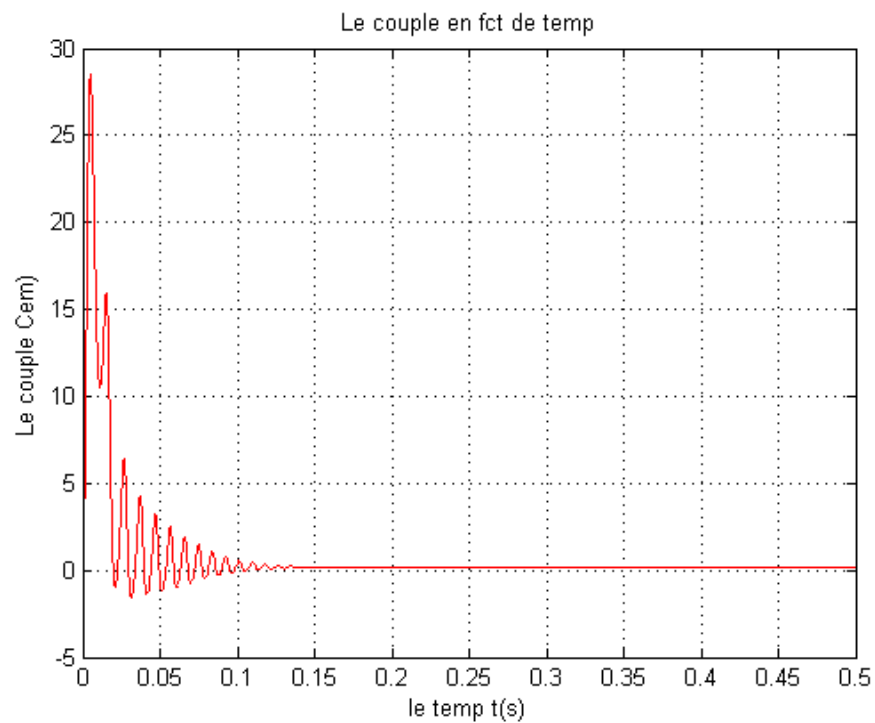


Figure 2.4. La courbe du couple à vide

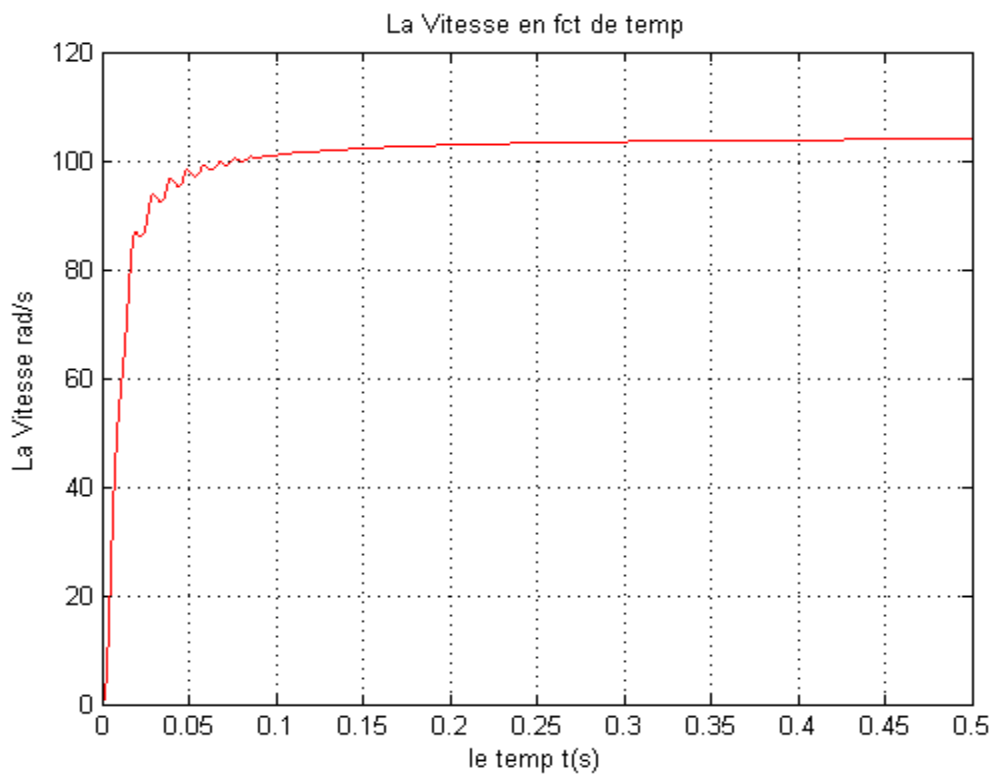


Figure 2.5. La courbe de vitesse à vide

2.3.2. Résultats de la machine en charge

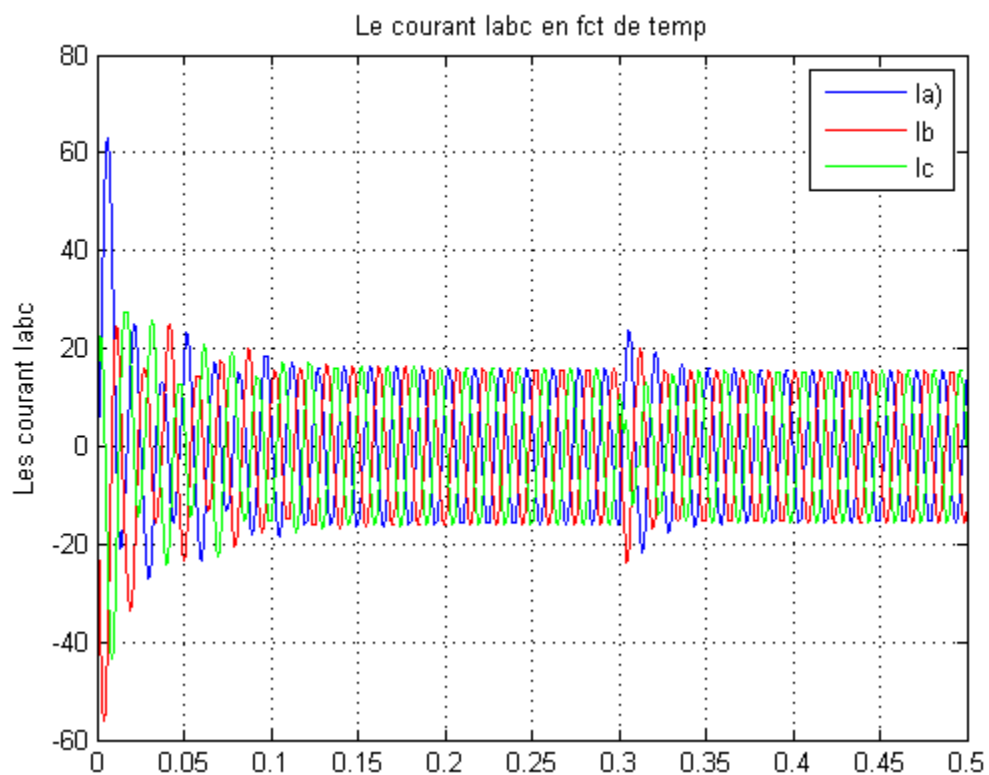


Figure 2.6.a. La courbe de courant en charge

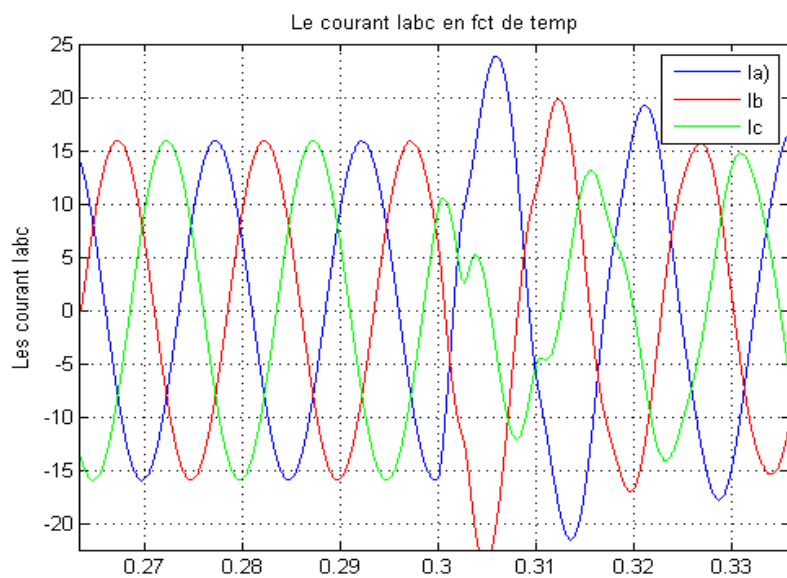


Figure 2.6.b La courbe de courant en charge

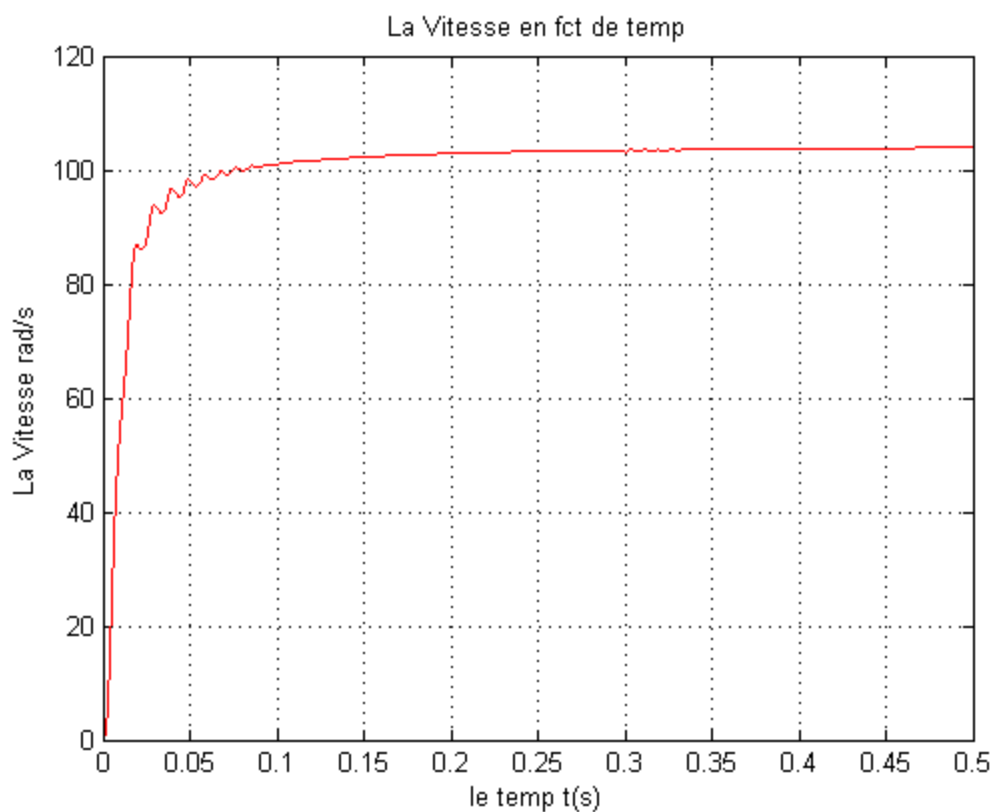


Figure 2.7.a La courbe de vitesse en charge

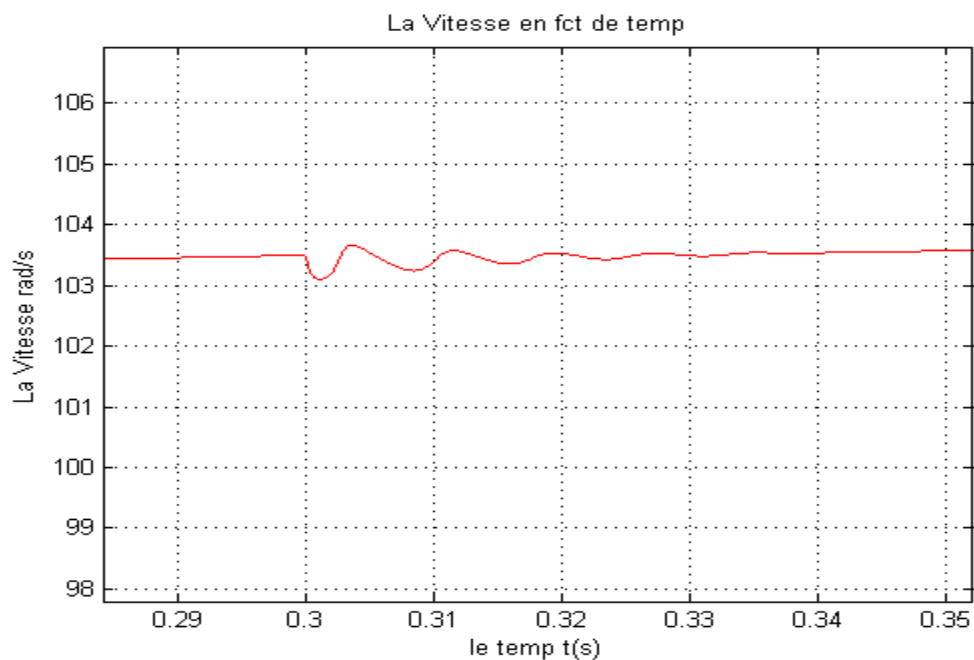


Figure 2.7.b. Zoom de la courbe de vitesse en charge

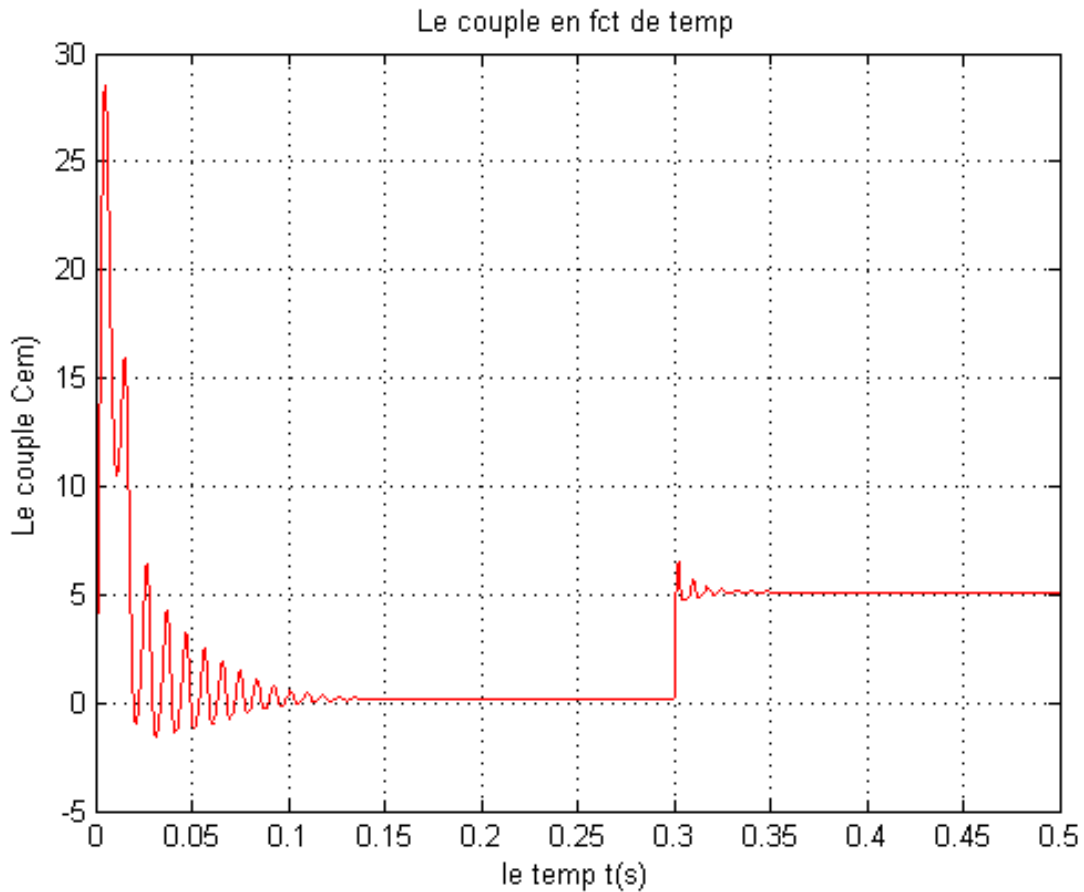


Figure 2.8. La courbe de couple en charge

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons preseter les modeles pour l'etude de comportement de la MSAP saine afin de disposer d'un outil de simulation comportemental de la machine en mode saine. Les résultats du modèle sain sont acceptables alors ces équations serons utiliser pour établir le modèle en défaut. Pour mieux valider ce modèle en va aussi modéliser la machine en mode saine dans le prochain chapitre dans le logiciel flux 2D basée sur la méthode des éléments finis.

Chapitre 3

Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

3.1. Introduction

Pour le cas des machines électriques, on a trois grandes ‘familles’ de modèles ; le numérique, souvent par éléments finis, les réseaux de reluctance et aussi l’analytique. La méthode des éléments finis est bien connu pour l’obtention de résultat très bien précis. On ajoute qu’il est important de donner une considération au comportement électromagnétique de la machine.

La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le fonctionnement de la machine, fait une simplification introduite dans les modèles analytique et d’acquérir un modèle plus proche de la machine réelle.

En faisant une modélisation en deux dimensions de la machine on obtient une réduction importante du temps de calcul ainsi que de l’espace mémoire utilisé. On note que les phénomènes d’extrémités et l’effet de l’inclinaison d’encoche sont simplifiés et les pertes magnétiques dues aux têtes sont prises en considération [15].

3.2. Equations de Maxwell

3.2.1. Problèmes statiques

Le problème est statique quand les grandeurs sont indépendantes du temps si bien que les équations de Maxwell qui sont aux nombres de quatre décrivant les champs électriques et magnétiques sont découplées deux à deux. Dans notre cas nous allons nous intéresser aux deux équations consternant la magnétisation :

$$\nabla \times \vec{H} = J \quad 3.1$$

$$\nabla \times \vec{B} = 0 \quad 3.2$$

Où

H (A/m) : est le champ magnétique.

B (Tesla): est l’induction magnétique.

J $\left(\frac{A}{m^2}\right)$: est la densité locale du courant électrique.

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

La relation qui relie le champ et l'induction magnétique dépend de la propriété magnétique du milieu représentée par la perméabilité magnétique μ (H /m) .

L'induction magnétique est dérivée d'un potentiel vecteur magnétique A (T × m) sous la forme :

$$B = \nabla \times \vec{A} \quad 3.3$$

En introduisant ce potentiel on peut combiner les deux équations de la magnétisation une seule équation de la forme :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) \quad 3.4$$

La majeure partie des machines électriques sont à symétrie cylindrique, même que le champ est contenu dans plan (x, y) et les courants sont dans la direction orthogonale (z) à ce plan. Alors les problèmes sont en deux dimensions et le vecteur est dans la direction axiale.

On trouve alors pour un milieu homogène [16] :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_s \quad 3.5$$

Une connaissance de la représentation du potentiel vecteur permet de déterminer l'induction et le champ magnétique.

3.2.2. Problèmes dynamiques

Pour des cas où on trouve que les grandeurs magnétiques sont lentement variables en fonction du temps, le couplage électromagnétique existe au sens des états quasi-stationnaires ; il est modélisé par l'équation suivante de Maxwell :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad 3.6$$

Où E (V/m) est le champ électrique.

Pour ces conditions le vecteur, potentiel vérifie l'équation suivante :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) = J + \sigma (\partial_t A + \nabla \cdot V) \quad 3.7$$

Où σ ($\Omega^{-1}m^{-1}$) est la conductivité électrique reliant la densité de courant au champ électrique.

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

V : est le potentiel électrique imposé par une source extérieure.

Pour le cas de variation des grandeurs sinusoïdale dans le temps à la pulsation ω on introduit alors la représentation complexe de toutes les grandeurs électromagnétiques. Comme exemple, le potentiel vecteur peut s'écrire sous la forme :

$$a(t) = \sqrt{2}A \cos(\omega t + \alpha) = \sqrt{2}\text{Re}[\bar{A}e^{-j\omega t}] \quad 3.8$$

Où $a(t)$ est la valeur instantanée du potentiel vecteur et A sa représentation complexe.

En ce qui concerne un milieu homogène non soumis à une source extérieur, ce qui est généralement le cas pour des machines synchrones.

