

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département : Génie Electrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Mémoire présenté en vue de l'obtention
Du diplôme de
Magister

Option: Machines électriques
Mémoire préparé au laboratoire LGEB de Biskra

Détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées

Présenté par :
ZOUZOU sara

Soutenu publiquement le ... /2015

Dr. Zouzou Salah Eddine	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. MENACER Arezki	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Benakcha A/Hamid	MCA	Examineur	Université de Biskra
Dr. BENDAAS Med Lokmane	Professeur	Examineur	Université de Batna

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du laboratoire LGEB de Biskra.

Tout d'abord merci à dieu de m'avoir donné la force pour terminer ce travail.

*Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur **Arezki Menacer** Professeur, à l'Université de Biskra. Pour m'avoir encadré durant ma préparation de ce mémoire. Sa grande disponibilité, sa grande vivacité et son engagement scientifique m'ont aidé à me dépasser durant ces années.*

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury qui ont bien évalué mon travail, ils m'ont témoigné un grand intérêt et m'ont dispensé leurs connaissances riches d'expérience :

- *Pr. Salah-Eddine ZOUZOU, Professeur à l'Université de Biskra,*
- *Dr. Abdelhamid BENAKCHA, Maître de conférence à l'Université de Biskra,*
- *Pr. Med Lokmane BENDAAS, Professeur à l'Université de batna,*

Pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie mes enseignements à l'institut d'Electrotechnique de Biskra. Je tiens également à remercier Professeur ZOUZOU Salah-Eddine pour la documentation et tous ceux qui de près ou loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

DEDICACE

Je dédie ce travail :

A ma Mère

A mon Père

A mon Marie

A mes Frères etmes Sœurs

A mes Proches

SARA

Résumé: Ce travail s'inscrit dans la thématique de la surveillance et diagnostic des défauts de la machine synchrone à aimants permanents en présence des défauts de types: court-circuit entre spires et déséquilibre d'une phase de la tension d'alimentation.

La thématique du diagnostic de défaut se base sur l'application de deux techniques de traitement de signal qui est une solution efficace pour le problème de diagnostic des défauts: l'une se base sur l'analyse spectrale du courant statorique (FFT) et la seconde sur l'analyse par ondelette qui offre une analyse très fine des signaux unidimensionnels et bidimensionnels. À travers une décomposition en ondelettes discrètes "multi niveau" ou "en paquet d'ondelettes" on peut extraire les informations nécessaires pour le pronostic du défaut en régime de fonctionnement variable de la machine.

Dans l'étape d'estimation des paramètres, on propose le suivi des paramètres sensible aux défauts, à savoir les courants statoriques, en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Mots clés : Machine synchrone à aimant permanent, court-circuit inter spire, défaut de déséquilibre, diagnostic, FFT, Ondelette, estimation, filtre de kalman.

Abstract: This work fits into the theme of the monitoring and fault diagnosis of permanent magnet synchronous motor with faulty: inter turn short circuit and supply voltage imbalance.

The thematic fault diagnosis is based on the application of two techniques of signal processing which is an effective solution of the fault diagnosis problem: one is based from spectral analysis of the stator current using (FFT) and the second analysis from using the Wavelet technique, which offers a very detailed of one-dimensional and two-dimensional signals analysis. Through the decomposition into discrete "multilevel" wavelets or "wavelet packet" we can extract the necessary information for the prognostic fault at variable state operating of the machine.

In the stage of estimate of the parameters, one proposes the follow-up of the parameters sensitive to the defects, namely the stator currents, by using the Extended Kalman filter.

Keywords: permanent magnet synchronous motor, inter turn short circuit, unbalance fault, diagnosis, FFT, Wavelet, Extended Kalman filter.

ملخص : يندرج هذا العمل حول موضوع النمذجة في المحرك التزامني ذات المغناطيس الدائم و تشخيص و رصد الأعطال التالية: دارة قصيرة بين الحلقات في الجزء الثابت، اختلال في توتر تغذية المحرك. يستند موضوع تشخيص الأخطاء على طريقتين لمعالجة الإشارات، و هما يعتبران حلان ناجحان في التشخيص: الطريقة الأولى هي التحليل الطيفي لتيار الجزء الثابت، و الثانية تقنية الموجات، و التي لديها تحليل دقيق جدا ذات البعد الواحد و البعدين للإشارة من خلال تحلل الموجات المنفصلة أو حزمة الموجات متعددة المستويات، و تستخدم لاستخراج المعلومات اللازمة في تيار الجزء الثابت للمحرك.

سوف نعرض في هذه الدراسة طريقة للترشيح في مجال مراقبة ومتابعة بعض عناصر المحرك كالتيار تعرف باسم مرشح كالمان الممتد , إن المنهج المتبع يستخدم نموذج متنبئ مترافق مع مرشح كالمان الممتد و ذلك من خلال عرض خوارزمية المرشح.

الكلمات المفتاحية : المحرك التزامني ذات المغناطيس الدائم، دارة قصيرة بين الحلقات في الجزء الثابت، اختلال في توتر تغذية المحرك، التشخيص، التحليل الطيفي، الموجات، مرشح كالمان.

Symboles et Notations

Symboles

V_s : tension de phase

i_s : courant de phase

R_s : Résistance de phase statorique

L_s : Inductance de phase statorique

N_s : Nombre de spires dans une bobine statorique

$[V_s]$: vecteurs des tensions de phases

$[I_s]$: vecteurs des courants de phases

$[R_s]$: matrice de résistance

$[L_{ss}]$: matrice d'inductance

$[E_s]$: vecteur des fém. de phases

T_e : Couple Electromagnétique

Ω : Vitesse angulaire mécanique

J : Inertie du rotor

T_l : Couple de charge

P : Nombre de Paires de pôles

θ : Angle électrique de la position du rotor

N_f : Nombre de spires court- circuitées

M : Inductance mutuelle entre phase

r_f : Résistance fictive connectée en parallèle avec la partie court-circuitée

V_{as1} : Tension aux bornes des bobines saine a_{s1}

V_{as2} : Tension aux bornes des bobines court-circuitée a_{s2}

i_f : Courant de défaut qui traverser la résistance fictive (Bras de défaut)

i_{af} : Courant de défaut qui circule dans la partie des spires en court- circuit

μ : Gravité du défaut

L_{bob} : inductances propres des bobines élémentaires

M_{bob} : inductances mutuelles entre des bobines élémentaires

μ_{bob} : le rapport entre le nombre de spires en défaut et le nombre de spires total d'une bobine élémentaire

$S(a,b,c)$: Commandes des interrupteurs des bras reliés aux phase a, b, c

B_{ri} : Champ d'induction

ω_r : Vitesse angulaire

ω_s : Pulsation

B_r : Induction magnétique rémanente

i_{ds} : Courant de l'axe 'd'

i_{qs} : Courant de l'axe 'q'

$(d, q, 0)$: Trois composant du vecteur de Park (Directe, Quadrature et séquence homopolaire)

$(\alpha, \beta, 0)$: Trois composants du vecteur de Concordia dans le repère fixe lié au stator

f_s : fréquence du réseau,

f_e : fréquence d'échantillonnage

Notations

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents

F_{em} : Force électromotrice

Nd-Fe-B: Neodym – Fer – Bore

FFT : Transformation de Fourier rapide

TO : Transformé d'Ondelette

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

dB : Dibile (grandeur spectrale)

Listes des Figures et des Tableaux

Liste des Figures

Chapitre I :

Figure I.1 : Structure d'une machine synchrone à aimants permanent.....4

Figure I.2 : Représentation des différents défauts statoriques possible.....5

Figure I.3 : Dégâts de défauts statorique.....8

Figure I.4 : Point limite de désaimantation réversible.....8

Figure I.5 : Evolution de l'aimantation rémanente avec la température.....8

Figure I.6 : Excentricité statique, dynamique et mixte.....10

Figure I.7 : Représentation des référentiels a-b-c et h- α - β19

Figure I.8 : Représentation des référentiels a-b-c et h-d-q.....19

Chapitre II :

Figure II.1 : Schéma de la coupe transversale (a), et bobinage statorique équivalent (b) d'une MSAP.....23

Figure II.2 : Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants saine.....25

Figure II.3 : Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator (as).....26

Figure II.4 : Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre spires dans la phase as.....26

Figure II.5 : Schéma bloc du modèle de la machine en régime dynamique.....31

Figure II.6 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires d'une bobine élémentaire.....32

Figure II.7 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires comprenant q-1 bobines élémentaires complètes.....33

Figure II.8 : Structure de l'onduleur.....34

Figure II.9 : Modulation sinus-triangulaire pour une phase.....35

Figure II.10: vitesse de rotation et couple électromagnétique pour une application d'une charge de 10N.m à $t=0.5s$	36
Figure II.11 : Courants statorique pour une application d'une charge de 10N.m à $t=0.5s$	36
Figure II.12: vitesse de rotation avec l'application d'une charge de 10 N.m à $t=0s$	37
Figure II.13 : le couple électromagnétique avec l'application d'une charge de 10 N.m à $t=0s$	37
Figure II.14 : Courants statorique avec l'application d'une charge de 10 N.m à $t=0s$	37
Figure II.15 : Vitesse de la machine pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s	38
Figure II.16 : Couple électromagnétique de la machine avec un défaut de court-circuit de 50 % de spires.....	38
Figure II.17 : Courants statorique pour un défaut statorique de 50% de spires court-circuitées sur la phase a_s	39
Figure II.18 : Simulation du courants de phase et courants de défaut de $r_f=0\Omega$ et variation de la gravité du défaut ' μ ', (a) : $\mu = 25\%$, (b) : $\mu= 50\%$, (c) : $\mu= 75\%$	40
Figure II.19 : Simulation du courants de phase et courants de défaut de $\mu=50\%$ à $t=1s$ et variation de la résistance de défaut ' r_f ', (a) : $r_f = 0.1\Omega$, (b) : $r_f = 1\Omega$, (c) : $r_f = 10\Omega$	41
Figure II.20: Courants statorique pour un déséquilibre de 4% sur la tension d'alimentation de la phase a_s	42
Figure II.21: Vitesse de la machine pour un déséquilibre de 4% sur la tension d'alimentation de la phase a_s	42
Figure II.22: Couple électromagnétique pour un déséquilibre de 4% sur la tension d'alimentation de la phase a_s	42

Chapitre III :

Figure III.1:Spectre du courant de la phase a_s à l'état sain (alimentation par le réseau).....45

Figure III.2 :FFT des courants statorique à l'état : (a) : Cas de la machine saine (alimentation par onduleur MLI), (b) : avec défaut de 50% spires court-circuitées à la phase a_s , et (c) : avec une machine alimenté par une tension déséquilibrée (déséquilibre 4% de tension de la phase a_s).....46

Figure III.3: Analyse par TOD type multi niveau de la phase a_s en fonctionnement sain : à vide et en charge.....48

Figure III.4 : Analyse par TOD type multi niveau de la phase a_s avec défaut court-circuit entre spires 50%.....49

Figure III.5 : Analyse par TOD pour une machine à alimentation déséquilibrée (déséquilibre de 4% sur la tension de la phase a_s).....49

Figure III.6 : Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44).....50

Figure III.7 : Variation de l'énergie dans les 16 bandes de fréquence (db44) (a): Machine saine à vide, (b): Machine saine en charge, (d): machine saine alimentée par une tension déséquilibrée de 4% de la tension de la phase a_s), (c) : Machine avec défaut de court-circuit entre spires 50% sur la phase a_s52

Chapitre IV :

Figure IV.1: Principe d'un filtre de Kalman.....55

Figure IV.2: Vitesses réels et estimés (machine saine en charge).....58

Figure IV.3: Couples réels et estimés (machine saine en charge).....58

Figure IV.4: Courants réels et estimés : i_α et i_β (machine saine en charge).....59

Figure IV.5 : Vitesse réels et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s59

Figure IV.6 : Couples réels et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s59

Figure IV.7 : Courants réels et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s60

Figure IV.8 : Courant i_f réels et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s60

Liste des Tableaux

Tableau III.1: Amplitude des spectres qui correspond les fréquences 150Hz à l'état de court-circuit entre spires, l'état d'alimentation déséquilibrée et l'état d'alimentation à ML.....46

Tableau III.2 : Bandes de fréquences obtenues par la décomposition en multi niveau48

Tableau III.3: Bandes de fréquences résultantes de la décomposition en paquet d'ondelettes51

Tableau III.4: Bandes de fréquences résultantes de la décomposition en paquet d'ondelettes dans la bande [0-312.5Hz].....51

Sommaire

Sommaire

Introduction Générale.....1

Chapitre I : Etat de l'art des défauts et les techniques de surveillance dans les machines électriques

I.1 Introduction.....3

I.2 Généralités sur les machines électrique à aimants permanents.....3

I.2.1 Structure de la machine électrique à aimant permanent (MSAP).....3

I.2.2 Principe de fonctionnement de la MSAP.....4

I.3 Les défaillances dans les machines électriques.....5

I.3.1 Défauts statoriques.....5

I.3.1.1 Défauts d'isolant dans un enroulement.....6

I.3.1.2 Court-circuit entre spires.....6

I.3.1.3 Court-circuit entre phases.....7

I.3.2 Défauts rotoriques.....8

I.3.2.1 Les défauts des aimants (Désaimantation).....8

I.3.2.2 Défauts d'excentricité.....9

I.3.2.3 Défaillances des roulements mécaniques.....10

I.4 Méthodes de détection de défauts dans les machines électriques.....11

I.4.1 Méthode de diagnostic sans modèle.....11

I.4.1.1 Méthode par traitement de signal.....11

I.4.1.1.1 Transformée en Série de Fourier.....12

I.4.1.1.2 Les techniques de types non stationnaires.....12

- Transformé de Fourier à Court Terme (TFCT).....12

- Transformé d'ondelette (TO).....13

I.4.1.2 Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques.....13

I.4.1.3 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite.....14

I.4.1.4 Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induites.....14

I.4.1.5 Diagnostic par mesure du couple électromagnétique.....14

I.4.1.6 Diagnostic par mesure de la puissance instantanée.....14

I.4.1.7 Diagnostic par mesure du courant statorique.....14

I.4.1.8 Diagnostic par analyse du vecteur de Park.....15

I.4.1.9 Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle (AI).....15

I.4.2	Méthode de diagnostic avec modèle.....	15
I.5	Modélisation des défauts.....	16
I.5.1	Méthode des éléments finis.....	17
I.5.2	Méthode des réseaux de perméance.....	18
I.5.3	Méthode des circuits électriques.....	18
I.6	Conclusion.....	21

Chapitre II : Modélisation et simulation du défaut statorique de la MSAP

II.1	Introduction.....	22
II.2	Modélisation des courts circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP).....	22
II.2.1	Modèle de la MSAP à l'état sain.....	22
II.2.2	Modèle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre spire.....	25
II.2.2.1	Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spores dans le repère (abc).....	26
II.2.2.2	Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spores dans le repère (α, β).....	28
II.3	Identification des paramètres du modèle.....	31
II.4	Modélisation de l'onduleur de tension.....	33
II.5	Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle.....	34
II.6	Résultat de la Simulation.....	35
II.6.1	Alimentation par le réseau.....	36
II.6.2	Alimentation par un onduleur de tension.....	37
II.6.3	Cas de la machine saine avec défaut de court-circuit entre spire.....	38
II.6.3.1	Influence de la gravité du défaut μ sur la conduite de la machine.....	40
II.6.3.2	Influence du changement de la résistance de défaut r_f sur la machine.....	41
II.6.4	Cas d'une machine saine et une alimentation déséquilibré.....	42
II.7	Conclusion.....	43

Chapitre III : Analyse du défaut statorique de la MSAP par traitement de signal

III.1	Introduction.....	44
III.2	Analyse du courant statorique par FFT.....	44
III.3	Analyse du courant statorique par la technique des ondelettes.....	47
III.3.1	Analyse du courant statorique par la décomposition multi niveau d'ondelette.....	47
III.3.2	Analyse du courant statorique par la décomposition en paquet d'ondelettes.....	50
III.4	Conclusion.....	52

**Chapitre IV :Détection des défauts de court circuit entre spires par suivi paramétrique
utilisant le FKE**

IV.1	Introduction.....	53
IV.2	Filtre de Kalman étendu.....	53
IV.2.1	Principe.....	53
IV.2.2	Algorithme	53
IV.3	Utilisation du filtre de Kalman étendu pour le diagnostic du défaut de la MSAP	55
IV.3.1	Modèle du moteur synchrone à aimants permanents	55
IV.3.2	Discretisation du modèle du moteur synchrone à aimants permanents.....	56
IV.3.3	Simulation et exécution en temps réel	57
IV.3.4	Détermination des matrices F et H.....	57
IV.4	Choix des matrices de covariance Q et R.....	57
IV.5	Résultat de la Simulation.....	58
IV.5.1	Cas de la machine saine.....	58
IV.5.2	Cas de la machine avec défaut de court-circuit entre spire.....	59
IV.6	Conclusion.....	61
	Conclusion Générale.....	62
	Annexe.....	64
	Bibliographie.....	66

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Bien que la machine à courant continu soit la plus ancienne des machines, elle reste toujours utilisée comme un actionneur électrique. Cependant, son inconvénient majeur est la fragilité du système collecteur-balais, ce qui complique la maintenance, limite la puissance et la vitesse maximale. C'est pour surmonter ces inconvénients qu'on s'est intéressé aux machines à courant alternatif. De plus, l'arrivée sur le marché, des matériaux magnétiques (aimants permanents modernes) dont les caractéristiques se sont améliorées en terme de performance et de prix, a permis l'essor de la machine synchrone. En effet, la mise en place des aimants permanents au rotor pour créer le champ inducteur, a permis la suppression des contacts glissants ainsi que les dispositifs à diodes tournantes nécessaires aux rotor bobinés.

Les machines synchrones à aimants permanents, avec ses différentes structures selon la nuance et la disposition des aimants sur le rotor, sont des actionneurs électriques très robustes, elles sont caractérisées par un couple massique et un couple volumique important comparativement aux autres machines classiques. Ces machines présentent de faibles moments d'inerties ce qui leur confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de la vitesse, du couple et de la position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes surtout dans les applications sensibles tels que la robotique, l'aéronautique, usage spatial et la traction électrique...etc.

[Mou 11]

Pour certaines applications, le diagnostic des défaillances des machines s'est largement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient indispensable pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Les chaînes de production doivent être dotées des systèmes de protections fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable sans oublier la perte de production et le coût non négligeable de réparation. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan international, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour objectif principal de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système, le diagnostic industriel est devenu une discipline incontournable dans le domaine de la sûreté de fonctionnement. Il existe plusieurs procédures de diagnostic, le choix d'une approche est lié à la complexité et à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système. Ainsi deux grandes familles sont utilisées dans ce domaine en génie électrique:

- Les méthodes à base des modèles analytiques reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances

en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel. Le principal avantage de ces méthodes réside dans l'intégration d'une connaissance a priori du système et donc un filtrage de l'information.

- Les méthodes sans modèles sont basées sur l'extraction des informations significatives sur les défauts par le biais du traitement des signaux mesurés tels que les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température...etc. A partir de ces grandeurs caractéristiques des machines électriques, la mise en œuvre des méthodes décisionnelles permet de concevoir des systèmes de surveillance ou des algorithmes performants au service de diagnostic.

Les performances de ces méthodes sont étroitement liées à la pertinence des indicateurs des défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire présente la détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents. Les outils d'analyse et diagnostic de défaut sont à base de l'utilisation du spectre par le biais de la transformée de Fourier (FFT) et de l'ondelette (TOD).

Se mémoire est scindé en quatre chapitres:

Dans le premier chapitre, on rappelle les différentes méthodes de diagnostic et de détection de défauts, et traite aussi les divers défauts qui peuvent apparaître dans les machines synchrone à aimants permanents.

Le deuxième chapitre est réservé à la modélisation et la simulation du modèle de défaut de type court-circuit entre spire de la machine synchrone à aimants permanents alimentée à travers un onduleur de tension à MLI sinusoïdale. Ainsi, l'étude est menée pour le cas de la machine alimentée par une tension déséquilibrée en vue d'étudier l'effet du défaut sur le diagnostic.

Le troisième chapitre est consacré à l'application de l'analyse du courant statorique par FFT et ondelette de la machine dans le cas sain et avec défaut.

Le quatrième chapitre consiste à l'estimation des paramètres de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu afin de détecter les défauts statoriques.

Enfin une conclusion générale où on présente une synthèse des résultats ainsi obtenus ainsi les perspectives future pour l'amélioration de ce travail.

Chapitre I :
Etat de l'art des défauts et les techniques de
surveillance dans les machines électriques

1.1 Introduction

La surveillance est un moyen pour garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic fait partie de la surveillance, qui a pour objectif de trouver la cause des dysfonctionnements

1.2 Généralités sur les machines électrique à aimants permanents

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Elles ont été adoptées dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électrique et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable). A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents sont cités ci-dessous [Far 08]:

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor,
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité,
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien,
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

1.2.1 Structure de la machine électrique à aimants permanents (MSAP)

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

Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation. La figure (I.1), représente la structure de la machine synchrone à aimants en surface.

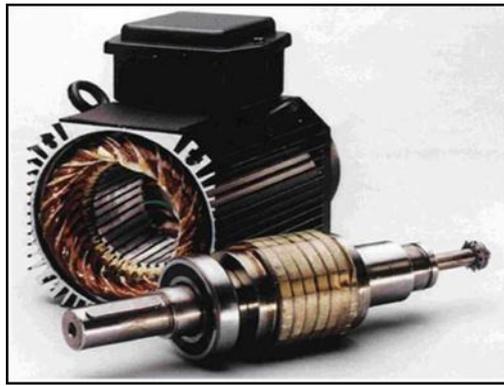


Figure 1.1: Structure d'une machine synchrone à aimants permanents

- **Stator:** Représente la partie fixe de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), il est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2\pi/3$.

