

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Badji Mokhtar- Annaba

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIORAT

DEPARTEMENT D'ELECTROMECHANIQUE

LABORATOIRE DES SYSTEMES D'ELECTROMECHANIQUE (LSELM)



جامعة باجي مختار - عنابة

كلية علوم الهندسة

قسم الإلكترونيات ميكانيك

مخبر الأجهزة الكهرو ميكانيكية

## THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

## DOCTORAT

Thème

**DIAGNOSTIC DES DEFAUTS D'UN ENTRAINEMENT ELECTRIQUE  
PAR LA TECHNIQUE ONDELETTE**

Option

**ELECTROMECHANIQUE**

Par

**Saadi SAKHARA**

**Soutenue le 19 /01/ 2017**

**DEVANT LE JURY**

Président : Pr. Hadjadj Oul Elias

Rapporteur : Pr. Saad Salah

Examineur : Pr.. Belhamra Ali

Examineur : Pr.Rahmani Lazhar

Examineur : Dr. Hamimid Mourad

Examineur : Dr. Meddad Mounir

Université-Badji-Mokhtar-Annaba

Université-Badji-Mokhtar-Annaba

Université Badji-Mokhtar-Annaba

Université-Ferhat Abbas-Sétif

Université-Mohamed El Bachir El Ibrahimi B.B.A

Université-Mohamed El Bachir El Ibrahimi B.B.A

## Résumé

De nombreux travaux ont étudié la détection et le diagnostic des défauts de court-circuit dans les machines électriques en se basant sur différents modèles (le modèle triphasé abc, Modèle de Park...), vu leur hypothèses simplificatrices et les conditions d'utilisation de chaque modèle par rapport au défaut statorique (court-circuit). Nous proposons dans ce travail de thèse l'utilisation du modèle de Xchang, car les paramètres intervenant dans ce modèle sont calculables en ligne ainsi que les paramètres électriques ne dépendent pas de la position relative entre le stator et le rotor. Dans ce travail, deux techniques de traitement des signaux sont employées pour le diagnostic des défauts de court-circuit. La première est basée sur l'analyse spectrale (la transformée de Fourier rapide) utilisant les composantes spectrales de courant statorique dans l'état sain et l'état en court-circuit en régime permanent (régime stationnaire). Tandis que la deuxième est basée sur la transformée en ondelettes discrète considérée comme un outil idéal en raison de son aptitude d'analyse des signaux (régime non stationnaire). Les tests ont été réalisés par simulation numérique et les résultats obtenus montrent clairement la possibilité d'extraire les signatures pour détecter et localiser les défauts.

**Mots Clés :** Machine asynchrone, Modèle triphasé, FFT, Ondelettes, MATLAB/SIMULINK.

## Abstract

Several reported works have studied detection and short circuit fault diagnosis in electric machines based on different models. Regarding simplifying assumptions and model conditions of use in relation to stator fault (short circuit), the Xchang model is proposed because all parameters are computed online. Subsequently, the electrical parameters do not depend on relative position between stator and rotor.

In this work, two signal processing techniques are employed for short-circuit diagnosis. The first technique is based on spectral analysis (FFT) using stator current spectral components in healthy and short circuit states at steady state (stationary state). Whereas, the second technique is based on discrete wavelets transform (DWT) considered as an ideal tool because of its signals (non - stationary state) analysis ability. Tests are validated by numerical simulation and the obtained results have showed clearly that, the signatures can be extracted to detect and locate faults.

**Keywords:** Diagnosis, Unbalance, FFT, Wavelet transform, Asynchronous machine. Three-phase model

## ملخص:

العديد من الدراسات قامت في كشف وتشخيص الاعطال و الأعطاب من نوع ماس كهربائي في الآلات الكهربائية على نماذج مختلفة (نموذج ABC، نموذج PARK....)، ونظرا للشروط والتعقيدات في تطبيق هذه النماذج أثناء وجود عطب من نوع ماس كهربائي في الآلات الكهربائية. نقترح في هذا البحث باستخدام نموذج XCHANG لأن جميع إعدادات الألة في هذا النموذج يمكن حساب وكذلك لا تعتمد على الوضع النسبي بين الجزء الثابت والدوار. في هذا العمل، إتمدنا على تقنيتين وهما: تقنيات معالجة الإشارات لتشخيص أخطاء دائرة قصر. ويستند أولا على التحليل الطيفي (تحويل فورييه السريع) باستخدام المكونات الطيفية من الجزء الثابت حالة العمل الدائم (STATIONNAIRE). بينما يستند الثاني على الموجات المنفصلة التحويل و تعتبر أداة مثالية لتحليل إشارة في حالة العمل الغير مستقر (NON STATIONNAIRE). وأجريت الاختبارات عن طريق المحاكاة وتظهر النتائج بشكل واضح القدرة على استخراج التوقعات لكشف وتحديد الأعطال.

MATLAB / SIMULINK كلمات رئيسية: المحرك اللاتزامني ، نموذج من ثلاث مراحل، تحويل فورييه السريع ، الموجات،

## Remerciement

*Ce travail a été effectué au sein du département d'Electromécanique de l'Université de BADJI MOKHTAR- ANNABA sous la direction de Monsieur SAAD SALA, Professeur à l'Université de Annaba.*

*Je tiens à remercier, tout d'abord, Monsieur SAAD SALA, Professeur à l'Université d'Annaba. De m'avoir offert l'opportunité de réaliser ce travail sous sa direction et de ses précieux conseils et orientations.*

*Je tiens à remercier, aussi, Monsieur Vincent Cocquempot Professeur à l'Université Lille 1, France. De m'avoir offert l'opportunité de réaliser ce travail sous sa direction pendant un stage de 18mois au laboratoire LAGIS.(2011-2013)*

*Qu'ils trouvent ici l'expression de toute ma gratitude pour les conseils avisés et l'encouragement constant qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long de cette étude.*

*Mes remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur Hadjadj Oul Elias Professeur à l'Université d'Annaba, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de ce travail.*

*Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur Rahmani Lazhar, Professeur à l'Université de Sétif, je suis très honoré de sa présence dans le jury de cette thèse.*

*J'exprime ma grande gratitude à Monsieur Hamimid Mourad, Maître de conférence à l'Université de Bordj Bou Arreridj, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour avoir accepté de participer à ce jury.*

*J'exprime ma grande gratitude à Monsieur Meddad Mounir, Maître de conférence à l'Université de Bordj Bou Arreridj, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour avoir accepté de participer à ce jury.*

*J'exprime ma grande gratitude à Monsieur Belhamra Ali, Maître de conférence à l'Université d'Annaba, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour avoir accepté de participer à ce jury.*

*Je saisis cette occasion pour exprimer ma grande reconnaissance et gratitude à tous ceux qui ont contribué à la réalisation et l'achèvement de ce travail.*

# *Dédicace*

*A ma mère*

*A la mémoire de mon père*

*A ma femme*

*A mes enfants, Ahmed Yacine et Omar Elfarouk*

*A mes frères et sœurs*

*A mes amis*

---

---

## Liste des symboles

nb : Le nombre d'éléments roulants (billes, rouleaux ou aiguilles)

Db : Diamètre des billes

Dc : Diamètre du centre des billes

$\theta$  : L'angle de contact de la bille avec la cage.

$F_r$  : La fréquence de rotation de la bague interne (la bague externe étant supposée fixe)

s, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement.

(a, b, c) : Indices correspondants au trois phases.

$[U_s]$  : Vecteur de Tension statorique.

$[U_r]$  : Vecteur de Tension rotorique.

$[I_s]$  : Vecteur de Courant statorique.

$[I_r]$  : Vecteur de Courant rotorique.

$[\phi_s]$  : Vecteur de flux statorique.

$[\phi_r]$  : Vecteur de flux rotorique.

$[M]$  : Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

$[L_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor.

$[R_s]$  : La matrice de résistance statorique ;

$[R_r]$  : La matrice de résistance Rotorique ;

$[M_{sr}]$  : La matrice d'inductance mutuelle entre le Stator et le Rotor;

$[M_{rs}]$  : La matrice d'inductance mutuelle entre le Rotor et le Stator; avec  $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

$[M_s]$  : La matrice d'inductance propre du Stator;  $[M_s] = [L_{s\sigma}] + [M_{ss}]$

$[M_r]$  : La matrice d'inductance propre du Rotor;  $[M_r] = [L_{r\sigma}] + [M_{rr}]$

---

$[L_{s\sigma}]$  : La matrice d'inductance cyclique du Stator ;

$[M_{ss}]$  : La matrice d'inductance mutuelle entre les trois enroulements du Stator ;

$[L_{r\sigma}]$  : La matrice d'inductance cyclique du Rotor;

$[M_{rr}]$  : La matrice d'inductance mutuelle entre les trois enroulements du Rotor.

$P$  : L'opérateur différentiel  $\frac{d}{dt}$

$g$  : Le coefficient de glissement.

$f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}$  : Les pourcentages de réduction du nombre de spires aux trois phases du stator.

$[T]$  : Matrice de transformation.

$[T]^{-1}$  : La matrice de transformation.

$J$  : Inertie des masses tournantes.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$\omega_s$  : Pulsation statorique.

$\omega_r$  : Pulsation rotorique ou de glissement.

$\Omega$  : La vitesse mécanique de rotation.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.

$C_{ém}$  : Le couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$\theta$  : L'angle électrique entre la phase A statorique et la phase a rotorique.

$P$  : Le nombre de paires de pôles.

$n$  : L'ordre de système.

---

## ***Liste des abréviations***

MAS :	Machine asynchrone.
MCSA :	Courant moteur analyse de signature
TFCT :	La transformée de Fourier à court terme
TO :	Transformé en ondelette
TOC :	Transformée en ondelette continue
TOD :	Transformée en ondelette discrète
FT :	Fourier transformé

## Liste des figures

Figure	Titre	Page
<b>Fig.I.1</b>	<i>Diffèrent type de défauts agissant sur un système</i>	09
<b>Fig.I.2</b>	<i>Différentes étapes de diagnostic</i>	11
<b>Fig.I.3</b>	<i>Redondance physique et analytique</i>	12
<b>Fig.I.4</b>	<i>Principe de la reconnaissance des formes</i>	15
<b>Fig.I.5</b>	<i>Principe de l'inférence floue</i>	16
<b>Fig.I.6</b>	<i>Principe des méthodes de diagnostic avec modèles</i>	17
<b>Fig.I.7</b>	<i>L'Espace de Parité en Continu</i>	19
<b>Fig.I.8</b>	<i>Principe de l'approche par estimation des paramètres</i>	20
<b>Fig.I.9</b>	<i>Principe général d'un estimateur de sortie</i>	20
<b>Fig.I.10</b>	<i>L'Observateur de Luen berger</i>	21
<b>Fig.I.11</b>	<i>Génération des résidus par les UIO</i>	22
<b>Fig.I.12</b>	<i>Génération des résidus une banques d'UIO</i>	22
<b>Fig.II.1</b>	<i>Structure générale d'un entraînement électrique</i>	26
<b>Fig.II.2</b>	<i>Schéma de principe de l'onduleur triphasé</i>	27
<b>Fig.II.3</b>	<i>MLI triangulo-sinusoidal <math>m=21</math>, <math>r=0.8</math></i>	28
<b>Fig.II.4</b>	<i>Coupe schématique de la machine asynchrone</i>	30
<b>Fig.II.5</b>	<i>Types d'excentricité : (a) dynamique ; (b) statique ; (c) mixte.</i>	34
<b>Fig.II.6</b>	<i>Caractéristiques géométriques d'un roulement</i>	35
<b>Fig.III.1</b>	<i>Evolution de courant en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N</math> (a) Cas sain (b) Avec défaut (Court-circuit de 10% à <math>t=1s</math> dans la phase A)</i>	48
<b>Fig.III.2</b>	<i>Evolution de la vitesse en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>) (a) Cas sain (b) Avec défaut (Court-circuit de 10% à <math>t=1s</math> dans la phase A)</i>	49
<b>Fig.III.3</b>	<i>Evolution de couple électromagnétique en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>)(a) Cas sain (b) Avec défaut (Court-circuit de 10% à <math>t=1s</math> dans la phase A)</i>	50
<b>Fig.VI.1</b>	<i>Balayage de l'ondelette sur signal pour calculer « TOC »</i>	55
<b>Fig.VI.2</b>	<i>Transformée en paquet d'ondelette</i>	56
<b>Fig.VI.3</b>	<i>Décomposition du signal <math>S(t)</math></i>	60
<b>Fig.VI.4</b>	<i>FFT du courant en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>) en régime permanent ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% à <math>t=1s</math> dans la phase A)</i>	62
<b>Fig.VI.5</b>	<i>FFT de la vitesse en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>) en régime permanent ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% à <math>t=1s</math> dans la phase A)</i>	62
<b>Fig.VI.6</b>	<i>FFT du courant en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>) en régime transitoire ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% au démarrage dans la phase A)</i>	63
<b>Fig.VI.7</b>	<i>Arbre de décomposition de signal avec une fréquence d'échantonnage 2000Hz</i>	65
<b>Fig.VI.8</b>	<i>La DWT du Courant d'une phase statorique en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>)(cas non défaillant)</i>	66
<b>Fig.VI.9</b>	<i>La DWT du Courant d'une phase statorique en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>) (cas défaillant : Court-circuit de 10% à <math>t=1s</math> dans la phase A)(Régime permanent)</i>	66
<b>Fig.VI.10</b>	<i>La DWT du Courant d'une phase statorique en charge (<math>t=0.4s</math> ; <math>Cr=3.5N.m</math>)(cas défaillant : Court-circuit de 10% au démarrage dans la phase A) (Régime transitoire)</i>	67



## *Liste des tableaux*

<b>Tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
<b>Tab.I.1</b>	<i>Définition des termes</i>	08
<b>Tab.I.2</b>	<i>Les critères d'évaluations d'un Système de diagnostic</i>	10
<b>Tab.II.1</b>	<i>Synthèse des différents défauts de la machine asynchrones</i>	36
<b>Tab.IV.1</b>	<i>Etude comparative des différentes méthodes d'analyse vibratoires</i>	61

---

# SOMMAIRE

<i>Résumé</i>	
<i>Remerciement</i>	
<i>Dédicace</i>	
<i>Notation</i>	
<i>Liste des figures</i>	
<i>Liste des tableaux</i>	
<b>Introduction Générale</b>	<b>01</b>
<b>Chapitre I : Surveillance et diagnostic des entraînements électriques</b>	<b>06</b>
I.1 Introduction	07
I.2 Définition et objectif du diagnostic	07
I.2.1 Définition	07
I.2.2 Objectif du diagnostic	07
I.2.3 Terminologies et concepts	08
I.3 Différents types de défauts	08
I.4 Considération générales sur les systèmes de diagnostics	09
I.5 Les différentes étapes du diagnostic	10
I.5.1 La détection	10
I.5.2 La localisation	10
I.5.3 L'identification	11
I.6 Principe de diagnostic du défaut	11
I.6.1 Redondance physique (matérielle)	11
I.6.2 Redondance analytique	11
I.7 Génération et évaluation de résidus	12
I.7.1 Génération de résidus	12
I.7.2 Evaluation des résidus	12
I.8 Classification des méthodes de diagnostic	13
I.8.1 Approche signal	13
I.8.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basés sur l'analyse spectrale des signaux	13
I.8.1.2 Méthodes d'analyses temps-fréquence et temps échelle	14
I.8.2 Méthodes sans modèles	14
I.8.2.1 La reconnaissance des formes (RDF)	14
I.8.2.2 Les réseaux de neurones artificiels (RNA)	15
I.8.2.3 Les systèmes d'inférences floue (SIF)	16
I.8.3 Méthode a base de modèles	16
I.8.3.1 Espace de Parité	17
I.8.3.2 Estimation paramétrique	19
I.8.3.3 Estimation d'état (observateur)	20
I.8.3.4 Observateurs a entrées inconnues (UIO)	22
I.9 Conclusion	23
<b>Chapitre II: Présentation d'un entraînement électrique : Principe et défauts</b>	<b>24</b>
II.1 Introduction	25
II.2 Présentation d'un entraînement électrique	25
II.2.1 Onduleur de tension	26
II.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension	26
II.2.3 Moteur asynchrone	29

II.3 Synthèse des différents défauts dans les entraînements électriques	31
II.3.1 Les défaillances des machines asynchrones	31
II.3.1.1 Défaillances électriques	31
II.3.1.1.1 Les défauts au stator	31
II.3.1.1.2 Les défauts au rotor	33
II.3.1.2 défaillances mécaniques	34
II.3.1.2.1 Les défauts d'excentricités	34
II.3.1.2.2 Les défauts de roulements	34
II.3.1.2.3 Les défauts de flasque	35
II.3.1.2.4 Les défauts de l'arbre	36
II.3.2 Les défauts de la commande	37
II.3.3 Les défauts de l'onduleur	37
II.3.3.1 Les défauts des semi-conducteurs de puissance	37
II.3.3.2 Les défauts de la commande de l'onduleur	38
II.4 Conclusion	38
<b>Chapitre III : Modélisation de la machine asynchrone en présence des défauts statoriques</b>	39
III.1 Introduction	40
III.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibrée au stator	40
III.2.1 La matrice de transformation T	43
III.2.2 Transformation des équations du modèle triphasé	44
III.2.3 Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone d'déséquilibre au stator	45
III.2.4 Equations mécaniques	46
III.2.5 Représentation d'état	47
III.3 Simulation de la machine asynchrone triphasé (sain et avec défaut)	47
III.3.1 Simulation de la machine asynchrone	48
III.3.2 Interprétation des résultats	51
III.4 Conclusion	52
<b>Chapitre IV : Application de l'analyse d'ondelettes pour détecter un défaut de court-circuit</b>	53
IV.1. Introduction	54
IV.2. Types de la transformée en ondelette	54
IV.2.1 La transformée en ondelette continue (TOC)	55
IV.2.2 La transformée en ondelette discrète (TOD)	56
IV.2.3 La transformée en paquet d'ondelettes	56
IV.2.4 Choix de l'ondelette et du nombre de niveaux de calcul pour la décomposition	57
IV.3 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibrée au stator (modèle de X-CHANG)	59
IV.4 la technique d'ondelette discrète et La limite de l'FFT	59
IV.5 Résultat de la simulation de la machine asynchrone saine et avec court-circuit de 10% dans la phase A	61
IV.5.1 Application de la technique FFT au diagnostic	61
IV.5.2 Application de la technique des ondelettes au diagnostic	64
IV.6. Conclusion	68
<b>Conclusion Générale</b>	70
<b>Bibliographie</b>	73

## ***Introduction générale***

Actuellement, les entraînements électriques (l'alimentation, la machine asynchrone et la charge) sont considérés comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé dans le domaine industriel. Car ce type d'entraînement est justifié par la simplicité de la construction, avec un coût optimal de maintenance et d'achat, ainsi que sa robustesse mécanique [1]. Des applications industrielles de la machine asynchrone à vitesse variable, ont vu le jour dans divers domaines en l'occurrence l'aéronautique, la robotique et dans certains mécanismes industriels à haute précision. De par leur présence grandissante dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'entraînement électrique prennent une grande part dans les contraintes d'exploitation [2]. La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer efficacement la sécurité des équipements et des personnes.

Néanmoins, les équipements (électriques et mécaniques) subissent au cours de leurs durées de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. Les contraintes industrielles en fiabilité, maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très importantes. C'est pour cela le monde industriel est très intéressé par les techniques permettant de déterminer l'état de ces machines.

Plusieurs méthodes de surveillances emploient un modèle du système considéré. Le principe général de ces approches consiste à vérifier la consistance des données prélevées en ligne sur l'installation avec un modèle comportemental [3]. La qualité du modèle utilisé conditionne les performances du système de surveillance. La localisation des défaillances parfois nécessite l'utilisation du modèle du système défaillant. Plusieurs niveaux de connaissance sur les défaillances peuvent être utilisés. Il est à noter que l'obtention d'un modèle précis du comportement défaillant est souvent difficile et coûteux.

Selon le cahier des charges de surveillance et de configuration du système, il n'est pas toujours nécessaire de faire cet effort sur tous les éléments composant le système. Dans certains cas, l'utilisation de modèles très précis n'améliore pas les propriétés du système de surveillance mais au contraire augmente le coût de conception et alourdi largement le traitement.

Un développement important a été réalisé sur la modélisation des machines asynchrones en présence de défauts comme la cassure d'une ou plusieurs barres consécutives et/ou d'une portion d'anneau de court-circuit, le court-circuit entre spires dans les bobinages et les différents types d'excentricités [4-9].

Toutefois, les travaux de recherches se poursuivent actuellement afin d'améliorer les modèles destinés au diagnostic par l'introduction de l'effet de l'encoche, de la saturation, et de la variation non uniforme de l'entrefer, en vue d'obtenir un modèle le plus représentatif et le plus efficace du moteur fonctionnant avec ou sans défaut.

Parmi les modèles utilisés on peut citer le modèle de Park, les modèles fins, le modèle de Schaeffer et le modèle en abc.

#### **Modèle de Park[4]**

Ce modèle est très utilisé pour la détection des défauts, c'est à dire une panne qui implique un changement du modèle et les résidus seront donc différents de 0, on peut dire que c'est un modèle de bon fonctionnement. Le modèle de Park ne permet pas de prendre en compte les déséquilibres dus aux pannes, ainsi que le changement des paramètres du modèle de Park pour représenter une panne ne signifie rien physiquement.

#### **Modèles fins [5] (Schémas électriques ou magnétiques équivalents)**

Ce type de modèle est très précis, mais lourds à utiliser pour les méthodes de redondance analytique. Il est utile pour les méthodes hors-ligne mais pose des problèmes pour la surveillance en-ligne.

#### **Modèle de Schaeffer[6]**

Le modèle de Schaeffer est basé sur les mêmes hypothèses de Park, c'est-à-dire les déséquilibres ne sont pas représentés. Ce modèle est utile et valable en régime permanent (application du principe de superposition pour système linéaire).

#### **Modèle en abc[7]**

L'avantage de ce modèle est la bonne représentation lorsqu'on prend en compte les pannes et les déséquilibres, mais l'inconvénient majeur est la variation de tous les paramètres dans le temps en fonction de la position entre le stator et le rotor. On note que ces paramètres sont inconnus en ligne.

