

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master**

Par :

SEDIRA YASSINE

BOUAFIA SOUFYANE

Intitulé

**Surveillance et diagnostic d'un entraînement
Électrique**

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. DEFDAF Mabrouk	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Président
Dr. CHERIF Bilal Djamal Eddine	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Rapporteur
Dr. LAAMARI Yahia	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020/2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail A mes très chers parents qui m'ont guidé durant les moments les plus pénibles de ce long chemin, à la lumière de ma vie Mama qui a été à mes côtés et ma soutenue durant toute ma vie, et mon cher papa qui a sacrifié toute sa vie afin de me voir devenir ce que je suis.

A mes frères et mes sœurs et à toute ma famille et mes amis tout avec son nom.

Yassine. S

*Je dédie ce travail à mes très chers parents
 , pour leur soutien et
leur confiance, que Dieu, leur procure santé et
longue vie.
A mes frères.
A mes sœurs.
A toute ma famille.
A mes collègues et mes amis.
A tous ceux que j'aime.*

Soufyane. B



Tout d'abord, Nous remercions tout d'abord Dieu (ALLAH) le tout puissant qui nous a donné la bonne santé, la volonté, le courage et la patience qu'il nous a donné durant toutes ces longues années d'études pour arriver ce jour.

Nous remercions à exprimer toute notre reconnaissance à notre encadreur de ce mémoire, le **Mr. CHERIF Bilal Djamel Eddine**, pour avoir proposé ce thème d'une part, et pour ses conseils constants, ses suggestions et son savoir qui ont contribué et facilité la réalisation de ce présent mémoire.

Nous exprimons notre respect au président du jury ainsi qu'aux membres du jury pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de juger ce travail.

Nous remercions essentiels à tous les enseignants du département de génie électrique d'université Mohamed Boudiaf- M'sila qui ont contribué notre formation d'électromécanique.

Et à tous les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail, et qui m'ont encouragée, et soutenue tout au long de ce travail.

Nous tenons à remercier toute la promotion 2020-2021 Master 2 Electromécanique.

Enfin, nous adressons remerciments à nos parents et collègues Et nos amis, Qui nous ont toujours soutenus et encouragés tout en le réalisant Travail modeste.

ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تشخيص عطل محرك قفص السنجاب غير المتزامن، وذلك بفضل اكتشاف أخطاء اختلال في مراحل التغذية عن طريق تحليل تيار الجزء الثابت. ينصب التركيز على تقنية معالجة الإشارات لاكتشاف الخطأ. تعتمد هذه التقنية على التحويل الموجي المنفصل للكشف عن التوافقيات التي تميز أخطاء اختلال في مراحل التغذية (اختلال أحادي الطور وثنائي الطور وثلثي الطور). باستخدام التحلل متعدد المستويات لإشارات التيار للحصول على التفاصيل. في النهاية يتم إجراء تحليل طيفي لتحديد موقع التوافقيتين الخاطئة.

كلمات مفتاحية: محرك غير متزامن ; خطأ ; اختلال ; تحويل الموجي المنفصل ; تفصيل ; تحويل فورية السريع ; أحادي الطور ; ثنائي الطور ; ثلاثي الطور.

Résumé :

Le but principal de ce travail est le diagnostic de défaut du moteur asynchrone à cage, grâce à la détection de défaut déséquilibre des phases d'alimentations par l'analyse du courant statorique. L'accent est mis sur la technique de traitement du signal pour détecter le défaut. Cette technique est basée sur la transformée d'ondelettes discret (DWT) pour détecter les harmoniques qui caractérisent les défauts déséquilibres des phases d'alimentations (déséquilibre monophasé, biphasé et triphasé), en utilisant la décomposition à plusieurs niveau des signaux de courant pour obtenir les détails. A la fin une analyse spectrale est réalisée pour localiser les deux harmoniques de défaut.

Mot clé : moteur asynchrone ; défaut ; déséquilibre ; DWT ; détail ; FFT ; monophasé ; biphasé ; triphasé.

Abstract:

The main purpose of this work is the fault diagnosis of the asynchronous squirrel cage motor, thanks to the imbalance fault detection of the phases of power by the analysis of the stator current. The focus is on signal processing technique to detect the fault. This technique is based on the discrete wavelet transform (DWT) for detecting harmonic imbalances that characterize defects of power phases (phase imbalance, two-phase and three-phase), using decomposition at several levels of the current signals to obtain the details. At the end of a spectral analysis is performed to locate the two default harmonics.

Key word : induction motor ; default ; imbalance ; DWT ; detail ; FFT ; single phase ; two-phase ; three-phase.