- **Rotor:** Représente la partie mobile de la MSAP, formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux d'inducteur, il est généralement de deux types:

- rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement, soit perpendiculairement à l'entrefer ou de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.

- rotor sans pièces polaires donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

- **Structure des aimants de la machine**

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant:

- aimants en surface (surface magnet),
- aimants insérés (inset magnet),
- aimants enterrés (interior magnet),
- aimants à concentration de flux (burried magnet).

1.2.2 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu: le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante B_s .

Le champ d'induction B_s a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction B_{ri} . De ce fait, les champs d'induction créés par le

stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire ω_r correspondant à la pulsation ω_s de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone.

1.3 Les défaillances dans les machines électriques

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [Odo 85] :

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

1.3.1 Défauts statoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit : défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phases et bâti, déséquilibre d'alimentation, défauts de circuit magnétique, la figure (I.2) montre les différents défauts statoriques possible.

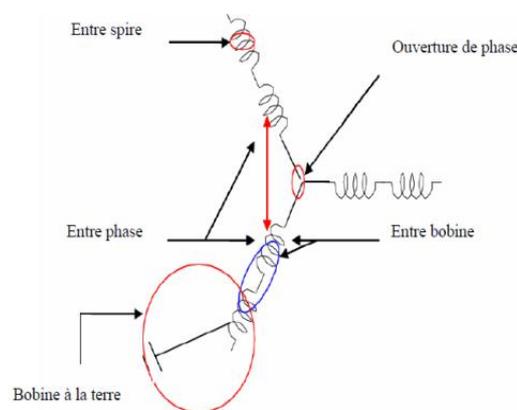


Figure I.2: Représentation des différents défauts statoriques possible

1.3.1.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des court-circuits. En effet, les différentes pertes (joule, fer, mécanique,...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants de la machine. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes de ce type de défauts sont [Ond 06]:

- dégradation de l'isolant à la fabrication,
- tension de l'enroulement supérieur à la limite du matériau d'isolation,
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge,
- vibrations mécaniques,
- vieillissement naturel des isolants.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

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

1.3.1.2 Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent qui a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique dans le cas des machines asynchrones. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut [Jok 00].

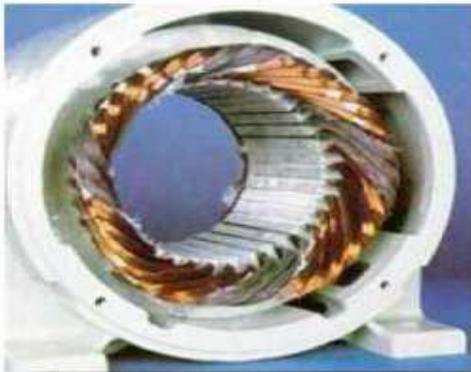
1.3.1.3 Court-circuit entre phases

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

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

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [Ond 06].

La figure (I.3) représente les dégâts provoqués par les défauts statoriques.



(a) : Ouverture d'une phase



(b) : Court-circuit dans une phase



(c) : Déséquilibre de l'alimentation



(d) : Damage dû à la surcharge



(e) : Masse dans l'encoche



(f) : Dégradation causée par une surtension

Figure I.3: Dégâts de défauts statoriques

I.3.2 Défauts rotoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit [Far 08]:

- rupture de barres rotoriques dans les machines asynchrones,
- défauts dans les enroulements rotoriques dans les machines synchrones classiques, les machines à courant continu et les machines asynchrones à rotors bobinés,
- défauts dans les aimants dans les machines à aimants permanents,
- excentricités du rotor dans toutes les machines électriques.

I.3.2.1 Défauts des aimants (Désaimantation)

Les MSAP contiennent un rotor équipé d'aimants permanents qui sont soit sur la surface du rotor ou intégrés. La présence des aimants dans le rotor produit un flux rotorique constant. Toutefois, ce flux peut varier sous l'influence de nombreux facteurs tels que la réaction d'induit et la température. Lorsque les enroulements statorique sont alimentés avec une tension, le champ créé s'oppose au champ produit par les aimants. Dans des conditions normales le point de fonctionnement des aimants est situé dans le deuxième quadrant (figure I.4), mais ce point de fonctionnement peut évoluer et traverser le point limite de désaimantation réversible [Far 08].

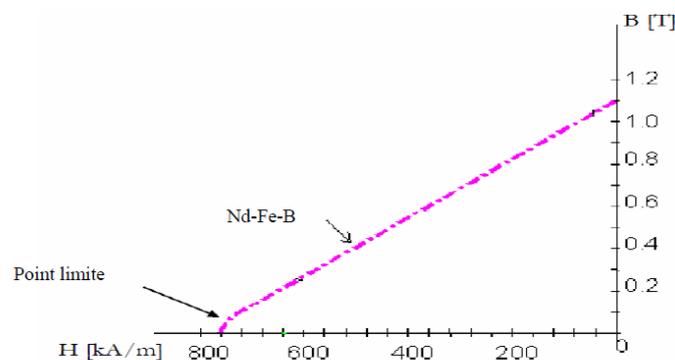


Figure I.4: Point limite de désaimantation réversible [Far 08].

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

Les températures élevées de fonctionnement réduisent aussi l'induction rémanente. La figure (I.5) montre la variation de B_r avec la température.

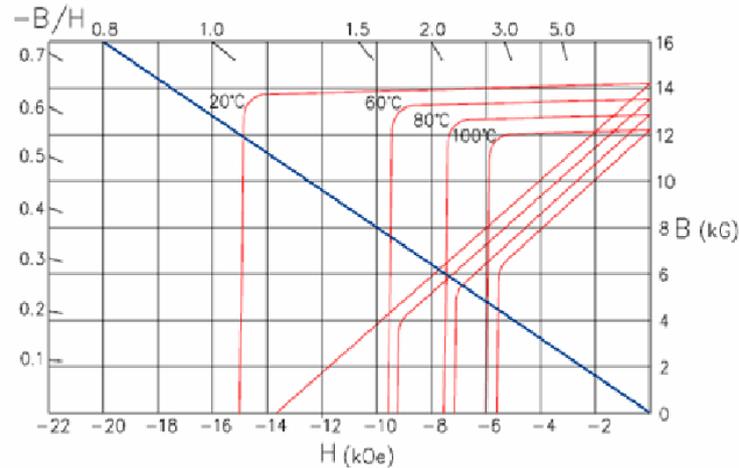
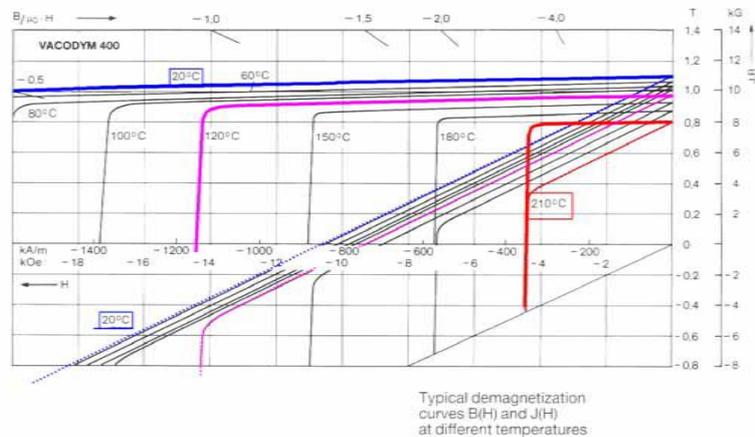


Figure I.5: Evolution de l'aimantation rémanente avec la température [Far 08].

Exemple d'un NdFeB parmi les plus performants (notamment sur le plan de la désaimantation) :

(Vaccum Schmelze) NdFeB Vacodym 400 (1,05 T, H_{cj} : 2150 kA/m à 20°C)

VACODYM 400 HR		
B_r min	Tesla	1,10
	kG	11,0
H_{cj} min	kA/m	2150
	kOe	27
H_{cj} min / 150°C	kA/m	720
	kOe	9
H_{cj} typ / 150°C	kA/m	835
	kOe	10,5
H_{cB} min	kA/m	820
	kOe	10,3
$(BH)_{max}$ min	kJ/m ³	225
	MGOe	28



Un champ désaimantant de 2150 A/m correspond avec une perméabilité relative de 1,04 environ à une induction de $-2,8$ T, soit en partant de l'induction rémanente de 1,05 T, une excursion totale possible de quasiment 3,9 T à 20°C entre le fonctionnement en court-circuit (flux maximal de l'aimant) et la limite de désaimantation. Notons que cette excursion tombe à 1,26 T (0,8 T 350 kA/m) à 210°C

1.3.2.2 Défauts d'excentricité

On parle d'excentricité dans une machine lorsqu'on est en face d'une non uniformité de l'entrefer. Ce défaut peut survenir suite à la flexion de l'arbre, un mauvais positionnement du

rotor par rapport au stator, l'usure des roulements, un déplacement du noyau statorique...etc. Lorsque cette excentricité s'accroît, la résultante des forces magnétiques radiales déséquilibrées (connue aussi sous le nom de traction magnétique déséquilibrée) peut causer un frottement entre le stator et le rotor, celui-ci à des conséquences néfastes sur le circuit magnétique et l'enroulement du stator et du rotor [Gho 05].

On distingue deux principaux types d'excentricité qui peuvent apparaître dans les machines tournantes; l'excentricité statique et l'excentricité dynamique. On cite aussi dans la littérature l'excentricité axiale, ou plus généralement, à une non uniformité axiale de l'entrefer [Bos04].

L'excentricité statique peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator, ou par un mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si l'assemblage arbre-rotor est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

Une excentricité dynamique est due à une déformation ou un désalignement du rotor ou à un desserrage de barres rotoriques. Dans le cas de l'excentricité dynamique, le centre du rotor n'est pas confondu avec son centre de rotation. Et par conséquent, la position de l'entrefer minimale change avec la position du rotor. Ce qui fait que l'excentricité dynamique dépend du temps et de l'espace, alors que l'excentricité statique dépend seulement de l'espace. L'excentricité dynamique peut être provoquée par la flexion de l'arbre, l'usure des roulements, les défauts d'alignement entre le rotor et la charge, la résonance mécanique à la vitesse critique,.....etc.

En réalité les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à coexister. Même à l'état sain, la machine présente toujours un certain degré d'excentricité statique résiduelle dû aux inévitables erreurs de fabrication [Tho 94].

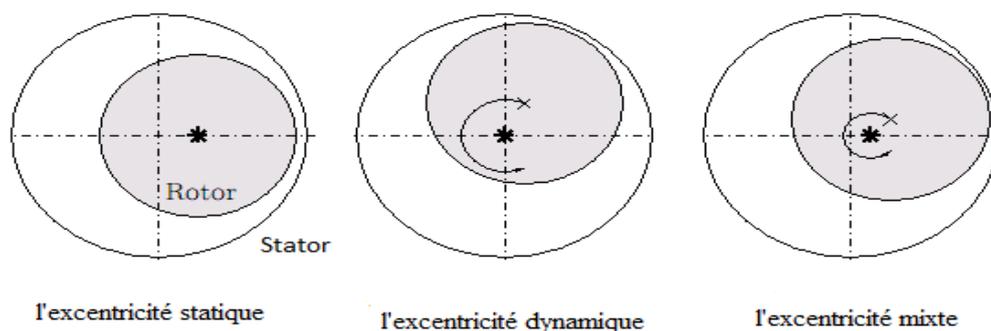


Figure 1.6: Excentricité statique, dynamique et mixte.

1.3.2.3 Défaillances des roulements mécaniques

Les roulements à billes jouent un rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Ce type de défaut est plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure des roulements et plus précisément une dégradation

des billes, ou de la bague de roulement. Ses causes possibles sont l'usure due au vieillissement, une température de fonctionnement élevée, l'huile contaminée, le défaut de montage, les courants d'arbres.

Ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du rotor.

1.4 Méthodes de détection de défauts dans les machines électriques

Pour effectuer le diagnostic d'une installation, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de symptômes, tels que le bruit, la température, les vibrations....etc. En s'appuyant sur leurs expériences, ces derniers sont dus à des modifications des caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un certain nombre de grandeurs mesurables ou non [Bab]. Pour effectuer un diagnostic, il est nécessaire de procéder à une ou des analyses afin d'interpréter les signaux issus des capteurs tant sur le plan fréquentiel que temporel. Parmi tous les signaux permettant d'établir un diagnostic, ceux-ci peuvent provenir de la mesure du courant absorbé par le moteur électrique, le carré de ce courant, la puissance instantanée, le vecteur de Park.....

Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches [Cas 03]:

- Approche sans modèle,
- Approche avec modèle.

1.4.1 Méthode de diagnostic sans modèle

Ces méthodes ne nécessitent pas forcément de modèle analytique précis du système mais reposent plutôt sur une reconnaissance de signatures, les signatures de défauts, obtenues par une modélisation ou par mesure sur maquette, sont généralement dans une base de données.

L'analyse est réalisée par une interprétation du type signal ou par système expert. Parmi ces méthodes on trouve:

1.4.1.1 Méthode par traitement de signal

A ce jour, c'est l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables qui est la plus utilisée pour le diagnostic de défaut, car la plupart des défauts connus peuvent être détectés avec ce type d'approche. Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux, peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine. Elles font toute partie de la famille des méthodes d'estimation spectrale non- paramétriques. Les méthodes courantes

d'analyse des signaux de diagnostic en régime transitoire et en régime permanent sont le spectrogramme, l'analyse spectrale par FFT et ondelettes.

1.4.1.1.1 Transformée en Série de Fourier

La méthode la plus utilisée est la transformée de Fourier qui effectue l'analyse spectral d'un signal donné. Chaque défaut, statorique ou rotorique a ses fréquences caractéristiques propres.

Ainsi une simple application de la transformée de Fourier peut localiser ces fréquences. En raison de sa simplicité, cette méthode est très utilisée car elle est peu coûteuse et fiable. Sa seule limitation réside dans le fait qu'elle ne peut être appliquée aux machines qui fonctionnent dans des conditions non stationnaires (vitesse non constante) [Far 08].

1.4.1.1.2 Les techniques de types non stationnaires

Un fonctionnement à vitesse variable (non stationnaire) modifie la fréquence fondamentale à chaque instant. Cela rend les méthodes classiques d'analyse des harmoniques inefficaces pour la détection des défaillances. Pour l'analyse d'un signal variable dans le temps, plusieurs techniques du traitement basé sur le temps et la fréquence ont été proposées. Dans ce qui suit, deux des techniques les plus couramment utilisées pour le diagnostic des défauts dans les machines électriques, sont exposées.

- Transformé de Fourier à Court Terme (TFCT)

Cette méthode permet d'analyser les signaux variables dans le temps de façon aperiodique. Mathématiquement, elle présente une distribution linéaire du temps et de la fréquence. Les distributions du temps ou de la fréquence sont normalement utilisées pour diagnostic des défauts dans les systèmes mécaniques. Ces distributions peuvent extraire avec précision les fréquences désirées d'un signal non stationnaire. La TFCT d'un signal continu dans le temps $x(t)$ est défini comme suit :

$$TFCT(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j2\pi ft} dt \quad (I.1)$$

où: $w(t)$ est la fonction fenêtre dont la position a été traduite dans le temps par ' τ '. La forme discrète est :

$$TFCT(k, m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)w(n - m)e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (I.2)$$

où: $w(n)$ est la fenêtre glissante

Si la variation d'un signal en cours d'analyse est relativement lente, il peut être supposé que le signal est stationnaire dans l'ensemble du calcul de la TFCT. Le nombre de calculs

TFCT nécessaires dépend de la longueur du signal échantillonné et de la taille de la fenêtre utilisée pour segmenter le signal. Malgré sa simplicité de mise en œuvre et sa performance raisonnable, cette méthode reste limitée par le fait que longueur de la fenêtre temporelle influence la fréquence de la résolution. L'augmentation de la largeur de la fenêtre conduit à l'amélioration de la fréquence de résolution. Cela signifie que l'information peuvent des signaux non stationnaires appartenant à cette largeur risque de se perdre. Ce rapport intrinsèque entre le temps et la fréquence de la résolution devient plus critique lorsque la TFCT traite les signaux dont la fréquence est en évolution constante [Far 08].

- **Transformé d'ondelette (TO)**

Elle a été développée pour résoudre l'arbitrage entre le temps et la fréquence des résolutions de la TFCT. TO est essentiellement une méthode d'échelle du temps. Dans l'analyse d'ondelette, un signal est analysé pour différentes échelles ou résolutions une fenêtre est utilisée pour regarder la stationnarité approximative du signal et une fenêtre est utilisé pour accéder au transitoires. Cette vue du signal en multi résolution ou multi échelle est la particularité de l'analyse avec ondelette. La transformée d'ondelette d'un signal $x(t)$, dépend de deux variables paramètre de fréquence et le paramètre de temps. Elle est donnée par :

$$TO(a_f, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a_f}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) g\left(\frac{t-\tau}{a_f}\right) dt \quad (I.3)$$

Le choix d'ondelette est important pour une bonne extraction des caractéristiques des défauts. Une vraie ondelette ne possède pas l'information de phase distincte et, par conséquent, elle est uniquement adaptée pour détecter les transitoires. Elle n'est donc pas d'une grande utilité dans le diagnostic des moteurs ou l'information des défauts est répartie dans l'ensemble du signal. Elle est utilisée pour mesurer les fréquences instantanées. Elle offre meilleur choix pour la détection des défaillances des moteurs [Awa 06].

1.4.1.2 Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques

Le diagnostic des défauts par mesure des vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine. Ces vibrations peuvent être captées par des accéléromètres. Les spectres des signaux de vibrations, issus de la machine en défaut, sont comparés avec ceux enregistrés lorsque la machine est en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor [Sak 12].

1.4.1.3 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite

Dans une machine idéale et sans défauts, les courants et les tensions statoriques sont équilibrés, ce qui annule le flux de fuite axial. La présence d'un défaut quelconque, provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator ce qui donne naissance à des flux de fuite axial de valeurs dépendantes du degré de sévérité du défaut. Si on place une bobine autour de l'arbre de la machine, elle sera le siège d'une force électromotrice induite. Le contenu spectral de la tension induite dans cette bobine, peut être exploité pour détecter les différents défauts [Sah 03].

1.4.1.4 Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induites

Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statorique pendant la déconnexion de la machine du réseau. En utilisant cette approche, les effets de non- idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que la non- linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évitées [Sah 03].

1.4.1.5 Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique [Hsu95].

L'analyse spectrale du signale du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'étatde santé du moteur.

1.4.1.6 Diagnostic par mesure de la puissance instantanée

La puissance instantanée est la somme des produits des courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau d'informations apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres [Sah 03].

1.4.1.7 Diagnostic par mesure du courant statorique

Parmi tous les signaux utilisables, le courant statorique s'est avéré être l'un des plus intéressants, car, il est très facile d'accès et nous permet de détecter aussi bien les défauts électriques que les défauts purement mécaniques [Sah 03].

Cette technique est dénommée dans la littérature "Motor Current Signature Analysis" (MCSA).

Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).

- La modification de l'amplitude des raies spectrales, déjà présentés dans le spectre du courant.

La surveillance via le courant statorique nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures.

1.4.1.8 Diagnostic par analyse du vecteur de Park

Deux versions d'analyse par cette méthode à savoir:

La première utilise les grandeurs biphasées i_{ds} et i_{qs} , qui sont calculées à partir des trois courants d'alimentation, pour l'obtention de la courbe de Lissajous: $i_q = f(i_d)$. Le changement de l'épaisseur et de la forme de cette courbe donne une information sur le défaut [Sah 10].

La deuxième est appelée Vecteur de Park Etendu, qui est basée sur l'analyse spectrale du module du vecteur de Park ($\sqrt{i_d^2(t) + i_q^2(t)}$). Elle présente beaucoup d'avantages quant à la détection des défauts statoriques ou rotoriques et même les défauts de roulement [Sah 10].

1.4.1.9 Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle (AI)

Les techniques d'intelligence artificielle sont de plus en plus utilisées dans le domaine du diagnostic, des chercheurs [Bag 02], [Mbk 09] et les industriels ont de plus en plus recours à ce genre de technique pour augmenter l'efficacité du système. En fait le terme « intelligence artificielle » comprend diverses techniques telles que les systèmes experts, les réseaux de neurones, la logique floue, qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacités.

1.4.2 Méthode de diagnostic avec modèle

Deux approches peuvent être utilisées pour diagnostiquer les défauts à partir des modèles paramétriques.

-La première repose sur le suivi des paramètres électriques caractérisant les modèles.

Il s'agit de détecter un écart entre l'évolution des paramètres au cours d'un fonctionnement sain et celle suivie par le système en présence de défauts. L'identification des paramètres peut se faire hors ligne. Elle se base alors sur un algorithme d'optimisation de l'erreur entre les paramètres du modèle et ceux du système étudié [Luj 99], [Khe 94]. Les paramètres peuvent être aussi identifiés en cours de fonctionnement à l'aide d'observateurs étendus. Le plus couramment utilisé est le Filtre de Kalman [Kal 61], [Nai00].

-La deuxième approche consiste à analyser les résidus générés à partir d'un modèle proche du système à surveiller. Le modèle de processus est constitué de relations de contraintes

dynamiques liant deux types de variables des variables inconnues (variables internes, perturbations, entrées inconnues, ...) et des variables connues (consignes, variables mesurées). Les résidus sont théoriquement nuls en fonctionnement normal et différents de zéro lorsqu'une défaillance survient. La difficulté majeure consiste à faire la liaison entre le résidu établi et un défaut particulier [Gao12].