$$\nabla^2 \bar{A} = j\omega\sigma\mu\bar{A} - \mu\bar{J}_s \quad 3.9$$

Elle représente l'équation de diffusion du champ électromagnétique en milieu homogène en régime sinusoïdal établi. On parle de modélisation en régime harmonique. Pour le type de machine étudiée et selon le phénomène modélisé, on utilisera une formulation statique ou harmonique dans notre modélisation. Quand il s'agira d'identifier les paramètres d'un modèle circuit tel que les inductances propre ou mutuelles, nous allons utiliser une formulation statique. La même formulation est utilisée pour la description des phénomènes asynchrones. En ce qui concerne les régimes transitoires ou déséquilibrés, l'utilisation d'une modélisation dynamique avec une résolution en pas à pas dans le temps est inévitable [1].

3.3. Les méthodes numériques

Deux techniques principales de résolution des équations des champs électromagnétique sont distinguées.

3.3.1. Par différences finies (D.F)

Un maillage est souvent, le quadrillage rectangulaire sur les nœuds pour lesquels est effectuée la discrétisation de l'équation différentielle associée à la décomposition en série de Taylor du potentiel scalaire.

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

3.3.2. Par Eléments Finis (E.F)

Autorisant l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur des quels le potentiel est approché par un polynôme ; sa résolution se ramène à une limitation du fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments. Avec la méthode des éléments on a une représentation fine pour les différentes grandeurs dans le système. Les résultats qu'on obtient restent « gourmands » en ressources informatiques, et ne sont pas directement exploités dans les structures actuelles pour la commande ou de diagnostic. Pour une conception de machines électriques, la détermination des champs électromagnétiques est très importante. Comme analyse pour ces phénomènes électromagnétiques elle est basée sur une résolution des équations de Maxwell dont la complexité est telle qu'elle exclue dans la majorité des cas du formalisme en analytique.

3.4. Le principe du calcul par éléments finis

Les équations locales (Maxwell) sont des équations liées au modèle externe du circuit électrique pour pouvoir effectuer un couplage avec les sources ou charge extérieurs. Cette équation est couplée avec les équations régissant les conditions aux limites comme (Dirichlet ou Neumann) pour une détermination de la répartition du champ dans la machine.

Pratiquement pour un gain de temps et d'espace on passe par l'introduction des conditions de périodicité pour des machines à grand nombre de pôles. En phase réparation d'un problème par la méthode des éléments finis, il faut définir les domaines de géométries, les matériaux physiques et surtout le mode de bobinage. Il faut un maillage précis en nombre suffisant d'éléments pour avoir une bonne précision dans un temps raisonnable.

Ici nous étudions la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent, en régime dynamique. Des études permettent d'avoir les caractéristiques magnétodynamiques. Afin d'y parvenir on met en place le code de calcul le FLUX 2D, qui est simple à utiliser, beaucoup plus adaptable à ce type de calcul mais très long, qui permet de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs pour plusieurs positions sans pour autant redéfinir la géométrie et le maillage à chaque fois [13].

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

3.5. Le logiciel FLUX 2D

C'est un logiciel qui permet d'abord le calcul et visualisation des grandeurs utiles, pour des dispositifs à deux dimensions ou à symétrie de révolution qui comporte des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet qui a pour avantage de faire un couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique très particulière appelé " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage.

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés [10] :

3.5.1. Module préprocesseur

Il permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou faire une construction de banque de matériaux (CLSMAT), faire l'affectation des propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinis (PROPHY) et de définir le schéma et ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet aussi d'avoir un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

3.5.2. Module processeur

Ce module est constitué en principe d'un module de résolution 2D (SOLVER_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

3.5.3. Module post-processeur de FLUX-2d (PostPro_2D)

Ce le module ou on trace les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D à partir d'un chemin prédéfini. L'une de ces fonctions est de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc. [11].

D'une manière générale, l'enchaînement des programmes de FLUX-2D, est doté d'une interface de Windows qui est schématisé par la figure (III.1) [10] [11].

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

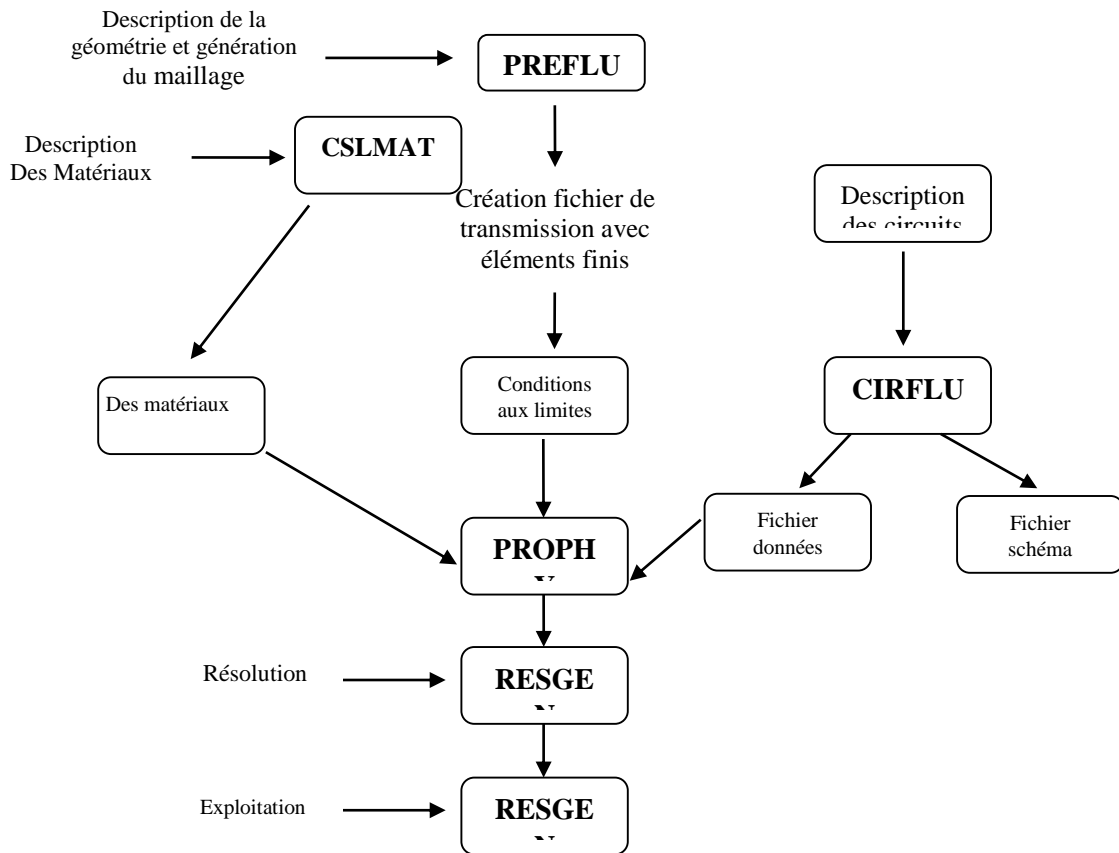


Figure.3.1. Schéma des différents modules du logiciel Flux-2D.