Table des Matières

Table des matières.....	i
Liste des Figures.....	iv
Liste des Tableaux.....	vi
Glossaire.....	vii
Nomenclature.....	viii
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Etat de l'art

I.1	Introduction.....	4
I.2	Constitution de la machine asynchrone.....	4
I.2.1	Le Stator.....	4
I.2.2	Le Rotor.....	5
I.2.2.1	Le rotor a bobiné.....	5
I.2.2.2	Le rotor à cage.....	6
I.2.3	Les organes mécaniques.....	7
I.3	Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone.....	7
I.4	Les causes des défauts.....	8
I.5	Les principaux défauts dans la machine.....	9
I.5.1	Défaillances mécaniques.....	10
I.5.1.1	Défaits des roulements.....	10
I.5.1.2	Défaillances du flasque.....	11
I.5.1.3	Défaillances de l'arbre.....	11
I.5.2	Défaillances au stator.....	12
I.5.2.1	Défaits d'isolant dans un enroulement.....	12
I.5.2.2	Court-circuit entre spires.....	13
I.5.2.3	Court-circuit entre phases.....	13
I.5.2.4	Court-circuit entre phases/ bâti.....	13
I.5.2.5	Défaits de circuit magnétique.....	14
I.5.3	Défaillances au rotor.....	14
I.5.3.1	Ruptures de barres.....	14
I.5.3.2	Ruptures d'anneaux.....	15
I.5.3.3	Excentricité statique et dynamique.....	15
I.6	Classification des méthodes de diagnostic.....	16
I.6.1	Approche signal.....	16
I.6.1.1	Méthodes de diagnostic des défauts basés sur l'analyse spectrale des signaux.....	17
I.6.1.2	Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle	17
I.6.2	Méthodes sans modèles.....	17
I.6.2.1	La reconnaissance des formes (RDF).....	18
I.6.2.2	Les réseaux de neurones artificiels (RNA).....	18
I.6.2.3	Les systèmes d'inférences floues (SIF).....	19
I.7	Conclusion.....	19

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur Asynchrone et L'impact de Défaut Déséquilibre des Phases D'alimentation sur le Moteur

II.1	Introduction.....	22
II.2	Modélisation de la machine asynchrone.....	22
II.2.1	Hypothèses de simplification.....	22
II.2.2	Equations des tensions et des flux.....	23
II.3	Modèle de Park de la machine asynchrone.....	24
II.3.1	Transformation de Park.....	25
II.3.2	Application aux équations des tensions.....	26
II.3.3	Application aux équations des flux.....	27
II.3.4	Choix du référentiel.....	28
a-	Equations des tensions.....	28
b-	Equations des flux.....	28
II.3.4.1	Référentiel lié au stator.....	28
II.3.4.2	Référentiel lié au rotor.....	29
II.3.4.1	Référentiel lié au champ tournant.....	29
II.4	Expressions du couple électromagnétique.....	29
II.5	Mise sous forme d'équations d'état.....	30
II.6	Résultats de simulation.....	31
II.7	Défaut de la tension d'alimentation.....	32
II.7.1	Défaut déséquilibre monophasé de la tension.....	32
II.7.2	Défaut déséquilibre biphasé de la tension.....	33
II.7.3	Défaut déséquilibre triphasé de la tension.....	34
II.8	Conclusion.....	35

Chapitre III : Détection des défauts Déséquilibre des Tensions D'alimentation Basée sur L'ondelette Discrète

III.1	Introduction.....	37
III.2	Transformée en ondelettes discrète (TOD).....	37
III.3	Algorithme de MALLAT.....	38
III.4	La famille d'ondelettes.....	39
III.4.1	Ondelette de Haar.....	40
III.4.2	Ondelettes de Daubechies.....	40
III.4.3	Ondelettes des Symlets.....	41
III.4.4	Ondelette chapeau mexicain.....	41
III.4.5	Ondelettes de Meyer.....	42
III.4.6	Ondelette de Morlet : morl.....	42
III.5	Décomposition en multi-niveau du signal.....	43
III.6	Choix de l'ondelette et du nombre de niveaux de calcul pour la décomposition.....	46
III.7	Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic déséquilibre des phases d'alimentation.....	46
III.7.1	Exigences d'acquisition des signaux.....	47
III.8	Etude statistique.....	48
III.9	Brève introduction de la transformation de Hilbert-Huang.....	49
III.9.1	Enveloppe spectrale de Hilbert.....	49
III.9.2	Interprétation.....	51
III.10	Conclusion.....	52

Conclusion générale.....	54
Références bibliographiques.....	57
Annexe.....	61
Résumé.....	62

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage de d'écureuil.....	4
Figure I.2 : Différentes vues et coupes d'un stator du moteur asynchrone	5
Figure I.3 : Rotor bobiné.....	6
Figure I.4 : Vue schématique en perspective du rotor à cage d'écureuil	6
Figure I.5 : Proportion de défauts d'un moteur asynchrone.	7
Figure I.6 : Répartition des pannes sur les machines asynchrones de faibles ou moyennes puissances ..	8
Figure I.7 : Répartition des pannes sur les machines asynchrones de fortes puissances	8
Figure I.8 : Répartition des causes des défauts pour une machines asynchrones	9
Figure I.9 : Répartition des défauts suivant le composant	9
Figure I.10 : Répartition des défauts roulement.....	10
Figure I.11 : Modélisation schématique de rupture de barres ou rupture d'anneaux	15
Figure I.12 : Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique et mixte	16
Figure I.13 : Principe de la reconnaissance des formes.	18