1.5 Modélisation des défauts

La modélisation et l'identification des paramètres de la machine électrique avec défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostic. Les modèles doivent présenter un compromis entre simplicité et précision.

L'utilisation des modèles externes simplifiés de défaut peut s'avérer limitée, car il est difficile, même théoriquement, d'inclure toutes les imperfections qui existent dans la machine en présence d'un défaut. Toutefois, les modèles sont nécessaires pour étudier le comportement des différentes variables de la machine et d'en déduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque.

L'étude du comportement des machines électriques avec défaut grâce à ces modèles permet la prédiction des grandeurs externes qui peuvent être mesurées et exploité par des techniques de diagnostic [Tol 01], [Lee 03], [Bac 06], [Hou 02], [Mah 09].

En ce qui concerne les modèles physiques, ce sont les lois régissant l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire l'évolution des variables internes le fonctionnement de la machine électrique. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée [Cas 05]. Nous citons les trois grandes familles de modèles pouvant être adaptés aux dispositifs électromagnétiques en général, et aux machines électriques en présence de défaut en particulier ; à savoir :

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

Nous introduisons alors une description rapide de ces différents types de modélisation pour permettre une compréhension adéquate des problèmes propres à chacun d'entre eux. Nous détaillerons ensuite la démarche utilisée pour la modélisation interne des machines en présence de défauts. Ces trois types de modèles peuvent être traités avec différentes approches qu'elles soient spatiales, temporelle ou fréquentielles. En général, les modèles internes sont mis en œuvre par des méthodes numériques de résolution des équations aux dérivées partielles telle que la méthode des éléments finis. Les modèles de circuits magnétiques ou circuits électriques sont

plutôt mis en œuvre avec des méthodes de résolution d'équation différentielles ordinaires. Nous présentons un bref rappel des trois types de méthodes souvent utilisées dans ces cas :

1.5.1 Méthode des éléments finis [Vas 09]

La modélisation des dispositifs électromagnétiques basée sur le calcul de la répartition du champ est la méthode dite « locale » de représentation des phénomènes. Elle peut être mise en œuvre avec un calcul analytique ou alors en utilisant les méthodes numériques bien développées de nos jours. La méthode des éléments finis (FEM) est la méthode la plus adéquate et la plus répandue pour le calcul de champs magnétiques statiques ou quasi-statiques; elle permet de décrire fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques [Bia 05a], [Moh 85].

La modélisation des machines électriques a connu un développement remarquable ces dernières décennies grâce l'utilisation de la méthode des éléments finis. En effet, beaucoup de laboratoires et chercheurs se sont penchés sur différents aspects pour aboutir actuellement à des outils de calculs permettant de tenir compte de plusieurs phénomènes physiques jusque-là négligés ou approchés par des modèles externes.

La méthode d'éléments finis est capable d'examiner l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace et donne beaucoup d'informations précises sur le comportement des machines électriques mais elle requiert un temps de calcul important.

Aujourd'hui, on peut effectuer les analyses en régimes transitoires pas à pas dans le temps de la machine électrique grâce à la disponibilité des ordinateurs puissants. Cette méthode a permis un apport significatif en termes d'identification des paramètres des modèles circuit alliant ainsi la rapidité des modèles circuits et la précision des modèles champ. L'utilisation de cette méthode pour la modélisation des défauts dans les machines électriques est une étape importante qu'ont franchi un certain nombre de chercheurs [Dai 05], [Moh 07], [Wat 99], [Vas 09a]. Lorsqu'un défaut se produit dans la machine électrique, la répartition des courants dans les encoches et la distribution du champ sont plus ou moins modifiées en fonction de la gravité du défaut. La méthode d'éléments finis peut être utilisée pour le calcul de champs et l'identification précise des paramètres de la machine en présence de défaut.

L'avantage qu'apporte une méthode basée sur le calcul de champ réside dans le fait qu'elle décrit les phénomènes localement, en particulier un défaut, elle en donne ensuite une représentation globale vu du circuit électrique équivalent. Actuellement, 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. Cependant, l'utilisation de tels outils nécessite un temps de calcul long et une modélisation pour chaque configuration de défaut. Bien que cette

approche de modélisation décrit précisément le comportement des variables internes et externes de la machine, elle ne peut pas être adéquate pour le diagnostic des machines électriques.

La méthode d'éléments finis a été utilisée pour l'identification des paramètres des modèles circuits équivalents de machines électriques avec défaut. On peut citer [Dai 05], [Moh 07], [Vas 09a], [Vas 09b] pour le cas des machines synchrones à aimants permanents, [Fai 07], [Wat 99] pour le cas des machines asynchrones et [Saw 99] pour les machines à réluctance variable.

1.5.2 Méthode des réseaux de perméance

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine électrique en tubes de flux élémentaires. Chaque tube ainsi obtenu, est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance [Del 95]. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire 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 [Vas 09].

1.5.3 Méthode des circuits électriques

Tout circuit magnétique, qu'il soit statique (transformateur) ou dynamique (machine tournante) peut être modélisé par un circuit électrique équivalent. Ce circuit fait intervenir des résistances, des inductances et des mutuelles dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières.

Dans le cas des machines triphasées, on parle souvent des grandeurs dans le repère (abc) pour désigner les trois phases. Il est plus intéressant parfois d'effectuer des transformations pour réduire le nombre de variables d'état à un nombre minimal. La transformation de Concordia ou celle de Clark étant les plus utilisées. En effet, chaque grandeur triphasée (tension, courant ou flux) peut être représentée par un vecteur dans R^3 (Figure. I.7), repère dans le référentiel (abc) .

Etant donné que dans la plupart des machines triphasées les courants de phases sont à somme nulle, le vecteur courant se trouve dans un plan passant par l'origine (plan $\alpha\text{-}\beta$ sur la figure I.7) et perpendiculaire à un axe appelé l'axe homopolaire. La composante homopolaire du courant est alors nulle. Les composantes homopolaires des autres grandeurs triphasées (tension, fém., flux) ne participent donc pas à la conversion électromécanique d'énergie. Il suffit donc de ne considérer que les composantes $(\alpha\text{-}\beta)$ de ces grandeurs et réduire ainsi l'ordre du système. La transformation de Concordia permet la détermination des composantes $(h\text{-}\alpha\text{-}\beta)$:

$$\begin{bmatrix} G_h \\ G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

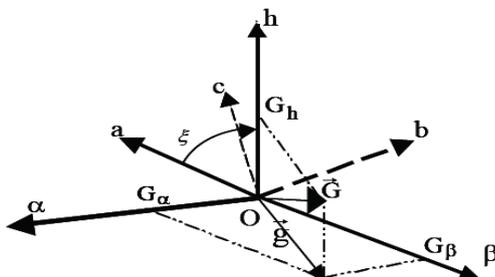


Figure I.7: Représentation des référentiels a-b-c et h-α-β

Même si les modèles (α-β) des machines à rotor lisse saines sont relativement simples, les variables statoriques (tension, courant, flux totaux et les fém) sont des grandeurs alternatives et l'expression du couple est une fonction non-linéaire de la position rotorique. Le plan perpendiculaire à l'axe homopolaire peut être repéré par des axes d et q tournant de telle sorte que les composantes (d-q) des grandeurs triphasées soient des variables continues. Dans le référentiel h-d-q, où l'axe d est décalé d'un angle électrique θ par rapport à l'axe α (Figure. I.8), en utilisant les composantes (h, d, q) des variables statoriques (courant, tension flux totaux et fém), à l'aide de la transformation Park P(θ), on obtient le modèle d-q (Park) des machines électriques [Sem 05], [Lou 04]:

$$\begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} P(-\theta) = \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

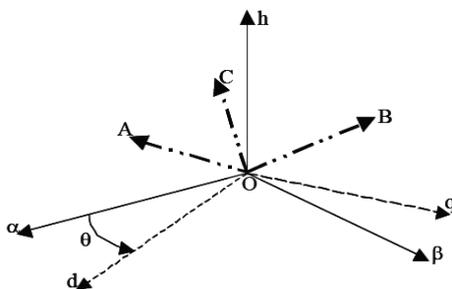


Figure I.8: Représentation des référentiels a-b-c et h-d-q

Ces méthodes sont largement appliquées pour la modélisation et l'étude des machines électriques symétrique ou asymétrique [Tall 02], [Ark 05], [Lee 03], [Far 08], [Bac 06].

Dans [Tall 02], [Ark 05] un modèle transitoire pour une machine électrique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires est présenté. Les équations de la machine avec défaut

sont décrites dans le repère triphasé (abc) ; elles sont ensuite projetées dans le repère de Park (h, d, q) en prenant en compte la nature du défaut.

Dans le cas des défauts entre spires au stator des machines électriques, la partie du bobinage correspondant au défaut est parcourue par un courant dont la valeur dépend de la sévérité de défaut. Le nombre des variables d'état du système ainsi que l'ordre du système sont alors augmentés. On peut donc ajouter une ligne correspondant au circuit du défaut dans la matrice de transformation de Concordia pour faciliter la modélisation :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_f \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Comme nous le verrons aux chapitres II, cette transformation ne modifie pas la composante x_f de chaque grandeur de la machine en défaut; elle agit uniquement sur ses composants (a, b, c).

En présence d'un défaut, le modèle de la machine électrique en défaut comprend en plus des termes dynamiques conventionnels, d'autres termes liés au défaut. Les paramètres de ce modèle doivent permettre la détection et la localisation du défaut.

Les modèles circuits électriques sont rapides et prennent très peu de temps de calcul. Par contre, il est nécessaire de vérifier que les phénomènes physiques sont correctement représentés par ces modèles circuits électriques et de s'assurer de la pertinence des méthodes d'identification de leurs paramètres. Ces modèles circuits électriques nécessitent une bonne représentativité des phénomènes physiques par un circuit électrique simplifié et une bonne identification des paramètres de ce circuit équivalent avec une méthode quelconque.

Les inductances propres et mutuelles sont des paramètres importants de la machine; elles prennent une place importante dans cette méthode de modélisation car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître dans la machine. Une modélisation précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul.

Dans les travaux relatifs à la modélisation des machines électriques en présence de défauts, un nombre important de travaux existe qui sont basés sur l'établissement de modèles de type circuit électrique dont les paramètres sont identifiés de différentes méthodes. Certains auteurs identifient ces paramètres par la méthode de calcul des inductances basée sur l'utilisation d'un modèle magnétique à bases de perméances du circuit magnétique de la machine [Cas 03],

[Far 07]. Ces modèles qui peuvent donner de très bons résultats sont souvent plus complexes que les modèles dont les paramètres sont déduits de ceux de la machine saine.

Les inductances de modèle peuvent être calculées soit en utilisant les fonctions d'enroulement de bobinage en sachant que cela impose une connaissance précise de la forme du bobinage de la machine [Nan 99], [Hou 03], [Dev 01], soit en utilisant une décomposition en séries de Fourier de l'induction d'entrefer de la machine [Did 04], [Did 07]. En effet, le calcul de ces inductances par une décomposition en séries de Fourier ne nécessite pas de connaissance précise du bobinage de la machine car les termes relatifs à l'étalement, au raccourcissement, à l'inclinaison du bobinage sont intégrés au calcul des inductances à travers des coefficients spécifiques.

1.6 Conclusion

Après quelques rappels sur la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que sur les défaillances pouvant affecter cette machine (excentricité, court-circuit, désaimantation...), on a présenté les différentes techniques de diagnostic de la machine synchrone à aimants permanents et nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique, sont basées sur le contenu spectral de signaux et le plus souvent à partir du courant absorbé par la MSAP.

La connaissance des éléments de construction de la MSAP permet de trouver un modèle dédié à la simulation donnant ainsi une image approximative de l'état de la machine lors de ses régimes de fonctionnement (sain ou avec défaut) et qui fera l'objet du second chapitre.

Chapitre II:

*Modélisation et simulation du défaut statorique de la
MSAP*

II.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 du défaut de type court-circuit entre spires de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère(α , β), ainsi, une étude de l'effet provoqué par le déséquilibre de la tension d'alimentation par rapport à celui provoqué par le défaut de court-circuit entre spires.

II.2 Modélisation des défauts de court-circuit statorique dans les MSAP

Un des défauts les plus communs dans les moteurs électriques est le court-circuit entre spires dans l'un des enroulements du stator. La chaleur accrue due à ce court-circuit peut également mener aux défauts phase à phase ou phase au sol. Le défaut entre spires est dans la plupart du temps est provoqué par effort mécanique, humidité et décharge partielle, qui est accélérée pour les machines électriques alimentées par des convertisseurs.

La modélisation d'un système exige l'analyse détaillée de la dynamique du système. Cette analyse fournit habituellement des perspectives sur ces propriétés qui peuvent être employées comme symptômes de défaut. Le processus modelant fournit la compréhension des exploitations du système et aide ainsi dans le choix des méthodes de détection et diagnostic de défaut les plus appropriées. Pour concevoir un système de détection et diagnostic de défaut, deux types de modèles de système doivent être développés. Un modèle sain représente la dynamique du système en fonctionnement normal. Les déviations de performance du système de l'exécution décrite par le modèle sain indiquent l'existence des défauts. Par conséquent, le modèle sain peut être employé pour détecter des anomalies dans le système. Afin d'exécuter le diagnostic de défaut pour un défaut déjà détecté, (c'est-à-dire l'endroit et la sévérité (taille) de défaut), un modèle de défaut est nécessaire. Ce modèle devrait tenir en compte des effets de défaut et correctement décrire la dynamique de système sous ces défauts [Mou 11].

II.2.1 Modèle de la MSAP à l'état sain

Les machines synchrones à aimants permanents sont des moteurs sans balais avec une distribution sinusoïdale des enroulements statorique. Le flux d'excitation vient des aimants situés sur ou à l'intérieur du rotor. Les lois de Kirchhoff sont appliquées pour développer le modèle électrique de la machine montrée dans la figure II.1. Ce modèle adopte les hypothèses simplificatrices suivantes [Far 08, Lui 06] :

- 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.

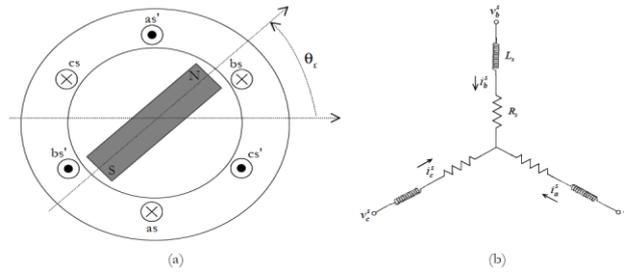


Figure II.1 : Schéma de la coupe transversale (a), et bobinage statorique équivalent (b) d'une MSAP

Ces Hypothèses sont normalement connues comme étant appropriées pour un modèle de paramètres globale pour les moteurs électriques [Far 08]. La figure (II.1) est une illustration schématique d'une MSAP triphasée à deux pôles. Les symboles V_s et i_s représentent respectivement les tensions et les courants dans chaque phase, R_s et L_s et N_s sont respectivement les résistances, l'inductance et le nombre des spires de chaque bobine des trois phases statorique.

Sans saturation magnétique, le modèle électrique de la machine à trois phases dans le repère 'abc' est le suivant :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \quad (\text{II.1})$$

où :

$$[V_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T : \text{vecteur des tensions de phases}$$

$$[I_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T : \text{vecteur des courants de phases}$$

$$[E_s] = [e_a \quad e_b \quad e_c]^T : \text{vecteur des fém de phases}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{matrice de résistance : } R_s = R_a = R_b = R_c$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} : \text{matrice d'inductance qui est circulante symétrique}$$

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

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule l'inductance cyclique de la machine ($L_s = L - M$) limite les courants de phases, ce qui permet d'écrire :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + L_s \frac{d}{dt}[I_s] + [E_s] \quad (\text{II.3})$$

Cependant, les équations (II.1) et (II.3) n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle (II-2). Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de Concordia (Clark) à l'équation électrique générale de la machine synchrone; la composante homopolaire du courant étant nulle, nous réduisons ainsi l'ordre du système pour prendre en compte la relation (II.3) et retrouvons les équations de la machine diphasée équivalente:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

où:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T'_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad T'_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La grandeur généralisée x représente ici le courant, la tension ou la fém. La composante homopolaire du courant étant nulle, le couple électromagnétique de MSAP à rotor lisse peut être exprimé comme suit :

$$C_e = (e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs}) / \Omega = (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) / \Omega \quad (\text{II.6})$$

La dynamique de la vitesse de la machine et de sa charge, est décrite par la relation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en mouvement de rotation :

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f_r \Omega \quad (\text{II.7})$$

où : J est le moment d'inertie des parties tournantes, C_r est le couple de charge et Ω la vitesse de rotation. Pour une machine à p paires de pôles, cette vitesse est liée à l'angle électrique θ , désignant la position du rotor, par la relation:

$$\frac{d}{dt} \theta = p \Omega \quad (\text{II.8})$$

Pour une simulation en régime transitoire, nous mettons l'ensemble des équations régissant la machine sous forme d'état. L'équation électrique devient alors:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \left(-R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.9})$$

Sous la forme:

$$\dot{X} = AX + Bu \tag{II.10}$$

où :

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} : \text{vecteur des variables d'état}$$

$$u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \end{bmatrix} : \text{le vecteur d'entrée}$$

Les matrices A et B ont pour expressions:

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

La figure (II.2) présente ainsi une représentation du modèle électrique de la MSAP saine (diagramme fonctionnel).

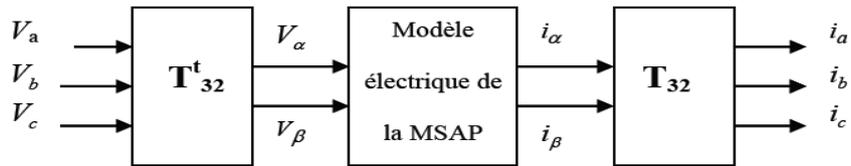


Figure II.2 : Schéma bloc du modèle électrique de la machine synchrone à aimants saine

II.2.2 Modèle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre spire [Vas 09]

On désigne par le court-circuit entre-spices tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase du stator. 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. Un schéma simplifié de la situation est donné sur la figure (II.3) montrant la résistance r_f du défaut. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties que l'on appellera (a_{s2}) pour la partie court-circuitée et (a_{s1}) pour la partie saine. 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.

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

$$N_f = N_{as2} = \mu(N_{as1} + N_{as2}) = \mu N_s \tag{II.11}$$

où: N_s est le nombre de spires par phase et N_f est le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut (sous-bobine a_{s2}).

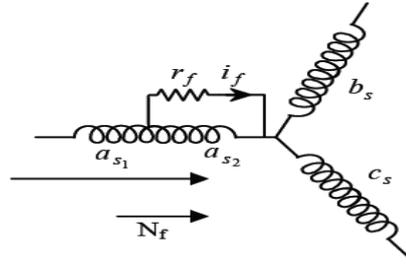


Figure II.3 : Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator (a_s)

II.2.2.1 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)

Par rapport à la nomenclature présentée ci haut, les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase a_s (sous-bobines a_{s1} et a_{s2} sur la figure II.4) sont données par:

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{a1}i_{a1} + L_{a1} \frac{d}{dt}i_{as} + M_{a1a2} \frac{d}{dt}(i_{as} - i_f) + M_{a1b} \frac{d}{dt}i_{bs} + M_{a1c} \frac{d}{dt}i_{cs} + e_{a1} \\ V_{as2} = R_{a2}(i_{as} - i_f) + L_{a2} \frac{d}{dt}(i_{as} - i_f) + M_{a1a2} \frac{d}{dt}i_{as} + M_{a2b} \frac{d}{dt}i_{bs} + M_{a2c} \frac{d}{dt}i_{cs} + e_{a2} \end{cases} \quad (II.12)$$

où R_{a2} et L_{a2} représentent la résistance et l'inductance de la sous-bobine en défaut (a_{s2}). Les paramètres M_{a1a2} , M_{a2b} et M_{a2c} représentent respectivement les inductances mutuelles entre la sous-bobine a_{s2} et les bobines a_{s1} , b_s et c_s .