#### **Modèle de X-CHANG [8] [9]**

Ce modèle permet de prendre en compte les déséquilibres au niveau du stator qui se produisent en présence par exemple de court-circuit de spires. Tous les paramètres intervenant dans ce modèle sont calculables en-ligne.

Nous avons réalisé ce travail de thèse en se basant sur trois approches essentielles:

- L'approche signal qui traite les techniques d'extraction de l'information pertinente du signal du courant statorique ;
- L'approche modèle, présentée par les modèles dédiés aux différents états de fonctionnement de la machine (avec et sans défauts). A cet effet, le modèle X-CHANG [8] [9] a été adopté pour l'étude des défauts de court-circuit dans le stator ;
- L'approche système, consiste à la mise en œuvre d'une méthode de diagnostic en l'occurrence la représentation temps-fréquence en vue de faciliter la procédure de diagnostic des défauts dans différents régimes de fonctionnement.

### **Position du problème**

Les impératifs des sûretés de fonctionnement des entraînements électriques nécessitent l'intégration de systèmes de surveillances pour la détection et le diagnostic des défaillances. Donc il faut doter les moteurs asynchrones d'un outil de surveillance pour éviter ou du moins prévenir les pannes et les arrêts intempestifs.

En général, les défauts d'entraînement électriques résident dans les différents modes de fonctionnement, la charge, l'environnement...etc. Parmi ces défauts, on peut citer :

- Déséquilibre de tension d'alimentation ; court-circuit au stator,
- Cassure des barres rotoriques et portion d'anneaux,
- Partie mécanique, défaut des roulements ; défaut d'excentricité,
- L'alimentation,
- La charge,
- La commande,

Parmi le grand nombre de défauts présents, un choix a été fait d'après les critères suivants :

- Fréquence d'apparition du défaut ;
- Importance des conséquences du point de vue de la sécurité et des dommages causés,
- Représentativité du défaut vis-à-vis de l'ensemble des fonctionnements défectueux possibles,
- Intérêt des défauts pour la mise au point des modèles,

Comme indiqué dans [10], des études faites sur la nature des pannes dans les machines asynchrones ont montré que près de 38% sont concentrées au niveau du stator notamment le court-circuit de spires. Ce dernier entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase

affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, ainsi modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. En effet, un court-circuit de spires est à l'origine de déséquilibre des enroulements statoriques induisant un champ inverse en plus du champ direct principal, tournant avec les fréquences de  $\pm f_s$  [11]. Ces nouvelles composantes entraînent des pics de fréquence  $k.f_s$  dans les courants statoriques de la machine [12] [13].

Nous proposons dans ce travail de thèse l'utilisation du modèle de X-CHANG pour la détection et le diagnostic des défaillances (court-circuit dans le stator) car les paramètres intervenant dans ce modèle sont calculables en ligne ainsi que les paramètres électriques ne dépendent pas de la position relative entre le stator et le rotor. Dans ce travail, deux techniques de traitement des signaux sont employées pour le diagnostic des défauts de court-circuit. La première est basée sur l'analyse spectrale (la transformée de Fourier rapide) utilisant les composantes spectrales de courant statorique dans l'état sain et l'état en court-circuit en régime permanent (régime stationnaire). Tandis que la deuxième est basée sur la transformée en ondelettes discrète considérée comme un outil idéal en raison de son aptitude d'analyse des signaux (régime non stationnaire). Les tests ont été réalisés par simulation numérique et les résultats obtenus montrent clairement la possibilité d'extraire les signatures pour détecter et localiser les défauts.

Pour atteindre les objectifs fixés, le travail présenté dans cette thèse est organisé comme suit :

- Le premier chapitre permettra d'apporter quelques éléments de diagnostic des entraînements électriques. Ce diagnostic consiste à connaître, à évaluer, à prévoir, à mesurer et à maîtriser les défaillances des systèmes. Les différents concepts terminologiques et méthodologiques associés sont présentés dans ce chapitre.
- Dans le second chapitre, le système d'entraînement électrique et ces différentes parties (la machine, le convertisseur) sont décrites.
- Au troisième chapitre, un modèle de simulation est présenté. Le modèle de la machine asynchrone triphasée est utilisé pour analyser le comportement de la machine en absence et en présence de défaillances (X-CHANG). Ainsi, nous présenterons les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le domaine temporel pour différentes conditions de fonctionnement, (avec et sans défaut). Les effets des court-circuits statoriques sur les différentes grandeurs électriques et électromécaniques de la machine sont montrés et analysés.
- Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la technique des ondelettes, ses différentes applications, et son exploitation pour la détection et la localisation des différents défauts dans la machine asynchrone triphasée. Dans ce chapitre deux techniques de diagnostic sont appliquées,

la FFT et L'ondelette dans différents cas de fonctionnement de la machine asynchrone montrant ainsi l'inefficacité de l'FFT dans le régime transitoire cela favorise utilisation de la technique des ondelettes pour un diagnostic plus efficace. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette technique dans la détection des défauts statoriques (court-circuit) en termes du temps-fréquence voir sévérité du défaut.

En fin ce travail est clôturé par une conclusion générale et des perspectives.



# **Chapitre I**

## **Surveillance et diagnostic des entraînements électriques**

---

## **I.1 Introduction**

D'une manière générale, la maintenance a pour but d'assurer la disponibilité maximale des équipements de production à un coût optimal dans de bonnes conditions de qualité et de sécurité. Pour atteindre ces objectifs les chercheurs ont développé plusieurs techniques et méthodes de surveillance des installations industriels avec ou sans modèle.

Le principe général des algorithmes de diagnostic est basé sur l'exploitation des données relevées sur le système et de la connaissance que l'on possède de son fonctionnement sain (pour la détection) ou de son fonctionnement défaillant (pour la localisation). Ces algorithmes élaborent des symptômes révélateurs du comportement défaillant et de la nature du dysfonctionnement.

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de diagnostic, les définitions et la terminologie utilisée dans la littérature dans le but de donner un état de l'art sur les techniques et les méthodes utilisées dans le domaine de la surveillance et la supervision des systèmes. Les principales approches de diagnostic seront présentées.

## **I.2 LA Définition et objectif du diagnostic**

### **I.2.1 Définition**

La définition du diagnostic selon la norme AFNOR et CEI stipule que : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test [14]».

Cette définition résume les deux tâches essentielles du diagnostic :

- Observer les symptômes de la défaillance ;
- Identifier la cause de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur les observations.

### **I.2.2 Objectif du diagnostic**

L'objectif d'un système de diagnostic est de prévoir l'apparition d'un défaut le plus rapidement possible et le plus précisément possible. Pour pouvoir expliquer ce principe avec plus de précision, nous allons tout d'abord définir ce que nous entendons par défaut, puis nous rappellerons les fonctions du diagnostic telles que la détection, la localisation, et l'identification des défauts [15].

### I.2.3 Terminologies et concepts

Le tableau I.1 [15] donne la définition de quelques termes utilisés dans le domaine de diagnostic.

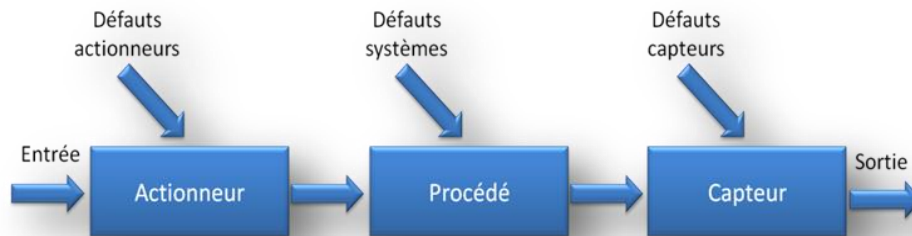
**Tableau .I.1** : Définition des termes [15]

Terme	Définitions
<b>Une anomalie</b>	Est une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique
<b>La panne</b>	Est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance.
<b>Un défaut</b>	Est tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique de référence lorsque celui-ci est en dehors des spécifications. Les défauts sont classifiés d'une façon similaire aux défaillances.
<b>Une défaillance</b>	Est l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un ensemble à accomplir sa ou ses fonctions requises avec les performances définies dans les spécifications techniques.
<b>Une perturbation</b>	Consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, non ou mal, représenté par un modèle de référence.
<b>Un résidu</b>	Est un signal conçu pour être un indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales, nul en absence de défauts et non nul en leur présence.
<b>Un symptôme</b>	Est caractère distinctif d'un état fonctionnel ou comportemental anormal.
<b>La surveillance</b>	Est une tâche continue, réalisée en temps réel, qui permet de déterminer l'état d'un système physique, elle consiste en l'enregistrement des informations ainsi qu'en la reconnaissance et l'indication des anomalies du comportement.
<b>La sensibilité</b>	Représente la capacité d'un système de diagnostic à générer des résidus sensibles aux défauts à détecter.
<b>La supervision</b>	Est la surveillance d'un système physique et la prise de décision appropriée en vue de maintenir son opération lors de l'apparition de défauts.

### I.3 Différents types de défauts

Un défaut correspond à une déviation du comportement normal du système, de son unité de commande ou de son système d'instrumentation. Les défauts peuvent être aléatoires ou progressifs, dans le cas du vieillissement ou de l'usure.

Les défauts apparaissent à différents endroits du système [15]. Une classification pertinente des défauts peut être basée sur la nature du composant affecté. Nous distinguerons donc, les défauts d'actionneurs, de celles liées aux capteurs et celles du système de commande figure I.1.



**Fig. I.1 :** Différent type de défauts agissant sur un système

- **Défauts actionneurs :** modélisés en général comme des signaux additifs aux signaux d'entrée, ils agissent au niveau de la partie opérative et détériore ainsi le signal d'entrée du système.
- **Défauts systèmes :** modélisés en général comme des dynamiques additionnelles avec une matrice de distribution, ils s'identifient par la modification des caractéristiques du système.
- **Défauts capteur :** modélisés en général par des signaux additifs aux signaux de sortie, ils fournissent une mauvaise image de l'état physique du système [15].

#### I.4 Considération générales sur les systèmes de diagnostics

Il existe plusieurs critères permettant d'évaluer les performances d'un système de diagnostic. De manière générale, on note:

- Rapidité ;
- Isolabilité ;
- Robustesse ;
- Adaptabilité ;
- Identification de défauts multiples ;
- La sensibilité.

**Tableau. I.2 : Les critères d'évaluations d'un Système de diagnostic**

Critères d'évaluations	Définitions
<b>Rapidité</b>	Lors de dysfonctionnement de la chaîne de production, le système de surveillance doit réagir rapidement dans cette situation, ainsi que, un système de diagnostic rapide permet d'éviter des dégâts matériels et humains [16].
<b>Isolabilité</b>	D'après[17][18], c'est l'aptitude du système de surveillance à distinguer les différents modes de dysfonctionnement du processus. Une défaillance engendre souvent une cascade d'alarmes et il peut être difficile de remonter à l'organe défaillant. Le degré d'isolabilité des défaillances est lié à la structure des résidus (signal de détection de défaut) et à la procédure de détection mise en œuvre.
<b>Robustesse</b>	Il s'agit de vérifier l'aptitude du système de surveillance à détecter et à isoler les défauts affectant le processus surveillé dans un environnement incertain.  Il convient de noter que le critère de la robustesse concerne non seulement les méthodes de génération des résidus mais aussi les méthodes d'évaluation. L'évaluation robuste des résidus avait tout particulièrement concerné le problème du seuillage avec l'objectif de minimiser les fausses alarmes[16].
<b>Sensibilité</b>	Caractérise l'aptitude du système de diagnostic à détecter des défauts d'une certaine amplitude, elle dépend non seulement de la structure des résidus mais aussi du rapport entre le bruit de mesure et le défaut[19].

## I.5 Les différentes étapes de diagnostic

Le terme diagnostic correspond à la caractérisation du défaut, pour effectuer ce dernier il faut passer par un certain nombre d'étapes qui s'enchaînent.

### I.5.1 La détection

Cette opération permet de décider si le système est en fonctionnement normal ou non.

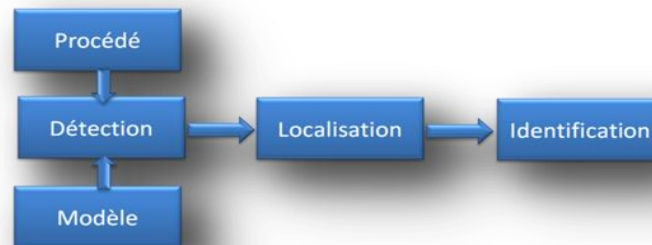
- Probabilité de fausse détection : conduit à des arrêts ou des reconfigurations inutiles,
- Probabilité de non détection : peut conduire à une panne intolérable dans les systèmes à haut niveau de sécurité (aéronautique, nucléaire, ...etc).

### I.5.2 La localisation

C'est l'identification de l'élément qui a causé le défaut. Parfois il est impossible de localiser les interactions entre les composants du système et l'instrumentation. La solution est d'isoler un sous-système comportant des composants susceptibles de contenir le ou les défauts [17].

### I.5.3 L'identification

L'objectif de l'identification est de caractériser plus finement le défaut et déterminer les causes qui ont engendré la défaillance constatée.



**Fig. I.2** : Différentes étapes de diagnostic [15]

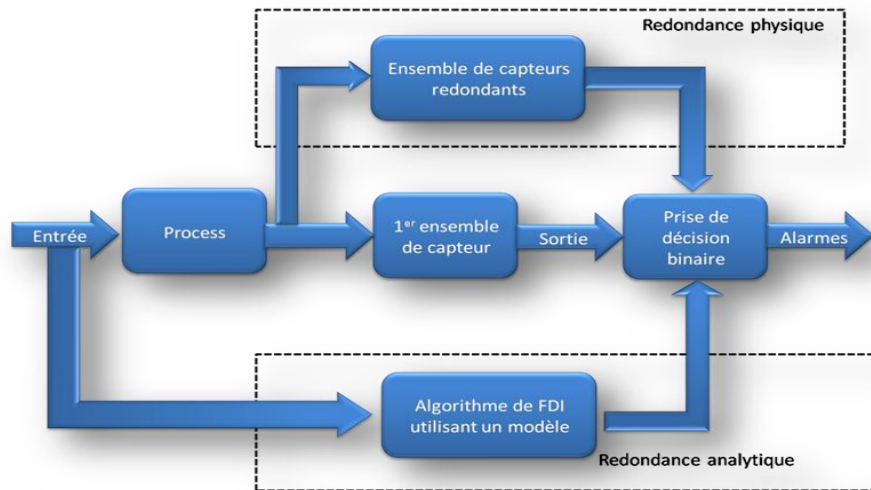
## I.6 Principe de diagnostic de défaut

### I.6.1 Redondance physique (matérielle)

La redondance physique consiste à utiliser plusieurs capteurs, actionneurs, processeur et logiciels pour mesurer et/ou contrôler une variable particulière. Un principe de vote majoritaire est appliqué sur les valeurs redondantes pour savoir s'il y a une faute ou non. Elle entraîne un coût important en instrumentation mais fiable, sûr et simple à implanter [15].

### I.6.2 Redondance analytique

Son rôle est d'exploiter les contraintes liant les différentes variables du système. Ces dernières peuvent s'exprimer sous la forme de relation analytique liant les variables connues (relation entrée/sortie ou sortie/sortie). Le diagnostic utilisant la redondance analytique consiste à vérifier si les relations analytiques sont égales à zéro en utilisant les mesures prélevées en ligne sur le système. Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller [20][21].



**Fig. I.3** : Redondance physique et analytique [15]

## I.7 Génération et évaluation de résidus

Un résidu ou indicateur de faute est un signal généralement électrique qui exprime l'incohérence entre les informations disponibles et les informations théoriques fournies par un modèle (supposées décrire correctement le processus).

### I.7.1 Génération de résidus

Les résidus générés, en utilisant l'approche par redondance analytique, se basent sur les relations nominales du système en exploitant l'entrée  $U$  et la sortie mesurée  $Y$ . Les relations de redondance à évaluer peuvent être considérées comme la dynamique de la relation entrée/sortie. Dans le cas de l'apparition d'une faute, cette relation n'est jamais satisfaite et des résidus non nuls sont obtenus. Ces résidus sont utilisés pour prendre les décisions appropriées. Ils seront évalués dans la composante de la logique de décision de faute pour déterminer le temps d'apparition de la faute et localiser l'origine de la faute[14].

### I.7.2 Evaluation des résidus

Un résidu converge vers une valeur proche ou égale à zéro dans le cas sans défaut, et quitte d'une manière significative cette valeur après l'occurrence d'un défaut. Il est lié à la différence entre les sorties mesurées et leurs estimées [22].

## **I.8 Classification des méthodes de diagnostic**

Les méthodes de diagnostic des défauts sont très variées[23]. On les distingue à partir de leur type de connaissance utilisée pour vérifier la cohérence entre les observations réelles et de références[22]. Ces dernières se répartissent en deux classes : les méthodes avec modèle et les méthodes sans modèle. Dans cette partie, nous présentons une classification des principales méthodes de diagnostic rencontrées dans la littérature.

### **I.8.1 Approche signal**

Le diagnostic d'une défaillance ou d'une dégradation fait appel le plus souvent à l'utilisation de signatures. Ces signatures contiennent les informations jugées pertinentes par les spécialistes des matériaux pour la détection d'une défaillance ou d'une dégradation. La complexité des signatures dépend de la nature des systèmes et des matériels à diagnostiquer et varie en fonction de l'anomalie recherchée. Cette approche fait appel à des techniques du traitement de signal.

#### **I.8.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux [10]**

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les court-circuités dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale des entraînements électriques consiste à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine [1]. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être:

- Courants absorbés;
- Flux de dispersion;
- Tension d'alimentation;
- Couple électromagnétique;
- Vitesse rotorique;
- Vibrations;
- Tension de neutre.



### I.8.1.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle [24]

L'analyse spectrale basée sur la transformée de Fourier (TF), fournit une bonne description des signaux stationnaires et pseudo-stationnaires, mais présente de nombreuses limitations quand les signaux à analyser ne sont pas stationnaires. Dans ce cas, la solution serait d'utiliser ce qu'on appelle les outils d'analyse temps-fréquence. Parmi ces méthodes, on peut citer:

- Transformée de Fourier sur une fenêtre glissante;
- Transformée en Ondelettes;
- Transformée de Wigner Ville;
- Transformée d'Hilbert-Huang.

### I.8.2 Méthodes sans modèles

Cette méthode suppose que les connaissances du processus se limitent à son observation passée et présente. Elle repose sur l'expertise humaine. L'historique de ce système constitue une base de données qui sert à l'extraction de descripteurs dans divers modes de fonctionnement du processus.

#### I.8.2.1 La reconnaissance des formes (RDF)

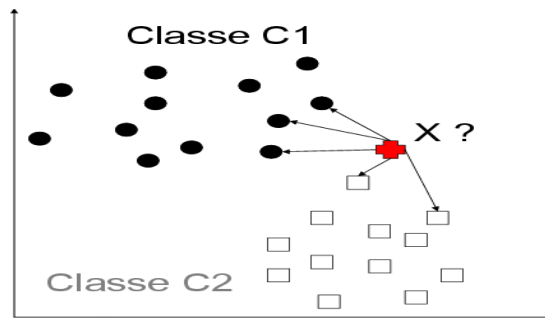
Les méthodes de diagnostic qui utilisent la reconnaissance des formes ne sont pas nombreuses[25]. Elle s'intéresse au problème de reconnaissance de situations significatives d'un système dans un environnement complexe ou noyé dans le bruit. Le principe de la RDF repose sur la représentation numérique du  $k^{\text{ème}}$  objet observé par le vecteur  $x_k = [x_{k1}, \dots, x_{kq}]^k$  Appelé 'vecteur forme', où :

$x_{kj}$  indique la  $j^{\text{ème}}$  caractéristique associée à l'objet ;

$k$ : température, pression, débit, fréquence de bruit sonore, etc.

$q$  : la taille du vecteur forme[26].

Un vecteur de forme est extrait de nombreuses mesures. Les règles de décisions permettent de classer les observations décrites par le vecteur de forme par rapport aux autres fonctionnements avec ou sans défaut. Pour les classer, il faut être en mesure de donner pour l'un ou l'autre un mode de fonctionnement. Il faut avoir une base de données pour construire la classe correspondant au défaut créé. Une autre méthode consisterait à calculer le vecteur de forme en effectuant les simulations numériques. Dans la dernière configuration, il faut un modèle comportemental précis pour avoir des paramètres proches de la réalité[25].



**Fig. I.4 :** Principe de la reconnaissance des formes [15]

### I.8.2.2 Les réseaux de neurones artificiels (RNA)

C'est un modèle de calcul, sa conception est inspirée de vrais neurones humains, c'est l'intelligence artificielle qui permet de prendre des décisions en s'appuyant sur la précipitai que sur le raisonnement logique formel [14].

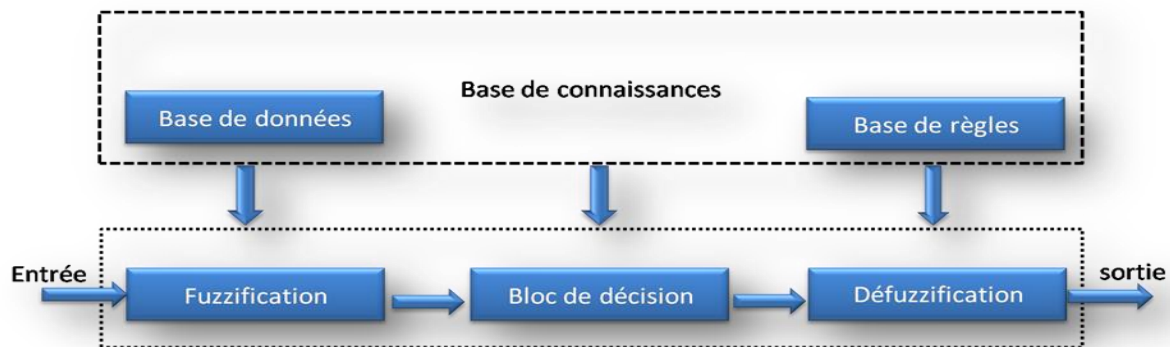
Cette approche fait l'objet de recherches dans beaucoup de domaines tels que la compréhension et la synthétisation de la langue naturelle, la classification, le diagnostic, etc. Cette technique comporte des caractéristiques très intéressantes comme la faculté d'apprentissage et d'auto-organisation. Un réseau de neurones peut être considéré comme une boîte noire[27].