Chapitre II

Figure II.1 : Représentation schématique d'une MAS triphasée	23
Figure II.2 : Modèle de Park de la MAS.....	25
Figure II.3 : Représentation des axes de la MAS.....	25
Figure II.4 : Simulation du moteur asynchrone alimentée par le réseau triphasé.....	31
Figure II.5 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre monophasée de la tension d'alimentation.....	33
Figure II.6 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre biphasée de la tension d'alimentation.....	33
Figure II.7 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre triphasée de la tension d'alimentation.....	34

Chapitre III

Figure III.1 : Algorithme de MALLAT unidimensionnel	38
Figure III.2 : Filtres miroirs en quadrature	39
Figure III.3 : Forme de l'ondelette Haar	40
Figure III.4 : Ondelettes de Daubechies (dbN).....	41
Figure III.5 : Les symlets : symN	41

Figure III.6 : Ondelette chapeau mexicain.....	42
Figure III.7 : Ondelettes de Meyer.....	42
Figure III.8 : Ondelette de Morlet.....	43
Figure III.9 : Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$	44
Figure III.10 : Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes	44
Figure III.11 : Arbre de décomposition d'un signal en quatre niveaux.....	45
Figure III.12 : Densité énergie. (a) : déséquilibre monophasé. (b) : déséquilibre biphasé. (c) : déséquilibre triphasé.....	48
Figure III.13 : Détail	49
Figure III.14 : Spectre du détail 11	51

Liste des Tableaux

Chapitre III

Tableaux III.1 : Familles d'ondelettes.....	39
Tableaux III.2 : Approximations, détails et bandes fréquentielles.....	47

Glossaire

MAS: Moteur Asynchrone;

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers;

TO : Transformée en l'ondelette ;

TF : La transformée de Fourier ;

RDF : La reconnaissance des formes ;

RNA : Les réseaux de neurones artificiels ;

SIF : Les systèmes d'inférences floues ;

WT: Wavelet transform;

DWT: Discrete wavelet transform;

TOD : Transformée en ondelettes discrète ;

CA : Coefficients ondelette d'approximation ;

CD : Coefficients ondelette de détails ;

FFT : Fast Fourier Transformation.

Nomenclature

- s, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement ;
- (a, b, c) : Indices correspondants au trois phases ;
- d, q : Axes de référentiel de Park ;
- $[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t$: Vecteur de Tension statorique ;
- $[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^t$: Vecteur de Tension rotorique ;
- $[I_s] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^t$: Vecteur de Courant statorique ;
- $[I_r] = [i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^t$: Vecteur de Courant rotorique ;
- $[\phi_s] = [\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}]^t$: Vecteur de flux statorique ;
- $[\phi_r] = [\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}]^t$: Vecteur de flux rotorique ;
- φ_{ds} : Flux statoriques biphasés dans le repère tournant de Park (d) ;
- φ_{qs} : Flux statoriques biphasés dans le repère tournant de Park (q) ;
- φ_{dr} : Flux rotorique biphasés dans le repère tournant de Park (d) ;
- φ_{qr} : Flux rotorique biphasés dans le repère tournant de Park (q) ;
- $[R_s]$: La matrice de résistance statorique ;
- $[R_r]$: La matrice de résistance rotorique ;
- $[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques ;
- $[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques ;
- $[L_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor ;
- $[L_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage rotor stator ;
- $[M_{sr}]$: Matrice d'inductance mutuelle entre le Stator et le Rotor ;
- M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;
- M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;
- L_s : Inductance propre des phases statoriques ;
- L_r : Inductance propre des phases rotoriques ;
- $[P(\theta_s)]$: Matrice de Park ;
- $[P^{-1}(\theta_s)]$: Matrice inverse de Park ;
- $V_{sdq} = [V_{ds}, V_{qs}]^t$: Tensions statoriques biphasés dans le repère tournant de Park (d, q) ;
- J : Moment d'inertie ;
- f : Coefficient de frottement ;

ω_s : Vitesse électrique statorique ;
 ω_r : Vitesse électrique rotorique ;
 Ω : La vitesse mécanique de rotation ;
 C_e : Le couple électromagnétique ;
 C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine ;
 θ : L'angle électrique entre la phase A statorique et la phase à rotorique ;
 p : Le nombre de paires de pôles ;
 P_{em} : Puissance électromagnétique ;
 P_e : Puissance électrique ;
 P_m : Puissance mécanique ;
 $\Psi(t)$: Ondelette mère ;
 φ : Fonction d'échelle ;
 Φ : Facteur d'échelle ;
 a : Paramètre d'échelle ;
 $h(n)$: Filtre passe bas ;
 $g(n)$: Filtre passe haut ;
 $G(z)$: Transformée en z de $g(n)$;
 $H(z)$: Transformée en z de $h(n)$;
 A_j : Signal d'approximation au niveau j ;
 D_j : Signal de détail au niveau j .



Introduction Générale

Introduction générale

Actuellement, l'entraînement électrique à courant alternatif est considéré 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 triphasé 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, 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 leur durée 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 santé de ces entraînements.