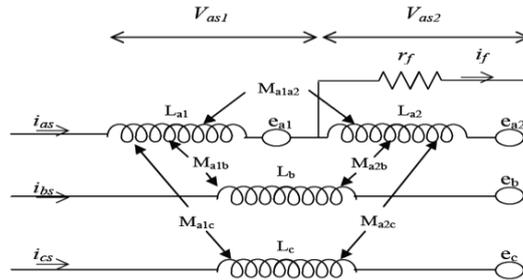


Figure II.4 : Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre spires dans la phase a_s

Les résistances de la sous-bobine saine a_{s1} et de la sous-bobine court-circuitée a_{s2} sont notées par R_{a1} et R_{a2} respectivement; elles sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, on peut les exprimer en fonction de la résistance de phase R_a et le coefficient μ . On a donc:

$$\begin{cases} R_{a1} = (1 - \mu)R_a \\ R_{a2} = \mu R_a \end{cases} \quad (II.13)$$

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

$$V_{as} = V_{as1} + V_{as2}, \quad V_{as2} = r_f i_f, \quad i_{as1} = i_{as}, \quad i_{as2} = i_{as} - i_f \quad (II.14)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{as} = (R_{a1} + R_{a2})i_{as} + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_{as} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{bs} \\ \quad + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_{cs} + (e_{a1} + e_{a2}) - R_{a2}i_f - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_f \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L\frac{d}{dt}i_{bs} + e_{bs} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{cs} - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_f \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L\frac{d}{dt}i_{cs} + e_{cs} + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{bs} - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_f \end{array} \right. \quad (II.15)$$

Les relations suivantes sont normalement admises:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_s = R_a = R_{a1} + R_{a2} \\ L = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} \\ M = M_{a1b} + M_{a2b} = M_{a1c} + M_{a2c} \\ M = M_{a1c} + M_{a2c} \\ e_a = e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f \end{array} \right. \quad (II.16)$$

En remplaçant les relations ci-dessus (II.16) dans les équations électriques (II.15), on obtient l'écriture matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad (II.17)$$

D'après l'équation établie, nous voyons que l'équation qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spires contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine (II.1 ou II.3) auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (II.17) nécessite la connaissance du courant i_f ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. On a alors:

$$0 = -R_{a2}i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_{as} - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_{bs} - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_{cs} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{d}{dt}i_f \quad (II.18)$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spires, l'ordre du système croît. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Alors, il est intéressant de présenter une matrice d'inductance de dimension 4 pour modéliser la MSAP en défaut. Nous rassemblons donc les équations (II.17) et (II.18) pour obtenir l'équation globale 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 :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

où :

$$e_f = e_{as2}$$

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 on a: $M_{a1b} \neq M_{a1c}$ 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 alors on peut simplifier les équations (II.18) et (II.19) comme :

$$0 = -R_{a2}i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_{as} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2} \frac{d}{dt} i_f \quad (II.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2b} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

On n'a pas besoin de prendre cette hypothèse dans notre étude mais on peut simplifier le modèle de la machine avec défaut entre-spires pour une MSAP à une encoche par pôle et par phase.

On a ainsi établi les équations électriques régissant le comportement de la machine en régime dynamique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires dans une phase. On n'a pas encore introduit le comportement mécanique qui dépend des couples de moteur et de frein. Ces couples ont une influence sur la vitesse de rotation et par conséquent sur les valeurs des fém induites dans les différentes bobines du stator.

Si le couple de détente est négligeable, l'expression de couple électromagnétique de la MSAP en défaut électrique entre-spires est donné par :

$$C_e = (e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs} - e_f i_f) / \Omega \quad (II.22)$$

II.2.2.2 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (α, β)

Les phases du stator étant connectées en étoile sans liaison du neutre, nous avons :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (II.23)$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule les composantes $\alpha\beta$ du courant interviennent dans la conversion électromécanique d'énergie. Cependant, les équations II.17 et II.18 (ainsi que II.19 ou II.21) n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle (II.26). Pour cela, il suffit d'appliquer la

transformation de Concordia (Clark) à l'équation électrique II.17 ou de remplacer les composants abc du courant par leurs expressions en fonction des composantes $\alpha\beta$ du courant (la composante homopolaire du courant étant nulle).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.24})$$

$$0 = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} i_{as} - \sqrt{\frac{2}{3}} [L_{a2} + M_{a1a2} - ((M_{a2b} + M_{a2c})/2)] - \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \frac{d}{dt} i_{\beta s} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f) i_f + L_{a2} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.25})$$

Les équations II.24 et II.25 peuvent être regroupées pour obtenir le modèle matriciel de la MSAP en défaut électrique entre-spires :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

où :

$$R'_{a2} = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} ; \quad R'_f = R_{a2} + r_f ; \quad e_f = e_{a2}$$

$$M_{f\alpha} = -\sqrt{\frac{2}{3}} [L_{a2} + M_{a1a2} - ((M_{a2b} + M_{a2c})/2)] ; \quad M_{f\beta} = -\frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c})$$

Dans cette partie, nous introduisons une transformation basée sur la transformation de Concordia à laquelle nous ajoutons une ligne et une colonne représentant le courant de défaut. Cette grandeur ne subit pas de projection spéciale sur un autre système de coordonnées. Nous appellerons cette transformation : transformation de Concordia étendue définie comme suit :

$$[X_{h\alpha\beta f}] = [T][X_{abcf}] \quad (\text{II.27})$$

avec :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

Pour les MSAP à une encoche par pôle et par phase ($M_{a2b} = M_{a2c}$), l'équation (II.26) se simplifie et devient :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

où :

$$R'_{a2} = \sqrt{\frac{3}{2}} R_{a2} ; \quad R'_f = R_{a2} + r_f ; \quad e_f = e_{a2}$$

$$M_{f\alpha} = -\sqrt{\frac{3}{2}} (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) ; \quad M_{f\beta} = 0$$

Nous signalons que dans ce cas d'après l'équation (II.28), le courant i_f est indépendant du courant i_β ; il dépend uniquement du courant i_α . Ceci est dû au fait que le défaut est supposé survenir sur la phase a_s et que les mutuelles avec les deux autres phases sont identiques. Autrement dit, la phase en défaut de court-circuit entre-spines est considérée comme la première phase (a) et θ est donc l'angle électrique désignant la position de l'axe d'excitation (axe de symétrie d'un aimant) et l'axe de symétrie de la phase a .

Suivant le modèle présentée, le couple électromagnétique peut être donné par :

$$C_e = (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta - e_{a2} i_f) / \Omega \quad (\text{II.29})$$

- **Mise sous forme d'état**

Pour l'étude de la machine en régime dynamique nous mettons l'ensemble des équations de la machine dans le référentiel (α, β, f) sous forme d'état afin de pouvoir simuler tel ou tel régime transitoire. Nous avons donc :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.30})$$

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

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} ; \quad u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix}$$

De sorte que l'équation de la machine soit écrite sous la forme de l'état ($\dot{x} = A.x + B.u$), nous avons :

$$A = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

Les équations d'état que nous venons d'établir peuvent être schématisées sous une forme en bloc introduisant la transformation de Concordia afin d'avoir les grandeurs de phases comme grandeurs d'entrée et sortie. Cette modélisation sous schéma bloc, présentés sur la figure (II.5).

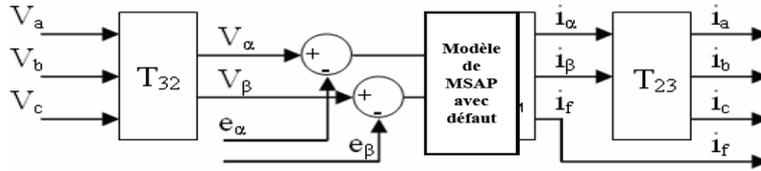


Figure II.5 : Schéma bloc du modèle de la machine en régime dynamique

II.3 Identification des paramètres du modèle

Il faut identifier les paramètres du nouveau circuit ; ceci fait appel en général à des calculs de résistances, de flux, ou d'inductances et de forces électromotrices. Plusieurs approches existent faisant intervenir des hypothèses plus ou moins fortes. D'une part, il y a l'approche qui consiste à supposer que, les bobines au stator de la machine se comportent comme de simples solénoïdes. Les phénomènes de saturation, de saillance, de fuites sont alors négligés de même que les effets tridimensionnels et les phénomènes de courants induits. Par conséquent, les couplages électromagnétiques sont trop simplifiés et les inductances propres liées aux défauts sont supposées uniquement proportionnelles au carré du nombre de spires impliquées dans le court-circuit et les inductances mutuelles au nombre de spires impliquées dans le court-circuit. Cette approche n'est valable que dans certains cas restreints et particuliers. On considère généralement que les flux dans les différents enroulements comprennent 2 parties : l'une proportionnelle au courant dans les différentes bobines et faisant intervenir une matrice inductance et l'autre provenant des aimants et dépendant de la position du rotor [Leb 12].

Cette première approche permet une détermination approximative de différents paramètres dont les coefficients de la matrice inductance dans le cas de bobinages à une encoche par pôles et par phases et pour des machines à faibles nombre de paires de pôles [Pen94], [Sch99], [Tal02]. Pour les différentes inductances et mutuelles liées au circuit de défaut, on aboutit alors à des formules du type :

$$L_{a1} = (1 - \mu)^2 L_s ; \quad L_{a2} = \mu^2 L_s ; \quad M_{a2b} = M_{a2c} = \mu M ; \quad M_{a1a2} = \mu(1 - \mu) L_s \quad (II.32)$$

Où L_s est l'inductance propre d'une phase, M la mutuelle entre phase, μ le rapport entre le nombre de spires considérées en défaut et le nombre de spires total d'une phase. Ces approches sont aussi appliquées pour les machines synchrones à aimants permanents [Rei00], [You07],

[Far08] ou à rotor bobiné. [Xia05], et [Liu06] proposent des formules d'adaptation pour tenir compte partiellement de certains bobinages mais l'approche reste non généralisable. [Vas09] montre les limites de l'approche précédente et propose également d'autres formules en utilisant les inductances propres des bobines élémentaires de chaque phase et les inductances mutuelles entre elles (L_{bob} et M_{bob}) mais l'approche présentée reste limitée du fait de l'hypothèse de linéarité de la machine et dans une moindre mesure aux machines à faible nombre de paires de pôles et à des bobinages à une encoche par pôles et par phases car les mutuelles entre les différentes bobines constituant la machine sont supposées identiques.

1^{er} Cas

Dans le premier cas, on étudie 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 par exemple) d'une MSAP à p paires de pôles (Fig. II.6), [Vas 11].

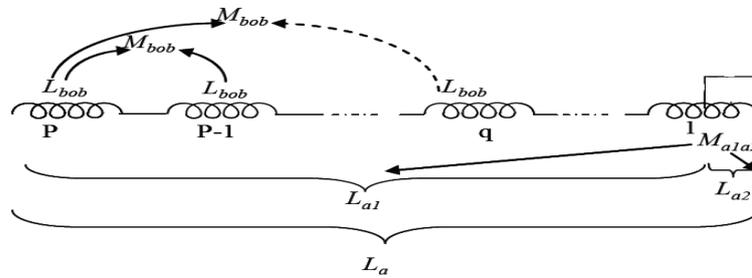


Figure II.6 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires d'une bobine élémentaire

Les inductances propres L_{a1} et L_{a2} des sous bobines $a1$ (partie saine) et $a2$ (partie défectueuse) de la phase a ainsi que la mutuelle inductance entre-elles (M_{a1a2}) peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} L_{a1} = (p-1)[L_{bob} + (p-2)M_{bob}] + (1-\mu_{bob})^2 L_{bob} + 2(1-\mu_{bob})(p-1)M_{bob} \\ L_{a2} = \mu_{bob}^2 L_{bob} \\ M_{a1a2} = \mu_{bob}(1-\mu_{bob})L_{bob} + \mu_{bob}(p-1)M_{bob} \end{cases} \quad (II.33)$$

De même, les mutuelles inductances entre les sous bobines ($a1$ et $a2$) et les autres phases (b et c) sont estimées par :

$$\begin{cases} M_{a1b} = M_{a1c} = [(p-1) + (1-\mu_{bob})](M/p) \\ M_{a2b} = M_{a2c} = \mu_{bob}(M/p) \end{cases} \quad (II.34)$$

2^{ème} Cas

Nous allons considérer le cas où le défaut de court-circuit entre-spires survient entre plusieurs bobines élémentaires ($q-1$ bobines élémentaires entières de la phase a par exemple) et une fraction d'une bobine élémentaire de la même phase. La figure II.7 donne le schéma d'un tel

défaut qui peut être considéré comme le cas général car en posant $q=1$ on retrouve la même configuration de défaut que nous avons étudié dans le premier cas, [Vas 11]

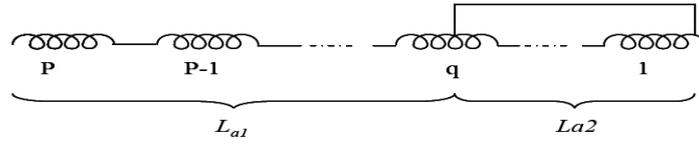


Figure II.7 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires comprenant $q-1$ bobines élémentaires

En suivant la même approche qu'au premier cas nous pouvons établir les expressions analytiques des inductances propres et mutuelles des sous bobines $a1$ et $a2$ qui résulte d'un défaut court-circuit entre spires de la phase a :

$$\begin{cases} L_{a1} = (p - q)(L_{bob} + (p - q - 1)M_{bob}) + (1 - \mu_{bob})^2 L_{bob} + 2(1 - \mu_{bob})(p - q)M_{bob} \\ L_{a2} = (q - 1)(L_{bob} + (q - 2)M_{bob}) + \mu_{bob}^2 L_{bob} + 2\mu_{bob}(q - 1)M_{bob} \\ M_{a1a2} = \mu_{bob}(1 - \mu_{bob})L_{bob} + \mu_{bob}(p - q)M_{bob}(q - 1)(p - q)M_{bob} + (1 - \mu_{bob})(q - 1)M_{bob} \end{cases} \quad (II.35)$$

Les inductances mutuelles entre les sous-bobines $a1$ et $a2$, et, les autres phases (b et c) peuvent être simplement déterminées par :

$$\begin{cases} M_{a1b} = M_{a1c} \equiv [(p - q) + (1 - \mu_{bob})](M/p) \\ M_{a2b} = M_{a2c} \equiv [(q - 1) + \mu_{bob}](M/p) \end{cases} \quad (II.36)$$

où : M est la mutuelle entre phase, μ_{bob} le rapport entre le nombre de spires considérées en défaut et le nombre de spires total d'une bobine élémentaire de la machine, p le nombre de paires de pôles de la machines dans le cas d'une fraction d'une bobine élémentaire.

II.4 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires pour assurer la continuité les courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes à roue libre assurent la protection des transistors [Sak 12].

Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considères comme une grandeur booléenne.

- $S(a,b,c) = 1$ Interrupteur du demi bras haut (a,b ou c) fermé.
- $S(a,b,c) = 0$ Interrupteur du demi bras bas (a,b ou c) ouvert.

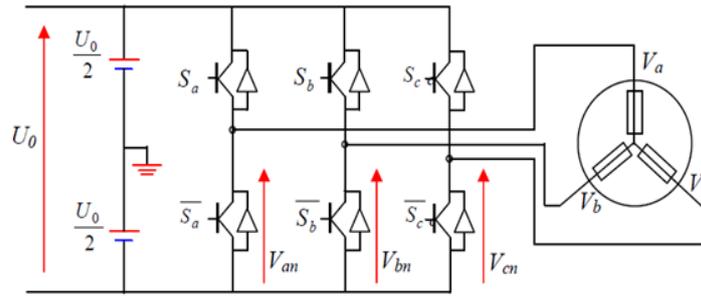


Figure II.8 : Structure de l'onduleur

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- La charge triphasée, est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Sachant que la charge équilibrée et le neutre isolé, on écrit alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.38})$$

En utilisant ces variables booléennes de l'état des interrupteurs, on écrit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_0}{3} (S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_0}{3} (-S_a - 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b - 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

II.5 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle

La modulation de largeur d'impulsion MLI ou son principe repose sur l'intersection de deux ondes :

- La première est appelée signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ;
- La seconde est appelée signal de la porteuse qui définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [Tal 11].

Les résultats de comparaison de ces deux signaux ou les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante qui sert à commander

l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance figure(II.9). La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

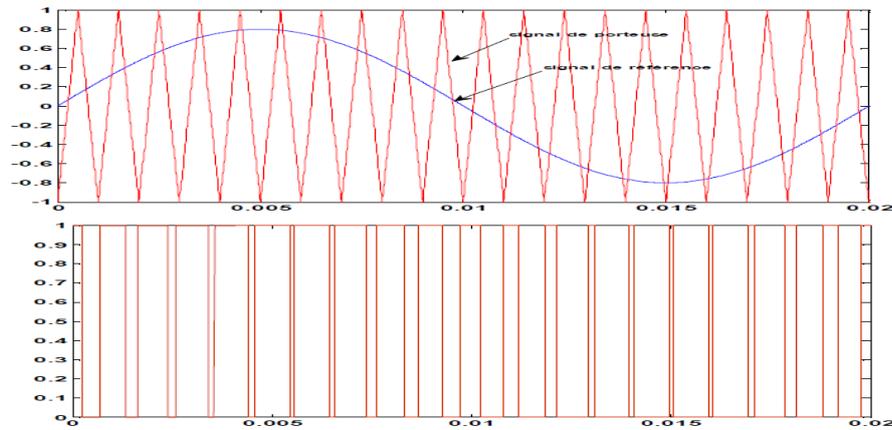


Figure II.9 : Modulation sinus-triangulaire pour une phase

II.6 Résultat de la Simulation

Une fois le modèle de la machine est établi. On peut aborder l'aspect lié à la simulation sous l'environnement Matlab/Simulink, ce qui offre la possibilité d'observer le comportement du moteur sous différents états, sain et défectueux (court-circuit entre spires au stator et déséquilibre de l'alimentation de la machine). Les résultats issus de la simulation dans ces cas sont les suivants :

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée en simulation sont donnés en annexe 1.

II.6.1. Alimentation par le réseau (cas de machine saine)

Le démarrage de la machine est effectué à fréquence variable

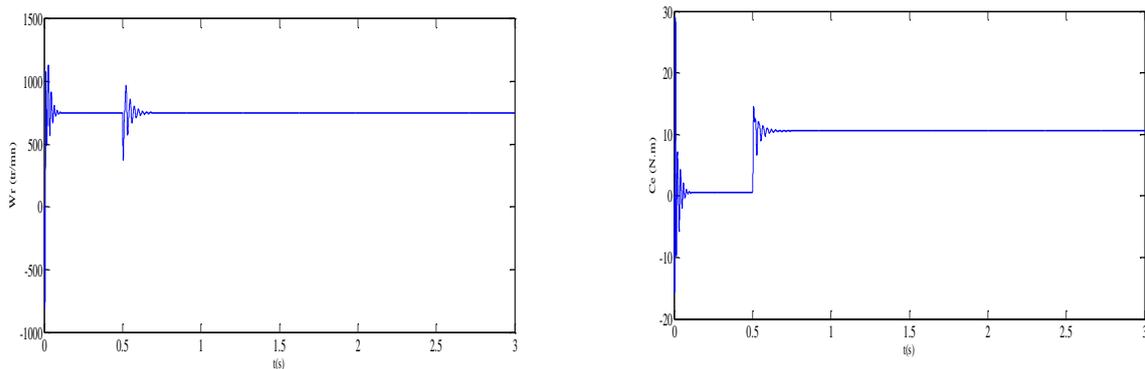


Figure II.10 : vitesse de rotation et couple électromagnétique pour une application d'une charge de 10N.m à $t=0.5s$

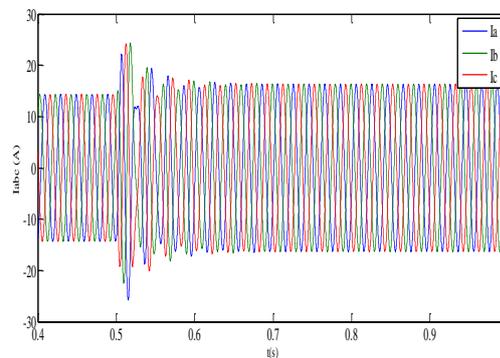


Figure II.11 : Courants statorique pour une application d'une charge de 10N.m à $t=0.5s$

Les figures au-dessus représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine synchrone à aimants permanents.

En fonctionnement à vide de la MSAP, on note un appel excessif du courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pour l'allure de la vitesse, on remarque des valeurs négatives et positives, à cause des masses tournante de la machine, on remarque aussi des oscillations dans le régime transitoire jusqu'à se stabilise au régime permanent à une valeur fixe.

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension. A la fin de la phase de démarrage, le couple s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

En charge, une perturbation du couple ($C_r = 10\text{Nm}$), est appliquée à l'arbre de la machine (à l'instant $t = 0.5s$). Le couple électromagnétique se stabilise finalement à la valeur du couple de charge, évidemment on observe une perturbation de la vitesse de rotation avant qu'il stabilise, le couple de charge ne doit pas atteint le couple de décrochage. Si on dépasse le couple de décrochage le moteur va s'arrêter parce que la force d'attraction ne suffit pas pour attirer les pôles de rotor. On remarque également une augmentation de l'amplitude des courants statorique.

II.6.2 Alimentation par un onduleur de tension (cas de machine saine)

Dans les figures suivantes la machine est alimentée à travers un onduleur de tension avec une commande MLI.

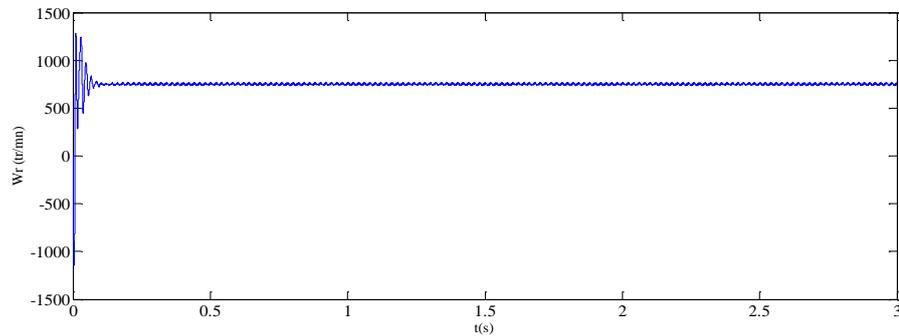


Figure II.12 : vitesse de rotation avec l'application d'une charge de 10 N.m à $t=0s$

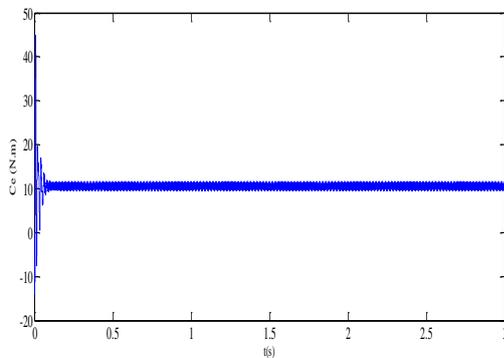


Figure II.13 : Couple électromagnétique

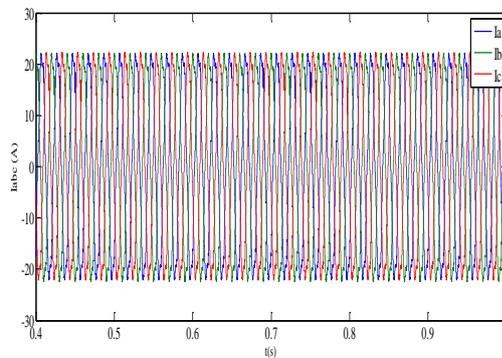


Figure II.14 : Courants statorique

Les figures (II.12, II.13, II.14) représentent les allures des grandeurs électriques et mécaniques de la machine alimentée par un onduleur à MLI sinusoïdale à l'état sain. L'analyse de la figure montre :

- La présence des ondulations provoquées par l'onduleur sur les affectant ainsi la réponse du courant statorique figure (II.14), le couple électromagnétique figure (II.13) et la vitesse de rotation figure (II.12)
- Au régime permanent, les ondulations sont en relation de la fréquence de découpage de la MLI (fréquence de porteuse).