Pour identifier des défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples de bon fonctionnement et de défauts pour pouvoir les apprendre. La synthèse du réseau est réalisée et comprend plusieurs étapes : le choix du type de réseau, du type de neurones, du nombre de couches, des méthodes d'apprentissage[28]. Pendant la phase d'apprentissage qui consiste à ajuster de façon incrémentale les poids, ou forces des connexions entre neurones[29], les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Après l'apprentissage, le réseau ne reconnaît pas seulement les exemples appris mais également des paradigmes leur ressemblant, ce qui correspond à une certaine robustesse par rapport aux déformations de signaux par le bruit.[16].

### I.8.2.3 Les systèmes d'inférences floue (SIF)

Les systèmes d'inférence floue (SIF) sont une des applications les plus courantes de la logique floue. Ils implémentent des concepts, sous la forme de variables linguistiques, ainsi qu'un raisonnement déductif, à l'aide de règles floues[30]. La structure de base d'un SIF est constituée de [28] :

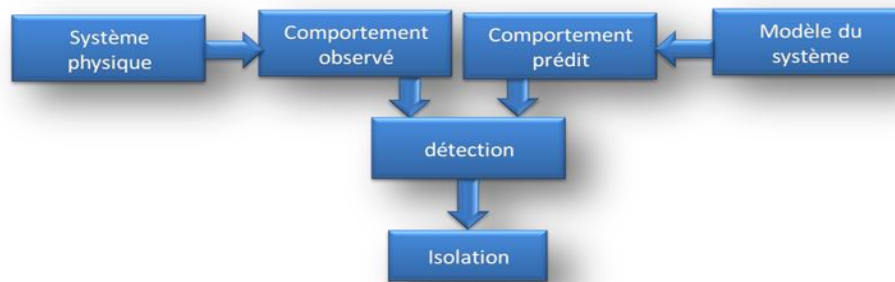
- ✓ Un univers de discours qui contient les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie à des classes. Ces fonctions peuvent avoir différentes formes, les plus usuelles étant les formes triangulaires, trapézoïdales et gaussiennes.
- ✓ Une base de connaissances qui regroupe les règles liant les variables d'entrée et de sortie sous la forme « SI...ALORS ».
- ✓ Un mécanisme de raisonnement qui base son fonctionnement sur la logique du modus Ponens généralisée.



**Fig. I.5:** Principe de l'inférence floue [15]

### I.8.3 Méthode à base de modèles

L'approche de diagnostic à base de modèles permet le suivi et la supervision en ligne du système. Elle consiste à embarquer un modèle du système permettant l'estimation de son état. Une faute est alors détectée par comparaison, en temps réel, de l'état prédit et des mesures issues des capteurs. Le diagnostic est ensuite établi en déterminant l'état (de faute) du système qui est cohérent avec les mesures et qui permet d'expliquer la faute[31]. On distingue trois grandes approches selon la connaissance: l'approche par estimation de paramètres, celle par estimation d'état (à base d'observateur) et enfin celle par espace de parité[31]. La figure suivante montre le principe des méthodes de diagnostic avec modèles.



**Fig. I.6 :** Principe des méthodes de diagnostic avec modèles [15]

### I.8.3.1 Espace de parité

Le terme « parité » a été emprunté au vocabulaire employé pour les systèmes logiques où la génération de bits de parité à partir d'une relation de redondance analytique, permet la détection d'erreur [28].

Une relation de redondance analytique (RRA) est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues. Elle doit être sensible aux défauts et insensible aux perturbations[15]. La génération de telles relations permet d'engendrer des résidus en projetant les données mesurées dans un espace[15]. Elle est souvent définie comme l'orthogonale de la matrice d'observabilité, ce qui revient à éliminer l'influence de l'état sur le résidu. L'objet de cette méthode est d'explicitier son utilisation pour la détection et la localisation des défauts. Le principe est d'analyser la consistance des mesures et détecter les défauts en cherchant à établir des relations de parité qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défauts. Cette approche conduit à une réécriture des équations d'état et de mesure, dans laquelle seules des variables connues (commandes et sorties) sont autorisées à figurer. Le principe de l'espace de parité repose sur la représentation numérique du vecteur de parité  $r(t)$  projection du vecteur des mesures  $y(t)$ . Qui est présenté dans le cas général par l'équation de mesure[28].

#### Exemple l'espace de parité en continu

Soit le système :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (\text{I.1})$$

$$Y(t) = CX(t) \quad (\text{I.2})$$

Où :

$X(t)$  est le vecteur des états, de dimension  $n \dots 1$ ;

$\dot{X}(t)$  est la dérivée du vecteur d'état;

$U(t)$  est le vecteur des entrées, de dimension  $p \times 1$ ;

$Y(t)$  est le vecteur des sorties mesurées, de dimension  $q \times 1$ ;

$A, B, C$  sont des matrices réelles et constantes de dimensions  $n \times n, n \times p$  et  $q \times n$

Avec :  $n, p, q$  des nombres entiers.

Ces équations peuvent être utilisées directement pour générer des résidus.

$$r1(t) = \dot{X}(t) - AX(t) - BU(t) \quad (I.3)$$

$$r2(t) = Y(t) - CX(t) \quad (I.4)$$

Les équations I.3 et I.4 représentent soit des résidus primaires, soit des équations de parité primaires [20]. Il est à noter que les signatures sont des vecteurs de symptômes, obtenus à partir des résidus évalués. Dans ce contexte les résidus et l'espace de parité sont des concepts synonymes. Cependant, nous utilisons dans cet exemple de l'espace de parité, pour désigner les résidus obtenus à partir d'une représentation dans l'espace d'état, dont la sortie estimée  $\hat{Y}(t)$  est engendrée en utilisant seulement l'entrée  $U(t)$ . La représentation en continu de l'espace de parité peut être obtenue à partir de la description dans l'espace d'état du système. Il faut dériver l'équation I.2 et ensuite substituer  $\dot{X}(t)$ .

$$\dot{Y}(t) = C\dot{X}(t) \quad (I.5)$$

$$\dot{Y}(t) = C[A X(t) + B U(t)] \quad (I.6)$$

En répétant cette opération  $m$  fois, l'équation I.7 est obtenue.

$$\begin{bmatrix} Y(t) \\ \dot{Y}(t) \\ \ddot{Y}(t) \\ \vdots \\ Y^{(m-1)}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{m-1} \end{bmatrix} X(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & \dots \\ CB & 0 & 0 & \dots & \dots \\ CAB & CB & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(t) \\ \dot{U}(t) \\ \ddot{U}(t) \\ \vdots \\ U^{(m-1)}(t) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Où :

$m$  est l'ordre de l'espace de parité;

$n$  est le nombre d'équations de l'espace d'état;  $m \leq n$ .

La valeur optimale de  $m$  est obtenue à l'aide d'un test d'observabilité. Si  $m = n$  l'espace de parité est appelé espace de parité d'ordre complet [20]. Les dérivées successives des signaux  $Y(t)$  et  $U(t)$  sont obtenues à partir d'un filtre de variables d'état. L'équation I.7 devient alors :

$$Y_f(t) = TX(t) + QU_f(t) \quad (I.8)$$

L'équation I.8 est multipliée à gauche par une matrice  $W$  qui décrit l'espace nul de  $T$ .

$$WY_f(t) = WTX(t) + WQU_f(t) \quad (I.9)$$

$$WT = 0 \quad (\text{I.10})$$

$$WY_f(t) = WQU_f(t) \quad (\text{I.11})$$

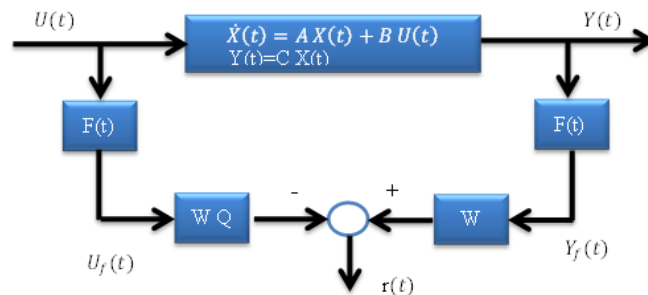
La matrice  $W$  a un double objectif: en premier lieu, elle doit rendre les résidus indépendants des états  $X(t)$  non mesurables et elle doit ensuite permettre de générer des résidus structurés. Le choix de la matrice  $W$  n'est pas unique. L'espace de parité ou espace de résidus est obtenu à partir de l'équation I.11.

$$r(t) = W Y_f(t) - WQU_f(t) \quad (\text{I.12})$$

$$r(t) = W Y_f(t) - W\hat{Y}_f(t) \quad (\text{I.13})$$

Où  $\hat{Y}_f(t)$  est la valeur estimée de la sortie  $Y_f(t)$  à partir de l'entrée  $U_f(t)$ .

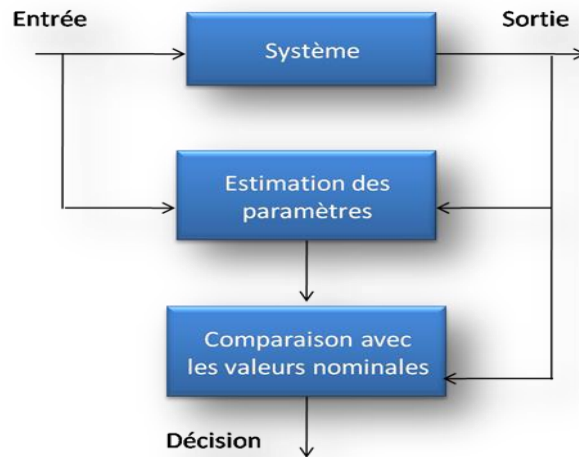
La Figure I.7 montre le synoptique de la génération de résidus représentée par l'équation I.12.



**Fig. I.7:** L'Espace de Parité en Continu [20]

### I.8.3.2 Estimation paramétrique

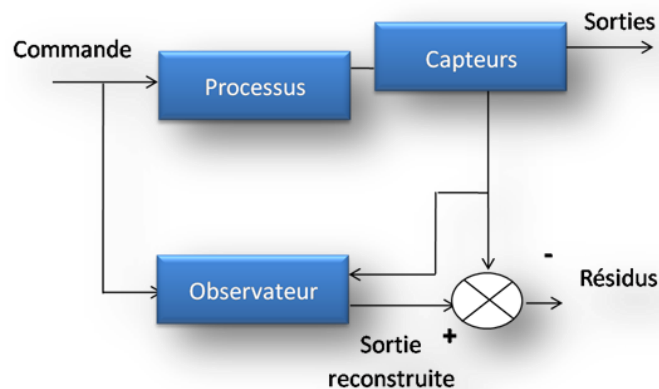
L'approche de l'estimation paramétrique considère que l'influence des défauts se reflète sur les paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système [32][33]. Le principe de cette méthode consiste à estimer en continu des paramètres du procédé en utilisant les mesures d'entrées/sorties et en évaluant la distance qui les sépare des valeurs de référence de l'état normal du procédé. On entend par paramètre, certaines constantes physiques du système (masse, coefficient de viscosité,...) ou une agrégation de plusieurs paramètres physiques[33]. L'estimation paramétrique possède l'avantage d'apporter de l'information sur l'importance des déviations. Toutefois, un des inconvénients majeurs de la méthode réside dans la nécessité d'avoir un système physique excité en permanence. Ceci pose donc des problèmes d'ordre pratique dans le cas de procédés dangereux, coûteux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus.



**Fig. I.8.** Principe de l'approche par estimation des paramètres[15]

### I.8.3.3 Estimation d'état (observateur)

Une approche semblable à l'estimation des paramètres est l'estimation de l'état[31]. La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à comparer des fonctions de sorties estimées avec les mêmes fonctions de sorties mesurées[34]. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles[28]. Plusieurs techniques d'observation ont été appliquées au diagnostic à l'aide d'un capteur.



**Fig. I.9** Principe général d'un estimateur de sortie [15]

Une manière brute d'observer les états d'un système consiste à dériver numériquement l'information mesurée grâce aux capteurs. L'expérience a montré que cette méthode a l'inconvénient de donner des résultats erronés à cause de l'amplification du bruit due aux imperfections des mesures.

Pour remédier à ce problème, KALMAN-BUCY ont introduit une solution pour les systèmes linéaires stochastiques. Leur résultat est connu actuellement par le Filtre de KALMAN. Ce Filtre donne aussi de bons résultats pour les systèmes déterministes [35]. Ensuite, LUENBERGER a fondé la théorie d'un observateur qui porte son nom " Observateurs de LUENBERGER". Son idée est d'ajouter au modèle mis sous la forme canonique compagnon (BRUNOVSKY) une correction à l'aide de la mesure fournie par les capteurs.

### Exemple d'un observateur

$$\dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X}(t) + BU(t) + HY(t) \quad (\text{I.14})$$

$$\hat{Y}(t) = C\hat{X}(t) \quad (\text{I.15})$$

$$A_0 = [A - HC] \quad (\text{I.16})$$

$$e(t) = Y(t) - \hat{Y}(t) \quad (\text{I.17})$$

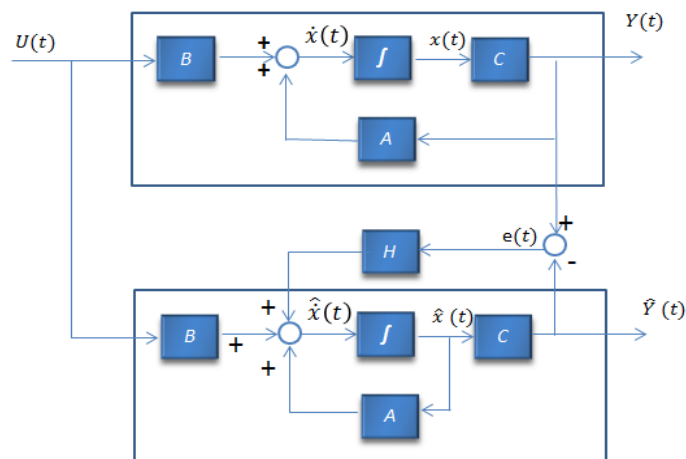
Où :

$\hat{X}(t)$  est la valeur estimée de  $X(t)$  ;

$H$  est la matrice de contre-réaction;

$e(t)$  est l'erreur d'estimation;

$A_0$  Est la matrice d'état de l'observateur;



**Fig. I.10** : L'Observateur de Luen berger [20]

La matrice de contre-réaction  $H$  est choisie en fonction des performances désirées pour l'observateur. En effet, cette matrice est calculée de façon à réaliser un placement de pôles de la matrice  $A_0$  qui soit compatible avec la dynamique du système [20].



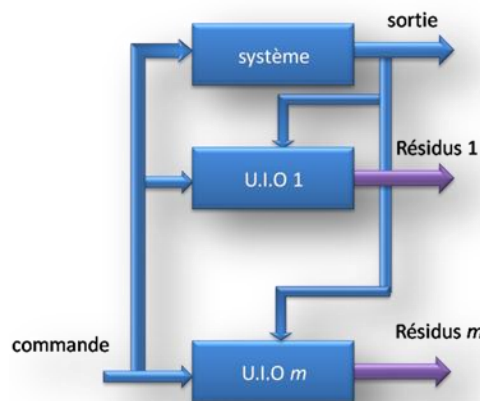
### I.8.3.4 Observateurs à entrées inconnues (UIO)

Les observateurs à entrées inconnues sont des observateurs générant une erreur d'estimation qui tend vers zéro même en présence de perturbation. Ces observateurs peuvent être utilisés pour la détection comme pour la localisation des défauts. L'étape de la détection nécessite un seul observateur Figure I.11.



**Fig. I.11 :** Génération des résidus par les UIO [15]

L'étape de localisation nécessite une banque d'observateurs figure I.12, cette dernière doit être conçue d'une certaine manière tel que chaque observateur soit sensible à un groupe de défauts et insensible aux autres.



**Fig. I.12 :** Génération des résidus une banques d'UIO [15]

**I.9 Conclusion**

Ce chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art des méthodes de surveillance des systèmes industriels. Les principaux éléments d'une démarche de surveillance d'un processus ont été également définis.

Nous avons tous d'abord donné quelques définitions et terminologies utilisées dans ce domaine. Les méthodes de diagnostic traitées dans la littérature se composent de trois étapes essentielles, la détection, la localisation et l'identification. La technique de diagnostic appliquée pour la surveillance des systèmes dépend du type de présentation du système à surveiller (avec ou sans modèle), ainsi que le type de défauts (défaut capteur, actionneur ou système).

Comme notre étude est focalisée sur l'étude et la détection des défauts (court-circuit dans le stator) d'un moteur asynchrone à base de modèle mathématique, il est nécessaire de disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et l'état avec défaut. Ceci sera l'objet du troisième chapitre.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter une description d'un entraînement électrique, son principe de fonctionnement ainsi que ses défauts.

# **Chapitre II**

## **Présentation d'un entraînement électrique**

### **Principe et défauts**

## II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons décrire les éléments constituant un entraînement électrique et leurs principes de fonctionnement dans le but de les diagnostiquer. Nous nous focalisons en particulier sur les défauts de la machine asynchrone, l'onduleur et la transmission mécanique en détaillant les différentes pannes qui peuvent apparaître dans les systèmes électriques tournants.

Les responsables de service de la maintenance et les exploitants des systèmes industriels sont de plus en plus sensibilisés sur la sécurité des personnes et à la sûreté du fonctionnement des matériels en production. Ceci dans le but d'assurer la disponibilité maximale des équipements de production à un coût optimal dans de bonnes conditions de qualité et de sécurité. La sécurité et la disponibilité peuvent être améliorées par une surveillance efficace du système.

Pendant la production, de nombreuses défaillances peuvent apparaître dans les systèmes électriques tournants, elles peuvent être électriques, mécaniques, magnétiques, prévisible ou intempestive. Nous allons citer les principaux défauts pouvant se produire dans les parties de l'association convertisseurs statiques - machines électriques.

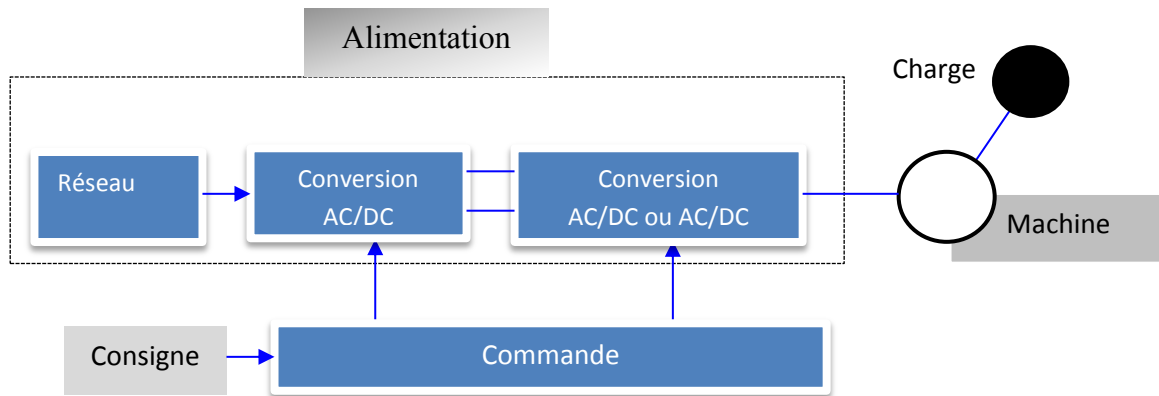
Après une présentation des différentes parties de l'association onduleur de tension - moteur asynchrone dans les systèmes industriels, la problématique de l'étude sera précisée: modèle de la machine et la nature du défaut.

Ce chapitre porte une généralité sur des différents défauts qui pouvant affecter les entraînements électrique.

## II.2 Présentation d'un entraînement électrique

D'après [36] un entraînement électrique est un système composé généralement d'une machine tournante, de son alimentation, de son système de contrôle et de sa charge. Généralement, la machine est alimentée à travers un alimenté par un onduleur de tension à GTO commandé par une modulation de la largeur d'impulsion (MLI) pour obtenir un système à vitesse variable qu'est un éléments important dans les installations industrielles.

Les entraînements électriques se composent de plusieurs parties sensibles, et sont de plus en plus soumis aux défaillances cela rend le suivi de fonctionnement indispensable. La structure générale d'un entraînement électrique est présentée dans la figure II.1 ci-dessus [37]:



**Fig. II.1** : Structure générale d'un entraînement électrique [37]

### II.2.1 Onduleur de tension

L'alimentation de la machine est constituée d'une source de tension continue qu'on peut obtenir par l'intermédiaire d'un redresseur et un onduleur qui transforme cette tension continue en tension alternative variable et une fréquence variable pour pouvoir varier la vitesse du moteur asynchrone. On distingue deux grands types d'onduleurs selon le récepteur alimenté: Les onduleurs de tension alimentée par une source de tension continue et les onduleurs de courant alimenté par une source de courant continu.

La commande de l'onduleur dépend du mode de fonctionnement des semi-conducteurs c'est-à-dire leurs ouvertures et fermeture par période pour délivrer des tensions et des courants de fréquences variables dans le but de varier la vitesse de la machine [37].

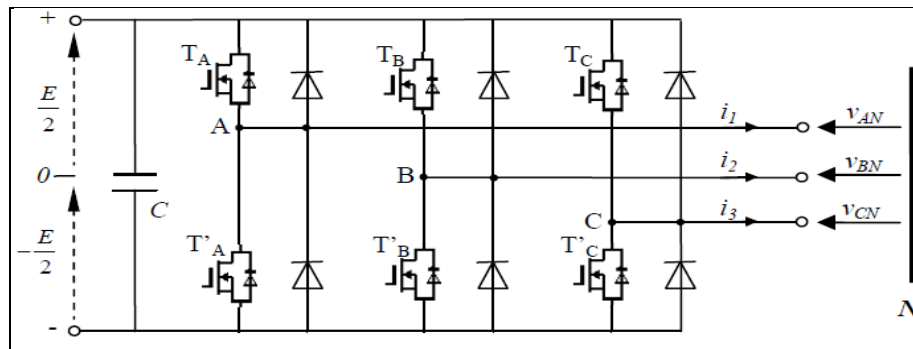
Si on effectue aux semi-conducteurs une seule fermeture et ouverture par période, on dit alors que l'onduleur à un créneau par alternance ou en plein onde ( $180^\circ$ ) ou de décalée ( $120^\circ$ ). Mais on utilise de plus des semi-conducteurs qui travaillent à fréquence plus élevée pour les faire fonctionner plusieurs fois par période. On obtient par la suite des tensions et des courants de sortie de plusieurs créneaux de largeurs convenables et on a alors des onduleurs à MLI (modulation de largeur impulsion).