Plusieurs méthodes de surveillances emploient un modèle du système considéré. Le principe général de ces approches consiste à vérifier la consistence 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.

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

- Le premier chapitre consiste à apporter quelques éléments de diagnostic des entraînements électriques et les différents défauts liés au moteur asynchrone. Ce diagnostic consiste à connaître, à évaluer, à prévoir, à mesurer et à maîtriser les défaillances des systèmes.
- Le deuxième chapitre sera consacré pour le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant la transformation de Park, par la suite nous allons présenter

l'impact de défaut déséquilibre des phases d'alimentation (déséquilibre monophasé, déséquilibre biphasé et déséquilibre triphasé) sur le comportement du moteur asynchrone.

- Le troisième chapitre sera consacré pour présenter une étude préliminaire sur les méthodes destinées à ce type de signaux. Elles sont les méthodes de transformée en l'ondelette (TO) ou (WT) pour « wavelet transform ». Dans la première partie, la méthode de transformation en ondelettes est expliquée de façon détaillée en donnant un aperçu général sur cette méthode son historique, le principe d'utilisation, les différents types d'ondelettes, et la manière de calcul de la transformation des signaux analysés. La deuxième partie est consacrée à l'utilisation de l'enveloppe spectrale pour extraire les harmonique qui caractérise le défaut déséquilibre des phases d'alimentations.



Chapitre I : Etat de l'art

Chapitre I : Etat de l'art

I.1 : Introduction

Dans ce chapitre les différentes parties et organe de la machine asynchrone sont présentées et on présente ses différentes caractéristiques, et étudie des différents défauts affectant la machine asynchrone.

I.2 : Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe : on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [1].

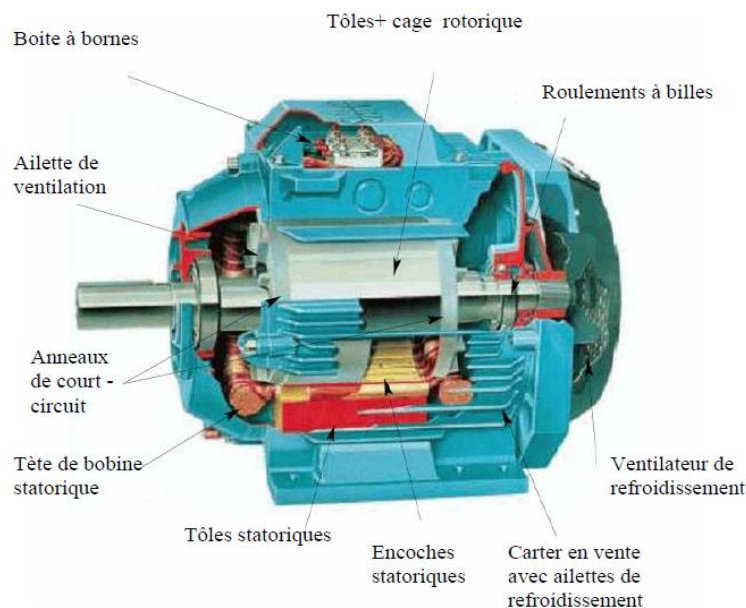


Figure I.1 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage de d'écureuil [4].

I.2.1 : Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.2). 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 [1].

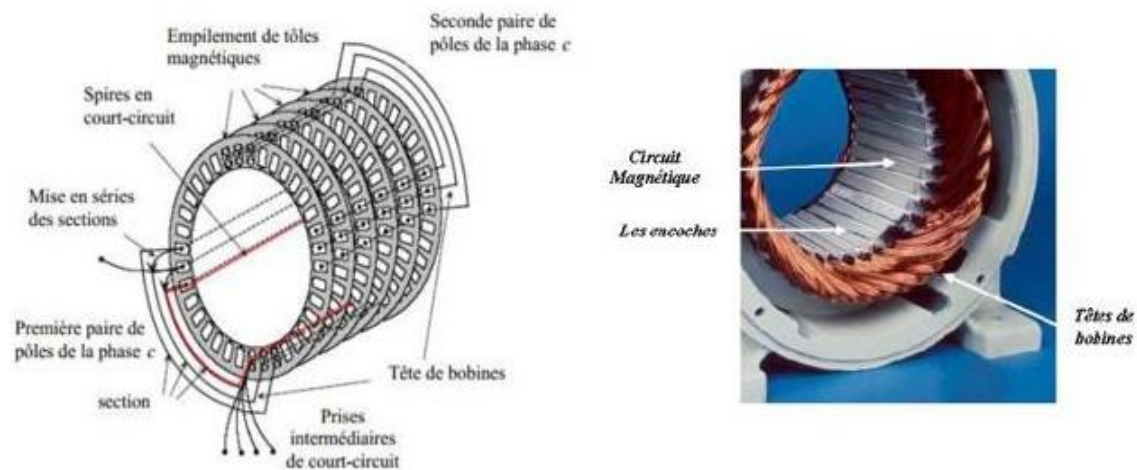


Figure I.2 : Différentes vues et coupes d'un stator du moteur asynchrone [5].