II.6.3 Cas de la machine avec défaut de court-circuit entre spire

Dans les figures suivantes la machine est alimentée à travers un onduleur de tension avec une commande MLI en présence de défaut de court-circuit entre spire.

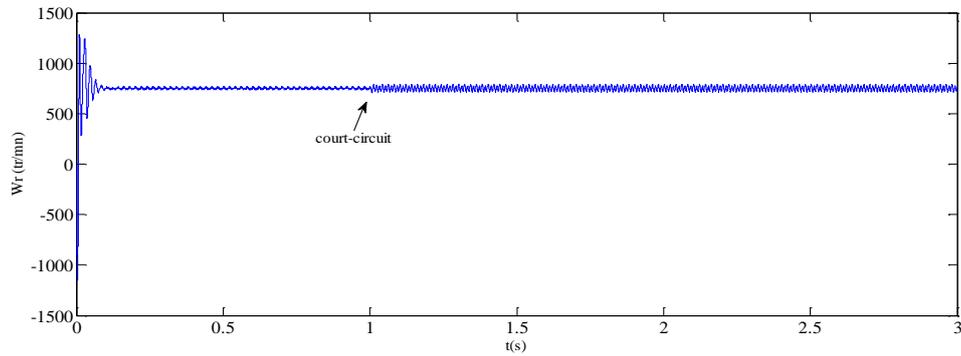


Figure II.15 : Vitesse de la machine pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase as

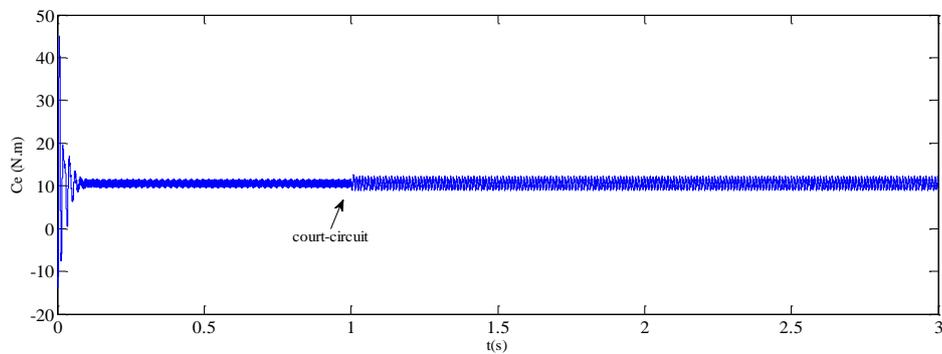
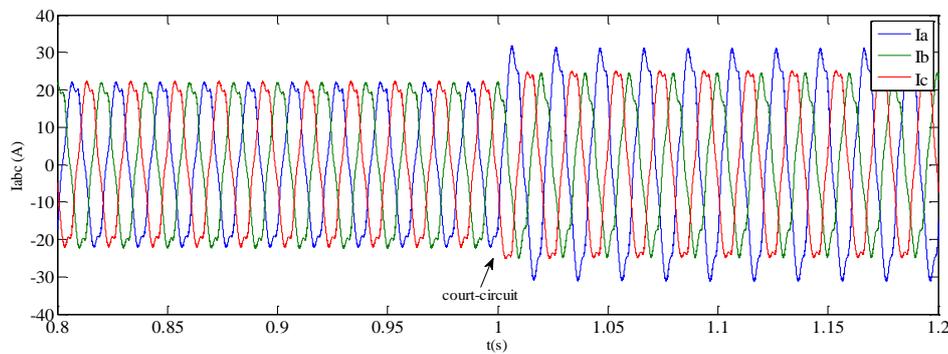
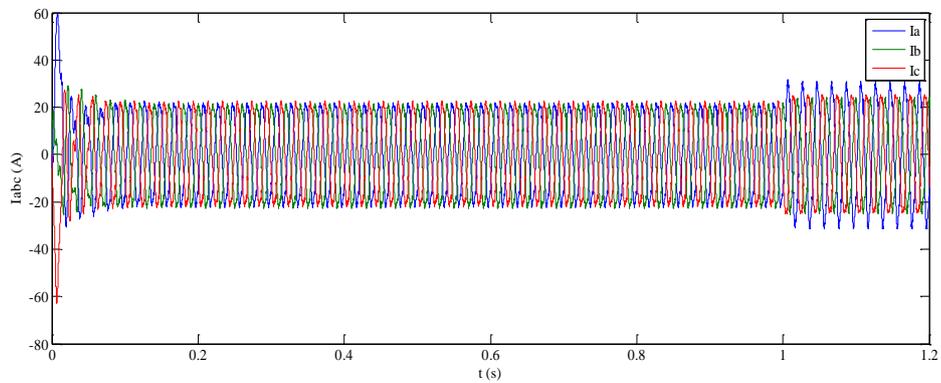
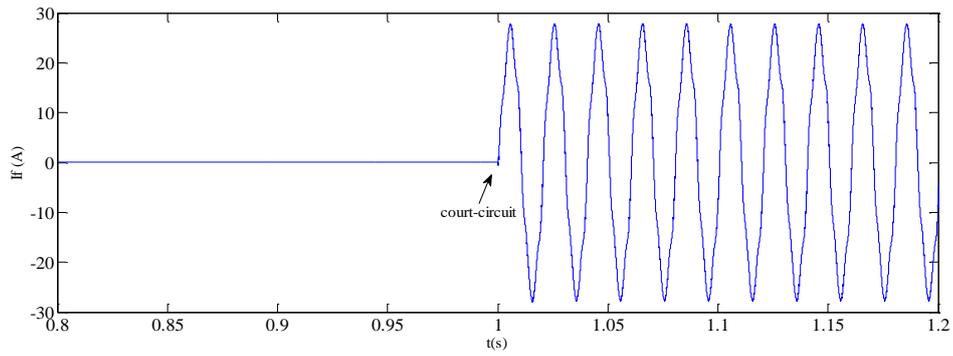


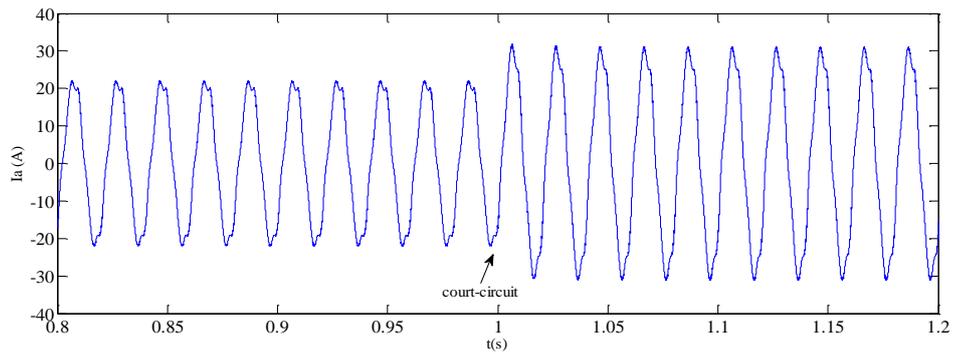
Figure II.16 : Couple électromagnétique de la machine avec un défaut de court-circuit de 50 % de spires



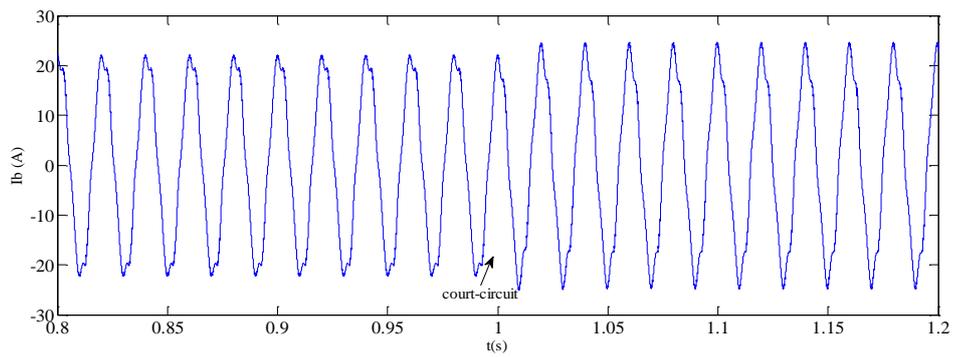
(a) : Courants statorique



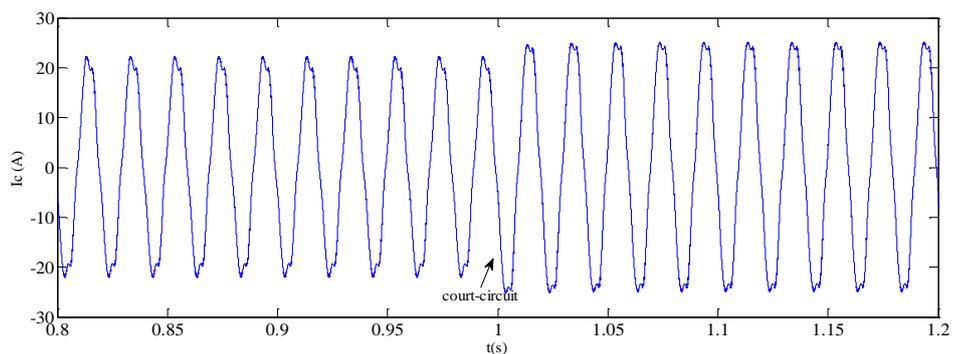
(b) : Courant de défaut



(c) : Courant de la phase statorique 'a'



(d) : Courant de la phase statorique 'b'



(e) : Courant statorique de la phase 'c'

Figure II.17 : Courants statorique pour un défaut de 50% de spires court-circuitées sur la phase statorique a_s

La figure (II.17) représente les trois courants statorique pour un défaut de court-circuit de 50% de spire à l'instant $t=1s$ dans la phase a_s . Un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante au niveau du courant de la phase où s'est produit le défaut et d'une

augmentation moins importante pour les deux autres phases (figures II.17a, II.17c, II.17d et II.17e). Cette augmentation se produit suivant une permutation circulaire directe. En plus du déséquilibre du courant, on remarque aussi un déséquilibre au niveau des déphasages qui n'est plus égal à 120° comme en fonctionnement sain.

Le défaut de court-circuit des spires dans la phase a_s affecté aussi la vitesse de rotation figure (II.15) et le couple électromagnétique figure (II.16)

II.6.3.1 Influence de la gravité du défaut μ sur la conduite de la machine

Dans ce cas-là, on fait varier la valeur de μ (25, 50 et 75%) prenant en considération que $r_f=0\Omega$. Le défaut sera introduit à $t= 1s$ après l'application d'une charge de 10 N.m à $t=0s$.

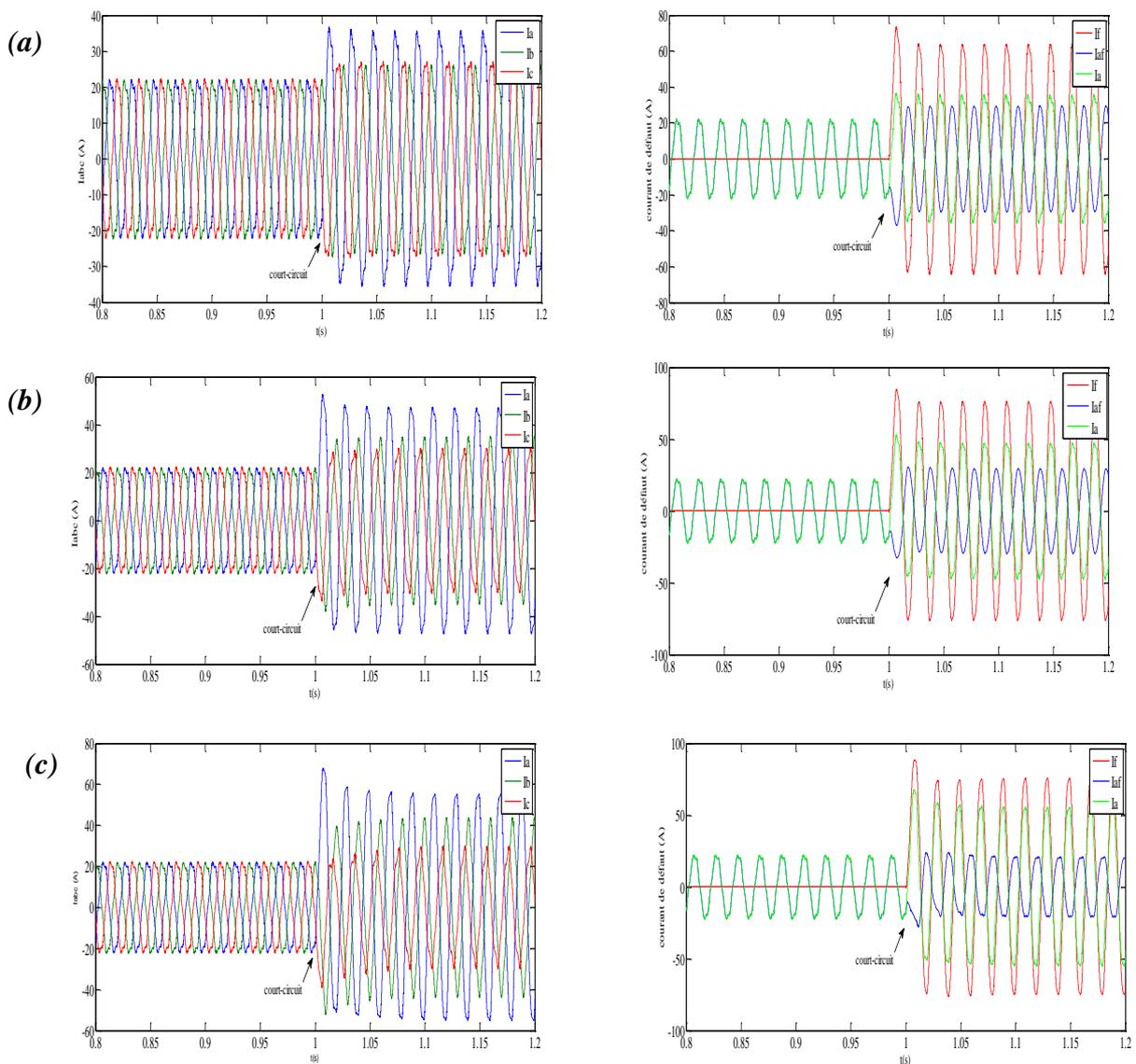


Figure II.18 : Courants de phase et courants de défaut de $r_f=0\Omega$ et variation de la gravité du défaut ' μ ', (a) : $\mu = 25\%$, (b) : $\mu = 50\%$, (c) : $\mu = 75\%$

Avant le défaut les courant i_a et i_{af} sont égaux car le courant i_f est nul. Les courant des phases est déséquilibré avec en plus d'augmentation de l'amplitude du courant de la phase défectueuse par rapport aux autres phases.

Lorsque le nombre des spires en court-circuit augmente, le système des courants des phases est très déséquilibré, malgré que ces courants gardent les propriétés périodiques.

II.6.3.2 Influence du changement de la résistance de défaut r_f sur la machine

Dans cette étape, on fixe μ à 50% et on varie la valeur de la résistance de défaut r_f

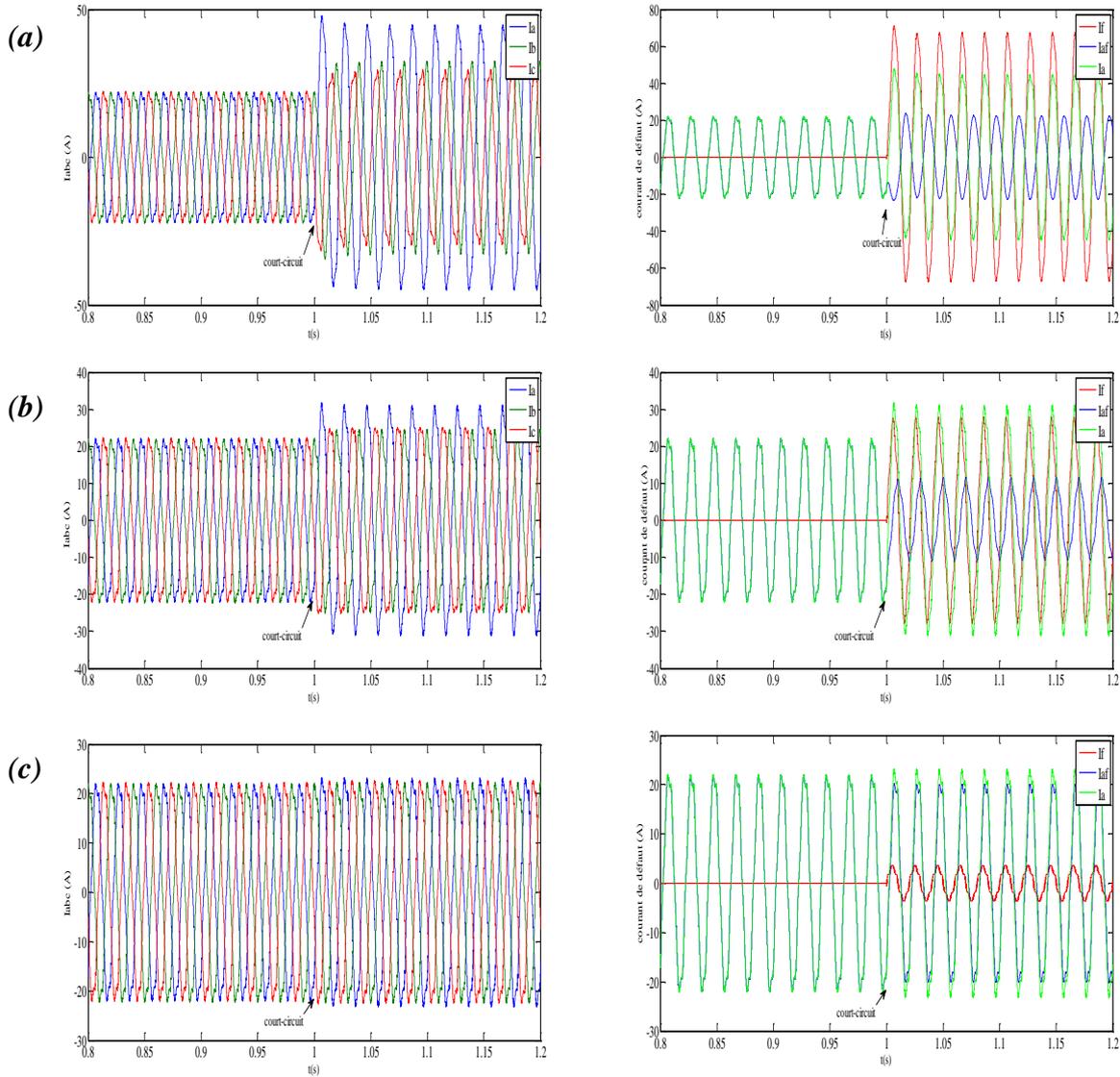


Figure II.19 : Courants de phase et courants de défaut de $\mu=50\%$ à $t=1s$ et variation de la résistance de défaut ' r_f ', (a) : $r_f = 0.1 \Omega$, (b) : $r_f = 1 \Omega$, (c) : $r_f = 10 \Omega$

Lorsqu'on augmente la résistance de défaut alors on diminue le courant qui la traverse, et par la suite i_{af} et i_a tendent à être égaux et le déphasage entre eux devient nul, et par conséquent les courants reprennent leurs formes sinusoïdales. Le système des courants est non équilibré

parce que le courant de défaut reste toujours vu de l'existence de la résistance de défaut. Ce qui montre la sensibilité du choix de la valeur de r_f , ce choix dépend du nombre de spires en court-circuit et les paramètres de la machine.

II.6.4 Cas d'une machine saine et une alimentation déséquilibré

Dans ce cas on considère que la machine est saine, un défaut de déséquilibre de 4% de la tension d'alimentation est réalisé.