### II.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables est des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande de la MAS. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Il est constitué de trois bras de deux interrupteurs pour chacun. Pour chaque interrupteur, une diode de récupération est montée en tête-bêche avec le semi-conducteur contrôlable.

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs  $T_A$  et  $T_B$ ,  $T_C$  et  $T'_A$ ,  $T'_B$ , et  $T'_C$ , doivent être contrôlés de manière complémentaire. Le

schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la MAS est illustré par la figure.II.2.



**Fig. II.2 :** Schéma de principe de l'onduleur triphasé [37]

L'élément de base intervenant dans toute structure d'onduleurs de tension est une cellule de commutation comprenant une paire d'interrupteurs réversibles en courant ( $T_A, T'_A$ ). Pour la mise en œuvre de la conversion continu-alternatif, cette cellule est une structure minimale ne permettant l'obtention que de deux valeurs de tension (0 et E) d'où l'onduleur est appelé onduleur à deux niveaux.

D'une façon générale, il existe deux moyens d'action pour réaliser cette conversion :

- Le premier s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.
- Le second revient à contrôler l'amplitude (réglage par niveau).

Les tensions de références sont les tensions simples  $V_s = [V_{AN} V_{BN} V_{CN}]^T$  par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors,

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0, \quad (\text{II.1})$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{AN} = 1/3(V_{AB} - V_{CA}) \\ V_{BN} = 1/3(V_{CB} - V_{AB}) \\ V_{CN} = 1/3(V_{CA} - V_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Alors

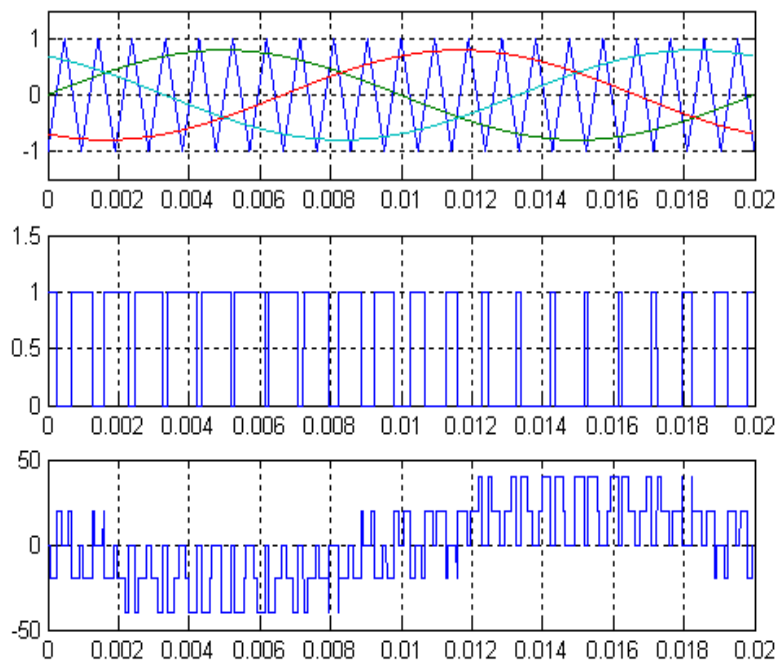
$$\begin{cases} V_{AN} = 1/3(2V_{AO} - V_{B0} - V_{C0}) \\ V_{BN} = 1/3(2V_{BO} - V_{CO} - V_{AO}) \\ V_{CN} = 1/3(2V_{CO} - V_{AO} - V_{BO}) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les équations (III.3) montrent le modèle de l'onduleur.

### ❖ Modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale :

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie.

Dans cette méthode, [37] les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées, et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence élevée par rapport à la fréquence, Figure. II.3.



**Fig. II.3:** MLI triangulo-sinusoïdale  $m=21$ ,  $r=0.8$  [37]

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée. On définit :

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du

$$\text{modulante : } m = \frac{f_p}{f_0} \quad (\text{II.4})$$

- L'indice d'amplitude  $r$  égal au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la

$$\text{porteuse : } r = \frac{V_P}{V_0} \quad (\text{II.5})$$

- La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement :

$$V_{\max} = r \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{II.6})$$

### II.2.3 Moteur asynchrone

Il existe deux types principaux de machines à courant alternatif : les machines synchrones et les machines asynchrones, ces dernières à leurs tours se divisent en machines sans collecteur et les machines à collecteur.

On appelle machines synchrones une machine dont la vitesse de rotation  $N$  est liée à la fréquence du réseau  $f$  par la relation suivante :

$$f = pN \quad \text{Ou :}$$

$$N = \frac{F}{p} \quad (\text{II.7})$$

Où :  $p$  est le nombre de Paire de pôles.

Une machine synchrone est excitée par le courant continu alimentant son enroulement d'excitation et provenant d'un réseau à courant continu ou d'une machine à courant continu spéciale appelée excitatrice. Mais les machines synchrones de faible puissance peuvent être à aimant permanent ou construites comme les machines synchrones dites réactives, sans enroulement d'excitation.

On appelle machines asynchrones une machines dont la vitesse de rotation  $N$  pour la fréquence donnée  $F$  dépend de la charge et dans laquelle :

$$F \neq pN \quad (\text{II.8})$$

Dans une machine asynchrone le champ magnétique est engendré par le courant alternatif provenant d'une source de courant alternatif. Les machines synchrones et asynchrones sont réversibles et pour cette raison peuvent fonctionner en générateur et en moteur. Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement  $g$ , qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme  $N_s$  et sa vitesse réelle  $N$  soit :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\omega_s - p\omega_m}{\omega_s} \quad (\text{II.9})$$

$$\omega_m = \frac{2\pi N}{60} \quad (\text{II.10})$$



$$\omega_s = 2\pi f \quad (\text{II.11})$$

$$\omega_r = \omega_s - p\omega_m = g\omega_s \quad (\text{II.12})$$

Avec:

$f$  : fréquence du réseau [Hz] ;

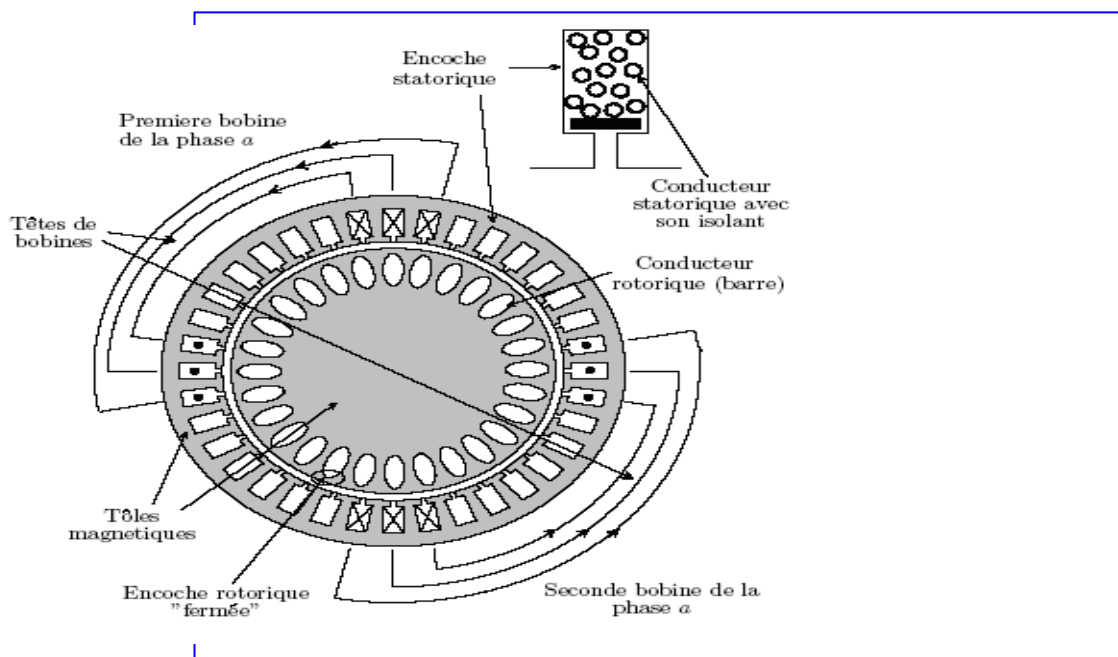
$p$  : nombre de paires de pôles ;

$\omega_m$  : pulsation mécanique [rad/s];

$\omega_r$  : pulsation des courants rotorique [rad/s] ;

$\omega_s$ : pulsation des courants statorique [rad/s].

La machine est constituée d'un circuit magnétique déformable (rotor en mouvement par rapport au stator) et de bobinages parcourus par des courants, à l'origine du champ magnétique. Le circuit magnétique est réalisé par un empilement de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître le stator, le rotor et les différentes encoches (Fig. II.4).



**Fig. II.4 :** Coupe schématique de la machine asynchrone [37]

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties: les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Si ce type de réalisation ne permet pas véritablement d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, il est par contre extrêmement robuste, peu coûteux, et donc très répandu.

### **II.3 Synthèse des différents défauts dans les entraînements électriques**

Les nécessités d'une meilleure valeur de la fiabilité, de disponibilité et de sécurité imposent l'étude pour voire la relation des causes-effets-conséquences des défauts d'une association onduleur de tension-machine asynchrone telle qu'elle est définie à la figure I.1. Les défauts peuvent être classés suivant les blocs fonctionnels où ils apparaissent :

- ❖ Machine asynchrone ;
- ❖ Onduleur et leur Alimentation ;
- ❖ Commande +MLI+ Capteurs ;
- ❖ Transmission mécanique.

#### **II.3.1 Les défaillances des machines asynchrones**

Les défaillances des machines électriques pouvant survenir lors du fonctionnement de la machine asynchrone sont multiples. Nous pouvons néanmoins les classer dans deux grandes familles soient : les défaillances de nature électriques et ceux de nature mécaniques.

##### **II.3.1.1 Défaillances électriques**

Dans cette famille nous pouvons citer les défauts statoriques et les défauts rotoriques.

###### **II.3.1.1.1 Les défauts au stator**

Pour le stator, selon [2] les défaillances sont principalement dues à un problème thermique (surcharge), électrique (diélectrique), mécanique (bobinage,) et environnemental (agression,...etc.).

###### **Origine électrique**

Les propriétés diélectriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une contamination par des corps étrangers (poussières, graisses, ...). Ces corps étrangers peuvent provoquer un pont résistif entre les conducteurs et le circuit magnétique.

Des petites décharges de courant apparaissent alors dans cette région à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Suite à l'accumulation des décharges de courant, le matériau se fissure de plus en plus jusqu'à provoquer un court-circuit des conducteurs avec la carcasse magnétique.

**Origine Thermique [2]**

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce vieillissement inévitable sensibilise aux facteurs de défaillances. Parmi ceux-ci, on peut citer le phénomène de surcharge thermique. Si la tension d'alimentation subit des variations d'amplitude ou n'est pas bien équilibrée, les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs sont soumis à une augmentation de température.

**Origine mécanique**

Suite à un défaut d'excentricité du rotor, ce dernier peut entrer en contact avec les conducteurs statoriques et provoquer l'abrasion du matériau isolant et même du cuivre. Dans le cas de machines ventilées, la projection de corps étrangers absorbés et renvoyés par le ventilateur, d'aluminium fondu, de matériel de soudure, de morceau de dents du circuit magnétique, provoquent les mêmes effets. Par ailleurs, au cours des démarrages, les conducteurs sont soumis à des forces radiales et tangentielles fortes, et le matériau isolant peut se détériorer suite à ces contraintes mécaniques.

**Origine environnementale**

D'une manière générale, une contamination par les corps étrangers réduit les capacités de dissipation thermique de la machine et affecte alors la durée de vie du matériau isolant [2]. Un milieu ambiant à haute température provoque les mêmes effets. Enfin, un taux important d'humidité favorise l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant chimiquement corrosif.

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

**1. Court-circuit entre spires**

Le défaut de court-circuit entre spires est un défaut assez fréquent au stator de la machine asynchrone. Il a, en général, pour origine un défaut d'isolation dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation importante du courant circulant dans les spires en court-circuit, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases et modifie le facteur de puissance. Ceci a comme conséquence l'augmentation de la température qui entraîne une destruction en cascade du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants.

**2. 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 [2].

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 engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Le déséquilibre des courants statoriques (augmentation de l'amplitude des courants) provoque l'augmentation des courants dans les enroulements ou barres/anneaux du rotor. La détection de ce type de défaut repose sur le déséquilibre des courants de phases.

### **3. Conséquences des défauts statoriques**

En générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées.

#### **II.3.1.1.2 Les défauts au rotor**

Un rotor peut être affecté par les mêmes défauts que le stator s'il s'agit d'un rotor bobiné. En revanche pour un rotor à cage d'écureuil, les défauts peuvent être une rupture de barre ou encore une rupture d'anneaux de court-circuit. Ces ruptures de barres ou portions d'anneau peuvent être dues à une surcharge mécanique ou encore à un échauffement local excessif ou tout simplement à un défaut de fabrication. [1] La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue à fonctionner.

Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. [2] Le courant qui conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres qui provoquera l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courants au rotor et des à-coups des couples, ceci va générer des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique. Quant à la cassure de portion d'anneau, c'est un défaut aussi fréquent que la cassure de barre car un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou encore une surcharge de couple peuvent entraîner leur cassure.

Une multitude de travaux, permettant de détecter ces défauts, existe dans la littérature cependant, nous n'en citerons que quelques-uns soit : [38], [39], ou encore [40]. Des techniques de surveillances aussi fiable les unes que les autres ont permis une avancée scientifique dans le domaine. Étant donné que ceci ne concerne pas notre centre d'intérêt nous ne développerons pas cette partie.

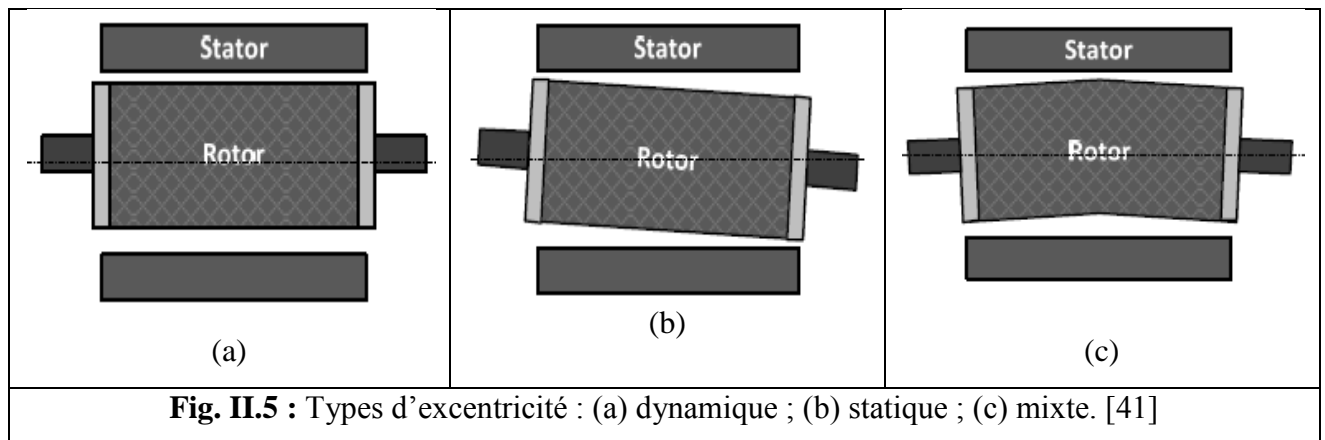
### II.3.1.2 Défaillances mécaniques

Dans la littérature, les défauts mécaniques tiennent une grande place dans les défauts du moteur. Dans cette catégorie de défaillances nous pouvons citer les défauts d'excentricités statiques, dynamique et mixte ou encore les défauts de roulement. Nous allons définir brièvement ces défauts.

#### II.3.1.2.1 Les défauts d'excentricités

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées [41] :

- L'excentricité dynamique (Fig. II.5 (a)) : elle a un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- L'excentricité statique (Fig. II.5 (b)) : généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques.
- L'excentricité mixte (Fig. II.5(c)) : la somme des deux cas présentés ci-avant.

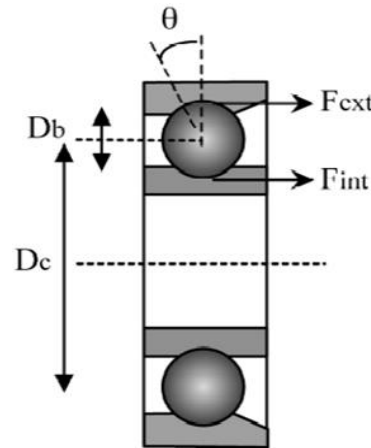


#### II.3.1.2.2 Les défauts de roulements

Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication d'une partie. Ainsi que les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine d'autre partie.

Dans la plupart des cas, la dégradation par un écaillage d'une des pistes ou d'un élément roulant du roulement, produisant un choc à chaque passage, les roulements défectueux génèrent des vibrations de fréquences égales aux vitesses de rotation de chaque pièce du roulement. Ils correspondent aux billes, des rouleaux ou de la cage et au passage des billes sur les bagues. Pour

chaque type de roulement et en fonction de ses cotes de fabrication [figure II.6], on peut considérer les fréquences caractéristiques données par les formules ci-dessous. [39]



**Fig. II.6:** Caractéristiques géométriques d'un roulement. [39]

Ainsi, nous avons :

- La fréquence de passage d'un élément roulant sur un défaut de bague extérieure, est donnée par l'équation suivante :

$$F_{ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[ 1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right] \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.13})$$

- La fréquence de passage d'un élément roulant sur un défaut de bague intérieure, supposée montée sur l'arbre tournant, est donnée par l'équation suivante:

$$F_{int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[ 1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right] \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.14})$$

- La fréquence de passage d'un défaut de cage ( $F_{cage}$ ), est donnée par l'équation suivante:

$$F_{cage} = \frac{1}{2} f_r \left[ 1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right] \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.15})$$

- La fréquence de passage d'un défaut de bille (ou de rouleau) sur la bague externe ou sur la bague interne "  $f_b$  " est donnée par l'équation suivante:

$$f_b = \frac{D_c}{D_b} f_r \left[ 1 - \left( \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right)^2 \right] \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.16})$$

### II.3.1.2.3 Les défauts de flasque

Les défauts créés par les flasques, de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la

machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machines [25].

#### II.3.1.2.4 Les défauts de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. [25]

Le tableau (I.1) répertorie une liste exhaustive des défaillances pouvant se produire dans une machines asynchrone triphasée en définissant son lieu d'apparition, ses causes possibles et ses effets ainsi que les différents observables possibles.

**Tableau. II.1** : Synthèse des différents défauts de la machine asynchrones

<b>STATOR</b>			
<b>Défaillances</b>	<b>Court-circuit entre spires</b>	<b>Court-circuit entre phases</b>	<b>Court-circuit phase-bâti</b>
<b>Causes possibles</b>	Défaut d'isolants	Décharge partielles	Dégradation des isolants
<b>Effets sur la MAS</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Courant statorique, variation de l'amplitude sur les autres phases, modification du facteur de puissance.</li> <li>➤ Courant rotorique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Dépend de frottement de la localisation proche de l'alimentation.</li> <li>Fusion des conducteurs.</li> <li>➤ Courant dans les barres et les anneaux.</li> <li>Déséquilibre des courants statoriques</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Courant de phase.</li> <li>⇨ ➤ De la température</li> <li>⇨ Défaut d'isolant</li> </ul>
<b>Observables</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Température</li> <li>-Vibration, Courant</li> <li>-Puissance instantanée</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Courant (déséquilibre)</li> <li>-Température et Tension</li> <li>-Puissance instantanée</li> </ul>	Courant de fuite
<b>ROTOR</b>			
<b>Défaillances</b>	<b>Rupture de barres</b>	<b>Rupture d'anneaux</b>	<b>Excentricité</b>
<b>Causes possibles</b>	Surcharge	<ul style="list-style-type: none"> <li>Bulles coulées.</li> <li>Dilatation différentielle.</li> <li>Surcharge du couple.</li> <li>Détérioration des conditions de fonctionnement.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Positionnement incorrecte des paliers lors de l'assemblage.</li> <li>Usure de roulement.</li> <li>Défaut de charge.</li> <li>Défaut de fabrication.</li> </ul>
<b>Effets sur la MAS</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Réduction de la valeur moyenne de couple électromagnétique.</li> <li>- Oscillation de la vitesse.</li> <li>Vibration mécanique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Déséquilibre de la répartition des courants.</li> <li>⇨ Modulation d'amplitude des courants statoriques</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Balourd (mécanique et magnétique)</li> <li>⇨ Oscillation de couple.</li> </ul>
<b>Observables</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Vibration, Courant</li> <li>- Couple électromagnétique</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Courant</li> <li>- Vibration</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Vibration</li> <li>- Courant, Couple</li> </ul>
<b>MECANIQUE</b>			
<b>Défaillances</b>	<b>Causes possibles</b>	<b>Effets sur la MAS</b>	<b>Observables</b>
<b>Roulement</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Usure.Température élevée.</li> <li>-Perte de lubrification.</li> <li>-Défaut de montage.</li> <li>-Huile contaminée.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Oscillation du couple de charge.</li> <li>➤ Pertes, ➤ Vibration,</li> <li>-Altération de l'équilibre magnétique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Vibration</li> <li>- Courant</li> <li>- Puissance instantanée</li> <li>- Variables mécaniques -</li> </ul>

### II.3.2 Les défauts de la commande

Ce type de défauts entraîne une dégradation des performances de la commande et l'apparition d'oscillations d'amplitude plus ou moins importante suivant le point de fonctionnement [36]. D'autre part, les mauvaises performances d'une structure de commande (du type vectoriel ou autre) peuvent être aussi vues comme un défaut de l'association. En effet, elles sont essentiellement causées par:

- L'absence de robustesse dans le cas de variations des paramètres de l'association engendre une mauvaise estimation de ces variations.
- Une mauvaise prise en compte des non-linéarités (temps de garde notamment).
- Une gestion imparfaite ou absente des transitions de modes de commande ou de MLI.