3.6. Mise en œuvre de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

3.6.1. Paramètres dimensionnelles et physiques

Pour une définition de la géométrie et le maillage de la MSAP on doit d'abord définir les paramètres dimensionnelles afin de calculer les grandeurs désirées pour cela, on aura exploité le préprocesseur du logiciel pour dessiner les différentes parties de la machine figure (3.2) [10].

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

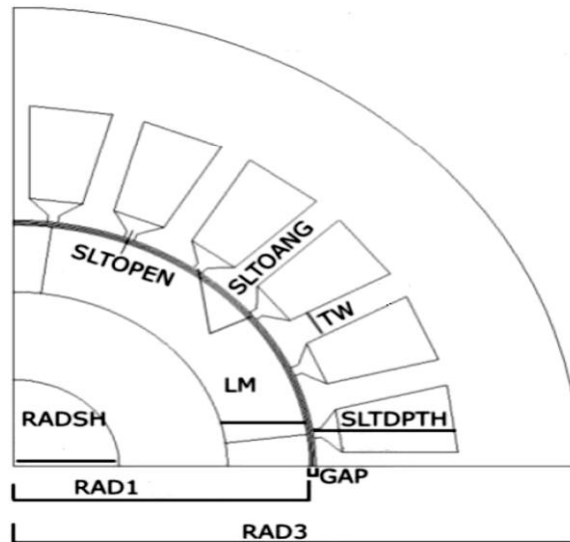


Figure.3.2. Différentes parties de la MSAP

Nombre	Nom	Commentaire	Valeurs
1	Npoles	Nombres de pôles	8
2	Nslots	Nombres d'encoches	24
3	Radsh	Rayon de l'arbre	9.003mm
4	Rad1	Rayon du rotor	25.145mm
5	Gap	Entrefer	0.503mm
6	Im	Longueur d'aimant	6.987mm
7	Rad3	Rayon extérieur du stator	48mm
8	Tw	Largeur dent de l'encoche stator	2.76mm
9	Sltdepth	Profondeur d'encoche	12.07mm
10	Sltopen	Ouverture d'encoche	0.92mm
	Nom	Commentaire	Valeurs
11	Sltoang	Angle d'ouverture d'encoche	40degrés
12	Slpitch	Pas d'encoche	15degrés

Tableau.3.1. Paramètre dimensionnelles et physiques.

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

3.6.2. Géométrie

La description du moteur synchrone à aimant est faite à l'aide de point, de segment, de droites et d'arcs.

La procédure d'enchaînement suivi pour sa réalisation est :

- création d'un système de coordonnées (définition du centre du système, type de coordonnées de système, validation du système).
- insertion et identification des points suivant le type de coordonnées du système.
- création et identifications des segments et arcs.
- création et identifications des différentes faces (réelles, virtuelles). Pour pouvoir créer une face réelle, il faut connecter tous les segments et arcs qui la composent.

Après savoir réaliser ces étapes et de faire une symétrie on obtient la configuration de la figure (3.3) [10].

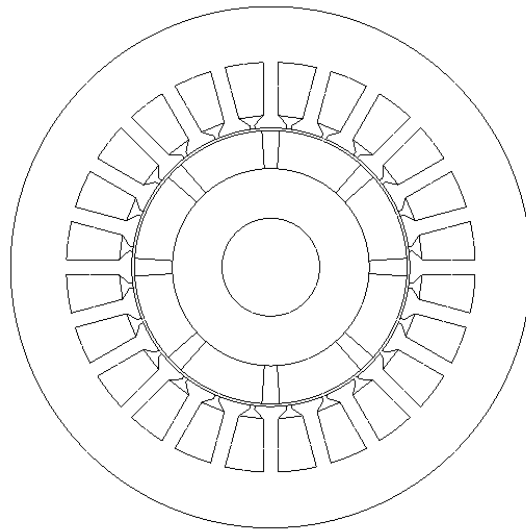


Figure.3.3. Géométrie de la MSAP :

3.6.3. Création des matériaux

On peut aussi créer de nouveaux matériaux en accédant à la banque des matériaux dans le logiciel Flux 2D pour la construction de la machine. Pour notre cas, nous avons introduit les matériaux suivants [10] :

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

- un aimant permanent avec les caractéristiques suivantes (magntpm) :
- perméabilité relative $\mu_r=1.071$
- induction rémanent $B_r=0.401$ (T)
 - matériau magnétique modélisé par la courbe à saturation suivante (nlsteelpm) :
- Aimantation de saturation $J_s=1.99$ (T)
- Pente initiale de la courbe $a=7500$

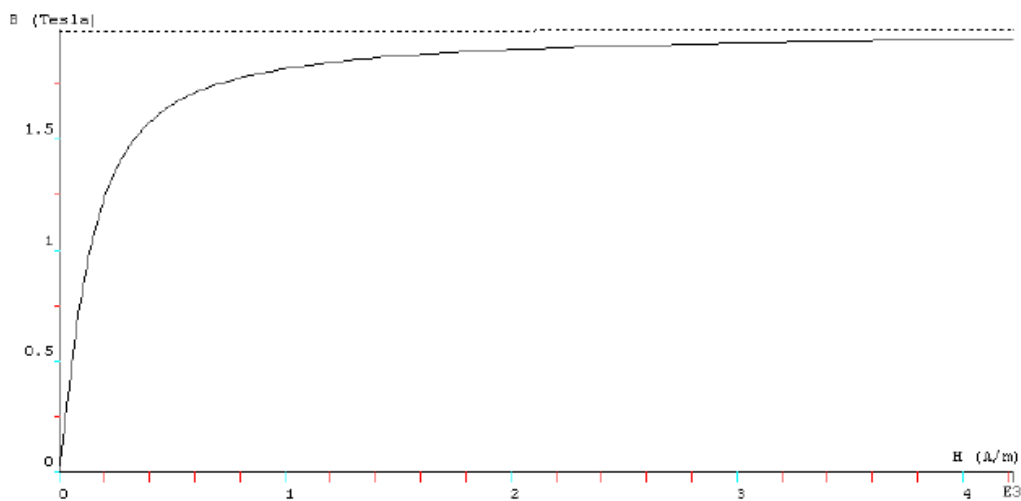


Figure.3.4. Courbe de saturation :

3.6.4. Circuit électrique

La partie pour l'alimentation de la machine est représentée par un circuit électrique qui représente le bobinage statorique. Pour le stator dans le cas de notre MSAP nous avons le schéma suivant :

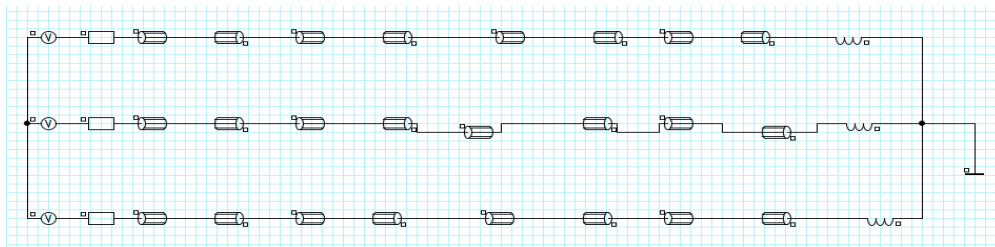


Figure.3.5. Schéma du circuit électrique :

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

Le circuit est composé des bobines liées au schéma magnétique. Elles représentent les conducteurs logées dans les encoches statoriques. Entre deux bobines connectées, on trouve une résistance représentant la résistance de la bobine R_f et aussi une inductance L_f qui, elle aussi représente les inductances de fuites d'encoche et de tête de bobines [11].

3.6.5. Création des régions

C'est une partie très importante pour la modélisation puisqu'elle concerne la partie de la caractérisation des matériaux composant la machine. Par contre le logiciel regroupe les surfaces élémentaires en régions ayant les mêmes propriétés physiques [11].

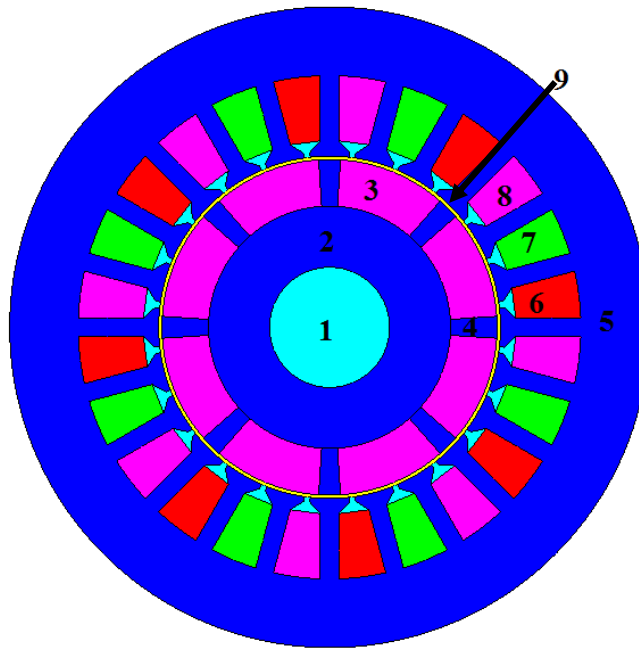


Figure.3.6. Affectation des régions surfaciques

Le tableau (2) indique les caractéristiques de chaque région surfacique.

N	Nom	Commentaire	Matériau utilisé	L'ensemble mécanique
1	SHAFT	L'arbre	Air	Mouvement
2	Rotor	La partie mobile	Nlsteelpm	Mouvement
3	Magnet	Aimant permanent	Magnetpm	Mouvement

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

4	Air	Air	Air ou vide	Mouvement
5	Stator	Partie fixe	Nlsteelpm	Fixe
6	Encoche a	Partie fixe	Air ou vide	Fixe
7	Encoche c	Partie fixe	Air ou vide	Fixe
8	Encoche b	Partie fixe	Air ou vide	Fixe
9	Entrefer	Air ou vide	Air ou vide	Entrefer

Tableau.3.2. Caractéristiques de chaque région surfacique.

3.6.6. Le maillage

Pour la discrétisation de la géométrie les différentes étapes sont :

- Création d'un système de discrétisation
- Discrétisation des segments et arcs (on impose la méthode utilisée par le logiciel pour le découplage)
- Maillage des différentes faces (on spécifie la forme des éléments).
- Les différentes surfaces ainsi délimitées, sont ensuite découpées en éléments finis et constituent le maillage du problème figure (3.7).

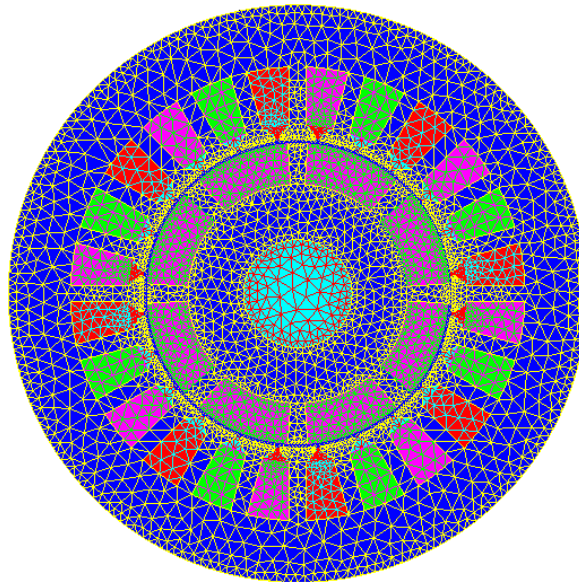


Figure.3.7. Représentation du maillage :

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

Pour une étude de la variation des grandeurs électromagnétiques et mécaniques, il est très important de mailler de manière fine l'entrefer de la machine. La figure ci-dessus nous illustre un exemple de maillage de notre dispositif. Afin de faire la représentation du mouvement du rotor par rapport au stator, nous avons utilisé la bande de roulement. Cette technique qui est implémentée dans le logiciel permet de faire une étude en magnéto évolutif sans pour autant effectuer un nouveau maillage de la machine à chaque position du rotor [11].

Élément du maillage	Nombre
Nœuds	39193
D'éléments linéiques	313
Éléments surfaciques	19468
Nombre d'éléments d'excellente qualité	99.55%
Nombre d'éléments de bonne qualité	0.42%
Nombre d'éléments de qualité moyenne	0.03%

Tableau 3.3. Qualité de maillage

3.7. Résultats de la simulation

Comme fonctionnement on a simulé le fonctionnement de la MSAP en utilisant le modèle magnétostatique présenté dans les références [10][11].