I.2.2 : Le rotor

Dans le rotor le circuit magnétique est constituées d'un assemblage de tôles, Dans les Petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de Plusieurs sections montées sur un noyau. Donc le rotor constitue de deux types de rotor : le rotor a bobiné ou à cage d'écureuil [6].

I.2.2.1 : Le rotor a bobiné

Les enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » Paires de pôle, ces enroulements localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixe, le (Figure I.3) représente le rotor a bobiné [7].



Figure I.3 : Rotor bobiné.

I.2.2.2 : Le rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure I.4). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Dans le cas de rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes) [1].

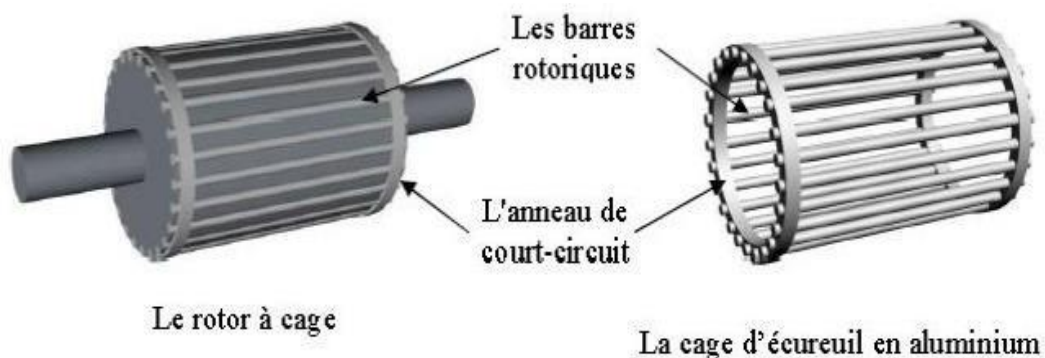


Figure I.4 : Vue schématique en perspective du rotor à cage d'écureuil [6].

I.2.3 : Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance [8].

I.3 : Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [8] :

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

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants (figure I.5) [8] :

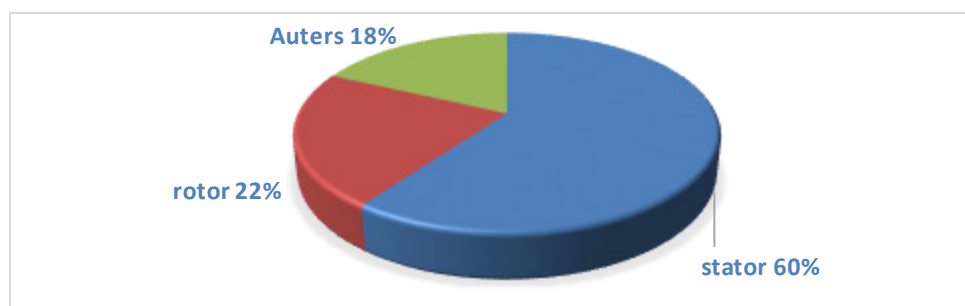


Figure I.5 : Proportion de défauts d'un moteur asynchrone [8].

La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est présentée sur la figure (I.6) [4] :

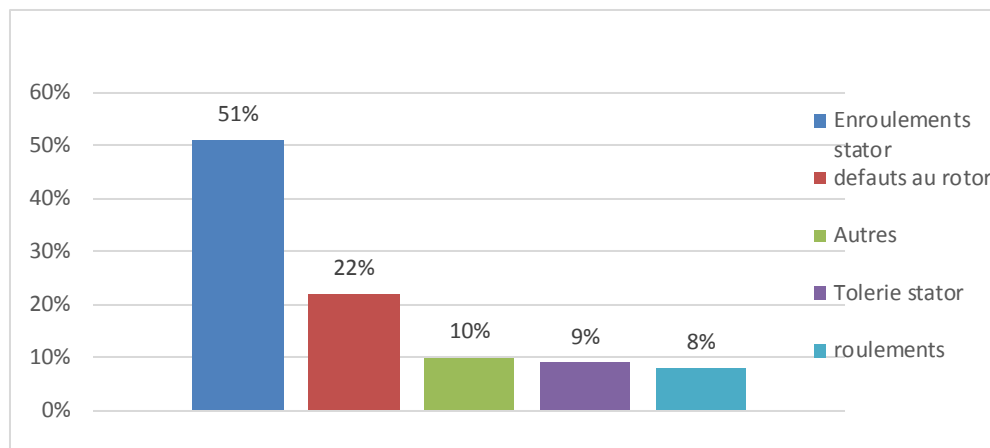


Figure I.6 : Répartition des pannes sur les machines asynchrones de faibles ou moyennes puissances [4].

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne des résultats qui sont présentés sur la figure (I.7) [4].