La dégradation de commande des performances se manifeste alors par des oscillations ou des régimes transitoires analogues à ceux provoqués par des défauts réels de l'association.

### II.3.3 Les défauts de l'onduleur

Les défauts de l'onduleur consistent essentiellement dans le fonctionnement défectueux des composants de puissance et de la commande des semi-conducteurs.

#### II.3.3.1 Les défauts des semi-conducteurs de puissance

Dans le cas d'un onduleur de tension utilisant à base des thyristors GTO et, depuis peu, les IGBT, la mise en défaut brutale du composant peut avoir plusieurs origines. Cependant, c'est essentiellement un phénomène thermique qui est la cause directe des destructions de composant, la température du silicium atteignant une valeur critique qui lui fait perdre ses capacités de semi-conducteur.

Les destructions de l'IGBT sont essentiellement dues à des surintensités, des surtensions ou des forts gradients de tension. Les mécanismes de destruction sont principalement la mauvaise dissipation des pertes et l'effet thyristor (dit "LATCHING") qui consiste en l'amorçage incontrôlé du thyristor parasite inscrit dans la structure de l'IGBT[36].

Les défauts de GTO se produisent:

- **à l'ouverture** : remise en conduction du fait d'un taux de montée de la tension directe trop important ou échauffements localisés provoqués par la focalisation des lignes de courant.
- **à la fermeture** : si le taux de montée du courant est trop important et la gâchette et la cathode ne sont pas suffisamment inter-digitées, il y a amorçage de seulement une partie de la cathode et donc un échauffement localisé se produit [36].
- **pendant la conduction**: si un sur-courant circule pendant une durée ne respectant pas les critères de surcharge, il y a destruction thermique.



- **pendant l'état bloqué:** Suite à une surtension, le composant est détruit par effet d'avalanche, une circonstance aggravante est alors la température élevée du GTO [36].

Tous ces fonctionnements conduisent à une fusion du silicium: le thyristor GTO se comporte alors comme un interrupteur fermé idéal [36]. A la différence du thyristor GTO, la destruction de l'IGBT en court-circuit est précédée par un régime de plateau durant lequel le courant est limité à une valeur fonction de la tension de gâchette, de la température et de la technologie.

### II.3.3.2 Les défauts de la commande de l'onduleur

Si la logique de commande en amont des pilotes des interrupteurs de puissance est bonne, les fonctionnements anormaux de la commande de l'onduleur sont essentiellement dus à :

- La rupture de la connexion entre le pilote et l'interrupteur qui est alors maintenu dans l'état précédant la rupture ;
- L'inhibition du pilote suite à la détection d'un court-circuit ou à une tension d'alimentation du pilote insuffisante. En supposant l'interrupteur sain, cette inhibition entraîne une ouverture du semi-conducteur qui se comporte alors comme un interrupteur ouvert parfait (aux courants de fuite près).

Les défauts de commande de l'onduleur auront des conséquences importantes sur le fonctionnement de l'association car ils modifient de manière fondamentale les conditions d'alimentation de la machine.

## II.4 CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était d'établir un état de l'art les entraînements électriques en citant en premier lieu une conception sur ce système et les différentes parties qui le composent. D'autre part nous sommes intéressés aussi aux différentes défaillances dans ce mécanisme et leurs signatures.

Nous avons, présenté des éléments génériques relatifs à l'association onduleur de tension-machine asynchrone. Les machines électriques sont parmi les composants les plus répandus dans ces systèmes. Compte tenu des différents types de défaillances dont elles peuvent être victimes, les dispositifs de surveillance de leur état de santé présentent un intérêt tout particulier pour les fabricants et les exploitants.

Parmi les défaillances possibles, les défauts de court-circuit statorique ont plus spécifiquement été étudiés. Leurs origines et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine ont été abordés. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement dans ce travail aux défauts de court-circuit pouvant intervenir au stator des machines asynchrones.

**Chapitre III :**  
**Modélisation de la machine asynchrone en**  
**présence des défauts statoriques**

---

### III.1 INTRODUCTION

La modélisation en présence des défauts est indispensable pour mener les recherches en diagnostic de la machine asynchrone sur les défauts essentiellement électriques (court-circuit au niveau de stator de la machine) ou mécanique (vibrations provoqué par un défaut dans les roulements). En pratique certains défauts sont quasiment impossibles à réaliser et souvent aussi difficile de les reproduire en simulation nécessitant un temps de développement très important.

Pendant les dernières années plusieurs recherches [39], [42], [43] ont été réalisées sur la modélisation et la simulation des machines asynchrones pour trouver le modèle le plus proche au comportement de la machine réel et aussi un modèle qui peut simuler l'état de bon fonctionnement (cas sain) et l'état de dysfonctionnement (cas avec défaut).

Parmi les modèles utilisés on peut citer le modèle de Park, les modèles fins, le modèle de Schaeffer et le modèle en abc. Le modèle utilisé dans ce travail, est le modèle de X-CHANG [8], [9] et [51], c'est un modèle triphasé équivalent qui a pour but d'éliminer les inconvénients des modèles citer précédemment, ce modèle a des avantages tel que:

- Tous les paramètres du ce modèle sont calculables en ligne ;
- Ce modèle est issu directement du modèle triphasé équivalent, aucune hypothèse supplémentaire n'est nécessaire ;
- Les inductances mutuelles ne dépendant plus de la position relative entre le stator et le rotor, dont la valeur de cette position est inconnue en pratique ;
- Ce modèle est vérifié par la comparaison des résultats de simulation aux résultats obtenus par les essais expérimentaux (LAI de Poitiers dans le domaine temporel).

### III.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibrée au stator

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor repose sur les hypothèses classiques suivantes [8] [9]:

1. L'angle entre deux phases du stator (rotor) est égale à  $\frac{2\pi}{3}$  ;
2. La distribution du flux magnétique est sinusoïdale dans l'entrefer ;
3. Les tensions et les courants sont sinusoïdaux ;
4. Les influences des encoches et des dents sont négligeables ;
5. L'effet de peaux est négligé ;
6. Tous les flux magnétiques mutuels parcourent le même circuit magnétique ;
7. La machine ne fonctionne pas en saturation.

Le modèle de la machine en présence de défaut de court-circuit [8], [9] est obtenu à partir les équations électrique et magnétique de la machine asynchrone (les équations (III.01), (III.02), (III.03) et (III.04)). Xianrong Chang et al, proposent une matrice de transformation T pour transformer les variables du rotor en nouvelles variables ayant la même pulsation du stator.

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\psi_s] \quad (\text{III.01})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + P[\psi_r] \quad (\text{III.02})$$

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{III.03})$$

$$[\psi_r] = [M_{rs}][I_s] + [M_r][I_r] \quad (\text{III.04})$$

Avec :

$P$  : désigne l'opérateur différentiel  $\frac{d}{dt}$

- Les variables du stator :

$$[U_s] = [u_{sa} \quad u_{sb} \quad u_{sc}]^T \quad (\text{III.05})$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^T \quad (\text{III.06})$$

$$[\psi_s] = [\psi_{sa} \quad \psi_{sb} \quad \psi_{sc}]^T \quad (\text{III.07})$$

- Les variables du rotor :

$$[I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T \quad (\text{III.08})$$

$$[\psi_r] = [\psi_{ra} \quad \psi_{rb} \quad \psi_{rc}]^T \quad (\text{III.09})$$

-  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$ : Représentent les matrices d'inductance mutuelle entre stator et rotor (rotor et stator) ;

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{III.10})$$

-  $[M_s]$  et  $[M_r]$  : Sont respectivement les matrices propres du stator et rotor ;

On a:

$$[M_s] = [L_{s\sigma}] + [M_{ss}] \quad (\text{III.11})$$

$$[M_r] = [L_{r\sigma}] + [M_{rr}] \quad (\text{III.12})$$

Où :

$[L_{s\sigma}]$  et  $[L_{r\sigma}]$  : Sont respectivement les matrices d'inductance cyclique du stator et rotor ;

$[M_{ss}]$  et  $[M_{rr}]$  : Sont respectivement les matrices d'inductance mutuelle entre les trois enroulements du stator et rotor.

### Remarque

- Les matrices  $[R_s]$ ,  $[R_r]$ ,  $[L_{s\sigma}]$ ,  $[L_{r\sigma}]$ ,  $[M_{ss}]$  et  $[M_{rr}]$  sont des matrices constantes. Les valeurs des paramètres dépendent du nombre de spires des bobinages considérés ;
- Par contre les matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  sont des matrices à coefficients variant dans le temps. Les coefficients sont en fonctions de la position relative  $\theta$  entre le stator et le rotor. Cette position est définie de la manière suivante :

$$\text{Soit } \theta \text{ l'angle entre la phase A du stator et la phase A du rotor, on a : } \begin{cases} \theta \triangleq \int \Omega' dt \\ \Omega' \triangleq (1 - g)\Omega \\ g \triangleq (\Omega - \Omega')/\Omega \end{cases}$$

$g$ : Le coefficient de glissement,

$\Omega$  : La vitesse du champ tournant,

$\Omega'$  : La vitesse mécanique du Rotor.

- Si le rotor est équilibré, on a :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$[L_{r\sigma}] = \begin{bmatrix} L_{r\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L_{r\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & L_{r\sigma} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

$$[M_{rr}] = \begin{bmatrix} M_r & \frac{-M_r}{2} & \frac{-M_r}{2} \\ \frac{-M_r}{2} & M_r & \frac{-M_r}{2} \\ \frac{-M_r}{2} & \frac{-M_r}{2} & M_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Soit  $f_{sa}$ ,  $f_{sb}$  et  $f_{sc}$  les pourcentages de réduction du nombre de spires aux trois phases a, b et c du stator. Soit les coefficients :  $f_{sa}^* \triangleq 1 - f_{sa}$ ,  $f_{sb}^* \triangleq 1 - f_{sb}$  et  $f_{sc}^* \triangleq 1 - f_{sc}$ .

- Les matrices  $[R_s]$ ,  $[L_{s\sigma}]$ ,  $[M_{ss}]$ ,  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  dépendent des trois coefficients  $f_{sa}^*$ ,  $f_{sb}^*$  et  $f_{sc}^*$  :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa}^* & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^* & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$[L_{s\sigma}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} L_{s\sigma} & L_0 & L_0 \\ L_0 & f_{sb}^{*2} L_{s\sigma} & L_0 \\ L_0 & L_0 f_{sc}^{*2} & L_{s\sigma} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} \frac{-f_{sa}^* f_{sb}^*}{2} \frac{-f_{sa}^* f_{sc}^*}{2} \\ \frac{-f_{sa}^* f_{sb}^*}{2} f_{sb}^{*2} \frac{-f_{sb}^* f_{sc}^*}{2} \\ \frac{-f_{sa}^* f_{sc}^*}{2} \frac{-f_{sb}^* f_{sc}^*}{2} f_{sc}^{*2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa}^* \cos(\theta) & f_{sa}^* \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sa}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{sb}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sb}^* \cos(\theta) & f_{sb}^* \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{sc}^* \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sc}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sc}^* \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{III.20})$$

### III.2.1 La matrice de transformation T

Les paramètres du modèle triphasé ne sont pas tous calculables en ligne car les équations du modèle (III.01, III.02, III.03, et III.04) sont exprimées dans deux systèmes de coordonnées différents. Les variables  $I_R$  et  $\Psi_R$  sont exprimées dans un référentiel lié au rotor tandis que les variables  $I_s$   $U_s$  et  $\Psi_s$  sont exprimées dans un référentiel lié au stator.

Le champ magnétique créé par le courant circulant dans le rotor à la même pulsation que celui créé par le courant circulant dans le stator. Ainsi, le champ magnétique au rotor peut être vu comme un champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif du stator et le courant rotorique est donnée par une transformation mathématique. L'utilisation de cette transformation sur l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peut être changée en nouvelles variables ayant la même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire  $\theta$ . Cette transformation est donnée par la matrice suivante :

$$[T] = \left(\frac{2}{3}\right) \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Avec : } [T]^{-1} = [T]^T \quad (\text{III.22})$$

### III.2.2 Transformation des équations du modèle triphasé

Considérons l'équation (III.03) en introduisant la matrice [T] comme suit :

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{III.23})$$

Ceci amène à :

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{III.24})$$

Où :

$$[M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \quad (\text{III.25})$$

$$[I_r^s] = [T][I_r] \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$M_{sr}^s = \begin{bmatrix} f_{sa}^* M & \frac{-f_{sa}^* M}{2} - f_{sa}^* M/2 \\ \frac{-f_{sb}^* M}{2} f_{sb}^* M & -f_{sb}^* M/2 \\ -f_{sc}^* \frac{M}{2} - f_{sc}^* M/2 & f_{sc}^* M \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

En multipliant à gauche par [T] l'équation (III.04), on obtient :

$$[T][\psi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{III.28})$$

Qui peut être réécrit comme suit:

$$[\psi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{III.29})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites :

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{III.30})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{III.31})$$

Considérons maintenant l'équation (III.02) :  $[0] = [R_r][I_r] + P[\psi_r]$

De manière équivalente, on a :

$$[0] = [R_r][T]^{-1}[T][I_r] + P([T]^{-1}[T][\psi_r]) \quad (\text{III.32})$$

En multipliant à gauche par [T] on obtient :

$$[0] = [T][R_r][T]^{-1}[T][I_r] + [T]P([T]^{-1}[T][\psi_r]) \quad (\text{III.33})$$

Qui est équivalente à :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1})[\psi_r^s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.34})$$

$$\text{Puisque } [R_r] = [T][R_r][T]^{-1} \quad (\text{III.35})$$

L'équation (III.34) peut être réécrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + \left( (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}] \right) [\psi_r^s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.36})$$

Où :

$$[K_{rs}^{sp}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

### III.2.3 Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibré au stator

Les équations (III.1), (III.36), (III.24) et (III.29) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en-ligne. Dans cette section, ce nouveau modèle est exprimé ce forme d'équation d'état.

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([\psi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{III.38})$$

En substituant cette expression de  $[I_r^s]$  dans l'équation (III.36), on obtient :

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\psi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + \left( (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}] \right) [\psi_r^s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.39})$$

Ce qui est équivalent à :

$$[0] = \left( [R_r][M_r^s]^{-1} + \left( (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}] \right) \right) [\psi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.40})$$

En substituant l'expression de  $[I_s]$  (équation III.38) dans l'équation (III.40), on obtient :

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}([\psi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{III.41})$$

Qui est équivalent à :

$$[\psi_s] = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\psi_r^s] \quad (\text{III.42})$$

En utilisant (III.42) et (III.1), on obtient l'équation suivante :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + P[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\psi_r^s] \quad (\text{III.43})$$



Ce qui donne :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\psi_r^s] \quad (\text{III.44})$$

A partir de (III.40), on obtient :

$$P[\psi_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] - ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s] \quad (\text{III.45})$$

En utilisant (II.44) et (II.45) l'expression suivante est obtenue:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s]) \quad (\text{III.46})$$

Finalement, nous obtenons :

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s] \quad (\text{III.47})$$

Avec :

$$\Gamma \triangleq ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s]) \quad (\text{III.48})$$

### III.2.4 Equations mécaniques

D'après [10] si on considère les courants et les flux dans un repère triphasé :

$$C_{em} = \frac{P}{\sqrt{3}}(\psi_{sb}I_{sa} - \psi_{sc}I_{sa} - \psi_{sa}I_{sb} + \psi_{sc}I_{sb} - \psi_{sa}I_{sc} - \psi_{sb}I_{sc}) \quad (\text{III.49})$$

Dans le cas d'une alimentation triphasée sans neutre on a :

$$\begin{cases} I_{sa} = -I_{sb} - I_{sc} \\ \psi_{sa} = -\psi_{sb} - \psi_{sc} \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Ceci permet d'obtenir :

$$C_{em} = \sqrt{3}P(\psi_{sc}I_{sb} - \psi_{sb}I_{sc}) \quad (\text{III.51})$$

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant  $C_r$ , est décrite par l'expression suivante (relation fondamentale de la dynamique) :

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\omega}{dt} - f\omega \quad (\text{III.52})$$

$J$  et  $f$  sont respectivement le moment d'inertie et le coefficient de frottement visqueux de la machine.

### III.2.5 Représentation d'état

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et mécaniques sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\dot{X} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.53})$$

$$[X] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs} \ \psi_{ra}^s \ \psi_{rb}^s \ \psi_{rc}^s]^T$$

$$[U] = [U_S \ U_R]^T$$

$[X]$  : Vecteur d'état,

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système,

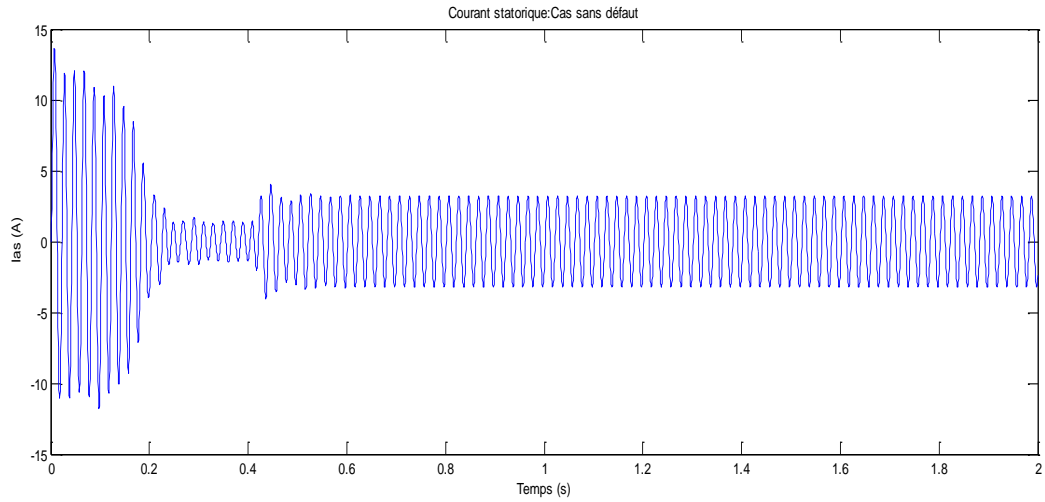
$[B]$  : Matrice de commande.

### III.3 Simulation de la machine asynchrone triphasé (sain et avec défaut)

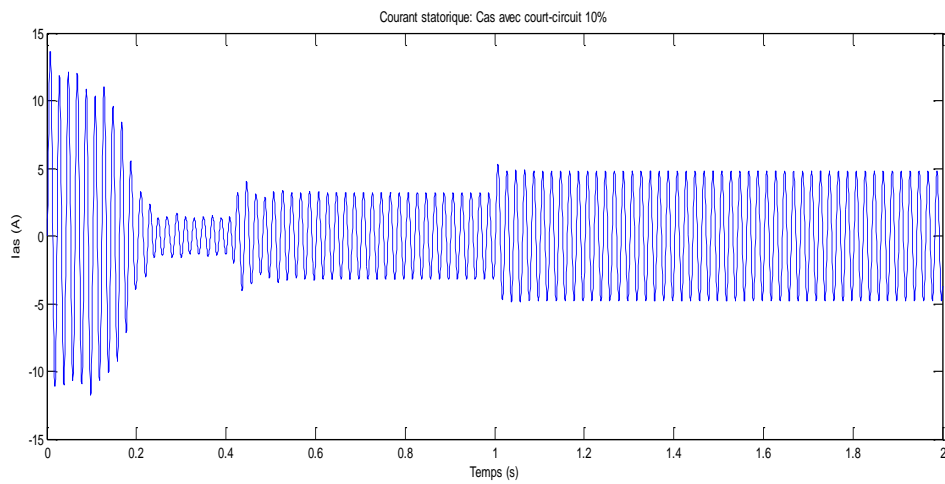
Lors de la simulation du modèle, pour observer le bon comportement de celui-ci, un couple de 3.5 N.m a été soumis à la machine à l'instant  $t = 0.4$  secondes, ce couple représente le couple nominal de la machine étudiée. La simulation du modèle triphasé du moteur asynchrone avec un stator sain nous donne pour la vitesse, le couple électromagnétique et le courant statorique les courbes représentées sur les figures (III.1.a, III.2.a et III.3.a). Ces relevés correspondent bien à un fonctionnement normal d'un moteur asynchrone en charge.

Nous allons aussi nous intéressés à ce même modèle mais lorsque le stator présente une défaillance électrique de court-circuit de 10% dans la phase (a). Ainsi nous traduirons cela par l'augmentation du pourcentage du coefficient  $f_{sa}$  d'un facteur égal à 10 %. Cette défaillance sera créée à l'instant  $t=1s$ . Les courbes de la vitesse, du courant statorique et celle du couple électromagnétique sont données sur les figures (III.1.b, III.2.b et III.3.b) respectivement lorsque le stator présente une défaillance. Nous observons sur la courbe du courant statorique des ondulations dues au défaut survenu sur l'enroulement statorique.