La figure (3.9) montre la distribution du flux dans la machine grâce à la présence d'aimant dans le rotor. On remarque, d'après cette distribution, la formation des pôles de la machine.

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

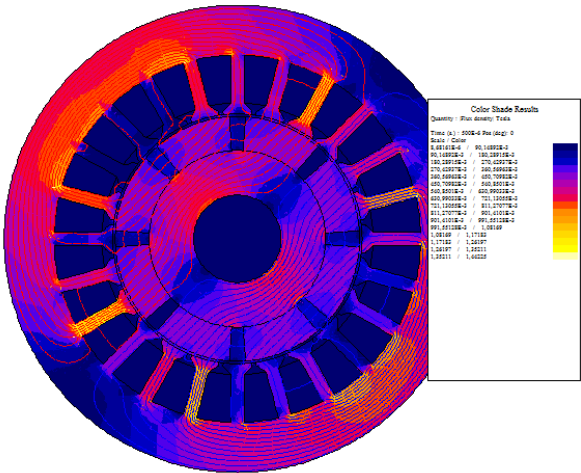


Figure.3.8. L'induction magnetique

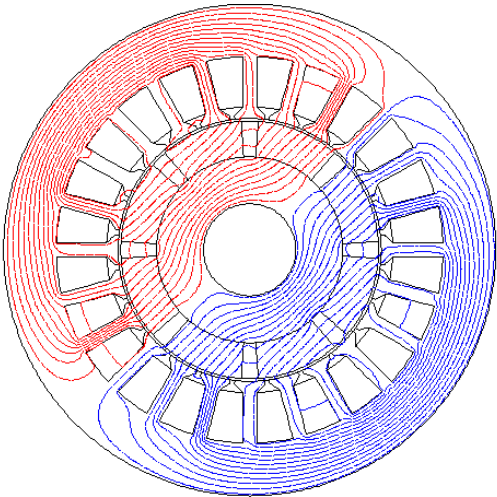


Figure.3.9. representation des equi-flux

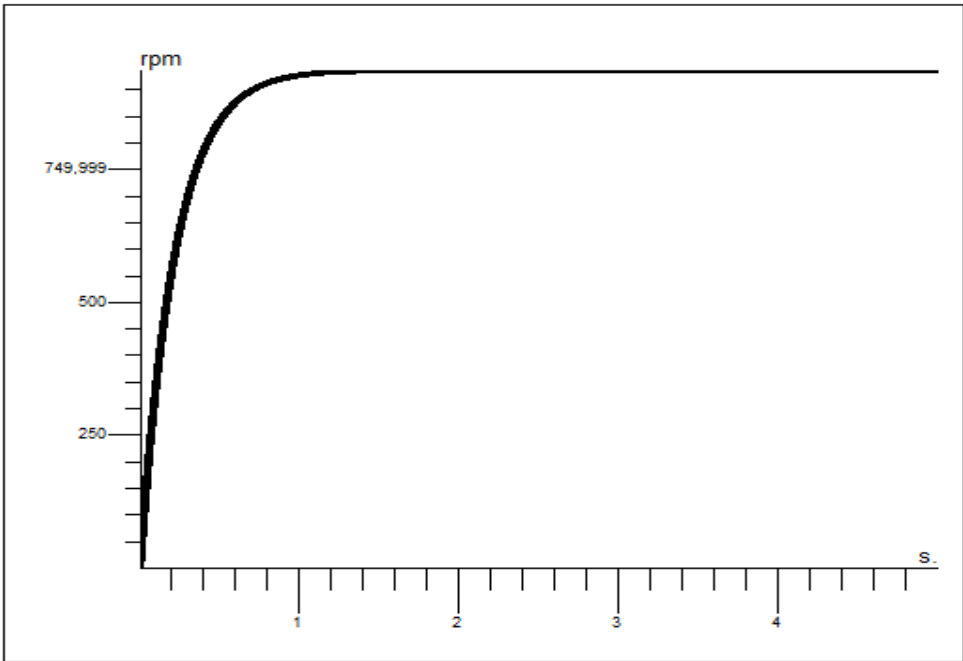


Figure.3.10. Courbe de la vitesse

Chapitre 3 Modélisation par éléments finis de la machine synchrone à aimant permanent

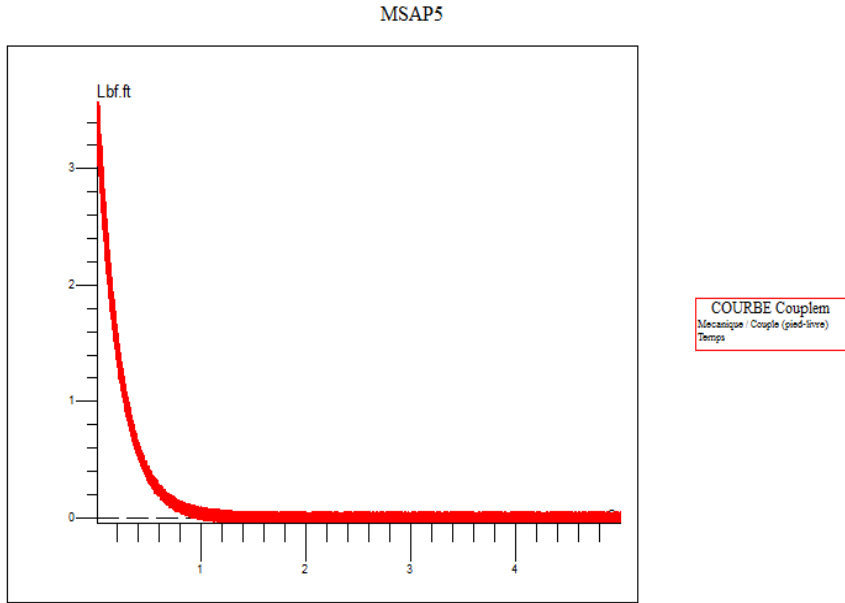


Figure.3.11. Courbe du couple

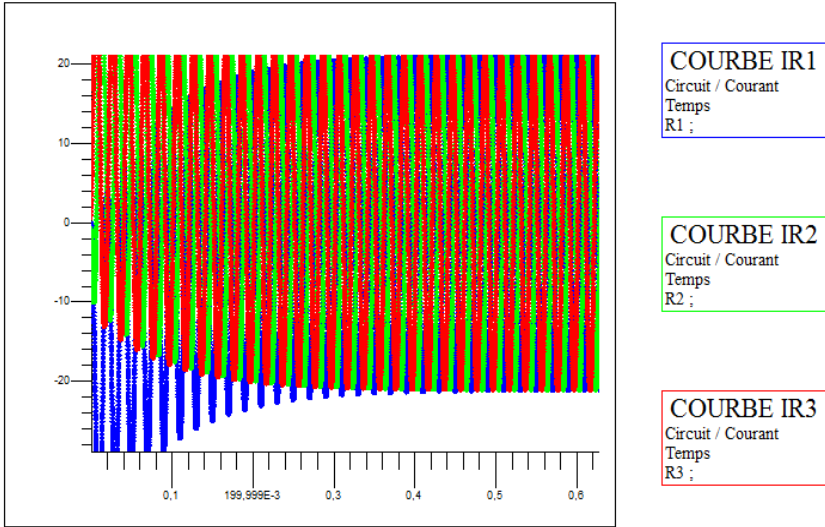


Figure.3.12. representation des courants superposés

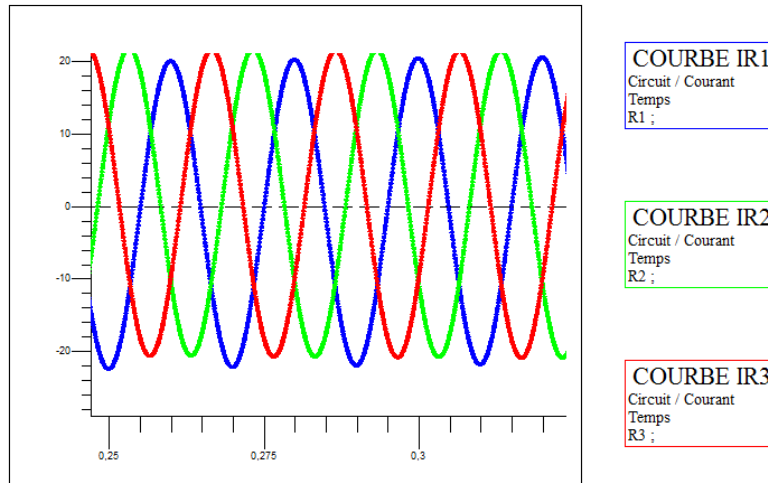


Figure.3.13. representation des courants

3.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une méthodologie pour simuler le fonctionnement d'une machine synchrone à aimant permanent. Pour cela, nous avons introduits la géométrie et les caractéristiques physiques de la machine dans le logiciel Flux2D basé sur la méthode des éléments finis. Nous avons aussi simulé le fonctionnement de la MSAP en mode sain comme vu précédemment dans le chapitre 2, il est à noter que les résultats sont similaires à part la présence de quelques ondulations dues à la méthode appliquée.

Chapitre 4

Diagnostic de la machine en présence de défaut entre-spire

4.1. Introduction

Le court-circuit des spires constitue le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator des machines électriques. Dans ce chapitre, on présentera le modèle de défaut de type court-circuit entre spire de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère abc par deux approches en utilisant le modèle déjà développé dans le chapitre 2. On utilisera aussi la transforme rapide de fourrier pour analyser le courant statorique en défaut. A la fin les résultats de simulation sur Matlab seront présentés.

4.2. Principe

On suppose qu'un défaut de court-circuit se produit dans la phase 'a_s', donc le bobinage de cette phase aura une branche supplémentaire come montre la figure 4.1. Pour prendre en compte le défaut entre spires dans le modèle, le bobinage de la phase 'a_s' est réparti en deux parties : 'a_{s1}' une partie saine et l'autre court-circuitée 'a_{s2}'.

C'est la partie court-circuitée qui forme un circuit supplémentaire créant un champ magnétique stationnaire, ce qui modifie le champ principal en ajoutant une branche magnétique dans le système.

Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation. En pratique la résistance r_f varie depuis une valeur infinie lorsque la machine est saine à zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spices. Il est donc intéressant de déterminer le comportement de la machine lorsque cette résistance est suffisamment grande pour ne pas induire la destruction du bobinage et suffisamment petite pour que son effet soit perceptible sur les courants absorbés par la machine. Le schéma simplifié suivant montre la situation de la résistance r_f du défaut. [7][1]

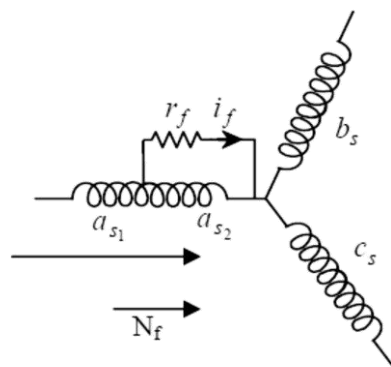


Figure 4.1. Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator 'a_s'.

On définit le coefficient μ qui décrit le nombre relatif de spires court-circuitées. Nous avons donc :

$$N_f = \mu(N_{as1} + N_{as2}) = \mu N_s \text{ alors } \mu = \frac{N_f}{N_s} \quad 4.1$$

Où :

N_s : est le nombre de spires par phase

N_f : est le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut la sous-bobine a_{s2} .

4.3. Modélisation de la MSAP en présence défaut

4.3.1. Avec maille de défaut

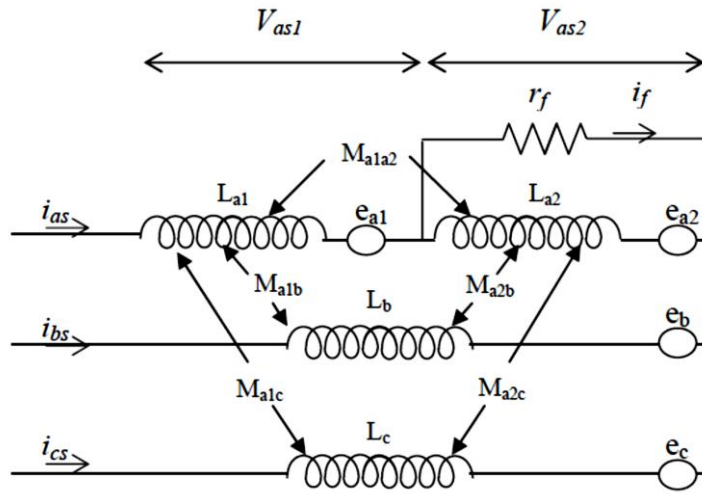


Figure 4.2. Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase a_s .

Les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase a_s sont données par :

$$\begin{aligned} V_{as1} &= R_{a1}i_{a1} + L_{a1} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a1a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a1b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a1c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a1} \\ V_{as2} &= R_{a2}(i_{as} - i_f) + L_{a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a1a2} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a2b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a2c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a2} \end{aligned} \quad 4.2$$

Où :

R_{a1} : Les résistances de la sous-bobine saine a_{s1}

R_{a2} : La résistance de la sous-bobine en défaut a_{s2} .

L_{a1} : L'inductance de la sous-bobine saine a_{s2} .

L_{a2} : L'inductance de la sous-bobine en défaut a_{s2} .