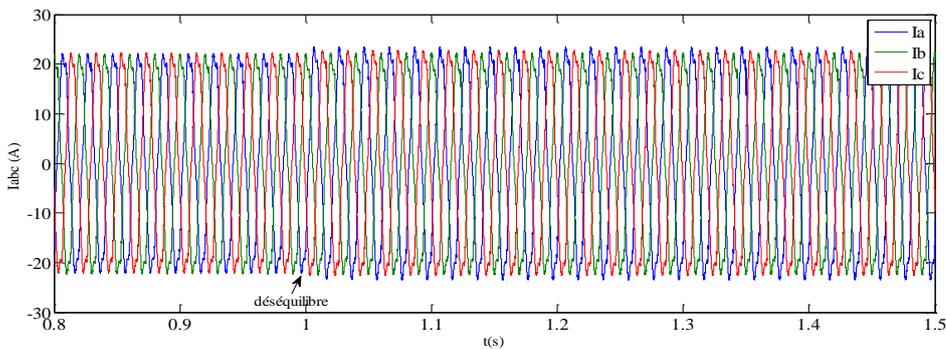


Figure. II.20: Courants statorique pour un déséquilibre de 4% sur la tension d'alimentation de la phase a_s

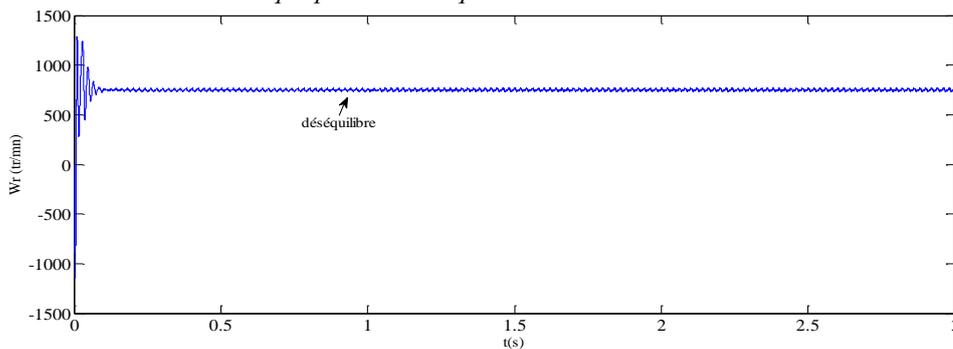


Figure. II.21: Vitesse de la machine pour un déséquilibre de 4% sur la tension d'alimentation de la phase a_s

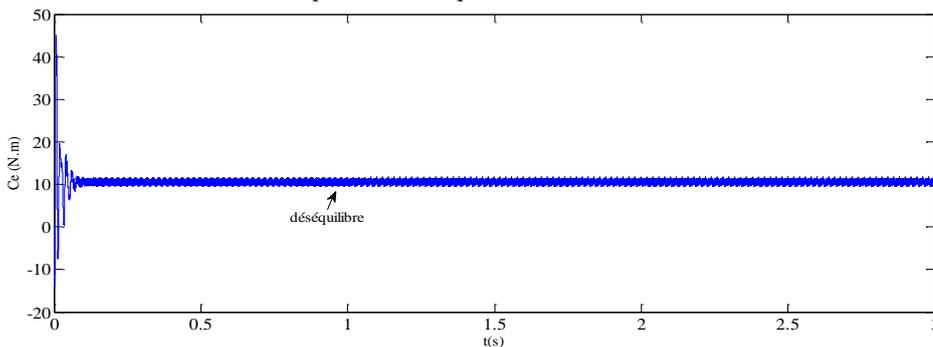


Figure. II.22: Couple électromagnétique pour un déséquilibre de 4% sur la tension d'alimentation de la phase a_s

La figure (II.20) représente les trois courants statorique pour un déséquilibre de 4% sur la tension d'alimentation de la phase a_s à l'instant $t=1s$. Un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation un peu que le défaut court-circuit au niveau du courant de la phase où s'est produit le déséquilibre de tension et les deux autres restent presque équilibrés. On remarque aussi

les déphasages entre les courants reste inchangé, contrairement au défaut provoqué par le court-circuit des spires.

On remarque aussi dans les figures de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique figures (II.21 et II.22) aucune variation à cause des ondulations provoquée par l'onduleur.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle d'une MSAP avec un défaut d'isolation inter-spires, l'étude de ce modèle nous a permis d'obtenir une expression théorique 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.

Le diagnostic direct de défaut à travers les caractéristiques électriques et mécaniques est délicat surtout en présence de l'onduleur, suite aux présences des harmoniques, l'analyse par des outils à base de l'analyse spectrale et ondelette parait nécessaire ce qui fera l'objet du troisième chapitre.

Chapitre III:

***Analyse du défaut statorique de la MSAP par traitement
de signal***

III.1 Introduction

L'analyse directe de la modulation (ou des oscillations) perturbantes des grandeurs temporels 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 avoir 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 défaillance 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. On peut ainsi analyser le contenu fréquentiel du courant statorique par exemple et par la suite on retrouve les raies et les bandes latérales associées aux défauts statorique. Un second moyen d'analyse se base sur l'utilisation des ondelettes qui sont, avant tout, un puissant outil d'analyse mathématique. La véritable révolution due aux ondelettes s'est opérée dans le très vaste domaine de traitement du signal et qui permettent d'extraire des informations pertinentes des signaux analysés. L'analyse par ondelette découle tout naturellement de l'analyse de Fourier.

Il est donc naturel à commencer par celle-ci afin de saisir les bases de cette nouvelle technique. Dans ce chapitre, on essaye d'exploiter les résultats issus du modèle mathématiques de la machine sans et avec défaut statorique pour l'analyse et le pronostic du défaut en utilisant l'analyse fréquentielle la FFT et l'ondelette [Sak 12].

III.2 Analyse du courant statorique par FFT

L'analyse spectrale du courant statorique par FFT se réalise avec un fenêtrage de type Hanning, la période d'échantillonnage est de 10^{-4} pour le cas d'une machine saine et avec défaut de court-circuit entre spires au stator et d'un déséquilibre sur les tensions d'alimentation avec charge moyenne de 10N.m

- **Machine alimentée par le réseau**

La figure (III.1) représente le spectre du courant a_s à l'état sain on observe aucune raie latérale autour de la fondamentale 50 Hz

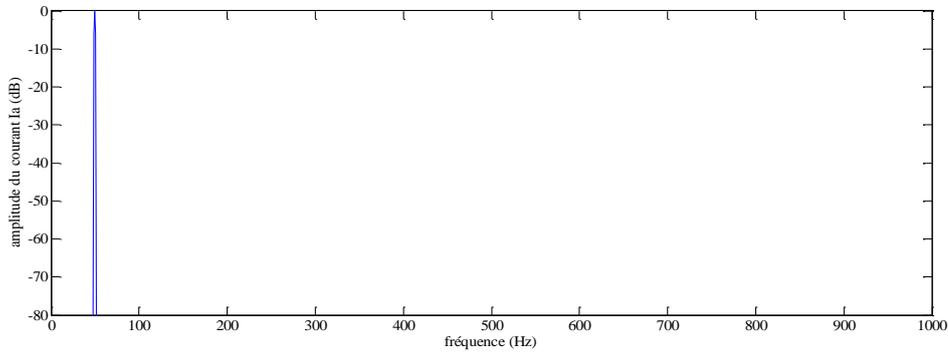
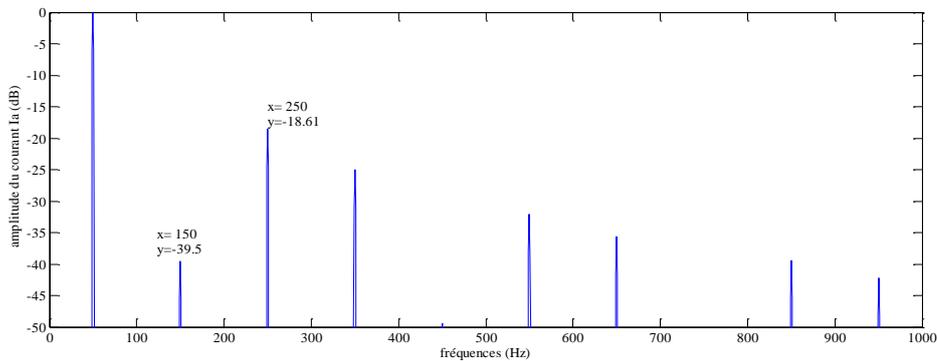


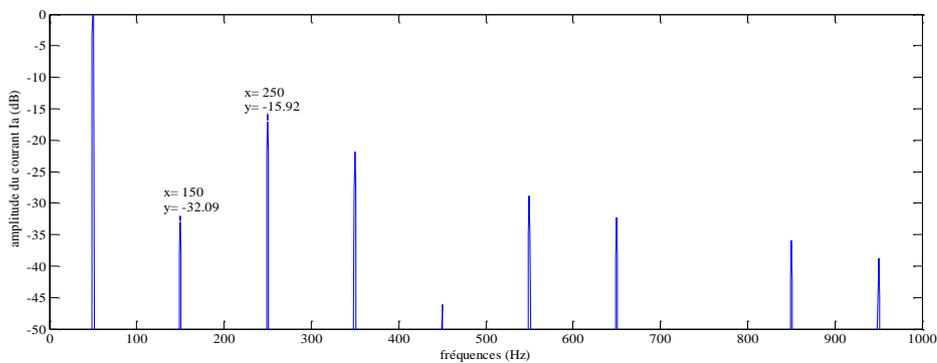
Figure III.1 : Spectre du courant de la phase a_s à l'état sain (alimentation par le réseau)

- **Machine alimentée par l'onduleur à MLI**

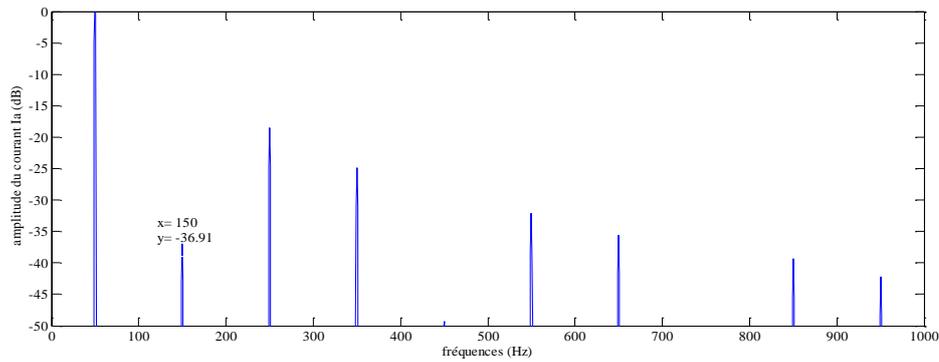
La figure (III.2) représente les spectres du courant a_s à l'état sain (alimentation à travers un onduleur à MLI) et en défaut de types court-circuit entre spire et déséquilibre sur la tension d'alimentation



(a): Spectre du courant de la phase a_s à l'état sain (alimentation par onduleur MLI)



(b): Spectre du courant de la phase a_s pour une machine en défaut court-circuit entre spires (50%)



(c): Spectre du courant de la phase a_s pour un déséquilibre de 4% de la tension de la phase a_s

Figure III.2 : FFT des courants statorique à l'état: (a) : Cas de la machine saine (alimentation par onduleur MLI), (b) : avec défaut de 50% spires court-circuitées à la phase a_s , et (c) : avec une machine alimenté par une tension déséquilibrée (déséquilibre 4% de tension de la phase a_s)

D'après la figure (III.2a), on observe des nouvelles composantes de fréquence visible dans les spectres au voisinage du fondamentale de rang impair

Durant le défaut de court-circuit entre spires à la phase a_s (Figures III.2b), on remarque aussi des nouvelles composantes de fréquence visible dans les spectres au voisinage du fondamentale d'ordre impair avec des amplitudes différentes surtout à 150 Hz.

Lors d'un déséquilibre de la tension d'alimentation de la phase a_s (figure III.2c), on remarque aussi les mêmes composantes de fréquence. La différence entre les derniers résultats (III.2a, III.2b et III.2c) juste sur l'amplitude des spectres surtout à 150 Hz, comme indiqués sur le tableau suivant:

Fréquence	Court-circuit entre spire	Alimentation déséquilibrée	Alimentation par onduleur à MLI
150 Hz	-32.09	-36.91	-39.5

Tableau III.1: Amplitude des spectres qui correspond les fréquences 150Hz à l'état de court-circuit entre spires, l'état d'alimentation déséquilibrée et l'état d'alimentation à MLI.

Les signatures du défaut de court-circuit entre spires ressemblent à des signatures d'un déséquilibre sur la tension d'alimentation et l'asymétrie dans l'enroulement statorique rend le pronostic de défaut par l'analyse par FFT (problème de similitude) un peu délicat. L'utilisation d'autres techniques de diagnostic parait nécessaire pour remédier à ce problème.

III.3 Analyse du courant statorique parla technique des ondelettes

La transformée par la technique ondelette est introduite dans le but de surmonter les difficultés mentionnées précédemment. Une technique de fenêtrage avec une taille variable est utilisée pour améliorer l’analyse du signal du courant statorique en régime transitoire ou permanent. L’analyse par les ondelettes permet l’utilisation de longs intervalles de temps dont on veut plus de précision dans les basses fréquences, et courtes régions pour les hautes fréquences [Sak 12].

Les ondelettes permettent de décomposer un signal en une petite onde (ou vague) qui a un début et une fin et représente une fonction (ou un signal) comme des dilatations (dilater est ici à prendre dans le sens étirer et comprimer et des translations d’une ondelette initiale que l’on nomme ondelette mère). L’odelette Daubechies44 (db44) est utilisée souvent comme une ondelette mère car cette fonction d’échelle réduira au minimum le recouvrement entre les bandes de fréquence qui ne peuvent pas être évitées [Sak 12].

III.3.1 Analyse du courant statorique par la décomposition multi niveau d’ondelette

La décomposition en multi niveau du courant statorique est réalisée à l’aide de l’ondelette mère Daubechies44 (db44), le niveau de décomposition nécessaire est calculée d’après la relation:

$$N_{ls} = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{f_e}{f_s} \right)}{\log(2)} \right) + 2 \tag{III.1}$$

Avec f_s : fréquence du réseau, f_e : fréquence d’échantillonnage.

Connaissant $f_s=50\text{Hz}$ et $f_e=10\text{kHz}$, on peut calculer le nombre de décompositions appropriés qu’est égales à :

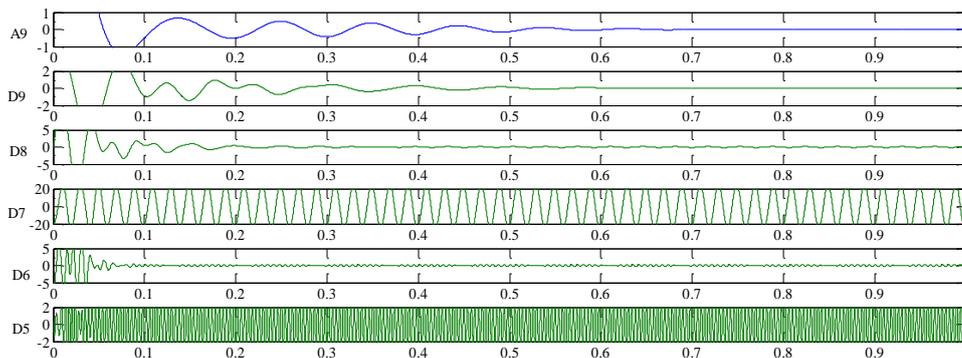
$$N_{ls} = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{10^4}{50} \right)}{\log(2)} \right) + 2 = 9 \text{ niveaux} \tag{III.2}$$

Le tableau (III.2) indique les différentes bandes de fréquence obtenues par la décomposition en ondelettes multi niveau.

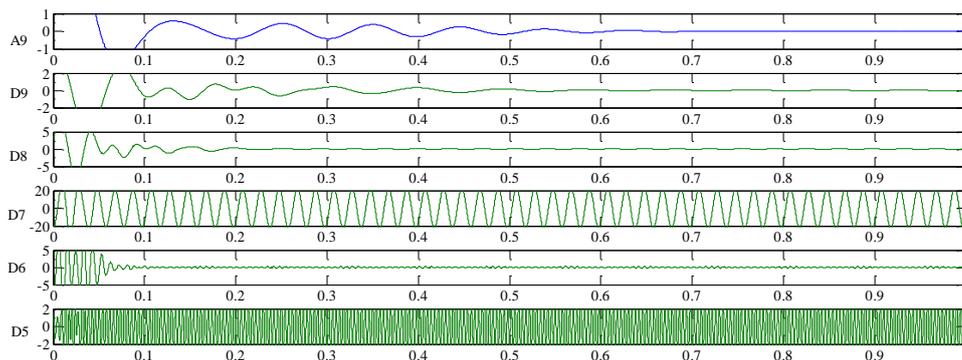
Niveau	Bandes de fréquences Approximation		Bandes de fréquences Détail	
J=1	D1	0-5000	A1	5000-10000
J=2	D2	0-2500	A2	2500-5000
J=3	D3	0-1250	A3	1250-2500
J=4	D4	0-625	A4	625-1250
J=5	D5	0-312.5	A5	312.5-625
J=6	D6	0-156.25	A6	156.25-312.5
J=7	D7	0-78.125	A7	78.125-156.25
J=8	D8	0-39.0625	A8	39.0625-78.125
J=9	D9	0-19.531	A9	19.531-39.0625

Tableau III.2:Bandes de fréquences obtenues par la décomposition en multi niveau

Les figures (III.3, III.4 et III.5) représentent respectivement les résultats d’analyse du courant statorique de la phase a_s par l’ondelette type décomposition multi niveau. Pour des fonctionnements sain (à vide et en charge) et avec des défauts de types court-circuit entre spires (50%) et du déséquilibre d’alimentation sur une tension de la phase a_s .



(a):TOD multi niveau pour fonctionnement à vide



(b) :TOD multi niveaux pour un fonctionnement en charge

Figure III.3:Analyse par TOD type multi niveau de la phase a_s en fonctionnement sain : à vide et en charge

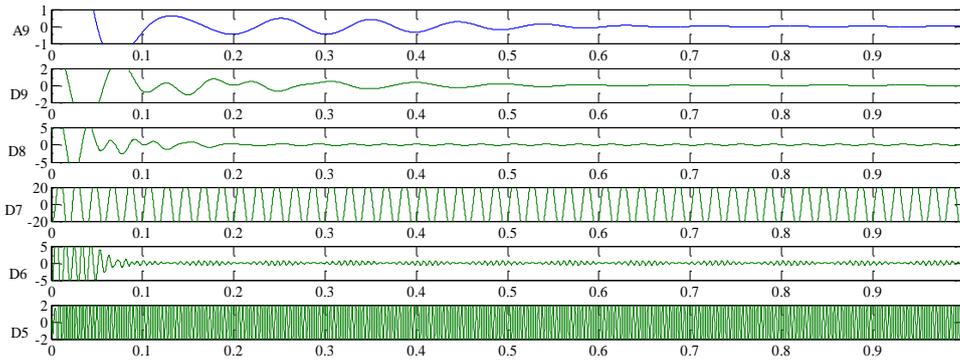


Figure III.4 : Analyse par TOD type multi niveau de la phase a_s , avec défaut court-circuit entre spires 50%.

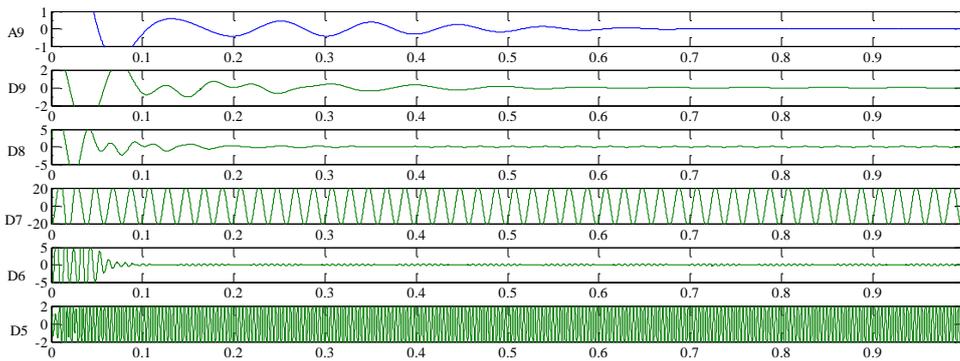


Figure III.5 : Analyse par TOD pour une machine à alimentation déséquilibrée (déséquilibre de 4% sur la tension de la phase a_s)

La figure (III.3) compare le TO du courant statorique lors du démarrage à vide et la machine est considérée à l'état sain (figure III.3.a) et en charge à $t= 0s$ (figure III.3.b), l'information de cette perturbation se manifeste sous forme d'oscillation au détail 6 et on remarque aussi d'après les figures (III.3, III.4, III.5) l'apparition des oscillations au niveau 5 à cause des harmoniques injectées par l'introduction de l'onduleur à MLI sinusoïdale dans le signal du courant statorique ainsi, par le défaut et on remarque aussi une augmentation de l'amplitude des autres coefficients par rapport à l'état sain, cette augmentation dans les signaux est due à l'effet que les bandes de fréquence correspondantes sont affectées par les différents types de défauts.

La figure (III.6) montre la variation de l'énergie dans les bandes de fréquence de décomposition de l'ondelette multi niveau pour le cas d'une machine saine à vide et en charge et avec défauts: court-circuit entre spires (50% sur la phase a_s) et déséquilibre d'alimentation (déséquilibre de 4% sur la tension de la phase a_s).