### III.3.1 Simulation de la machine asynchrone

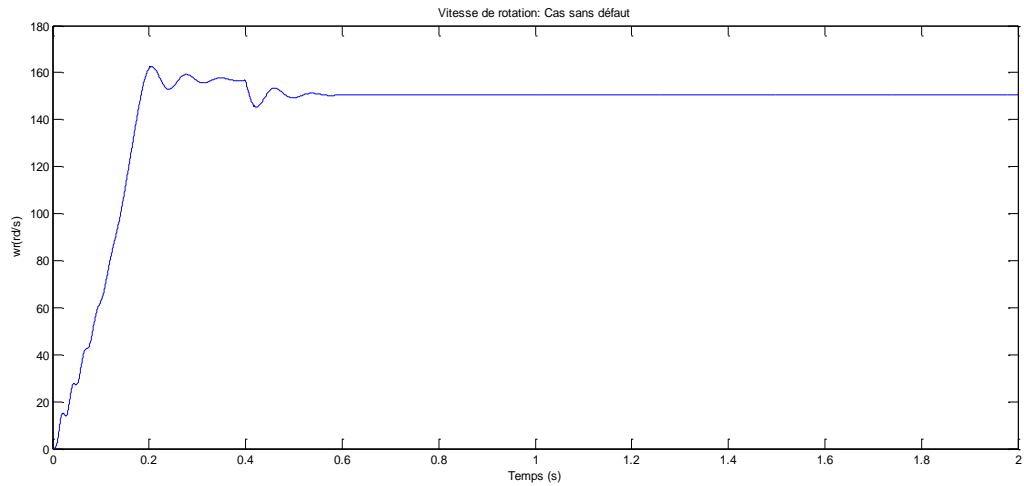


a) Courant statorique cas sain

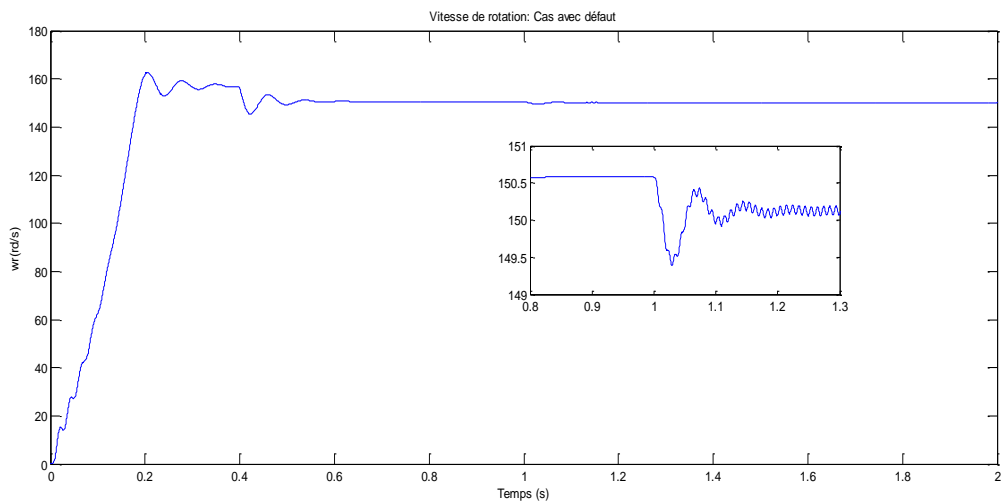


b) Courant statorique avec défaut (Court-circuit de 10% à  $t=1$  s dans la phase A)

**Fig.III.1** : Evolution de courant en charge ( $t=0.4$  s ;  $C_r=3.5$  N.m)

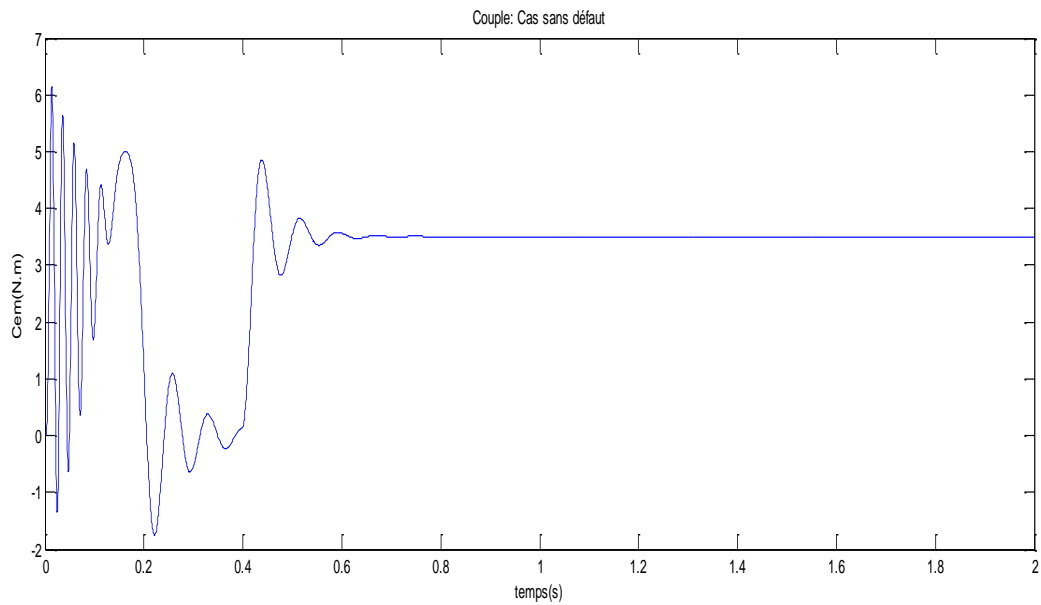


a) Vitesse de rotation cas sain

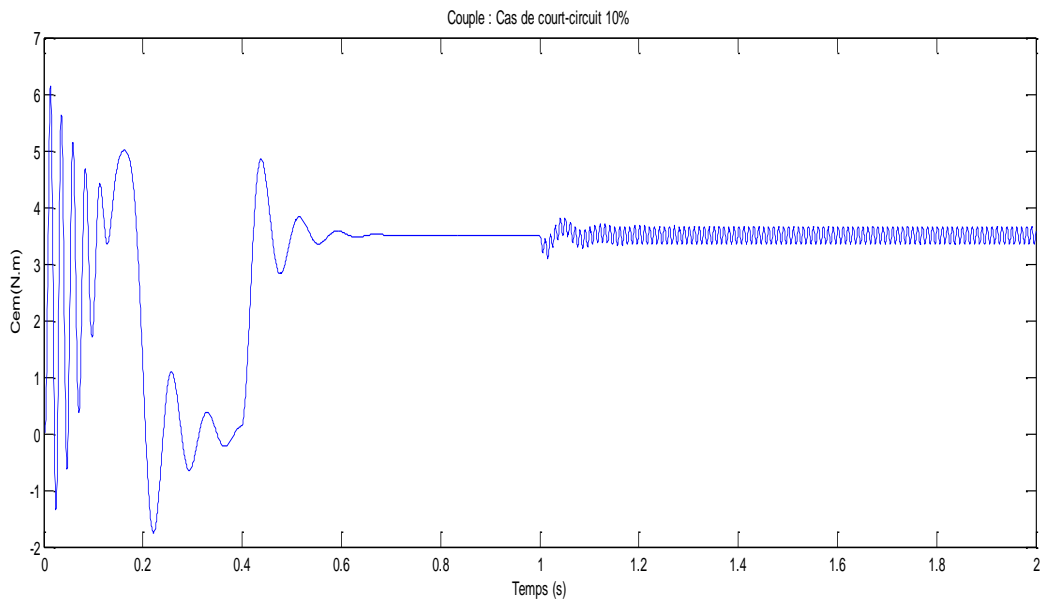


b) Vitesse de rotation avec défaut (Court-circuit de 10% à  $t=1$  s dans la phase A)

**Fig.III.2** : Evolution de la vitesse en charge ( $t=0.4$  s ;  $C_r=3.5$  N.m)



a) Le couple cas sain



b) Couple avec défaut (Court-circuit de 10% à  $t=1$ s dans la phase A)

**Fig.III.3 :** Evolution de couple électromagnétique en charge ( $t=0.4$ s ;  $C_r=3.5$ N.m)

---

### III.3.2 Interprétation des résultats

#### III.3.2.1 Courants statoriques

La Figure (III.1) montre l'évolution de courant statorique de la machine en fonction du temps, lors d'un démarrage à vide sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée.

Etant donné que le rotor est initialement à l'arrêt, un régime transitoire se manifeste par des amplitudes de courant qui atteignent des valeurs maximales allant jusqu'à 15A et qui dure 0.25s. Par la suite un régime permanent s'établit et se traduit par la chute des courants avec des oscillations sinusoïdales autour de la valeur nulle. A l'instant  $t = 0.4s$ , nous imposons un couple résistant nominal de 3.5Nm. Sur la figure (III.1.a) est représentée l'allure du courant de phase statorique.

On voit comme effet l'augmentation des courants qui atteignent une valeur maximale de 4A, cet effet est dû à l'augmentation de la réaction magnétique du rotor qui est, elle-même, due à l'augmentation de l'amplitude des courants rotoriques.

La figures (III.1.b) montrent l'augmentation du courant du stator suite à un court-circuit de 10%, crée dans la phase A de la machine fonctionnant en charge et alimenté directement du réseau. Nous remarquons que le courant de phase en défaut atteint presque 2 fois le courant nominal de la machine, avec une augmentation des courants dans les deux autres phases due au couplage magnétique des trois phases statoriques. Ainsi toutes les phases sont affectées par le court-circuit conformément aux résultats expérimentaux.

#### III.3.2.2 Couple électromagnétique

La Figure (III.3) montre l'évolution du couple électromagnétique ou le régime transitoire dure 0.3 s, est se manifeste par un régime transitoire amorti autour de 0 Nm, et pouvant atteindre une valeur maximale de 7 N.m. A partir de  $t=0.2s$ , le couple chute rapidement pour atteindre une valeur presque nulle et égale à celle du couple de frottement fluide. A  $t=0.4s$ , nous appliquons un couple de 3.5Nm et évidemment le couple électromagnétique réagit d'une manière inverse de sorte à s'opposer au couple résistant.

La Figure (III.3.b), représentant l'évolution du couple électromagnétique, révèle que lors de la création du défaut de court-circuit, une nouvelle interaction entre la bobine court-circuitée et le rotor s'ajoute à celle qui existe dans le régime de bon fonctionnement. Ainsi, les ondulations du couple électromagnétiques sont à l'origine de cette interaction créée dans l'entrefer. Ces ondulations croient avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, sans que cela changé la valeur moyenne du couple par rapport à sa valeur en régime sain.

### III.3.2.3 Vitesse de rotation

La Figure (III.2) montre l'évolution de la vitesse de rotation du rotor. Aux premiers instants du démarrage, la vitesse augmente de 0 à 157rd/s dans un intervalle de temps de 0.2s, atteignant ainsi le régime permanent. Par la suite, à l'instant  $t=0.4s$ , on applique un couple résistant de 3.5 Nm qui a tendance à freiner l'arbre du moteur d'où la diminution de la vitesse.

Les résultats de simulation (Fig. III.2.b) montrent que le défaut de court-circuit au stator a une influence significative sur la mécanique du rotor, car l'augmentation du nombre de spires en court-circuit engendre une augmentation de la vitesse de rotation de la machine.

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé. Parce que vu les hypothèses simplificatrices et les conditions d'utilisation des modèles cités précédemment par rapport au défaut statorique (court-circuit) et dans le but d'éviter les inconvénients de ces modèles, nous proposons d'utiliser le modèle de Xchang. Car tous les paramètres intervenant dans le nouveau modèle sont calculables en ligne et les paramètres électrique ne dépendent plus de la position relative entre le stator et le rotor. Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes.

## Chapitre IV

# L'Application de l'analyse d'ondelette pour détecter un défaut de court-circuit



## IV.1 Introduction

La plupart des signaux sont non stationnaires, cela empêche l'utilisation de la méthode de la transformée de Fourier (FT) et la transformée de Fourier à court terme (TFCT) à cause de leurs limitations dans l'analyse de ce type de signaux [44].

Dans ce Chapitre, deux techniques de traitement de signal sont utilisés pour le diagnostic des défauts de court-circuits. La première est basée sur l'analyse spectrale, tel que la transformée de Fourier rapide, qui utilise les composantes spectrales de courant statorique dans l'état sain et l'état en court-circuit en régime permanent (régime stationnaire). La deuxième est basée sur la transformée en ondelettes discrète qui est considéré comme un outil idéal en raison de son aptitude d'analyse des signaux (régime non stationnaire). Les tests sont validés par simulation numérique et les résultats obtenus montrent clairement la possibilité d'extraire les signatures pour détecter et localiser les défauts.

Parmi les défaillances possibles, les défauts de court-circuit statorique étudiés d'une manière détaillée dans ce travail. Leurs origines et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine ont été abordés. Nous avons choisis de nous intéresser plus particulièrement dans ce travail aux défauts de court-circuit pouvant intervenir au stator des machines asynchrone. En effet, un court-circuit de spires est à l'origine de déséquilibre des enroulements statoriques induisant un champ inverse en plus du champ direct principal, tournant avec les fréquences de  $\pm f_s$  [31]. Ces nouvelles composantes entraînent des pics de fréquence  $k.f_s$  dans les courants statoriques de la machine [12] [13].

L'analyse par traitement du signal des grandeurs de ligne (courant, tension et puissance) peut donner une image réelle sur les déséquilibres qui se produisent dans la machine ; cette analyse est basée sur les techniques classiques telles que l'analyse de Fourier (FFT). Malheureusement, les méthodes basées sur cette technique, ne sont pas appropriées à l'analyse des signaux non-stationnaires et ne peuvent pas indiquer l'information inhérente dans ces signaux. En raison des inconvénients de l'analyse de FFT, il est nécessaire de trouver des méthodes supplémentaires pour l'analyse de la non-stationnarité du signal. La technique d'ondelette est la méthode la plus populaire pour l'analyse des signaux de ce type [13].

## IV.2 Types de la transformée en ondelette

On construit par translation et dilatation une famille de fonctions  $\psi_{a,b}(t)$ ; à partir de l'ondelette mère  $\psi(t)$ . L'utilité de l'ondelette est de faire varier les largeurs en temps et en

fréquences d'une fonction tout en la translatant le long du signal comme dans la transformée de Fourier fenêtrée.

Ces fonctions de  $\psi_{a,b}(t)$  sont données par la relation (IV.1) [44].

$$\psi_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$$

(IV.1)

Le paramètre (b) de l'ondelette représente sa translation sur l'axe du temps, par contre le paramètre (a) donne le contrôle de la fréquence de l'ondelette, sachant que,  $a = 1/f$ , « f » étant la fréquence [25,26].

Si  $a < 1$ , l'ondelette  $\psi_{a,b}(t)$  devient très concentrée par rapport à l'ondelette mère  $\psi(t)$  et son contenu fréquentiel penchera vers les hautes fréquences du plan d'analyse.

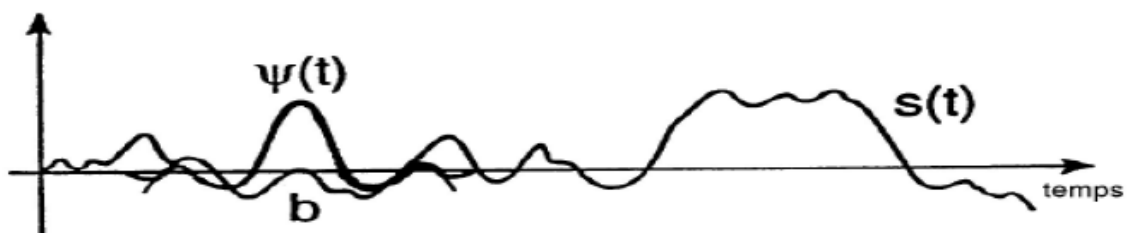
Si  $a > 1$ , l'ondelette  $\psi_{a,b}(t)$  est très large, et le contenu fréquentiel penchera vers les basses fréquences du plan d'analyse [44].

Il existe plusieurs types de transformée en ondelette ; les principaux sont :

#### IV.2.1 La transformée en ondelette continue (TOC)

La transformée en ondelette continue est une fonction de deux paramètres « a » pour les paramètres d'échelle, et « b » pour les paramètres de translation.

Elle est semblable à la transformée de Fourier à fenêtre glissante, seulement cette dernière utilisée pour l'analyse est variable en fonction du temps [44].



**Fig. IV.1.** Balayage de l'ondelette sur signal pour calculer « TOC » [44]

La transformée en ondelette continue d'une fonction  $x(t) \in L^2(\mathbb{R})$  est définie dans le domaine temporel par le produit scalaire suivant [44].

$$XTO(a,b) = \langle x, \psi_{a,b} \rangle \quad (IV.2)$$

Alors,

$$XTO(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (IV.3)$$

En effectuant le changement de variable  $t_1 = t/a$  on aura :

$$XTO(a, b) = \sqrt{a} \int_{-\infty}^{+\infty} X(at_1) \psi^* \left( t_1 - \frac{b}{a} \right) dt_1 \tag{IV.4}$$

Avec,

b: est le paramètre de localisation temporelle.

a : est le paramètre de localisation fréquentielle.

$\sqrt{a}$ : permet d'assurer la même énergie pour l'ondelette dilatée.

### IV.2.2 La transformée en ondelette discrète (TOD)

La TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue. Dans ce cas les paramètres a et b deviennent [44]:

$$a = a_0^m \text{ et } b = nb_0 a_0^m \quad n, m \in \mathbf{Z}$$

Avec,

$a_0$ : est un paramètre de dilatation.

$b_0$ : est un paramètre de translation.

On appelle transformée en ondelette discrète toute base d'ondelette travaillant avec un facteur d'échelle  $a = 2^n$ . [44].

### IV.2.3 La transformée en paquet d'ondelettes

L'arbre de décomposition en paquets d'ondelettes est leur représentation dans la Fig. (IV.2).

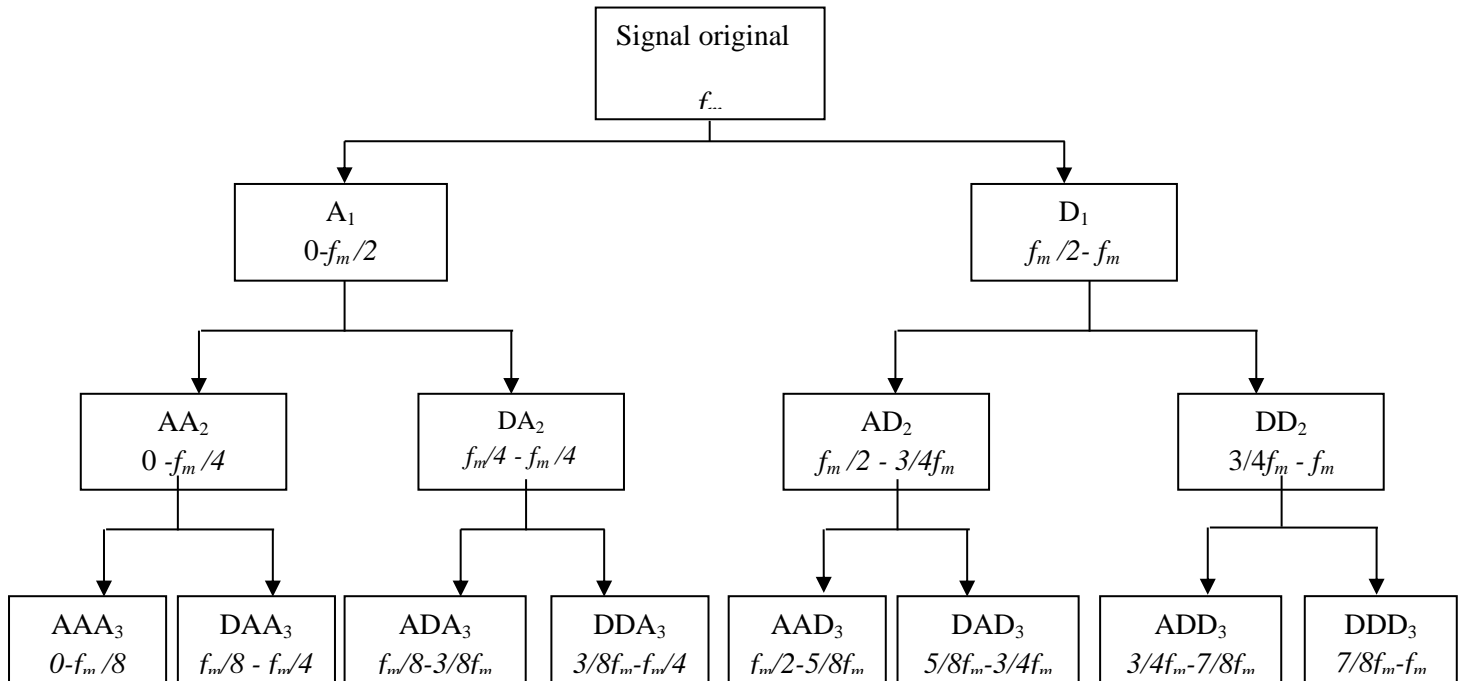


Fig. IV.2. Transformée en paquet d'ondelette [25,26]

Dans l'analyse en paquets d'ondelettes, les détails aussi bien que les approximations peuvent être décomposés. Ceci rapporte plus de  $(2n+1)$  de différentes décompositions du signal.

La méthode de paquets d'ondelettes est une généralisation de la décomposition en ondelettes qui offre une gamme plus riche de possibilités pour l'analyse du signal. L'approximation est alors elle-même coupée en approximation et détail de deuxième niveau, et le processus est répété. Pour une décomposition de « n »niveau, il y a  $(n+1)$  manières possibles de décomposition ou coder le signal [44].

#### IV.2.4. Choix de l'ondelette et du nombre de niveaux de calcul pour la décomposition

Pour chacune des approches de diagnostic basées sur la décomposition en ondelettes, le nombre de niveau doit être choisi judicieusement afin de permettre aux signaux à niveau élevé (approximation et détails) de couvrir toute la gamme des fréquences le long desquelles le composant dû aux défauts change pendant tous les régimes de fonctionnement. À partir de la condition (IV.5), on peut calculer le nombre minimum de niveaux de décomposition nécessaire pour obtenir un signal d'approximation de sorte que la limite supérieure de sa bande de fréquence associée soit sous ou au voisinage de la fréquence fondamentale [44]:

$$2^{-(n_{ls}+1)}f_s < f \text{ (IV.5)}$$

En effet, le niveau de décomposition du signal d'approximation qui inclut les harmoniques autour du fondamental, est le nombre entier ( $n_{ls}$ ) exprimé par l'équation (IV.6) :

$$n_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log\left(\frac{f_s}{f}\right)}{\log(2)} \right) \text{ (IV.6)}$$

Avec «int» pour les entiers,  $f_s$ : fréquence d'échantillonnage,  $f$ : fréquence principale.