M_{a1a2} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine a_{s1} et la sous-bobine en défaut a_{s2} .

M_{a1b} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine a_{s1} et les bobines b_s .

M_{a1c} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine a_{s1} et les bobines c_s .

M_{a2b} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut a_{s2} et les bobines b_s .

M_{a2c} : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut a_{s2} et les bobines c_s .

Les résistances de la sous-bobine saine a_{s1} et de la sous-bobine court-circuitée a_{s2} sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase R_a et le coefficient μ .

Nous avons donc :

$$R_{a1} = (1 - \mu)R_a \quad 4.3$$

$$R_{a2} = \mu R_a$$

L'étude des circuits élémentaires de la phase a_s donne les relations suivantes :

$$V_{as} = V_{as1} + V_{as2}$$

$$V_{as2} = r_f i_f \quad 4.4$$

$$i_{as1} = i_{as}$$

$$i_{as2} = i_{as1} - i_f$$

Les équations des tensions des trois phases sont donc mises sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{as} = (R_{a1} + R_{a2})i_{a1} + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_f - R_{a2} i_f \\ \quad + (M_{a1b} + M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_{bs} + (M_{a1c} + M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a1} + e_{a2} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L \frac{d}{dt} i_{bs} + (M_{a1b} + M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{cs} - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_f + e_b \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L \frac{d}{dt} i_{cs} + (M_{a1c} + M_{a2c}) \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{bs} - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_f + e_c \end{array} \right. \quad 4.5$$

Les relations suivantes sont admises :

$$R_s = R_{as} = R_{a1} + R_{a2}$$

$$L = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2}$$

$$M = M_{a1b} + M_{a2b} \quad 4.6$$

$$M = M_{a1c} + M_{a2c}$$

$$e_{as} = e_{a1} + e_{a2}$$

En remplaçant les relations ci-dessus (4.6) dans les équations électriques 4.5, nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{a1} + L \frac{d}{dt} i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_f - R_{a2} i_f + M \frac{d}{dt} (i_{bs} + i_{cs}) + e_a \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L \frac{d}{dt} i_{bs} + M \frac{d}{dt} (i_{as} + i_{cs}) - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_f + e_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L \frac{d}{dt} i_{cs} + M \frac{d}{dt} (i_{as} + i_{bs}) - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_f + e_{cs} \end{cases} \quad 4.7$$

Le système est en étoile, alors on peut exploiter la relation suivante :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0, \text{ alors } i_{as} = -(i_{bs} + i_{cs}), i_{bs} = -(i_{as} + i_{cs}), i_{cs} = -(i_{as} + i_{bs}) \quad 4.8$$

En remplaçant les relations 4.8 dans les équations électriques 4.7, nous obtenons le système suivant:

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{a1} + (L - M) \frac{d}{dt} i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_f - R_{a2} i_f + e_a \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + (L - M) \frac{d}{dt} i_{bs} - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_f + e_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + (L - M) \frac{d}{dt} i_{cs} - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_f + e_{cs} \end{cases} \quad 4.9$$

On pose $L_s = L - M$, le système 4.9 devient :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{a1} + L_s \frac{d}{dt} i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_f - R_{a2} i_f + e_a \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L_s \frac{d}{dt} i_{bs} - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_f + e_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L_s \frac{d}{dt} i_{cs} - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_f + e_{cs} \end{cases} \quad 4.10$$

D'après les équations que l'on vient d'établir, nous voyons que les équations qui régissent la machine en présence d'un défaut entre-spices contiennent les mêmes termes que les équations électriques d'une machine saine, auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution du système des équations (4.10) nécessite la connaissance du courant i_f ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. Nous avons alors :

$$0 = -R_{a2} i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_{as} - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_{bs} - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_{cs} + (R_{a2} + r_f) i_f + L_{a2} \frac{d}{dt} i_f - e_{a2} \quad 4.11$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spices, l'ordre du système croit. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Nous rassemblons donc les équations (4.10) et (4.11) pour obtenir le système global de dimension 4 régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_f \end{bmatrix} \quad 4.12$$

Remarque : Pour les machines à plus d'une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines a_{s1} et a_{s2} ne sont généralement pas alignés et sont décalés par rapport à celui de la bobine a_s ; de ce fait nous avons : $M_{a1b} \neq M_{a1c}$ et $M_{a2b} \neq M_{a2c}$. Par contre pour une machine ayant une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines a_{s1} et a_{s2} sont alignés et sont non décalés par rapport à celui de la bobine a_s , dans ce cas on peut admettre que $M_{a2b} = M_{a2c}$ et $M_{a1b} = M_{a1c}$ alors on peut simplifier les équations 4.12 et 4.11 comme [1]:

$$0 = -R_{a2}i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{as} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{d}{dt}i_f - e_{a2}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2b} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} * \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_f \end{bmatrix} \quad 4.13$$

4.3.1.1. Modèle d'état sous la forme matricielle avec FEM

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2b} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_f \end{bmatrix} \right) \quad 4.14$$

Nous définissons le vecteur des variables d'état x et le vecteur de d'entrée u de la manière suivante :

$$x = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_{as} - e_a \\ V_{bs} - e_b \\ V_{cs} - e_c \\ -e_f \end{bmatrix} \quad 4.15$$

De sorte que l'équation de la machine soit écrite sous la forme de l'état : $\dot{x} = Ax + Bu$, nous avons :

$$A = - \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2b} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2b} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \quad 4.16$$

4.3.1.2. Modèle d'état sous la forme matricielle avec le Flux

On considérant la relation [26][7] :

$$e_{a1} = (1 - \mu)e_a ; e_{a2} = \mu e_a \quad \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_f \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ma} \\ \Phi_{mb} \\ \Phi_{mc} \\ \Phi_{mf} \end{bmatrix} \quad 4.17$$

On peut établir un modèle pour les cas où on connaît les expressions de flux crée par les aimant, qui est lie à la position angulaire électrique du rotor (θ).

$$\text{On a : } \begin{bmatrix} \Phi_{ma} \\ \Phi_{mb} \\ \Phi_{mc} \\ \Phi_{mf} \end{bmatrix} = \Phi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \mu \sin(\theta) \end{bmatrix} \text{ alors : } \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ma} \\ \Phi_{mb} \\ \Phi_{mc} \\ \Phi_{mf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi'_{ma} \\ \Phi'_{mb} \\ \Phi'_{mc} \\ \Phi'_{mf} \end{bmatrix} = \Phi_m \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \mu \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad 4.18$$

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

Où :

ω_r : est la pulsation rotorique

Φ_m : est l'amplitude de flux l'aimant

En remplaçant les équations 4.17 et 4.18 dans 4.13 on a le modelé d'état dans la forme matricielle suivant [7][24]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2b} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \right)^*$$

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} - \Phi_m \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\mu \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad 4.19$$

C'est le modèle que nous utiliserons pour les simulations sous Matlab.

Le couple sera exprimé par [2] [3] :

$$C_{em} = p(\Phi'_{ma}i_a + \Phi'_{mb}i_b + \Phi'_{mc}i_c - \Phi'_{mf}i_f) \quad 4.20$$

Ou bien da la forme matricielle suivante :

$$[C_{em}] = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_f \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} \quad [C_{em}] = \begin{bmatrix} \Phi'_{ma} \\ \Phi'_{mb} \\ \Phi'_{mc} \\ \Phi'_{mf} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} \quad 4.21$$

Dans l'expression de couple on ajoute l'effet de la partie avec défaut.

4.3.2. Sans Maille de défaut

Après l'étude du modèle de la MSAP avec défaut dans le cas général dans cette partie on va considérer le cas de défaut franc ou la résistance de défaut est nulle. C'est une hypothèse qui n'est pas toujours vrai mais peut simplifier les équations du modèle de défaut de la machine en étude.

Le circuit équivalent de la figure 4.2 sera :

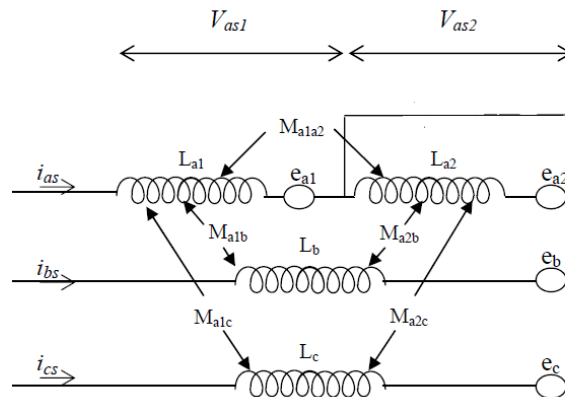


Figure 4.3. Schéma équivalent de la MSAP avec un défaut entre-spices dans la phase as sans maille de défaut

Comme montre la figure 4.3 si on néglige la maille créé par le défaut, on admet que la deuxième portion de as est négligeable dans ce cas le schéma équivalent est :

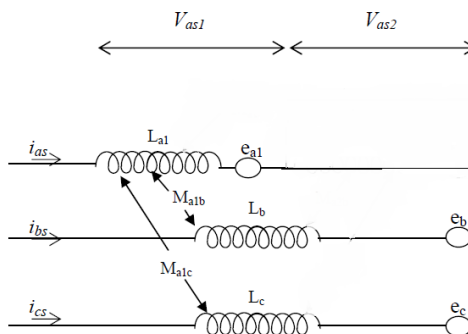


Figure 4.4. Schéma équivalent simplifié de la MSAP avec un défaut entre-spices dans la phase as sans maille de défaut

Pour ce modèle on aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{as} = R_{a1}i_{as} + L_{a1} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a1b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a1c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a1} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a1b} \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{cs} + e_b \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L \frac{d}{dt} i_{cs} + M_{a1c} \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{bs} + e_c \end{cases} \quad 4.22$$

Sous forme de modèle d'état on aura :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{a1b} & L & M \\ M_{a1c} & M & L \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} R_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right) \quad 4.23$$

Ou bien en utilisant les relations 4.17 et 4.18 :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{a1b} & L & M \\ M_{a1c} & M & L \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} R_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \phi'_{ma1} \\ \phi'_{mb} \\ \phi'_{mc} \end{bmatrix} \right) \quad 4.24$$

La Vitesse de la machine est :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{j} (C_m - C_r - f_v \Omega) \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} \theta = p \Omega \quad 4.26$$

On peut remarquer que le modèle établi (4.23 et 4.24) est très simple ne nécessite pas la connaissance du courant de la maillage de défaut, il affecte directement la phase a_s en utilisant les relations d'identifications des paramètres créés par le défaut que nous allons déterminer, la nouvelle résistance, inductance et les mutuelles, dans ce fait ce modèle sera très efficace pour détecter le défaut même si coefficient de défaut μ est petit.

4.4 Méthodes d'identification des paramètres du modèle circuit électrique

Dans le modèle circuit électrique, les inductances de la machine prennent une place importante car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine. Une identification précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que les courants statoriques. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul. De plus, ce type de modélisation permet de prendre en compte le défaut (court-circuit entre-spices), même pour les MSAPs à rotor lisse à plus d'une encoche par pôle et par phase [1].

Nous présentons deux méthodes d'estimation des paramètres du modèle circuit électrique, Ces méthodes permettent simplement et rapidement de déduire pour chaque situation de défaut, les paramètres du modèle de la MSAP en défaut entre-spices à partir de ceux de la MSAP saine.

1. Propose des expressions analytiques qui tiennent compte le nombre de pôles de bobinage statorique ainsi que le nombre de spires en défaut.

2. Utilisant les expressions analytiques ne prenant pas en compte le nombre de pôles et le nombre de spires en défaut.

- **1^{er} Méthode**

Les inductances propres et mutuelles de la machine en défaut de court-circuit seront déterminées par des expressions très simples prennent uniquement en compte le pourcentage du nombre de spires en court-circuit (μ en %) et non pas le nombre de paires de pôles. Les inductances des sous bobines résultant d'un court-circuit entre spires d'une phase sont déterminées par les expressions suivantes à partir des paramètres de la machine saine supposée à rotor lisse [26][1] :

$$L_{a1} = (1 - \mu)^2 L_a$$

$$L_{a2} = \mu^2 L_a$$

$$M_{a1a2} = \mu(1 - \mu)L_a \quad 4.25$$

$$M_{a1b} = M_{a1c} = (1 - \mu)M$$

$$M_{a2b} = M_{a2c} = \mu M$$

Malgré la simplicité de ces expressions, elles ne prennent pas en compte la polarité de la machine ainsi que la configuration réelle du bobinage et celle du défaut entre spire. [1]

- **2^{ème} Méthode**

Cette méthode propose des expressions analytiques qui tiennent compte du nombre de pôles de bobinage statorique ainsi que le nombre de spires en défaut, pour les calculs on a besoin de connaître les inductances et les mutuelles élémentaire de la machine.