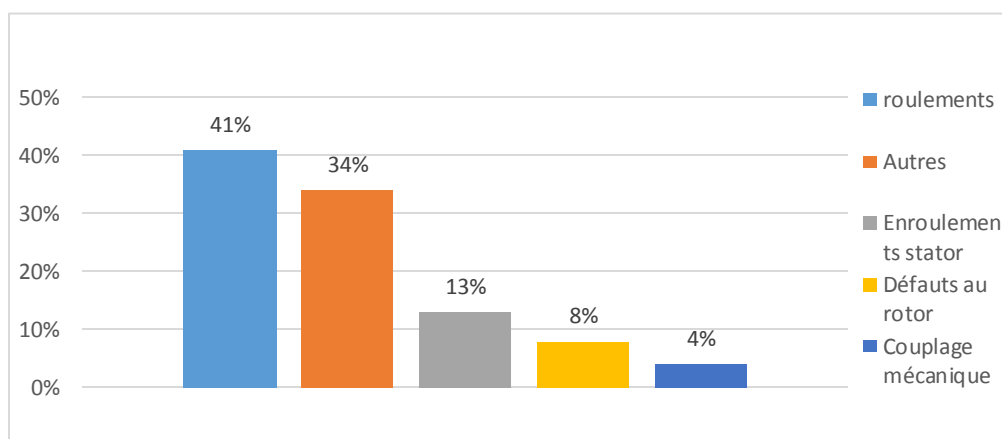


Figure I.7 : Répartition des pannes sur les machines asynchrones de fortes puissances [4].

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue [4].

I.4 : Les causes des défauts

La figure (I.8) présente les phénomènes à l'origine des défauts dans la machine. La principale source de défauts provient de la mécanique. La deuxième cause de défauts est la surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants. La troisième cause de défauts référencée est le claquage d'isolants conduisant à des courts-circuits. Notons que de nombreuses sources de défauts ne sont pas bien connues [7].

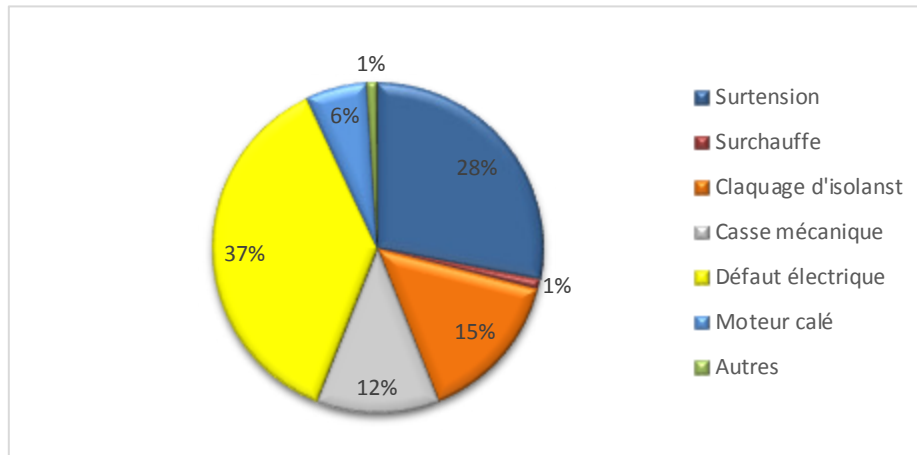


Figure I.8 : Répartition des causes des défauts pour une machines asynchrones [7].

I.5 : Les principaux défauts dans la machine

Les principaux défauts pouvant se produire dans une machine à cage peuvent être classés comme suit [8] :

- ✚ Défauts au stator résultant d'une ouverture ou d'un court-circuit sur au moins une phase du stator ;
- ✚ Connexion anormale des enroulements stator ;
- ✚ Barre ou anneau de court-circuit au rotor cassé ;
- ✚ Excentricité dynamique ou statique ;
- ✚ Axe plié (proche de l'excentricité dynamique) ;
- ✚ Roulements.

Une étude conduite pour IEEE a établi une statistique des différents défauts pouvant se produire sur une machine électrique (figure I.9) [9].

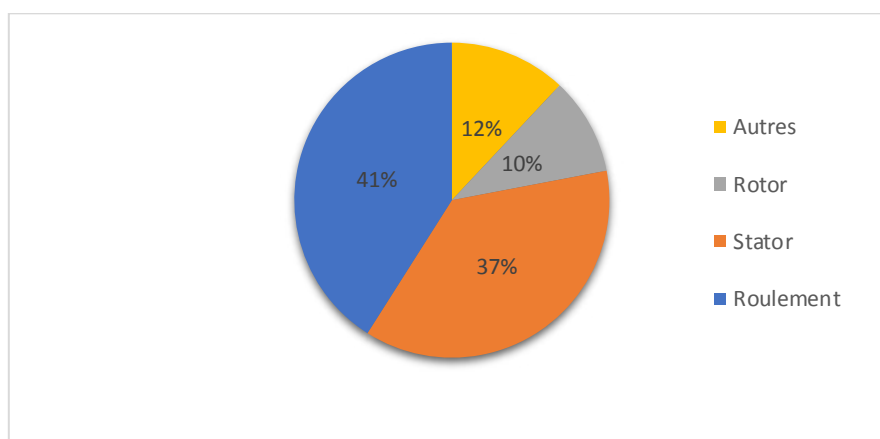


Figure I.9 : Répartition des défauts suivant le composant [9].