Donc pour une fréquence d'échantillonnage de 20KHz, et pour la fréquence de rotation de 16.67 Hz, en appliquant l'équation (IV.6), le nombre de décomposition recommandé est :

$$n_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log\left(2 \cdot \frac{10^4}{16.67}\right)}{\log(2)} \right) = 10 \text{ (IV.7)}$$

Le choix de l'ondelette (type et ordre) adaptée à l'analyse des signaux comme ceux des courts-circuits n'est pas une chose aisée pour atteindre l'objectif escompté. Dans le souci de répondre au choix délicat du type d'ondelette et de son ordre, et afin de mettre plus en relief l'analyse de ces types de signaux en fonction de l'importance de leurs souffles surajoutés, Le nombre approprié de

niveaux de la décomposition ( $n_{ls}$ ) dépend de la fréquence d'échantillonnage ( $f_s$ ) du signal à analyser [44].

### IV.3 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibrée au stator (modèle de x-chang)

Le modèle de la machine en présence de défaut de court-circuit [8], [9] est obtenu à partir des équations électrique et magnétique de la machine asynchrone, **Xianrong Chang et al**, propose une matrice de transformation T pour transformer les variables du rotor en nouvelles variables ayant la même pulsation du stator.

Les équations (IV.8), (IV.9), (IV.10) et (IV.11) représentent le nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne. (Voir la démonstration complète dans [8] et [9]) :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\psi_s] \quad (IV.8)$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}][\psi_r^s] + P[\psi_r^s] \quad (IV.9)$$

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (IV.10)$$

$$[\psi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (IV.11)$$

Avec :

$P$  : désigne l'opérateur différentiel  $\frac{d}{dt}$

A partir des équations (IV.8), (IV.9), (IV.10) et (IV.11) on peut réécrire le nouveau modèle sous la forme suivante:

$$P[\psi_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] - ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s] \quad (IV.12)$$

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s] \quad (IV.13)$$

Avec :

$$\Gamma \triangleq ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s]) \quad (IV.14)$$

### Équation mécanique

D'après [7] si on considère les courants et les flux dans un repère triphasé :

$$C_{em} = \frac{P}{\sqrt{3}} (\psi_{sb} I_{sa} - \psi_{sc} I_{sa} - \psi_{sa} I_{sb} + \psi_{sc} I_{sb} - \psi_{sa} I_{sc} - \psi_{sb} I_{sc}) \quad (IV.15)$$

Dans le cas d'une alimentation triphasée sans neutre on a :

$$\begin{cases} I_{sa} = -I_{sb} - I_{sc} \\ \psi_{sa} = -\psi_{sb} - \psi_{sc} \end{cases} \quad (IV.16)$$

Ceci permet d'obtenir :

$$C_{em} = \sqrt{3} P (\psi_{sc} I_{sb} - \psi_{sb} I_{sc}) \quad (IV.17)$$

Étant données que ces équations obtenues sont non linéaires et qu'une méthode numérique doit être mise en œuvre pour parvenir à la solution, nous avons choisi la méthode classique de Runge Kutta d'ordre 4.

#### IV.4 La technique d'ondelette discrète et la limite de la FFT

La plupart des signaux du monde réel ne sont pas stationnaires, et c'est justement dans l'évolution de leurs caractéristiques (statistiques, fréquentielles, temporelles, spatiales) que réside l'essentiel de l'information qu'ils contiennent. Alors l'analyse de Fourier propose une approche globale du signal, les intégrations sont faites de moins l'infini à plus l'infini, et toute notion de localisation temporelle disparaît dans l'espace de Fourier. Il faut donc trouver un compromis, une transformation qui renseigne sur le contenu fréquentiel tout en préservant la localisation afin d'obtenir une représentation temps/fréquence ou espace/échelle du signal.

La FFT montre ses limites dès lors où elle ne donne pas la localisation temporelle de ses composantes fréquentielles représentées par les pics du spectre. En fait, cette information est cachée dans la phase du spectre [13] [45].

Dans ce cas, la solution est de calculer les spectres instantanés pour chaque pas temporel du signal. Les outils pour atteindre ce but sont appelés techniques d'analyse temps – fréquence [13] [46].

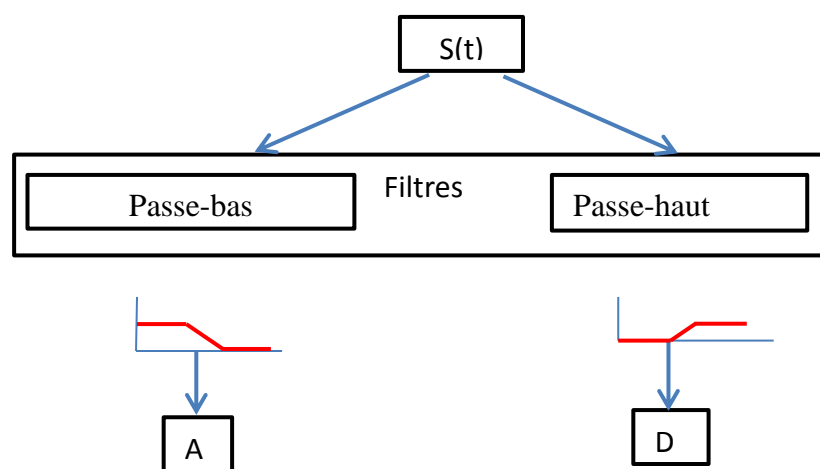
Plusieurs méthodes existent et aucune ne prédomine sur l'autre. Leur utilisation va dépendre de l'application visée et des avantages et des inconvénients de chacune pour faire apparaître les informations recherchées. Trois méthodes sont détaillées par la suite :

- La transformée de FOURIER à fenêtre glissante
- La transformée par filtrage numérique court terme (TFNCT)
- La transformée de Wigner – Ville (TWV)
- La transformée en Ondelettes (WT : Wavelets transform)

L'augmentation de puissance des ordinateurs a permis de mettre en application les modèles numériques de ces transformées et donc d'obtenir les descriptions temps fréquence des signaux non stationnaires.

La DWT est une technique efficace et puissante qui fournit une représentation temps-fréquence d'un signal non stationnaire avec une meilleure résolution temporelle de la transformée de Fourier [13].

C'est une extension de la transformées de Fourier de courte durée (STFT) qui ont une longueur de fenêtre constante. DWT permet d'analyser les composantes à haute fréquence avec des courts intervalles de temps, et les composantes des basses fréquences avec des longs intervalles de temps [13].



**Fig. IV.3:** Décomposition du signal  $S(t)$

La Fig. IV.3, montre que la transformée en ondelettes qui peut aussi être considérée comme un processus de décomposition du signal en approximations et en détails, si le signal d'origine  $S(t)$ , traverse deux filtres complémentaires, passe-haut et passe-bas, et émerge en tant que deux signaux respectivement le signal d'approximations  $A$  et le signal de détails. Cette décomposition permet de construire un arbre de décomposition dont chaque niveau correspond à une bande de fréquence (Fig. IV.7).

**Tableau. IV.1:** L'étude comparative des différentes méthodes d'analyse vibratoires [13] [48] [49]

<b>Les méthodes de traitement du signal</b>	<b>Avantage (but)</b>	<b>Inconvénient (limite)</b>
<b>Fast Fourier Transform</b>  (Transformée de Fourier Rapide)  (TFR)	*Bien adaptée aux signaux stationnaires. . .  *Excellente résolution fréquentielle.	*Ne permet pas d'obtenir d'information temporelle.  * Analyse globale.
<b>Short Time Fourier Transform (STFT)</b>  Transformée de Fourier de courte durée	* Beaucoup de précision par rapport au FFT.  * Analyser le spectre sur des morceaux du signal.	*Fenêtre d'analyse fixée a priori.  *Compromis précision temporelle / fréquentielle.
<b>Wavelets</b>  (Ondelettes)	* Les ondelettes permettent une décomposition multi-échelle.  * Elle permet d'obtenir l'information fréquentielle et temporelle simultanément.	* Les ondelettes ne peuvent pas résoudre tous les problèmes et il reste beaucoup de limitation propre aux ondelettes.  * Transformée en ondelettes discrète a une résolution de fréquence très limitée et parfois la fonction de recherche est étalé sur deux échelles et ne peut pas être clairement détecté. .

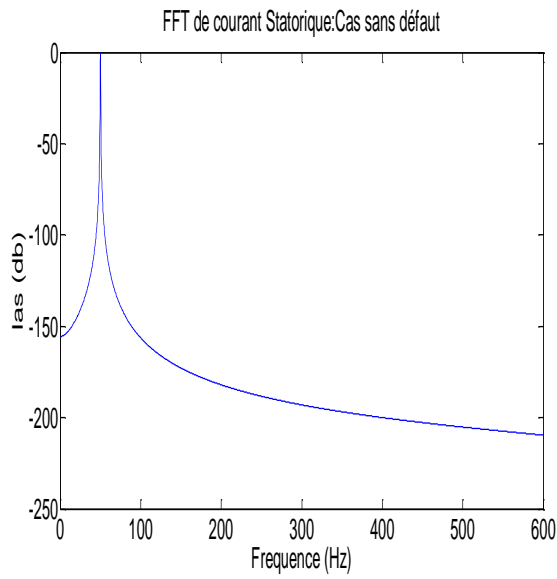
## IV.5 Résultat de simulation de la machine asynchrone saine et avec court-circuit de 10% dans la phase A

### IV.5.1 Application de la technique FFT au diagnostic

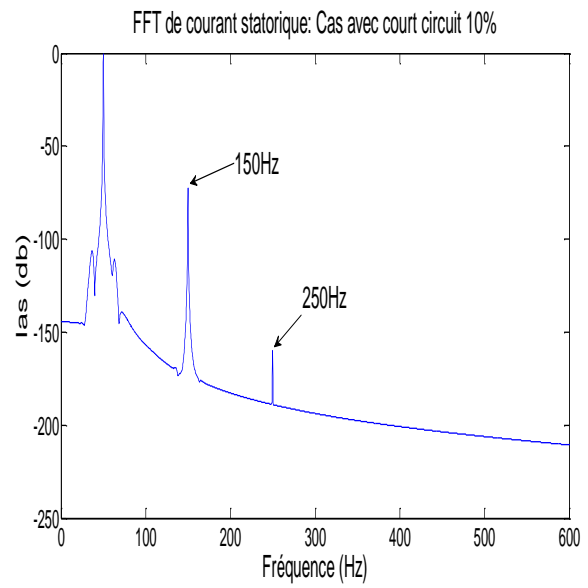
Nous allons maintenant nous intéresser à ce même modèle mais lorsque le stator présente une défaillance électrique de court-circuit de 10% dans la phase A. Ainsi nous traduirons cela par l'augmentation de pourcentage de coefficient  $f_{sa}$  d'un facteur égal à 10 %. Cette défaillance sera créée à l'instant  $t=1$ secondes.

D'après les figures II.1 (Chapitre II), en remarque que l'analyse directe de l'amplitude du courant dans le domaine temporel est difficile et par conséquent il est conseillé de traiter le signal afin d'en ressortir les données plus représentatives. C'est donc en utilisant la transformée de Fourier Rapide (FFT) que nous pouvons mettre en évidence des critères plus représentatifs telles que l'apparition de raies de fréquences  $k.f_s$  à proximité du fondamental (avec  $K=1,3,5,7\dots$ ) [32] et [37] sur le spectre de courant statorique (Fig. IV.4) et  $2.k.f_s$  (avec  $k=1, 2,3,\dots$ ) sur le spectre de vitesse (Fig. IV.5).



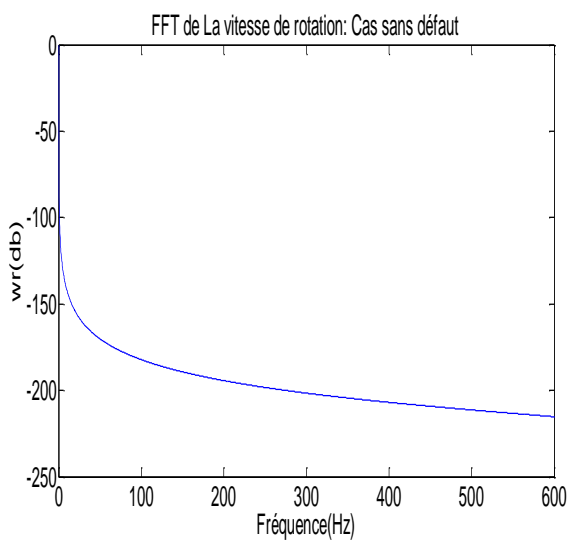


(a)

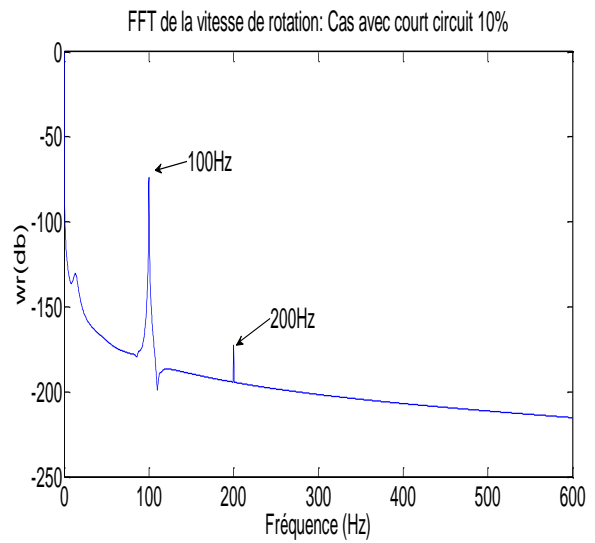


(b)

**Fig.IV.4:** FFT du courant en charge ( $t=0.4s$  ;  $C_r=3.5N.m$ ) en régime permanent  
((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% à  $t=1s$  dans la phase A)

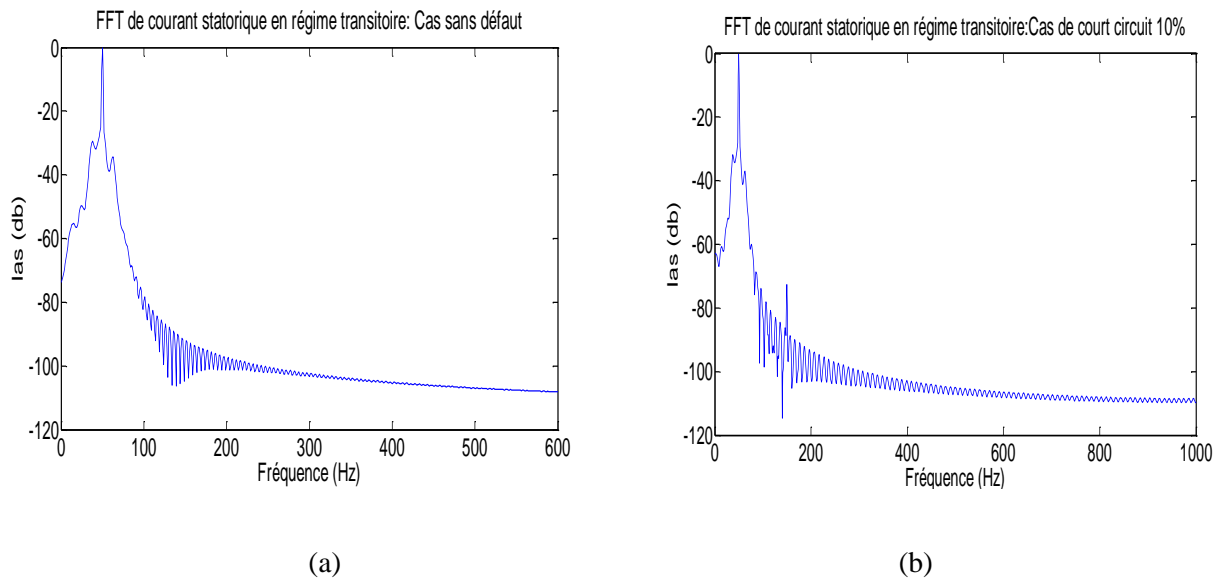


(a)



(b)

**Fig.IV.5:** FFT de la vitesse en charge ( $t=0.4s$  ;  $C_r=3.5N.m$ ) en régime permanent  
((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% à  $t=1s$  dans la phase A)



**Fig.IV.6:** FFT du courant en charge ( $t=0.4s$  ;  $C_r=3.5N.m$ ) en régime transitoire ((a) : cas sain, (b) : avec défaut (Court-circuit de 10% au démarrage dans la phase A)

Nous effectuons une analyse spectrale du courant d'une phase statorique et en même temps de la vitesse rotorique avec un fenêtrage de type Hanning en régime permanent. Le résultat de cette analyse pour un moteur sain est illustré sur la Figure IV.4 (a). Seul la raie due au fondamental (50Hz) apparaît sur le spectre du courant statorique. Cela est tout à fait normal étant donné que le moteur asynchrone son modèle ne présente aucun défaut et que le fondamental de la force magnétomotrice est considéré sinusoïdale le long de l'entrefer.

Une analyse spectrale du courant statorique d'un moteur défaillant fait apparaître trois pics, le premier correspond à la fréquence fondamentale 50Hz et les autres à 150Hz (donc  $K=3$ ) et 250Hz (donc  $K=5$ ) qui signifie les fréquences de court-circuit (Figure IV.4 (b)). Mais il y a d'autres fréquences qu'on ne peut pas localiser sur le spectre de courant statorique avec un défaut de court-circuit.

Les résultats de simulation montrent l'influence du défaut de court-circuit sur le comportement mécanique et électrique de la machine et la possibilité de d'extraire des signatures pour détecter et localiser les anomalies.

En remarquant aussi, dans ce travail, qu'on peut identifier le défaut de court-circuit sur le spectre de la vitesse rotorique sans commande (Figure IV.5 (a)). Dans le cas contraire [50], l'identification de présence du défaut dans la machine asynchrone par l'analyse du spectre de vitesse est très difficile si la machine est commandée par un observateur de type Luenberger en raison des

actions de boucle de contrôle sur la vitesse rotorique. C'est-à-dire la pulsation de la vitesse du rotor est compensée toujours par le système de commande.

L'approche de la FFT est une méthode très efficace et largement utilisée dans le traitement du signal stationnaire ou en régime permanent puis que dans le domaine temporel ce signal peut perdre certaines informations. Par contre le signal du courant statorique en régime transitoire est riche en information fréquentielle mais à cause de sa faible durée, il limite le nombre de points d'acquisition, ce qui rend l'analyse difficile et moins précise par l'analyse FFT (Figure IV.6 (a) et (b)). Cependant notre signal est non stationnaire cela rend cette méthode inefficace et mène à l'introduction des techniques d'analyse temps – fréquence.

#### IV.5.2 Application de la technique des ondelettes au diagnostic

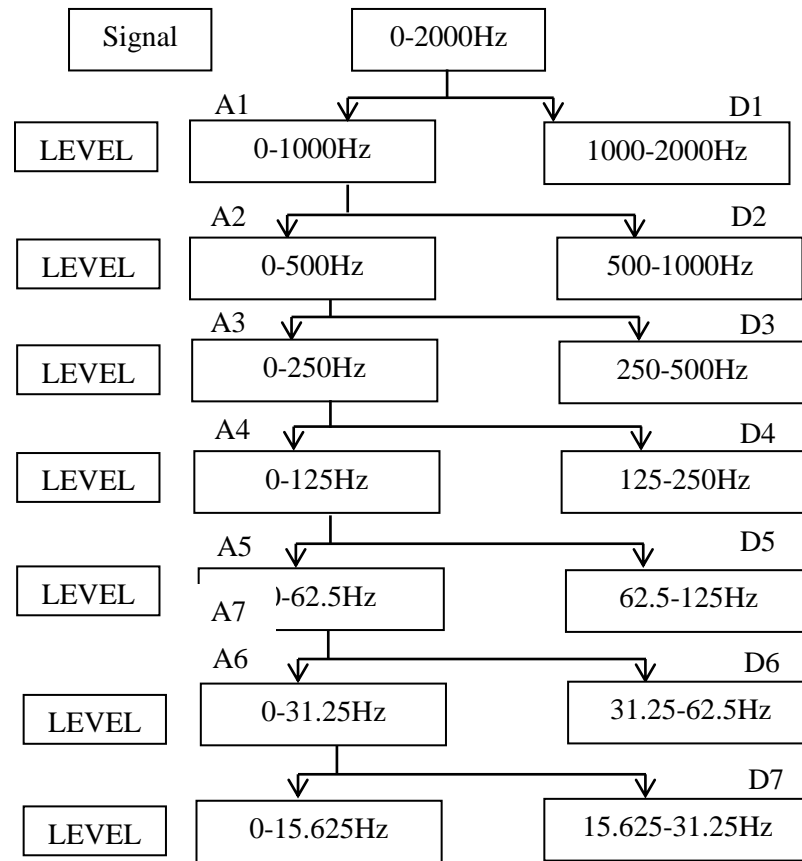
La deuxième approche, est concentrée sur l'analyse des signaux à un niveau élevé de détail résultant de la décomposition en ondelettes, dont les bandes de fréquence associées sont incluses de 0 jusqu'à la fréquence d'alimentation. Pour analyser la non-stationnarité qui se produit dans le courant statorique lors d'un court-circuit dans la phase A ou dans le régime transitoire[51]. Nous avons procédé à la décomposition du signal de courant statorique de la phase A en multi-niveaux par la transformée en ondelettes discrète en utilisant l'ondelette mère «Daubechies (by40db) ». Le niveau  $n$  de décomposition nécessaire dépend de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  et la fréquence  $f_s$  d'alimentation et peut être calculé d'après la relation (IV.18) [38][39] :

$$n > \frac{\log(\frac{f_e}{f_s})}{\log(2)} + 1 \quad (IV.18)$$

Avec :

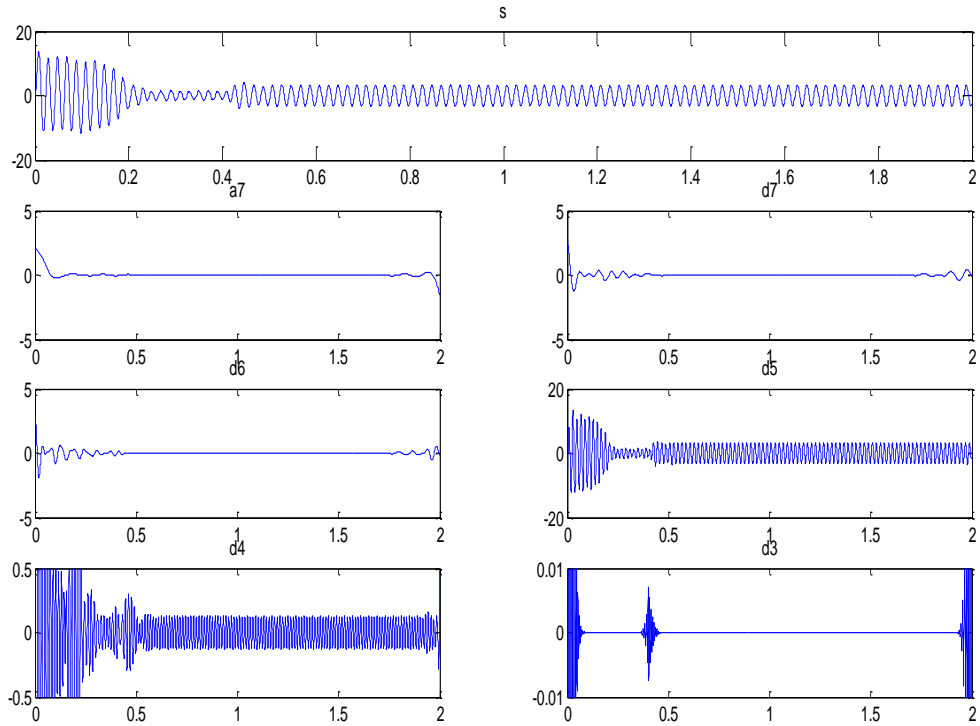
Fréquence d'échantillonnage  $f_e=2000$  échantillons / s ;

Fréquence d'alimentation  $f_s=50$ Hz. La Figure IV.7 montre la bande de fréquence pour chaque niveau.