Chaque phase des MSAPs comporte une ou plusieurs bobines élémentaires de sorte qu'elle soit réalisée dans deux encoches statoriques, l'une logeant les conducteurs aller et l'autre ceux de retour. Ces bobines élémentaires pouvant être connectées en série ou en parallèle. Nous considérons ici seules les machines pour lesquelles les axes des deux bobines élémentaires d'une phase ont un décalage correspondant à $2k\pi$ électrique. Dans ce cas, à la suite d'un défaut entre-spires d'une phase, les axes des sous-bobines qui en résultent restent confondus. Cette condition est évidemment le cas des MSAPs à une encoche par pôle et par phase, mais également un nombre important des MSAPs à bobinage concentrique autour des plots statoriques. Pour une machine à p paires de pôles, la bobine de chaque phase comporte généralement p bobines élémentaires (une par paires de pôles). Pour les MSAP à rotor lisse non saturées, les inductances de ces bobines élémentaires sont évidemment

identiques ($L_{bob} > 0$) et les mutuelles inductances entre elles sont supposées identiques ($M_{bob} > 0$) et nous les appelons respectivement bob L et bob M (Fig. 4.5).

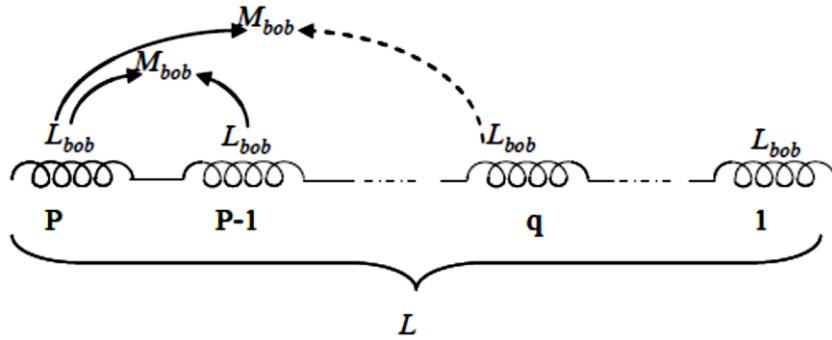


Figure 4.5: Schéma d'une bobine de phase d'une MSAP à rotor lisse, à une encoche par pôle et par phase et à p paires de pôles. Elle comporte p bobines élémentaires.

L'expression de l'inductance propre L en fonction de L_{bob} et M_{bob} des bobines élémentaires et le nombre de paires de pôles (p) peut se mettre sous la forme suivante :

$$L = p[L_{bob} + (p - 1)M_{bob}] \quad 4.26$$

Pour un défaut de court-circuit entre spires dans une partie d'une bobine élémentaire d'une phase (la 1^{ère} bobine élémentaire de la phase a_s par exemple) d'une MSAP à p paires de pôles (Fig. 4.6). A la suite de ce défaut dans cette bobine élémentaire, elle se divise en deux parties d'inductances propres L_{bob1} et L_{bob2} , supposées parfaitement couplées d'inductance mutuelle M_{bob12} , nous avons :

$$L_{bob1} = (1 - \mu_{bob})^2 L_{bob}$$

$$L_{bob2} = \mu_{bob}^2 L_{bob} \quad 4.27$$

$$M_{bob12} = \mu_{bob}(1 - \mu_{bob})L_{bob}$$

Où μ_{bob} est le rapport du nombre de spires court-circuitées de la partie en défaut sur le nombre de spires de chaque bobine élémentaire :

$$\mu_{bob} = \frac{N_f}{N_{bob}} = \frac{N_f}{N_s/p} = p\mu \quad 4.28$$

Ces relations se justifient compte tenu du fait que les spires de chaque bobine élémentaire sont supposées parfaitement couplées magnétiquement. [1].

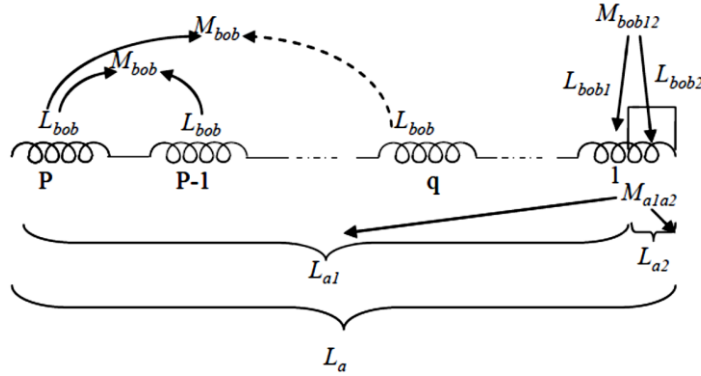


Figure 4.6 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre-spices d'une bobine élémentaire

Dans ces conditions, les inductances propres L_{a1} et L_{a2} des sous bobines a_1 (partie saine) et a_2 (partie défectueuse) de la phase a, ainsi que la mutuelle inductance entre-elles peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$L_{a1} = (p - 1)[L_{bob} + (p - 2)M_{bob}] + (1 - \mu_{bob})^2 L_{bob} + (1 - \mu_{bob})(p - 1)M_{bob}$$

$$L_{a2} = L_{bob2} = \mu_{bob}^2 L_{bob} \quad 4.28$$

$$M_{a1a2} = \mu_{bob}(1 - \mu_{bob})L_{bob} + \mu_{bob}(p - 1)M_{bob}$$

De même, les inductances mutuelles entre les sous bobines (a_1 et a_2) et les autres phases (b et c) sont estimées par :

$$M_{a1b} = M_{a1c} = [(1 - \mu_{bob}) + (p - 1)] \frac{M}{p}$$

$$M_{a2b} = M_{a2c} = \mu_{bob} \frac{M}{p} \quad 4.29$$

Après avoir déterminé les paramètres on pourra exploiter le modèle de la MSAP avec défaut pour une simulation Matlab où les résultats seront présentés dans la partie résultats de simulations.

4.5. Analyse du courant statorique par FFT

L'analyse directe de la modulation (ou des oscillations) perturbantes des grandeurs temporelles mesurable de la machine, ne permet pas la visualisation de l'effet provoqué par un défaut au niveau de la machine, plus particulièrement lorsqu'il s'agit d'un défaut de court-circuit.

La détection et la localisation du défaut d'une manière précoce paraît donc délicate.

Pour pouvoir discerner avec facilité la modulation de l'amplitude qui est la signature du défaut de court-circuit, une analyse de ces signaux dans le domaine fréquentiel devient une nécessité, c'est là où l'analyse spectral du courant statorique est la plus employée depuis de nombreuses années pour détecter les défaillances dans les machines électriques, par l'utilisation de la transformée de Fourier

rapide (FFT) qui est un outil de traitement de signal, utilisé par des nombreux appareils dans la vie courante. [18][19].

4.6. Résultats de Simulations

Le défaut est effectué à $t=0.3s$

4.6.1. Résultats de Simulations du modèle sans maille de défaut

On va représenter les courbes de courant, couple électromagnétique et vitesse et $\mu = 20\%$