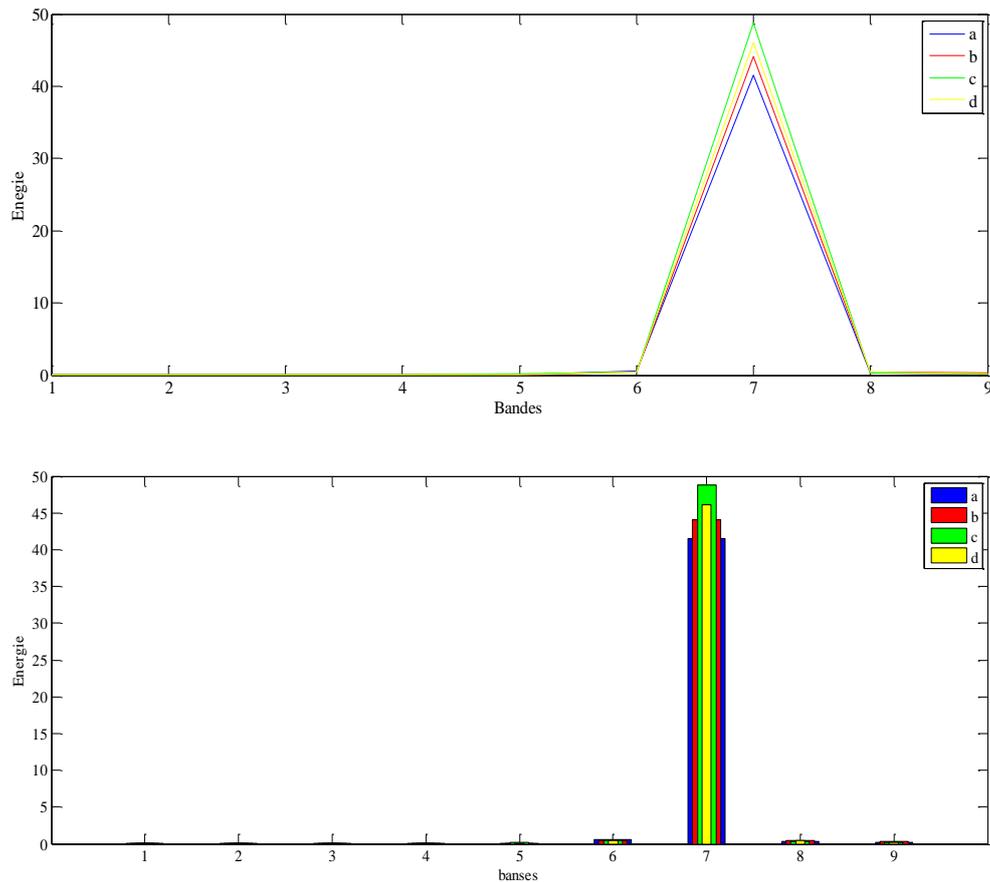


Figure III.6 : Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44)

(a): Machine saine à vide, (b): Machine saine en charge, (d): machine saine alimentée par une tension déséquilibrée de 4% de la tension de la phase a_s , (c) : Machine avec défaut de court-circuit entre spires 50% sur la phase a_s

Le calcul de l'énergie emmagasinée dans chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation surtout dans le niveau 7 qui correspond à la bande située au voisinage et au-dessous du fondamental. On voit clairement l'effet du défaut de court-circuit entre spires et du déséquilibre d'alimentation sur l'énergie emmagasinée dans le niveau 7, cette augmentation diffère selon le type du défaut, soit le défaut de court-circuit entre spires ou le déséquilibre d'alimentation. L'augmentation de l'énergie est plus proche dans les deux cas (défaut du court-circuit entre spires que pour le déséquilibre d'alimentation).

III.3.2 Analyse du courant statorique par la décomposition en paquet d'ondelettes

La décomposition en paquet d'ondelettes présente une analyse multi résolution elle très fine du signal original. Les tableaux III.3 et III.4 indiquent les bandes de fréquences en Hertz correspondantes à la décomposition en paquet d'ondelettes à ondelette mère db44 du courant statorique en 9 niveaux

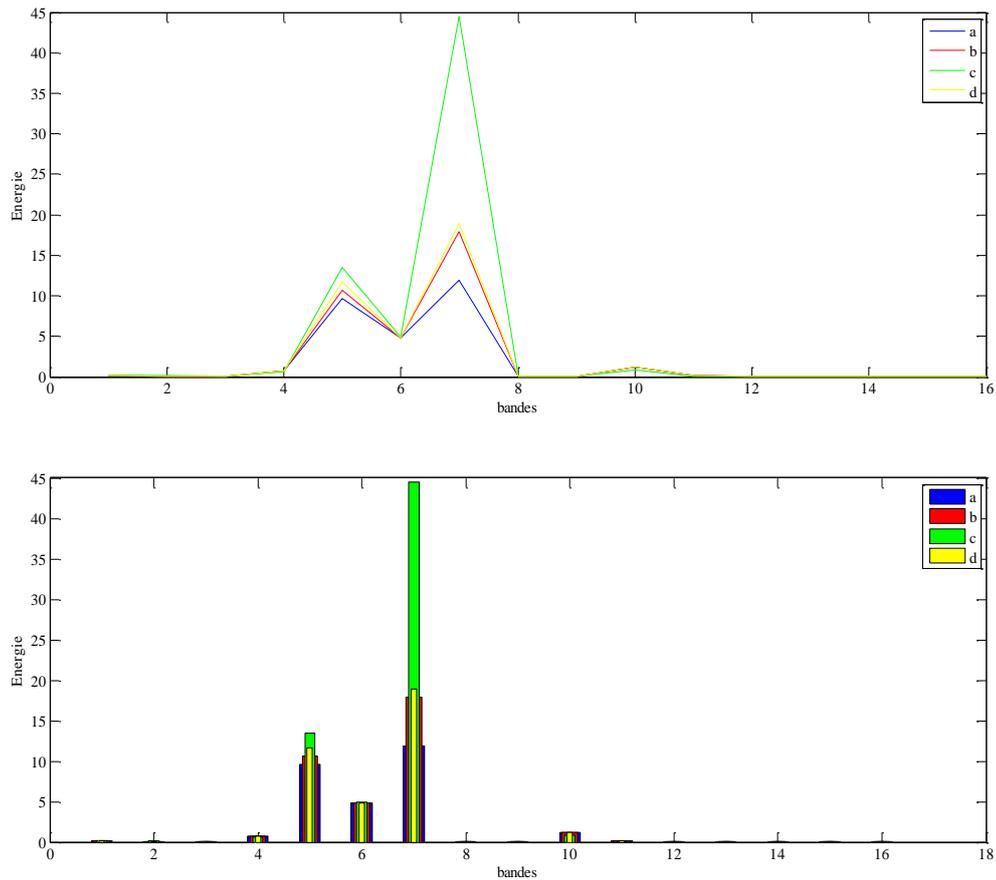


Figure III.7 : Variation de l'énergie dans les 16 bandes de fréquence (db44)

(a): Machine saine à vide, (b): Machine saine en charge, (d): machine saine alimentée par une tension déséquilibrée de 4% de la tension de la phase a_s , (c) : Machine avec défaut de court-circuit entre spires 50% sur la phase a_s

III.4 Conclusion

L'analyse des grandeurs temporelles en particulier ceux des courants des phases statorique ne permet pas de visualiser avec facilité l'effet de défaut, vu l'ordre des modulations qui est relativement faible.

L'analyse fréquentielle est plus riche en informations et plus simple à interpréter.

L'analyse spectrale du courant statorique après introduction de la transformation de Fourier rapide, nous permis de déterminer la composition fréquentielle de ce signal et par la suite retrouve les raies latérales associées aux défauts.

L'utilisation de la technique des ondelettes nous a permis une analyse meilleure entre les perturbations et le défaut de la machine surtout l'alimentation n'est pas parfaitement sinusoïdale.

Chapitre IV :

***Détection des défauts de court circuit entre spires par
suivi paramétrique utilisant le FKE***

IV.1 Introduction

Les modèles dynamiques des moteurs électriques sont non linéaires puisque les matrices d'état dépendent de la pulsation rotorique. Il est donc nécessaire de synthétiser des observateurs qui prennent en compte cette non-linéarité. De plus, le vecteur d'état est étendu aux paramètres permettant de tracer le défaut. Cela rend les modèles plus complexes et accroît la non linéarité du système.

Dans le domaine de l'estimation paramétrique de la machine, diverses méthodes existantes sont cela selon les considérations définies par les différentes perturbations, ces méthodes peuvent être déterministes ou stochastiques. Les méthodes déterministes ne tiennent pas compte des hypothèses concernant les propriétés des bruits, par contre les méthodes stochastiques prennent en compte les bruits de perturbation du système.

Parmi Les méthodes stochastiques, on cite le filtre de Kalman. Un cas particulier de cette méthode on trouve le Filtre de Kalman étendu approprié pour le traitement des mesures bruitées discrètes dans le but d'obtenir des valeurs précises des grandeurs estimées des variables d'état et des paramètres du modèle.

IV.2 Filtre de Kalman étendu

IV.2.1 Principe

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables [Bou 96].

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrelés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruits de mesure.

IV.2.2 Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant [Ben 05]:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (IV.1)$$

avec :

$w(k)$: vecteur de bruit d'état

$v(k)$: vecteur de bruit de mesure

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes:

Etape 1: Phase de prédiction

- **Estimation sous forme de prédiction :**

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (IV.2)$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$. On cherche alors à déterminer sa variance.

- **Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :**

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (IV.3)$$

et:

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (IV.4)$$

Etape 2: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- **Calcul du gain de Kalman:**

$$K(k+1) = P(k+1/k)H(k)^T (H(k)P(k+1/k)H(k)^T + R)^{-1} \quad (IV.5)$$

et:

$$H(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad (IV.6)$$

- **Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :**

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (IV.7)$$

- **Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:**

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H\hat{x}(k+1/k)) \quad (IV.8)$$

La figure (VI.1) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu [Ben 05].

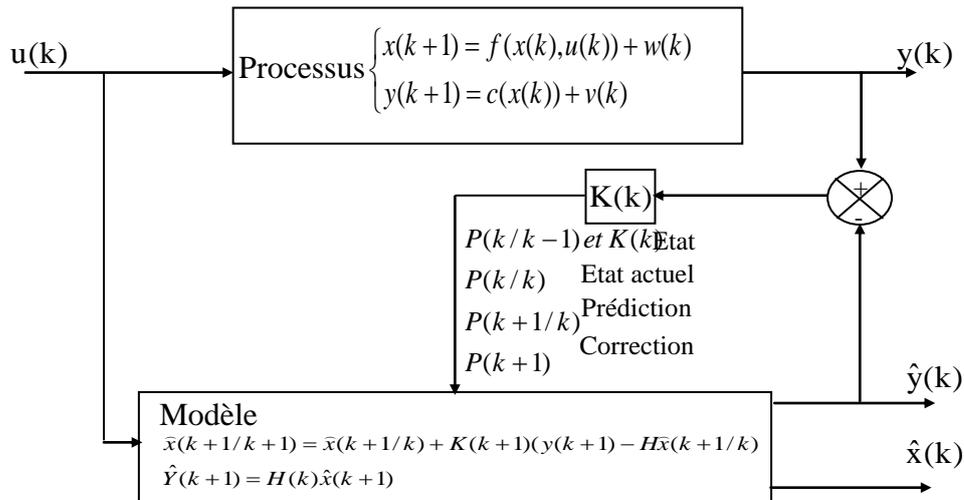


Figure IV.1: Principe d'un filtre de Kalman

IV.3 Utilisation du filtre de Kalman étendu pour le diagnostic du défaut de la MSAP

L'application du filtre de Kalman étendu sur la machine synchrone à aimants se fait à 3 étapes [Vin04] :

- Modèle du moteur synchrone à aimant
- Discrétisation du modèle du moteur
- Simulation et exécution en temps réel

IV.3.1 Modèle du moteur synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants peut être modélé par les 6 équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = a_{11}i_\alpha + a_{12}i_f + pa_{13}\Omega + b_{11}V_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = a_{21}i_\beta + a_{22}\Omega + b_{21}V_\beta \\ \frac{di_f}{dt} = a_{31}i_\alpha + a_{32}i_f + pa_{33}\Omega + b_{31}V_\alpha \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r) - \frac{f_r}{J}\Omega \\ \frac{dC_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

Le système peut être modelé :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{12} & pa_{13} & 0 \\ 0 & a_{21} & 0 & a_{22} & 0 \\ a_{31} & 0 & a_{32} & pa_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{f_r}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{21} \\ b_{31} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Où :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

IV.3.2 Discrétisation du modèle du moteur synchrone à aimants permanents

Le modèle correspondant de temps discret est donné par :

$$\begin{cases} X_{(k+1)} = A_d X_{(k)} + B_d u_{(k)} \\ y_{(k+1)} = C_d X_{(k)} \end{cases} \quad (IV.12)$$

La conversion ce fait par l'approximation suivante :

$$A_d = e^{At} = 1 + AT_s \quad (IV.13)$$

Où I est la matrice identique

$$B_d = \int_0^t e^{A\xi} B d\xi = BT_s \quad (IV.14)$$

Nous supposons que temps T_s est très petit comparé à la dynamique de système. Le modèle discret du moteur d'étape est donné :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_s a_{11} & 0 & T_s a_{12} & T_s pa_{13} & 0 \\ 0 & 1 - T_s a_{21} & 0 & T_s pa_{22} & 0 \\ T_s a_{31} & 0 & 1 - T_s a_{32} & T_s pa_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 + \frac{f_r}{J} T_s & -\frac{1}{J} T_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s b_{11} & 0 \\ 0 & T_s b_{21} \\ T_s b_{31} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (IV.15)$$

IV.3.3 Simulation et exécution en temps réel

Le système dynamique non linéaire de moteur d'étape est représenté :

$$f = \begin{bmatrix} (1-T_s a_{11})i_\alpha + T_s a_{12}i_f + T_s p a_{13}\Omega + T_s b_{11}V_\alpha \\ (1-T_s a_{21})i + T_s a_{22}p\Omega + T_s b_{21}V_\beta \\ T_s a_{31}i_\alpha + (1-T_s a_{32})i_f + T_s p a_{33}\Omega + T_s b_{31}V_\alpha \\ T_s a_{41}i_\alpha + T_s a_{42}i_\beta + T_s a_{43}i_f + (1 + \frac{f_r}{J}T_s)\Omega - \frac{1}{J}C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (IV.16)$$

IV.3.4 Détermination des matrices F et H

Les matrices de linéarisation F et H nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit :

$$F = \begin{bmatrix} 1-T_s a_{11} & 0 & T_s a_{12} & T_s p a_{13} & 0 \\ 0 & 1-T_s a_{21} & 0 & T_s p a_{22} & 0 \\ T_s a_{31} & 0 & 1-T_s a_{32} & T_s p a_{33} & 0 \\ T_s a_{41} & T_s a_{42} & T_s a_{43} & 1 + \frac{f_r}{J}T_s & -\frac{1}{J}T_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.17)$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.18)$$

IV.4 Choix des matrices de covariance Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R [Ben 05].

IV.5 Résultat de la Simulation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation les grandeurs I_ω , I_β , I_f , C_r et Ω sont estimés par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à ces tests de simulation (sain et en présence de défaut de court-circuit entre-spires).

IV.5.1 Cas de la machine saine

Les figures (IV.2) à (IV.4) montrent conjointement les résultats réels et estimés. Les essais considèrent le démarrage, en premier lieu à vide jusqu'à 1s, puis l'introduction d'un couple résistant valant 5 Nm.

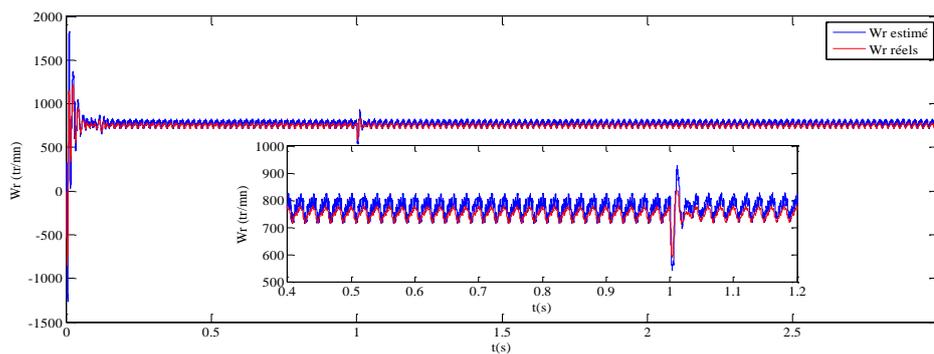


Figure IV.2: Vitesses réels et estimés (machine saine en charge)

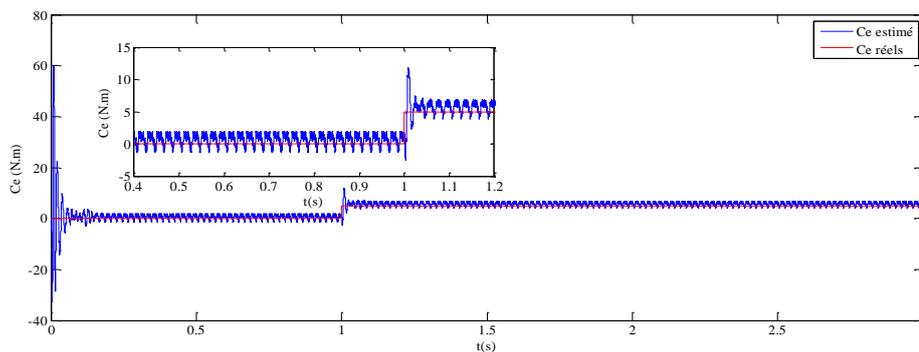


Figure IV.3: Couples réels et estimés (machine saine en charge)

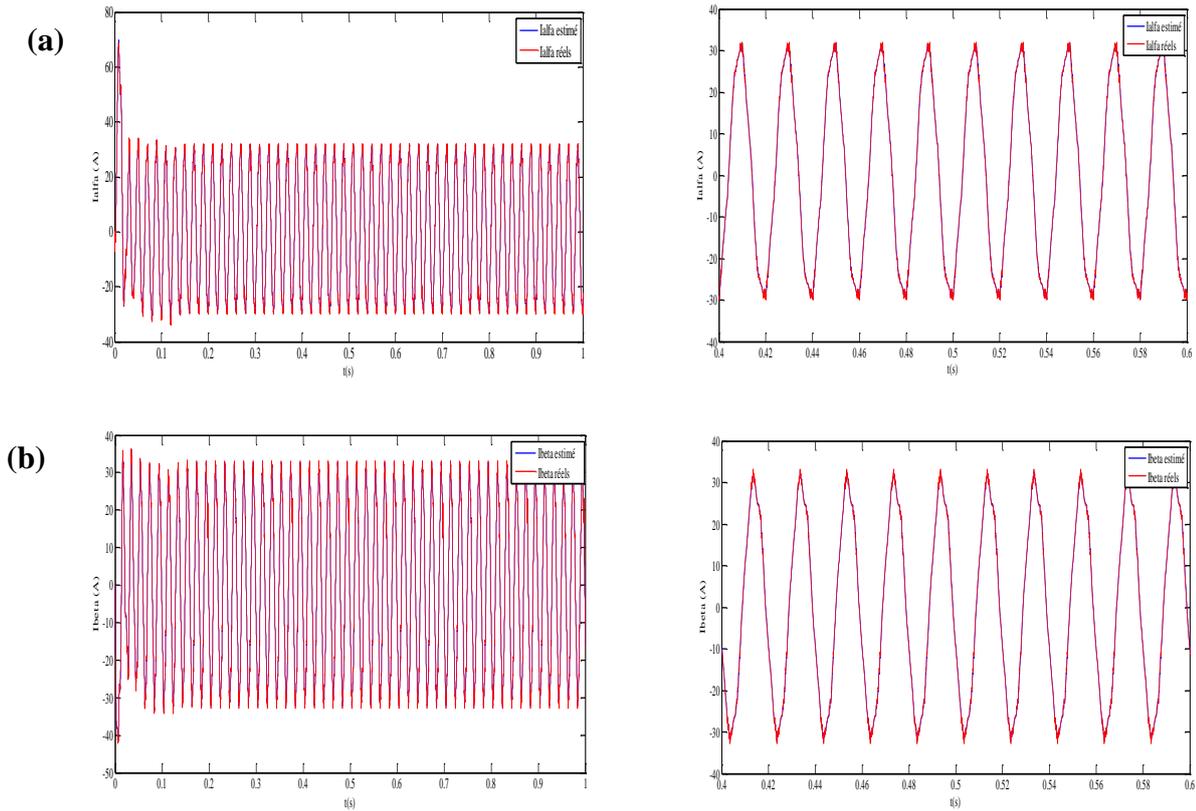


Figure IV.4: Courants réels et estimés : (a) : i_α et (b) : i_β (machine saine en charge)

On constate que le courant statorique i_α et i_β estimés par FKE suivent bien l'évolution le courant i_α et i_β réelle dans la MSAP.

IV.5.2 Cas de la machine avec défaut de court-circuit entre spire

Les figures(IV.5 et IV.6) illustrent l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse en présence de défaut de court-circuit entre spires dans la phase a_s à l'instant $t=1s$ et en charge à l'instant $t=0.5s$. On note dans ce cas une augmentation de l'amplitude des ondulations du couple et de vitesse.