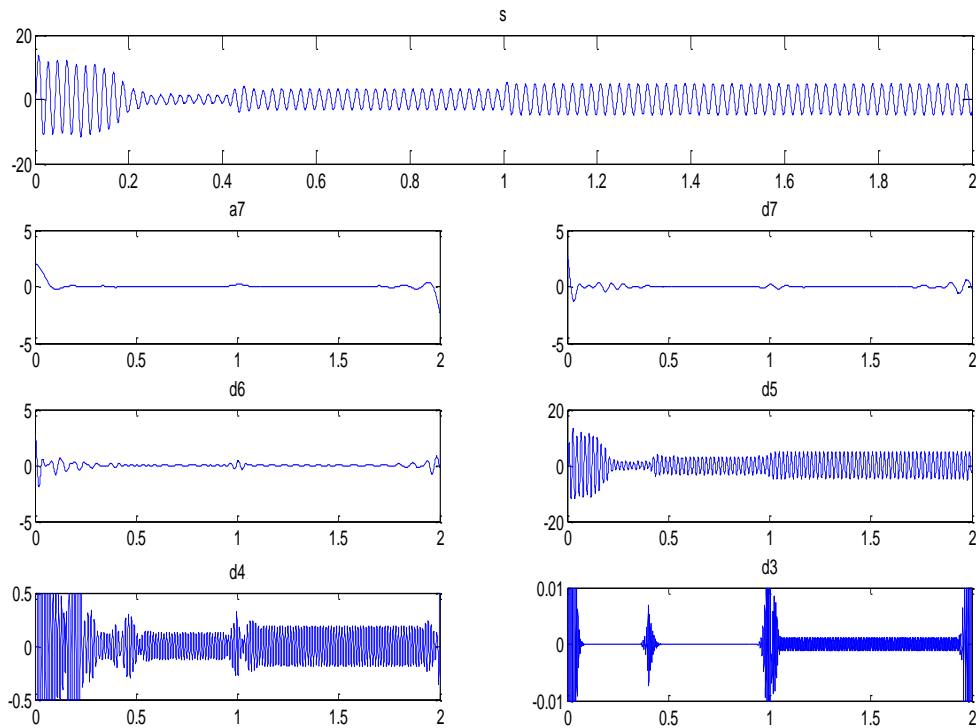


**Fig.IV.7** :Arbre de décomposition de signal avec une fréquence d'échantionnage 2000Hz[51]

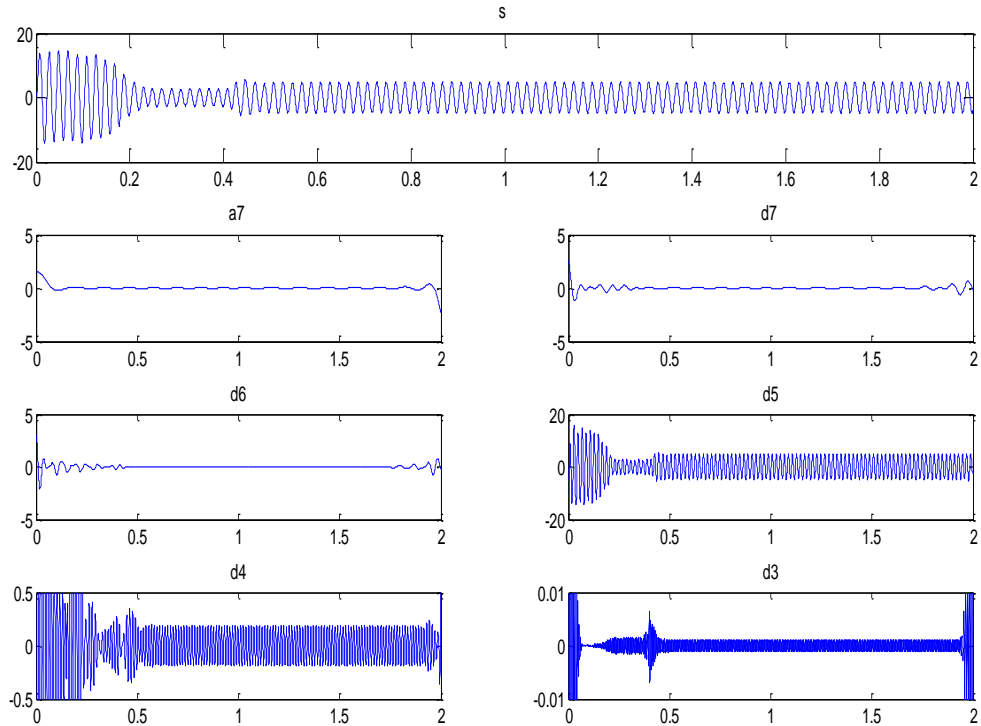
Les Figures (IV.8, IV.9 et IV.10) représentent les signaux de détail et d'approximation ( $D3$ ,  $D4$ ,  $D5$ ,  $D6$ ,  $D7$  et  $A7$ ) obtenus par la décomposition en multi-niveaux dans les trois cas suivants : machine saine, machine avec un court-circuit de 10% dans le régime permanent et aussi un court-circuit de 10% pendant le démarrage.



**Fig.IV.8 :** La DWT du Courant d'une phase statorique en charge ( $t=0.4s$  ;  $Cr=3.5N.m$ ) (cas non défaillant)



**Fig.IV.9:** La DWT du Courant d'une phase statorique en charge ( $t=0.4s$  ;  $Cr=3.5N.m$ ) (cas défaillant : court-circuit de 10% à  $t=1s$  dans la phase A)(régime permanent)



**Fig.IV.10** : La DWT du Courant d'une phase statorique en charge ( $t=0.4s$  ;  $Cr=3.5N.m$ ) (cas défaillant : court-circuit de 10% au démarrage dans la phase A) (régime transitoire)

Comparons les signaux de détail et d'approximation obtenus des machines avec défauts dans les deux régimes (Figure IV.9 et IV.10), l'amplitude des coefficients  $D3$ ,  $D4$ ,  $D5$  et  $A7$  est augmentée par rapport à la machine saine (Figure IV.8). Cette augmentation de l'amplitude dans les signaux  $D3$ ,  $D4$ ,  $D5$  et  $A7$  est due à l'effet que les bandes de fréquences correspondantes sont affectées par le défaut de court-circuit dans les différents types de régime de fonctionnement. Cet effet est interprété par la variation de l'énergie relative associée à chaque niveau de décomposition dans les bandes des signaux  $D3$ ,  $D4$ ,  $D5$  et  $A7$  dans le cas de défaut par rapport au cas sain, qui nous permet de différencier également la machine saine de celles défectueuses .

On constate que l'utilisation de la technique des ondelettes permet d'extraire et de localiser le point de la non-stationnarité dans les signaux non stationnaires. La non-stationnarité qui accompagne le court-circuit d'une phase statorique est extraite beaucoup plus dans les deux signaux de détail  $D3$  et  $D4$ .

Cette configuration caractéristique des signaux à niveau élevé  $D5$  (la bande de fréquence : 62.5-125Hz),  $D4$  (la bande de fréquence : 125-250Hz) et  $D3$  (la bande de fréquence : 250-500Hz) dans le courant de démarrage tiennent compte d'un diagnostic fiable de court-circuit.

## IV.6 Conclusion

Un aperçu sur les techniques de diagnostic par ondelette soit en continues ou en discrètes appliqués aux signaux a été bien détaillé dans ce chapitre. Etant donné que les méthodes de diagnostic de défaut basées sur l'approche FFT pour les signaux stationnaires ou dans le régime permanent est très efficace et largement utilisé pour détecter et localiser les défauts sur le comportement de la machine, Malheureusement la FFT est une méthode inefficace dans le cas d'un signal non stationnaire. Cela nous oblige à utiliser la technique d'ondelette (DWT en anglais Discret Wavelets Transform) non seulement pour détecter et localiser les défauts (par exemple un court-circuit) au niveau du stator mais aussi pour localiser leur fréquence par la décomposition du signal de courant statorique en multi-niveaux.

Cette technique propose une analyse très fine des signaux qui permettra par la suite de construire un outil très efficace dans le domaine de traitement du signal en vue de diagnostiquer les machines asynchrones.

L'application de la transformée en ondelettes discrète a menée à des résultats très significatifs en terme de défauts. La décomposition directe du courant statorique en multi-niveaux a donné une image réelle sur le défaut statorique de la machine asynchrone. La détection du non stationnarité engendrée par le courant statorique lors du court-circuit est obtenue par la décomposition en multi-niveaux.

# **CONCLUSION GENERALE**



## Conclusion générale

Dans ce travail, on a choisi comme modèle d'état de la machine asynchrone, le modèle triphasé de X Chang parce qu'il prend en considération le cas de déséquilibre dans l'enroulement statorique. Ce choix est basé sur la nature de défaut à étudier (court-circuit) et en plus la facilité d'utilisation de ce modèle pour le diagnostic et la surveillance. Certains paramètres du modèle triphasé de la machine asynchrone sous sa forme classique varient en fonction de la position relative entre le stator et le rotor. Cette position étant inconnue lorsque le rotor est en rotation.

En conséquence ce travail a été consacré à la modélisation en présence de défaut statorique et à l'utilisation des méthodes de diagnostic en vue de la surveillance des entraînements électriques, et plus particulièrement la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Cette étude a deux objectifs principaux, le premier est la modélisation et la simulation des défauts statorique (court-circuit). Tandis que le second est l'utilisation de deux méthodes d'analyses du signal en vue de diagnostiquer et de détecter les défauts dans la machine, l'une à base de la transformation de Fourier rapide(FFT) et l'autre à base de la transformation d'ondelette (DWT).

Pour mener cette étude, une modélisation et une simulation du défaut de court-circuit entre spires de la phase  $A_s$  est présentée. Un modèle simple basé sur l'association de modèles réellement représentatifs des défauts avec le mode commun (sain) et le mode différentiel (avec défaut) est employé. 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 à la fréquence de 150Hz et 250Hz pour ce types de défauts cela rend le diagnostic délicat (ressemblance).

Les résultats obtenus montrent que la FFT peut indiquer la présence du défaut de court-circuit par la présence des raies. Les résultats obtenus aussi par l'analyse du courant statorique par l'ondelette est acceptable et motivante surtout en régime variable (régime non stationnaire).

En ce qui concerne le moteur asynchrone, il est évident qu'il y a beaucoup de points à traiter, d'autres défauts plus complexes comme un court-circuit entre les spires et les défauts d'excentricité devront être bien traités.

Les approches proposées, basées sur la transformée en ondelettes discrète du signal, peuvent être prolongées pour le diagnostic et la discrimination entre d'autres types de défauts dans les machines électriques.

Dans ce travail, toutes les applications récentes ont été divisées en trois aspects principaux, y compris l'analyse de temps-fréquence des signaux, l'extraction de défaut, la détection de singularité pour des signaux et l'extraction des signaux faibles ainsi que la décomposition des signaux et l'identification du défaut. Une particularité de la technique des ondelettes, la détection de la non-stationnarité dans un signal est exploitée à travers une décomposition du courant statorique lors de court-circuit d'une phase. Les résultats montrent l'efficacité de la technique dans ce type de défauts et peut être plusieurs défauts similaires tels que les régimes transitoires.

Finalement comme perspective, on propose d'utiliser ce modèle pour la commande robuste des défauts de court-circuit ou bien les commandes tolérants aux défauts ainsi que l'application d'autre méthodes de diagnostic comme l'espace de parité ou les méthodes de redondance analytique en général.

---

## *Annexe*

### *Paramètre de la machine :*

P	La puissance utile	1.1Kw
P	Le nombre de paires de pôles	2
R <sub>r</sub>	Résistance rotorique	3.58Ω
R <sub>s</sub>	Résistance statorique	10.4Ω
M	Inductance mutuelle	0.44H
L <sub>sσ</sub>	Inductance cyclique du Stator	0.0566H
L <sub>rσ</sub>	Inductance cyclique du rotor	0.017H

## *Bibliographie*

- [1] Medoued Ammar « Surveillance et diagnostic des défauts des Machines électriques : applications aux moteurs asynchrones » thèse de Docteur en Sciences, Université du 20 Août 1955-Skikda, le 08 / 03 / 2012.
- [2] Makara KHOV « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique » doctorat de l'université de Toulouse, le 17/12/2009.
- [3] DilekDü, stegör. Vincent Cocquempot. Marcel Staroswiecki et Erik Frisk « Isolabilité structurelle des défaillances Application à un modèle de vanne » RS, JESA. Volume 38 – n° 1-2/2004, pages 103 à 123.
- [4] S.Bachir, S Tnani, J.C.Trigeassou, et G.Champenois « Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines ».EPE'01, Graz, Autriche, Août 2001.
- [5] T. Boumegoura. « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic ». Thèse Doctorat Ecole centrale de Lyon. Mars 2001.
- [6] E.Schaeffer « Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts ». PhD thèses, Université de Nantes 6, France, Décembre 1999.
- [7] Hubert Razik, Green-Uhp « Le contenu spectral du courant absorbe par la Machine asynchrone en cas de défaillance : Un état de l'art ». La revue 3EI n°29, pages 48-52, juin 2002.
- [8] Xianrong Chang, Vincent Cocquempot, and Cyrille Christophe « A Model of Asynchronous Machines for Stator Fault Detection and Isolation » IEEE transactions on industrial electronics, vol.50N°3, June 2003.
- [9] X.Chang, V.Conquempot, C. Christophe, « Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes du stator », CEEI-France 23-25 Oct. 2002.
- [10] Youcef Soufi « Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique » Thèse de Doctorat en Sciences ; Université de Annaba 2012 Algérie.
- [11] Green-Uhp, Hubert Razik « Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones ». La revue 3EI n°27, juin 2001.
- [12] Roland Casimir « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes » Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, France 2003
- [13] ChinmayaKar, A.R. Mohanty « Monitoring gear vibrations through motor current signature analysis and wavelet transform » Mechanical Systems and Signal Processing 20 (2006) 158–187.

- 
- [14] M. Benkaci, "Surveillance des systèmes mécatronique d'automobile par des méthodes d'apprentissage." Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2011.
  - [15] khenfer Riad « Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques » thèse de Docteur en Sciences Université Ferhat Abbes - Setif-1.le 05 Mars 2015.
  - [16] H. Hacene, "Identification et surveillance de processus dynamiques complexes par logique floue. Application à un échangeur de chaleur." Université M'hamed Bougara de Boumerdès, 2007.
  - [17] D. Berdjag, "Méthodes algébriques pour la décomposition de modèles comportementaux: Application à la détection et à la localisation de défaillances." Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2007.
  - [18] R. Fellouah, "Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats." INSA de Toulouse, 2007.
  - [19] F. Castang, "Synthèse robuste de filtres de diagnostic pour la surveillance à base de modèle des systèmes multivariables et incertains." Bordeaux 1, 2003
  - [20] C. Christophe, "Surveillance des systèmes non linéaires: Application aux machines électriques." 2001.
  - [21] R. J. Patton, "Fault detection and diagnosis in aerospace systems using analytical redundancy," *Comput. Control Eng. J.*, vol. 2, no. 3, pp. 127–136, 1991.
  - [22] R. Mrani Alaoui, "Conception d'un module de diagnostic à base de suites de bandes temporelles en vue de la supervision des procédés énergétiques: application en ligne à un générateur de vapeur." Lille 1, 2004.
  - [23] H. Derbel, "Diagnostic à base de modèles des systèmes temporisés et d'une sous-classe de systèmes dynamiques hybrides." Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2009.
  - [24] Leila Nacib , Salah Saad, Saadi Sakhara, "A Comparative Study of Various Methods of Gear Faults Diagnosis", *Journal of Failure Analysis and Prevention*; October 2014, Volume 14, Issue 5, pp 645-656.
  - [25] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances," These Dr. l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004
  - [26] R. Bensaadi and H. Mouss, "Diagnostic de défaillances par Reconnaissance de Formes."
  - [27] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone." Ecole Centrale de Lyon, 2006.
  - [28] A. O. Molina, "Méthodologie pour le placement des capteurs à base de méthodes de classification en vue du diagnostic." INSA de Toulouse, 2005.

- [29] J.-P. Haton and M.-C. Haton, L'intelligence artificielle. Presses universitaires de France, 1989.
- [30] S. Guillaume and B. Charnomordic, "Systèmes d'inférence floue: collaboration expertise et données dans un environnement de modélisation intégrée à l'aide de FisPro," *Rev. d'intelligence Artif.*, vol. 1, p. 26, 2013.
- [31] R. Mrani Alaoui, "Conception d'un module de diagnostic à base de suites de bandes temporelles en vue de la supervision des procédés énergétiques: application en ligne à un générateur de vapeur." Lille 1, 2004.
- [32] S. Bachir, I. B. A. Bazine, T. Poinot, K. Jellassi, and J.-C. Trigeassou, "Estimation paramétrique pour le diagnostic des processus: Application à la bobine à noyau de fer," *J. Eur. des Systèmes Autom.*, vol. 42, no. 5, pp. 509–539, 2008.
- [33] R. Fellouah, "Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats." INSA de Toulouse, 2007.
- [34] V. Cocquempot, "Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes." Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2004.
- [35] R. E. Kalman and R. S. Bucy, "New results in linear filtering and prediction theory," *J. Fluids Eng.*, vol. 83, no. 1, pp. 95–108, 1961.
- [36] Nicolas Retiere « Étude des défauts dans les associations onduleur - machine asynchrone exemple d'une chaîne de traction » Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble le 18/11/1997.
- [37] Sakhara Saadi « Diagnostic dans un entraînement électrique : Composé d'un onduleur et un moteur à cage » Mémoire de magister, Université de Badji Mokhtar Annaba 2006.
- [38] Aïcha ABED, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique, le 28 mars 2002.
- [39] Mohamed El Kamel Oumaamar « Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation équilibrée ou déséquilibrée » ; Thèse de doctorat ; Université de Lorraine 2012 France.
- [40] Abdelmalek Khezzar, Member, IEEE, Mohamed YazidKaikaa, Mohamed El Kamel Oumaamar, Mohamed Boucherma, And Hubert Razik, Senior Member, IEEE, "On The Use Of Slot Harmonics As A Potential Indicator Of Rotor Bar Breakage In The Induction Machine", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 11, November 2009, pp. 4592–4605.
- [41] Adrian Ceban, " Méthode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques", Thèse de Doctorat, l'Université Discipline : Génie Électrique, Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, présentée et soutenue publiquement le 2 février 2012.

- 
- [42] K.Konan, and all « A new stator model to study induction machine winding short-circuits» ICEM'98, Istanbul, Turkey, 3:1516-1521, September 1988;
  - [43] H.Henao and all « A circuit-oriented model of induction machine for diagnostics », IEEE SDEMPED, Carry-le-Rouet, France, pages 185-190, September 1997.
  - [44] Leila Nacib « Diagnostic Des Défauts Dans Les Machines Tournantes Par L'analyse Vibratoire » thèse de Docteur en Sciences, Université Badji Mokhtar- Annaba le 04 / 10 / 2015.
  - [45]: ChinmayaKar, A.R. Mohanty « Monitoring gear vibrations through motor current signature analysis and wavelet transform » Mechanical Systems and Signal Processing 20 (2006) 158–187.
  - [46]: RidhaKechida, ArezkiMenacer, Hicham Talhaoui « Approach Signal for Rotor Fault Detection in Induction Motors» J Fail. Anal. andPreven. (2013) 13:346–352.
  - [47]: P Shakya, A K Darpe and M S Kulkarni « Vibration-based fault diagnosis in rolling element bearings: ranking of various time, frequency and time-frequency domain data-based damage identification parameters »The International Journal of Condition Monitoring | Volume 3, Issue 2, October 2013.
  - [48] Gilles Houdouin, Georges Barakat, BrayimaDakyo, Eric Destobbeleer « A Method for the Simulation of Inter-Turn Short Circuits in Squirrel Cage Induction Machines »EPE-PEMC 2002 Dubrovnik, Cavtat.
  - [49] S. E. Zouzou, M. Sahraoui, A. Ghoggal, and S. Guedidi « Detection of Inter-Turn Short-Circuit and broken Rotor Bars in Induction Motors Using the Partial Relative Indexes: Application on the MCSA» ICEM 2010, Rome, 2010 IEEE.
  - [50] Hicham Talhaoui, ArezkiMenacer, AbdelhalimKessal, RidhaKechida « Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis»; ISA Transactions, ELSEVIER,2014.
  - [51] Saadi Sakhara, Salah Saad, Leila Nacib, “Diagnosis and detection of short circuit in asynchronous motor using three-phase model”, Int J Syst Assur EngManag, DOI 10.1007/s13198-016-0435-1