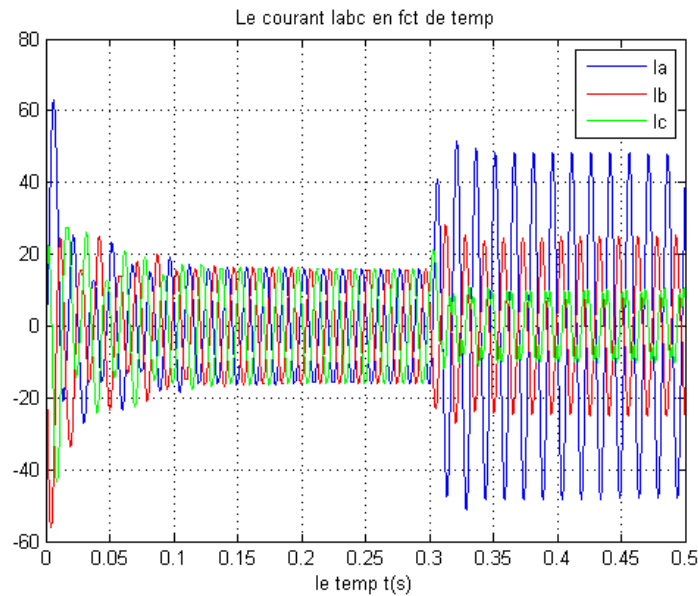


Figure 4.7.a Les courants statoriques pour le défaut de 20%

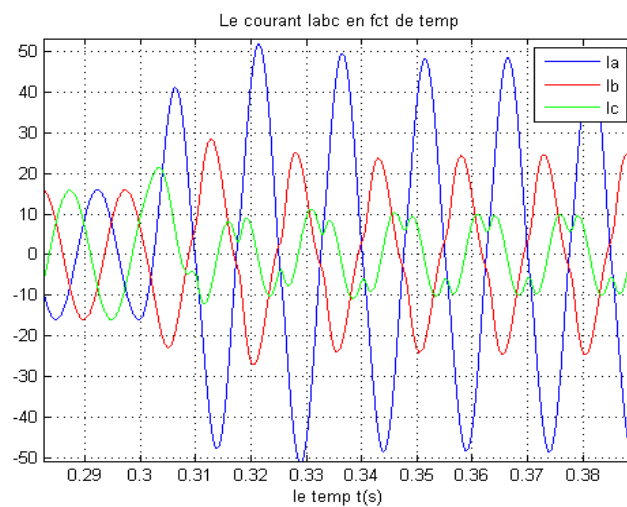


Figure 4.7.b Zoom des courants statoriques pour le défaut de 20%

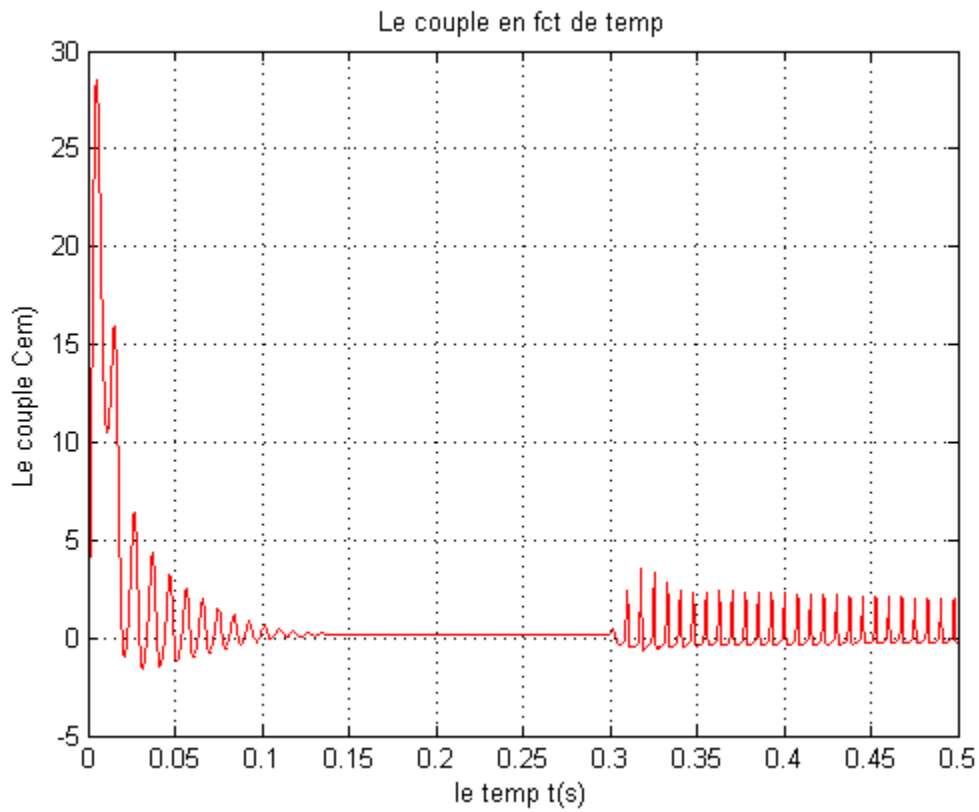


Figure 4.8. Couple électromagnétique pour le défaut de 20%

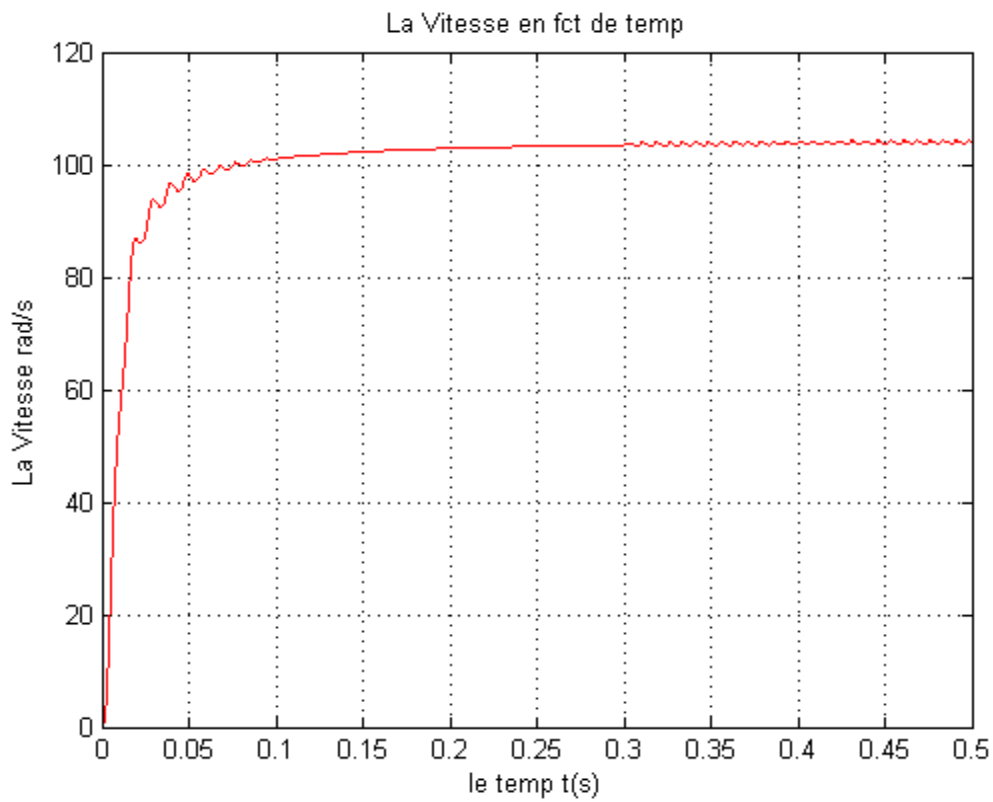


Figure 4.9.a Vitesse du rotor pour le défaut de 20%

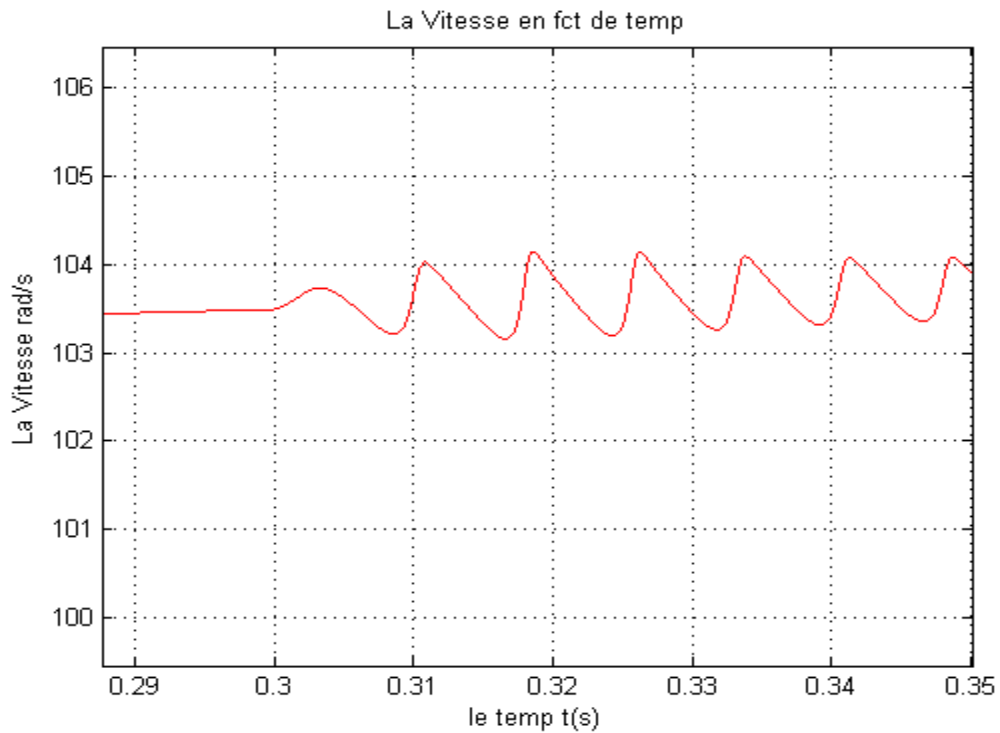


Figure 4.9.b. Zoom de la vitesse du rotor pour le défaut de 20%

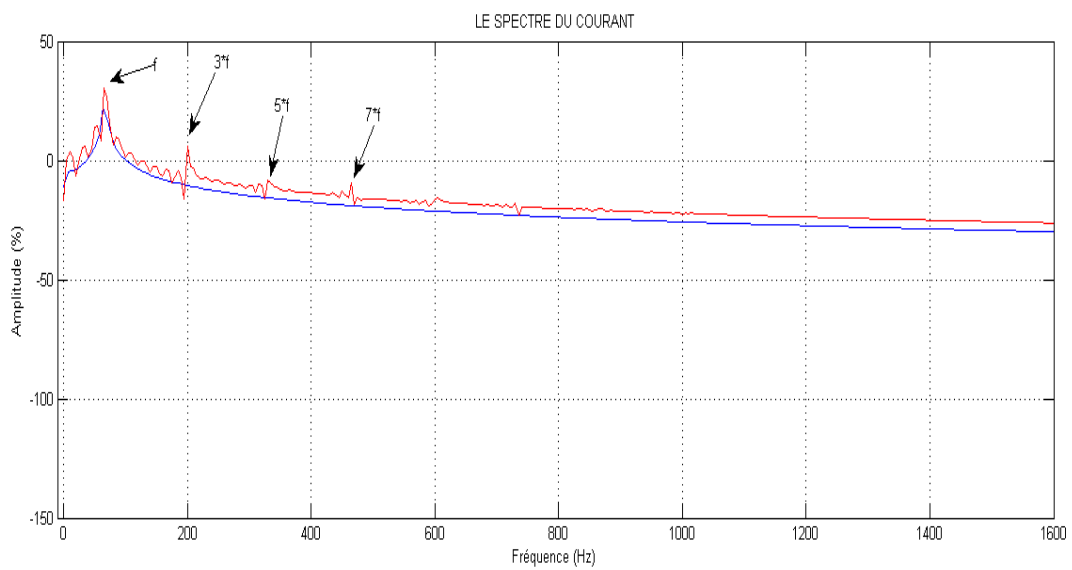


Figure 4.10. Spectre courant de la phase (a) défaut et sain pour le défaut de 20%

4.6.2. Résultats de Simulations du modèle avec maille de défaut

On représente les courbes pour $r_f=0.001$ à partir de 3s pour passer au mode défaut.