Cette répartition tend à montrer que les défauts se situent principalement dans la chaîne mécanique et dans le stator. Du fait des conditions de fabrication des moteurs, les défauts dans le rotor sont de moins en moins fréquents. Nous allons détailler les principales caractéristiques des défauts cités [9].

I.5.1 : Défaillances mécaniques

I.5.1.1. Défauts des roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor [8]. Ces éléments assurant le positionnement correct de l'axe de la machine, constituent des éléments critiques [9].

Il ressort de la figure (I.10) que la principale source de défaillances est constituée par les roulements qui assurent la bonne rotation et le maintien de l'axe du rotor. Dans les causes de défaillance des roulements, nous pouvons noter l'usure due au fonctionnement normal et les phénomènes de courant d'arbre qui renforcent cette usure. Un défaut dans les roulements affecte certes la vitesse de l'axe du rotor mais aussi la répartition du flux dans l'entrefer qui n'est plus alors constant (phénomène d'excentricité). Ceci se traduit donc par une évolution des grandeurs électromagnétiques et donc des courants dans la machine [9].

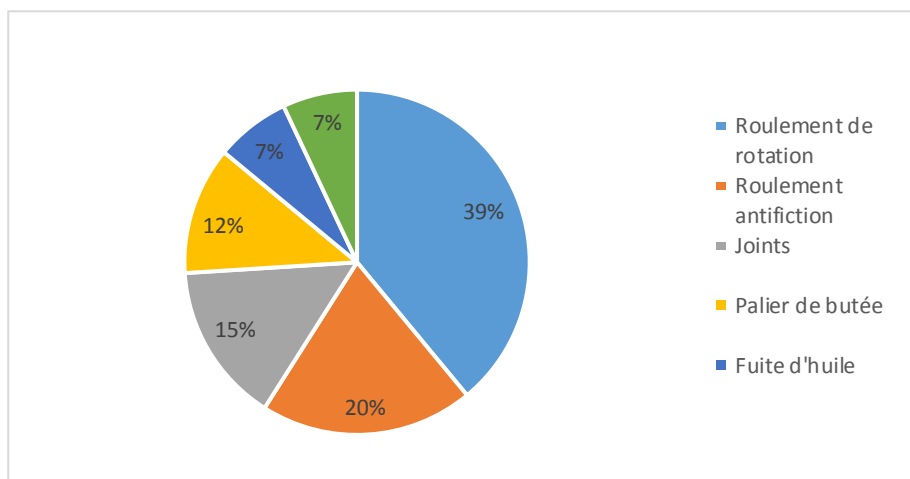


Figure I.10 : Répartition des défauts roulement [9].

Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles [8] :

- L'usure due au vieillissement ;

- La température de fonctionnement élevée ;
- La perte de lubrification ;
- L'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement) ;
- Le défaut de montage ;
- Les courants d'arbres (Shaft Current) ;
- Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont ;
- Des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures ;
- L'ondulation de leur surface de roulement ;
- L'attaque des billes ;
- La corrosion due à l'eau ;
- Défaut de graissage, problème dû à la température ;
- Décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge.

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur [8].

I.5.1.2. Défaillances du 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 machine [10].

I.5.1.3. Défaillances 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. Par exemple, l'humidité peut provoquer des microfissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi une fatigue supplémentaire. Une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle

des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance [10].

I.5.2 : Défaillances au stator

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème :

- Thermique (surcharge, ...);
- Électrique (diélectrique, ...);
- Mécanique (bobinage, ...);
- Environnemental (agression, ...).

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

I.5.2.1 : Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des court-circuit. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique, ...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique [8].

De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Les différentes causes pour ce type de défaut sont [8] :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication ;
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation ;
- Vibrations mécaniques ;
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation ;
- Vieillessement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader ;
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

I.5.2.2 : Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2^{ème} court-circuit) [8].

Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut [8].

I.5.2.3 : Court-circuit entre phases

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

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

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [8].

I.5.2.4 : Court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit.

Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels). En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas.

Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut [8].

I.5.2.5 : Défauts de circuit magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc [8].

I.5.3 : Défaillances au rotor

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [4] :

1. Thermique (surcharge, ...);
2. Électromagnétique (force en $B^2(t)$, ...);
3. Résiduel (déformation, ...);
4. Dynamique (arbre de transmission, ...);
5. Mécanique (roulement, ...);
6. Environnemental (agression, ...).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit [8] :

- Rupture de barres.
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.
- Excentricité statique et dynamique.

I.5.3.1 : Ruptures de barres

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine.

Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [8].

I.5.3.2 : Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité, ...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure [8].

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [8].