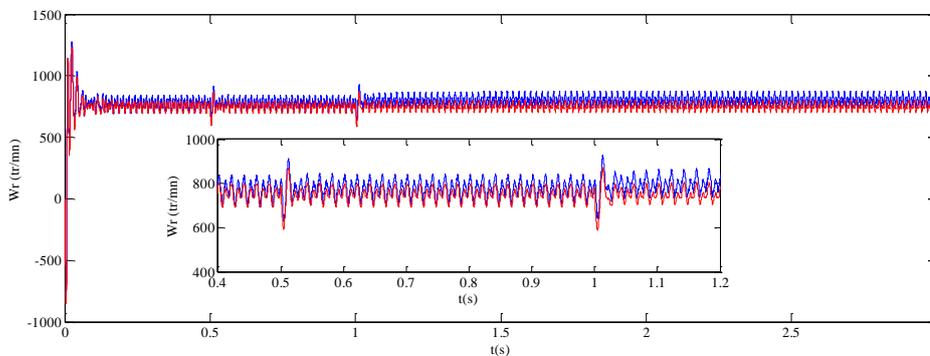


Figure IV.5 : Vitesse réelles et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s

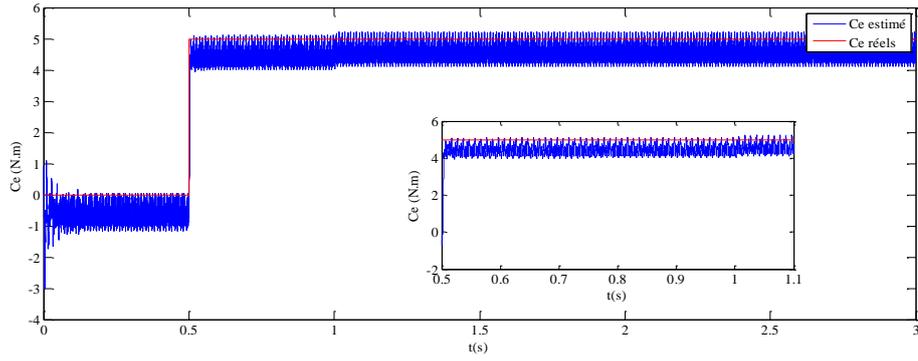


Figure IV.6 : Couples réels et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s

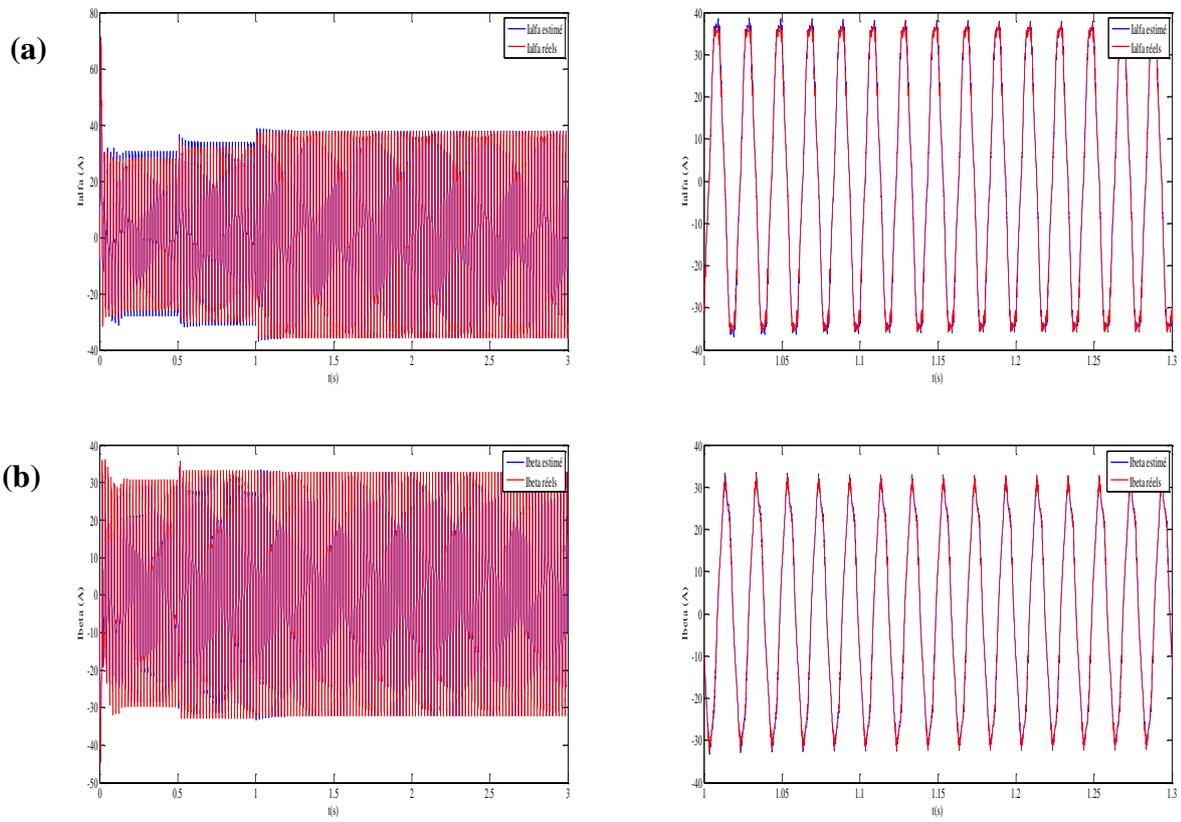


Figure IV.7 : Courants réels et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s

(a) : i_α et (b) : i_β

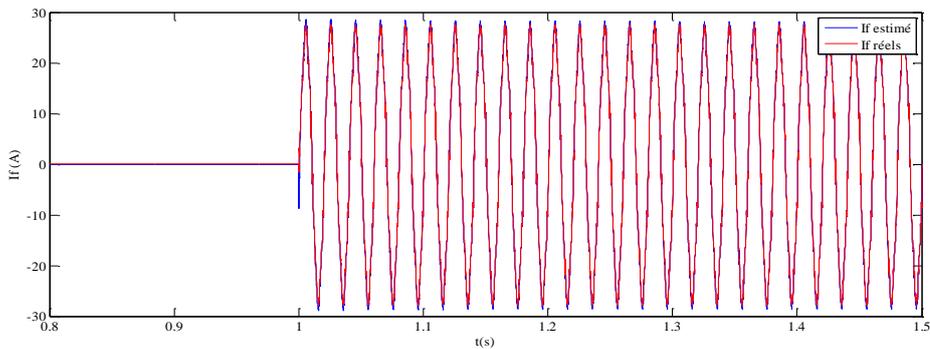


Figure IV.8 : Courant i_f réels et estimés pour un défaut de 50 % des spires court-circuitées sur la phase a_s

Les figures(IV.7 et IV.8) illustre l'évolution des courants i_α, i_β et i_f ainsi leurs grandeurs estimés en présence du défaut. On note la convergence du filtre utilisé, avec une faible erreur entre réel et estimé.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé une technique pour estimer des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi de suivre l'évolution des courants en cas de court-circuit entre spires dans la machine. Les résultats obtenus montrent que le filtre de Kalman étendu peut estimer avec précision en opération normale de la machine, et en présence des défauts statorique. L'avantage d'utilisation des courants statorique comme variables d'état est qu'ils sont directement mesurables.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire a été consacré à la modélisation et à l'utilisation des méthodes de diagnostic en vue de la surveillance des entraînements électriques, et plus particulièrement la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, on a rappelé les éléments de constitution de la machine (MSAP) afin de préciser les différents défauts pouvant survenir sur ceux-ci. On a ensuite présenté les divers outils issus des techniques de traitements du signal permettant l'analyse des signaux révélateurs d'un défaut électrique et/ou mécanique dans le domaine fréquentiel. Pour finir, on a discuté des méthodes de diagnostic actuellement appliquées sur la machine pour établir la présence d'un défaut en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

Comme on a déjà signalé précédemment, qu'un défaut naissant lors fonctionnement de la machine n'implique pas l'arrêt instantané de cette dernière mais affecte directement ses performances telles que le couple électromagnétique, les courants et la vitesse. Le défaut électrique entre spires des bobines du stator est l'un des défauts les plus fréquents dans les machines électriques. L'établissement d'un modèle précis, prennent en compte la nature et la sévérité du défaut, ainsi qu'une méthodologie d'identification des paramètres de ce modèle, est la première étape dans l'étude du comportement de ce machines en présence d'un défaut électrique entre spires. Ce modèle peut être ensuite utilisé et adapté pour le développement des méthodes fiables de diagnostic des défauts électriques et leurs sévérités, ce qui permet d'envisager le pronostic de ces mêmes défauts au-delà d'une certaine sévérité.

Compte tenu de la difficulté de recréer expérimentalement des situations des défauts, il s'est vite avéré nécessaire de déposer d'un outil de simulation suffisamment représentatif des diverses situation (système sain et défaillant). Concernant la modélisation des machines électriques, la difficulté réside dans l'identification des paramètres du modèle. C'est uniquement sous certaines hypothèses que l'on peut disposer des modèles et des méthodes d'identification simples et précis, étant donné que l'apparition d'un défaut électrique au stator modifie généralement la répartition des courants dans les phases du stator. De ce fait, les modèles de type couplage magnétique des circuits électriques, à structure simple et similaire en présence des défauts électriques, ont pour ce but de modélisation, cette méthode est basée sur l'établissement des nouvelles expressions analytiques permettant de déterminer notamment les inductances d'une MSAP défaillante en fonction de ses paramètres lorsqu'elle est saine. On a montré que malgré la simplicité de ces expressions elles conduisent à une détermination suffisamment précise des paramètres du modèle en défaut des MSAP non saturées à rotor lisse. L'intérêt de ce type d'approche est qu'il offre un modèle simple de la machine avec un temps de calcul

raisonnable, car il n'exige pas de faire des calculs lourds et longs pour chaque configuration de défaut, contrairement aux méthodes numériques.[Mou 11]

Lorsque le rapport des spires court-circuitées (sur le nombre total des spires) est supérieur à un certain seuil, l'amplitude du courant de défaut est croissante avec l'augmentation du nombre des spires en défaut. Par contre, même pour de très faible valeur de ce rapport et notamment pour un défaut de court-circuit franc, l'amplitude du courant de défaut augmente rapidement avec la diminution de la résistance fictive de défaut (résidu bras de défaut). Ce résultat montre qu'après un court-circuit franc d'un faible nombre des spires d'une phase, un courant de défaut d'amplitude importante peut s'établir, ce qui risque d'entraîner un échauffement excessif des spires court-circuitées.

Deux techniques de détections sont utilisées où l'effet du défaut se manifeste par l'analyse FFT du courant statorique à travers l'apparition des raies de défaut de même fréquence pour les deux types de défauts; ce qui rend le pronostic délicat (ressemblance). L'utilisation de l'analyse par ondelette discrète (TOD), multi niveau et paquet d'ondelette qui se base sur la décomposition du signal du courant a des signaux d'approximation et de détail et à travers le calcul de l'énergie emmagasinée dans chaque décomposition on a pu remédier le problème de confusion entre les deux types de défauts.

Le problème de similitude entre le défaut du court-circuit et du déséquilibre de la tension d'une phase d'alimentation posé par l'analyse du courant statorique par FFT est résolu par l'analyse du courant statorique à travers les oscillations et de l'énergie de décompositions en régime stationnaire et variable.

Dans la dernière partie, nous avons présenté le suivi des paramètres de la machine sensibles aux défauts à savoir les courants, en utilisant l'observation stochastique par filtre de Kalman étendu dont l'objectif est de détecter la présence des défauts.

En perspective, pour améliorer notre étude du diagnostic des défauts de la machine, l'étude pourrait être élargie en considérant d'autre type des défauts (court-circuit entre phases) et d'autre outil de diagnostic et de détection avancées (réseaux neurones, logique floue, neuro flou) ou par estimation paramétrique surtout en régime variable.

Annexe

Annexe 1

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent utilisée sont:

Tension nominale : 50 V

Fréquence d'alimentation : 50 Hz

Nombre de pair de pole : 4

Résistance de statorique : 0.88 Ω

Inductance de statorique : 2.82 mH

Flux d'aimant : 0.108 Wb

Coefficient de frottement : 0.007 N.ms

Inertie : 0.0006 Kg.m²

Courant de phase : 19 A

$L_{bob}=0.00085$ H

$M_{bob}=-0.00005$ H

Annexe 2

$$a_{11} = Z * R_s * (\sqrt{\frac{2}{3}} seg * M_f - L_{a2})$$

$$a_{12} = Z * R_s * (\sqrt{\frac{2}{3}} seg * L_{a2} - seg * M_f) - Z * M_f * R_f$$

$$a_{13} = Z * \psi * \sin \theta * (L_{a2} - seg * M_f)$$

$$a_{21} = -\left(\frac{R_s}{L_s}\right)$$

$$a_{22} = -\left(\frac{1}{L_s}\right) * \psi * \cos \theta$$

$$a_{31} = Z * R_s * (\sqrt{\frac{2}{3}} seg * L_s - M_f)$$

$$a_{32} = Z * R_s * (\sqrt{\frac{2}{3}} M_f - L_s) - Z * L_s * R_f$$

$$a_{33} = Z * \psi * \sin \theta * (M_f - seg * L_s)$$

$$a_{41} = \frac{p * \psi}{J} \sin \theta$$

$$a_{42} = -\frac{p * \psi}{J} \cos \theta$$

$$a_{43} = -\frac{p * \psi}{J} * seg * \sin \theta$$

$$b_{11} = Z * L_{a2}$$

$$b_{21} = \frac{1}{L_s}$$

$$b_{31} = Z * M_f$$

$$Z = \frac{1}{(L_{a2} * L_s - M_f^2)}$$

Bibliographiques

Bibliographique

- [Ark 05] M. Arkan, D. Kostic-Perovic and P.J. nsworth (2005) , “Modeling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics “, ELSEVIER Journal of Electric Power System Research (EPSR), Vol.75, No.1, Pages 57-66, 2005.
- [Awa6] M.A. Awadallah, M.M. Mrcos, S. Gopalakrishnan, T.W. Nehl "Detection of short circuit in VSI-Fed Brushless DC Motors using wavelet transform", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.21, Issue 1, pp. 1-8, Mars 2006
- [Bab] F.Babaa "Modélisation et diagnostic des machines asynchrones : Application à la détection de défaut", Université Mentourie Constantine.
- [Bac 06] Smail Bachir, Slim Tnani, Jean-Claude Trigeassou, G.Champenois, “Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, num. 3, pp. 963-973, 2006 .
- [Bag 02] L. Baghli "Contribution à la commande de la machine asynchrone par estimation paramétriques", Thèse de Doctorat, Université de Poitier, 2002.
- [Ben 05] F. Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [Bos 04] G.Bossio, C.D.Angelo, J.Solsona, G.Garcia and MI.Valla "A 2-D model of the induction machine : Extension of the modified winding function approach", IEEE Trans. Energy conversion, vol.19, no. 1,pp. 144-150, March 2004.
- [Bou 96] Boussak, M. Pilioua-Sendo, R." Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". 16ème journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre.
- [Cas 03] R. Casimir "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes", Thèse de Doctorat, Ecole central de Lyon, 2003.
- [Dai 05] M. Dai, A Keyhani, Sebastian T., "Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method", IEEE Transaction On Energy Conversion, vol.20, No.1,2005.
- [Del 95] C. Delforge and B. Lemaire-smail, “Induction machine modelling using finite element sand permeance network methods,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 3, pp. 2092–2095, May 1995.

- [Dev 01] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J. Faucher, "An accurate model of squirrel cage induction machines under static, dynamic or mixed eccentricity" Proc.IEEE SDEMPED 2001, pp.121-126, Septembre 2001.
- [Did 04] G. Didier, Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [Did 07] G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, H. Razik, "A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis", Journal of Mechanical Systems and Signal Processing (MSP), vol. 21, n° 2, pp. 1127-1142, Feb.07.
- [Far 08] J.A. Farooq "Etude du Problème Inverse en Electromagnétisme en Vue de la Localisation des Défautes de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [Gao 12] M. Gaouaoui "Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à la machine asynchrone", Thèse de Magister. Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou. Algérie 2012
- [Gho05] A. Ghoggal "Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : Modèle dédié à la détection des défauts", Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2005.
- [Hou 03] G. Houdouin, G. Barakat, B Dakyo, E. Destobbeleer, " A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction", IEEE International Electric Machines and Drives , 2003.
- [Hsu 95] J. S. Hsu "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No.5,Sept. /Oct. 1995, pp. 1016-1021.
- [Jok 00] G. M. Joksimovic, J. Penman "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, no.5, pp. 1078-1084, Oct. 2000.
- [Kal 61] R.E. Kalman and R.S. Bucy "New results in linear filtering and prediction theory", Transactions of ASME Journal of Basic Engineering, Vol.83D, pp.35-45, March 1961.
- [Khe 94] M. Khelif "Contribution à l'étude et la prédiction des défauts de vieillissement par fatigue thermique des composants d'électronique de puissance", Thèse de doctorant, Ecole Centrale de Lyon, CEGELY, 1994.
- [Leb 12] N. Lebouef "Contribution à l'étude des machines synchrones A Aimants permanents en présence de défauts inter-spire; modélisation ; détection de défauts inter-spaires", Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 2012.

- [Lee 03] S.bin Lee, R. M. Tallam, and T.G. Habetler, "A robust on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix", IEEE transaction on power electronics, vol.18, No.3, 2003.
- [Liu 06] L. Liu "Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motor", Florida State University, 2006.
- [Liu 08] L. Liu "Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors", Thèse de Doctorat, Université de Florida, 2008.
- [Lou 04] J. P. Louis, "Modèles pour la commande des actionneurs électriques ", Livre publiée par Lavoisier, 2004, ISBN 2-7462-0917-9.
- [Luj 99] L. Ljung "System identification: Theory for the user", 2nd ed., PTR Prentice Hall Saddle River, N.J., 1999.
- [Mah 09] A. Mahyob ; P. Reghem ; G. Barakat ;" Permeance Network Modeling of the Stator Winding Faults in Electrical Machines", IEEE transactions on magnetics,, Vol. 45, no 3 (947 p.) ,2009 .
- [Moh 07] O.A. Mohammad, Z. liu, S. Liu, and N. Y. Abed, "Internal Short Circuit Fault Diagnosis for PM Machines Using FE-Based Phase Variable Model and Wavelets Analysis", IEEE Transaction On Magnetics, vol.33, No.4, 2007.
- [Mou 11] M. Moumna "Détection et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse Magister, Université Mohamed Boudiaf Oran, 2011.
- [Mbk 09] B.Moniam ben khader "Diagnostic de défaut de la machine asynchrone par réseaux de neurones", Thèse de doctorat, Génie électrique, Tunis, 2009.
- [Nai 00] M.S. Naït-saïd, M.E.H. Benbouzid et A. Benchaïb "Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensor less estimation", IEEE Transactions on Energy Conversion,Vol.15, no.1, pp. 66-70, Mars 2000.
- [Nan 99] S. Nandi, H. A. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review" IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Vol.1, pp.197-204, Phoenix, USA, 1999.
- [Odo 85] P. O'Donnell "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA,21, N° 4, pp 853 – 864, aug. 1985.
- [Ond 06] O. Ondel"Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur -machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole central de LyonFrance, 2006.

- [Pen 94] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyds, and W. T. Fink "Detection and location of inter-turn short-circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 9, no. 4, pp. 652-658, Dec. 1994.
- [Rei 00] P. Reichmeider, C. A. Gross, D. Querrey, D. Novosel, and S. Salon «Internal fault insynchronous machines Part I: The machine model», IEEE Transactions on EnergyConversion, vol. 15, no. 4, pp. 376-379, Dec. 2000.
- [Sah 03] M. Sahraoui "Contribution au diagnostic d'une machine asynchrone triphasée à cage", Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2003.
- [Sah 10] M. Sahraoui "Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Déc. 2010.
- [Saw 99] T. Swata , P.C. Kajer, C. Cossar, T.J.E.Miller , "Study on operation under faults with the single phase SR generator", IEEE Trans. Industry Application, vol.35, no.4, pp.774-781, 1999.
- [Sak 12] Y. Saker "Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut", Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2012.
- [Sch 99] E. Schaeffer "Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts", Université de Nantes, 1999.
- [Sem 05] E., Semail, F. Meibody-Tabar , M. F. Benkhoris , H. Razik , M. Pietrzak-David , E. Monmasson, A. Bouscayrol, B. Davat, P. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, J. P. Louis et S. Piefederici, "Représentations systèmes multi machines (SMM) de machines polyphasées". Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 8, mai 2005, pp. 221-239.
- [Tall 02] R. M. Tallam, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Transient model for induction machines with stator winding turn faults", IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol.38, No.3, 2002.
- [Tal 02] R.M. Tallam, T.G. Habetler, and R.G. Harley "Transient Model for Induction machines with stator winding turn faults", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 2, pp.632-637, May 2002.
- [Tal 11] H. Talhaoui "Contrôle par mode glissant d'une machine asynchrone en tenant compte des défauts", Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2011.
- [Tho 94] W.T. Thomas "On -line current monitoring to diagnose shaft misalignment in three phase induction motor drive systems", in Proceeding of ICEM94.D.9 Monitoring et Diagnostic, vol.2, pp.238-243, Paris, France, 1994.
- [Vas 09] B. Vaseghi "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires: modélisation – réduction du courant de défaut", Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2009.

- [Vas 09a] Vaseghi B., Takorabet N., and Meibody-Tabar F., "Fault Analysis and Parameter Identification of PM Motors by the Finite Element Method" , IEEE Transactions on Magnetics, Volume 45, Issue 9, 2009.
- [Vas 11] B.Vaseghi, B.Nahid-mobarakh, N.Takorabet, and F.Tabar "Inductance identification and study of PM motor with winding turn short circuit fault", IEEE Transactions on magnetics, vol. 47, no. 5, may 2011.
- [Wat 99] J. F. Watson, N. C. Paterson, and D. G. Dorrel, "Use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults in induction motors", IEEE Transaction on Energy Conversion, vol.14, No.3, 1999.
- [Xia 05] L. Xiangning, T. Qing, P. Liu, and C. Li'an "Investigation of internal fault modeling power former", in PES, Dalian, pp. 1-7, 2005.
- [You 07] L. Youngkook "A stator turn fault detection method and a fault tolerant operating strategy for interior PM synchronous motor drives in safety critical applications", Georgia Institute of Technology, 2007.