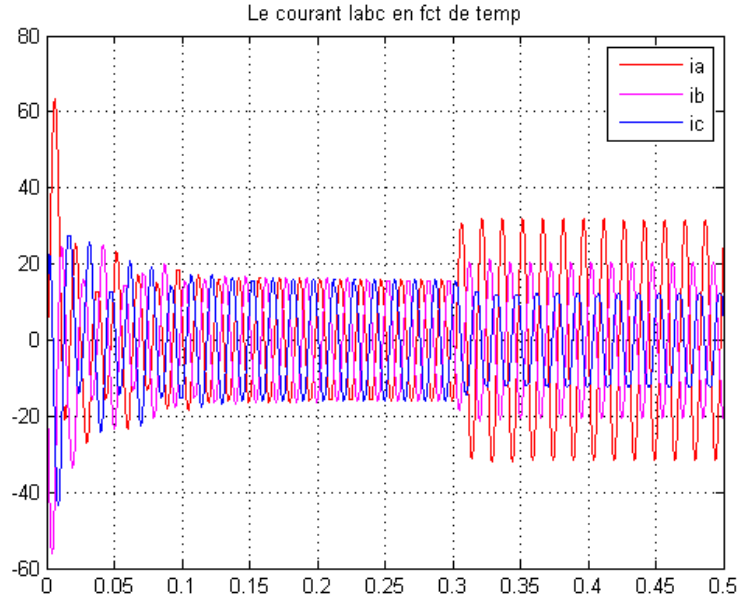


Figure 4.11.a Les courants statoriques pour le défaut de 20%

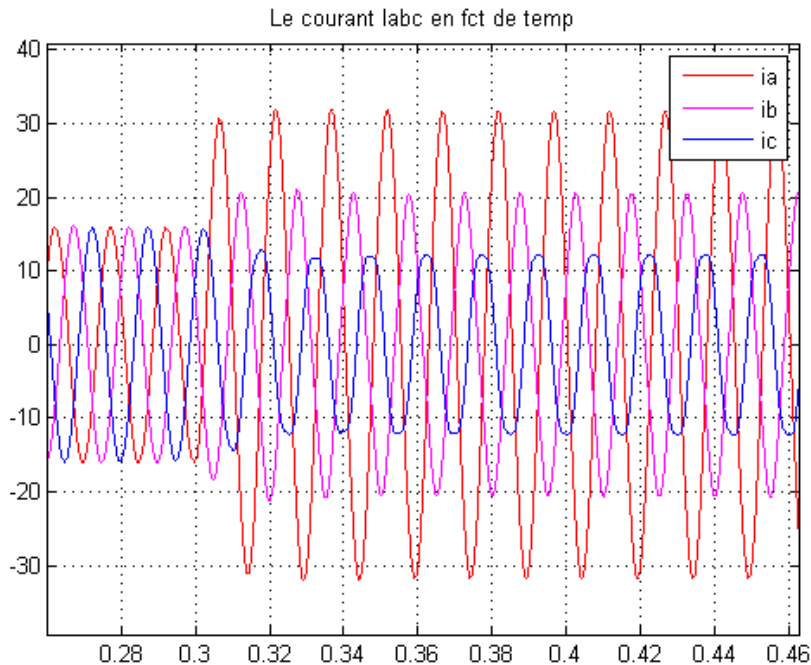


Figure 4.11.b Zoom des courants statoriques pour le défaut de 20%

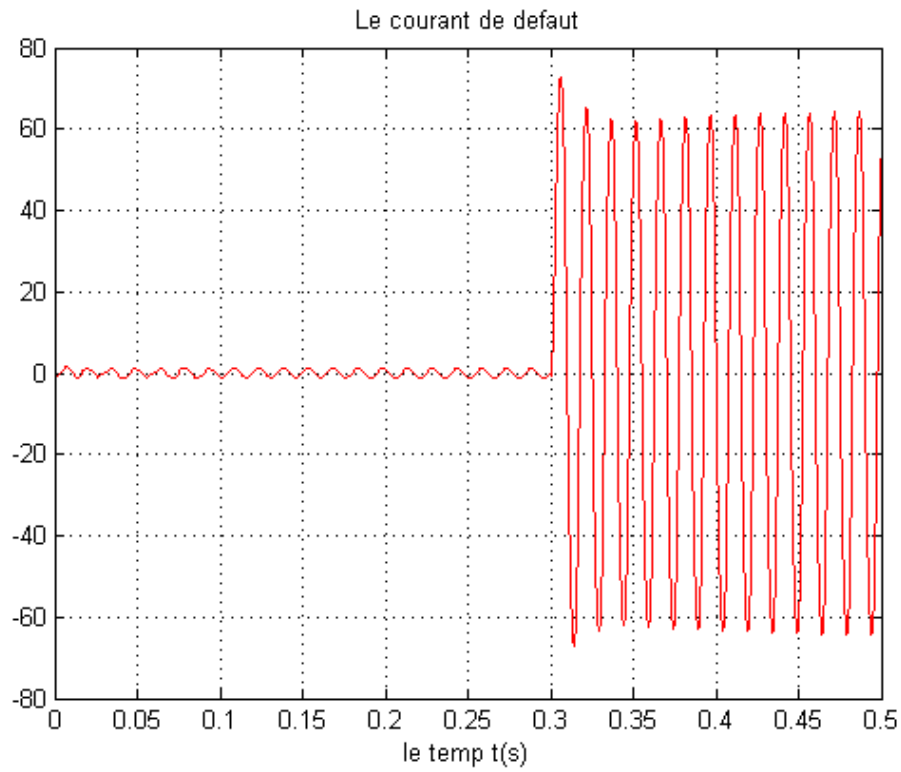


Figure 4.12. Courants de défaut pour le défaut de 20%

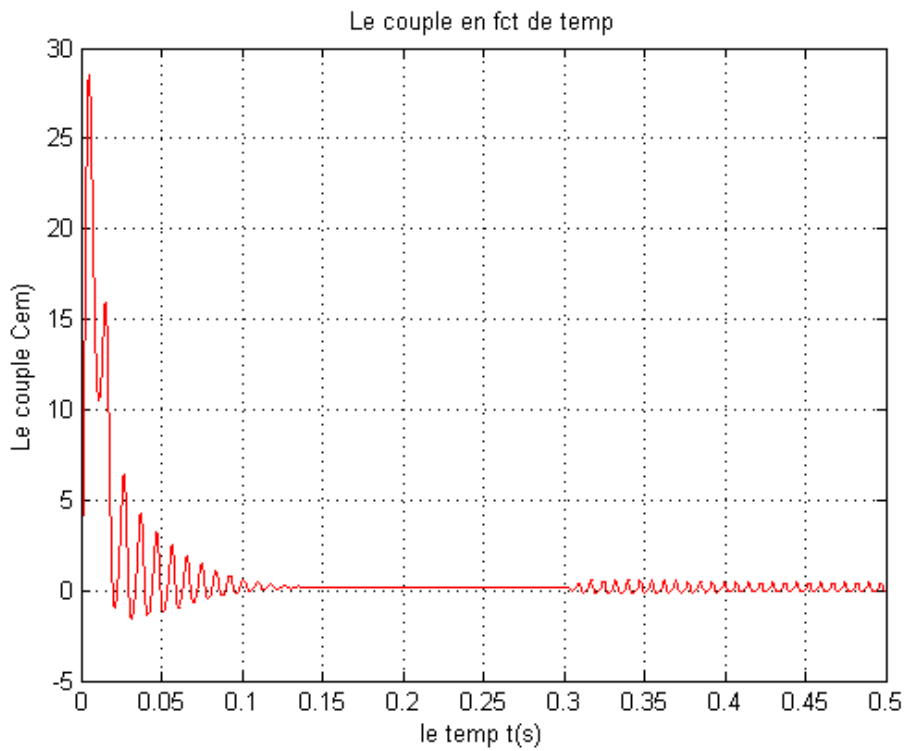


Figure 4.13. Couple électromagnétique pour le défaut de 20%

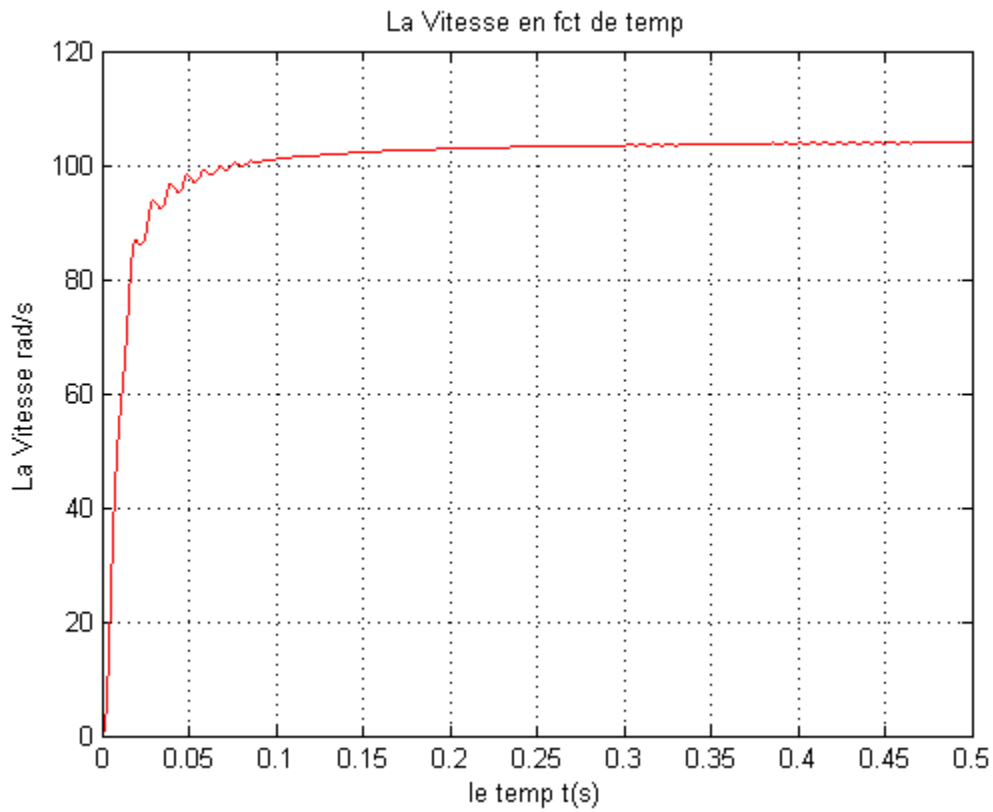


Figure 4.14.a Vitesse du rotor pour le défaut de 20%

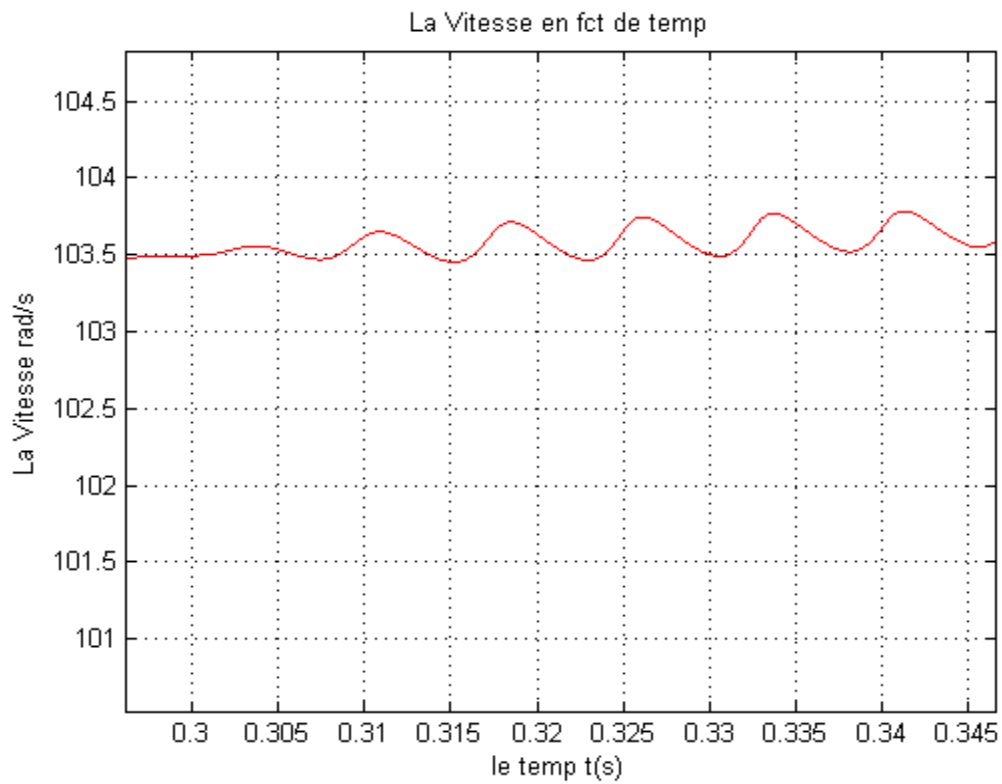


Figure 4.14.b Zoom Vitesse du rotor pour le défaut de 20%

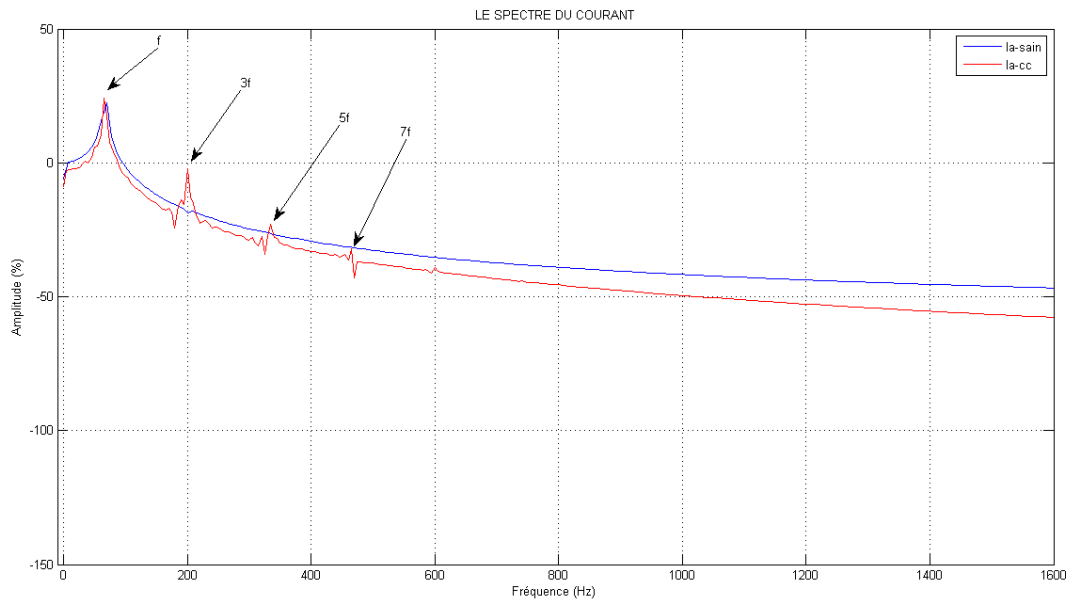


Figure 4.15. Spectre courant de la phase (a) défaut et sain pour le défaut de 20%

Les deux approches de simulations donnent des résultats qui peuvent nous aider pour le diagnostic des défauts entres spires pour les défauts franc ou non. Les résultats de l'approche qui ne prene pas la maille de défaut se montre efficace car on a un déséquilibre important de la phase a_s par rapport aux autres phases, elle a une amplitude très important comme celle du courant de défaut dans l'approche avec la maille de défaut. Les oscillations des courbes du modèle avec maille de défaut sont un peu légères, à cause des influences de la résistance de défaut, mais ce modèle permet d'illustrer le courant de défaut.

4.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle d'une MSAP avec un défaut court-circuit inter-spire, l'étude de ce modèle nous a permis d'obtenir des expressions théoriques du courant circulant dans la partie défailante du bobinage. L'étude de cette expression nous a permis d'affirmer qu'il est important de détecter le défaut avant le court-circuit franc pour limiter les risques d'incendie. Dans le cas où on n'analyse pas le courant de défaut la phase de défaut nous donne des résultats utiles sans passer par les calculs de paramètre de défaut.

Conclusion générale

Le but de cette étude était de faire un diagnostic des paramètres des machines synchrones à aimant permanent en vue d'une intégration de simulation comprenant une partie éléments finis, une partie circuit électrique. Deux approches ont été étudiées.

Une approche circuit électrique basée sur étude analytique de la machine synchrone à aimant permanent. Nous avons montré dans cette approche, que les modèles analytiques de la MSAP, à savoir les modèles a, b, c étaient pénalisés par les hypothèses simplificatrices. En effet, les modèles analytiques, ne permettaient pas de prendre en compte les phénomènes magnétiques, électriques, les courants induits et le mouvement. Ces hypothèses ont conduit à l'omission d'informations pertinentes sur l'état de la machine.

Une approche numérique basée sur le calcul du champ électromagnétique dans la machine synchrone à aimant permanent. Cette étude a été menée par l'utilisation d'un logiciel éléments finis 2D. Des résultats obtenus ont montré que l'ensemble des travaux effectués permettait de modéliser de façon fine le comportement de la machine synchrone à aimant permanent. Nous avons aussi montré que cette approche offrait de nombreuses possibilités pour la connaissance du moteur synchrone à aimant permanent. Les calculs effectués ont montré la sensibilité des résultats quand il s'agissait de faire varier les paramètres physiques et électriques de la machine MSAP en particulier. L'étude pas à pas dans le temps nous a permis de simuler le moteur synchrone à aimant permanent en tenant compte du mouvement du rotor. Ceci a permis la prise en compte des harmoniques d'espaces que le modèle analytique ne prenait pas en compte.

Annexe

Paramètres de la machine utilisée pour la simulation [1]

Paramètres	Valeurs
Fréquence	66.67 Hz
Tension	50 V
Nombre de pair de pôles	4
Résistance	0.44 Ω
Couple nominal	5 Nm
Inductance mutuelle	-0.28 mH
Inductance propre	2.82 mH
Frottement visqueux	0.0014
Moment d'inertie	0.0032
Flux magnétique	0.12
Vitesse nominal	1000tr/min
Courant Nominal	20 A
Mbob	-0.05mH
Lbob	0.85mH

Références bibliographiques

- [1] Babak Vaseghi : ‘contribution à l’étude des machines électriques en présence de défaut entre-
spires’, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [2] Karoui Abedmounaim, Brahimi Ammar : ‘Detection de défaut statorique par suivi
paramétrique d’un moteur synchrone à aimant permanent’, Université Kasdi Merbah Ourgla, 2014.
- [3] Makara Khov : ‘surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimant permanents :
detection des courts-circuits par suivi paramétrique’, Université de Toulouse, 2009.
- [4] Guermri Rachid : ‘surveillance et diagnostic des machines alternatives : detection des court-
circuits entre spires’, Université des frères Mentouri Constantne, 2015.
- [5] Bardadi Bendaha : ‘Identification des paramètres d’une machine synchrone à aimant permanent
en vue d’une intégration dans des simulateurs en temps réel’, Université des sciences et de la
technologie d’Oran’, 2015.
- [6] Najla Haje Obeid : ‘Modélisation et detection d’un défaut interspires naissant dans
l’enroulement statorique d’une machine synchrone à aimant permanent’, Université de Lorraine,
2014.
- [7] Jawad Ahmed Farooq : ‘Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la
localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents’,
Identification des paramètres d’une machine synchrone à aimant permanent en vue d’une
intégration dans des simulateurs en temps réel’, 2008.
- [8] Nicolas Leboeuf : ‘Modeling of PM synchronous machines under inter-turn fault.
- [9] Kerrache Abdelaziz, Korichi Amed : ‘Commande DTC-SVM prédictive d’un moteur
asynchrone à cage sans capteur mécanique’, Université Kasdi Merbah Ourgla, 2013.
- [10] Cédrat«Tutorial_Brushless_DC_motor_geometry», 2005.
- [11] Cédrat«Tutorial_Brushless_DC_motor_calculations», 2005.
- [12] Rachid Abdessemed: ‘Modélisation et simulation des machines électriques’,
Technosup, 2011.
- [13] Andrian Ceban : ‘Méthode globale de diagnostic des machines électriques’, Université Lille
de Nord de France-Ecole doctorale SPI, 2012.

- [14] Belebeche Adel : ‘Modelisation, diagnostic et commande d’une machine asynchrone avec rupture d’une phase’, Université de Batna, 2000.
- [15] Sihem MOUELLEF « Contribution A L’étude D’une Machine A Reluctance Variable : Conception, Modélisation & Simulation D’une MRVDS 6-4 »
Thèse de *de magister* de Constantine juin 2008
- [16] A. LEBAROUD « Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables » Thèse de doctorat de Constantine, SEPTEMBRE 2006
- [17]Y. Saker "Commande vectorielle d’une machine asynchrone avec défaut", Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2012.
- [18]ZouZou sara ‘Detection des défauts dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées’ Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2015.