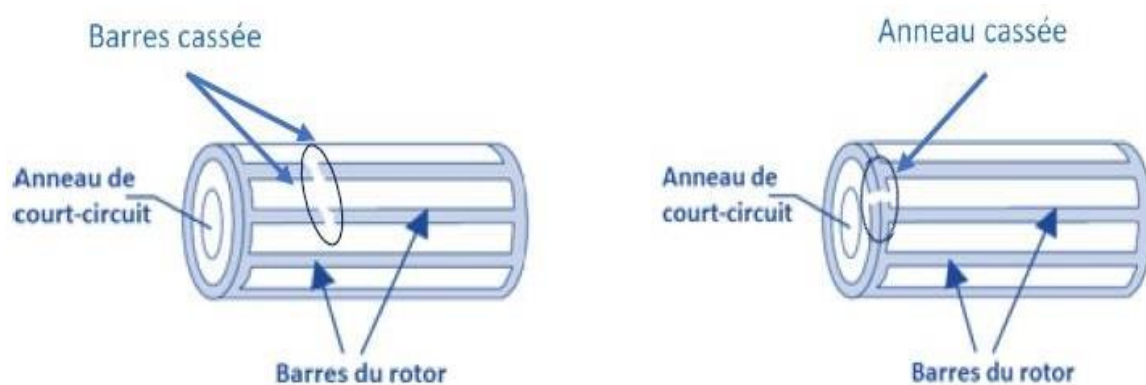


Figure I.11 : Modélisation schématique de rupture de barres ou rupture d'anneaux [8].

I.5.3.3 : Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor (figure I.12) [11].

Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage) [8].

Trois cas d'excentricité sont généralement distingués :

- ❖ L'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- ❖ L'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.
- ❖ L'excentricité qu'on pourrait qualifier de 'mixte', associant les deux cas précédemment cités.

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine.

En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [8].

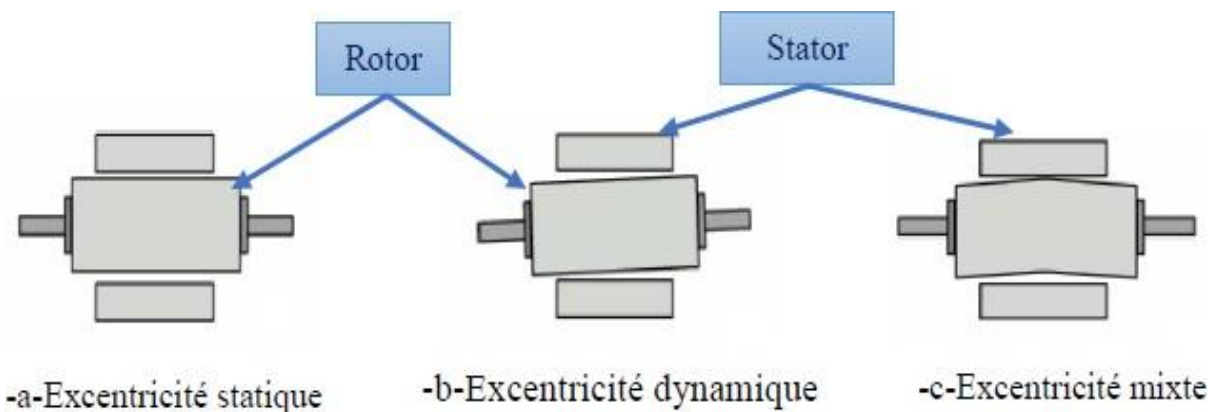


Figure I.12 : Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique et mixte [8].

I.6 : Classification des méthodes de diagnostic

Les méthodes de diagnostic des défauts sont très variées [12]. On les distingue à partir de leur type de connaissance utilisée pour vérifier la cohérence entre les observations réelles et de références [13]. 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.6.1 : 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.6.1.1 : Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux

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 [14].

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'un ensemble onduleur-machine asynchrone peuvent être :

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

I.6.1.2 : Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle

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 [15] :

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

I.6.2 : 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 mode de fonctionnements du processus.

I.6.2.1 : La reconnaissance des formes (RDF)

Les méthodes de diagnostic qui utilisent la reconnaissance des formes ne sont pas nombreuses [10]. 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 [16] :

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.

Un vecteur de forme est extrait de nombreuses mesures. Les règles de décisions permettent de classer les observations décrit 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 [10].

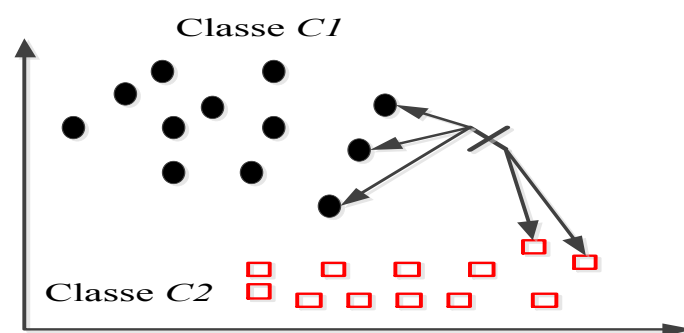


Figure I.13 : Principe de la reconnaissance des formes.

I.6.2.2 : 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 [17].

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 [8].

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 [18]. Pendant la phase d'apprentissage qui consiste à ajuster de façon incrémentale les poids, ou forces des connexions entre neurones [19], 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 [20].

1.6.2.3 : Les systèmes d'inférences floues (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 [21].

La structure de base d'un SIF est constituée de [18] :

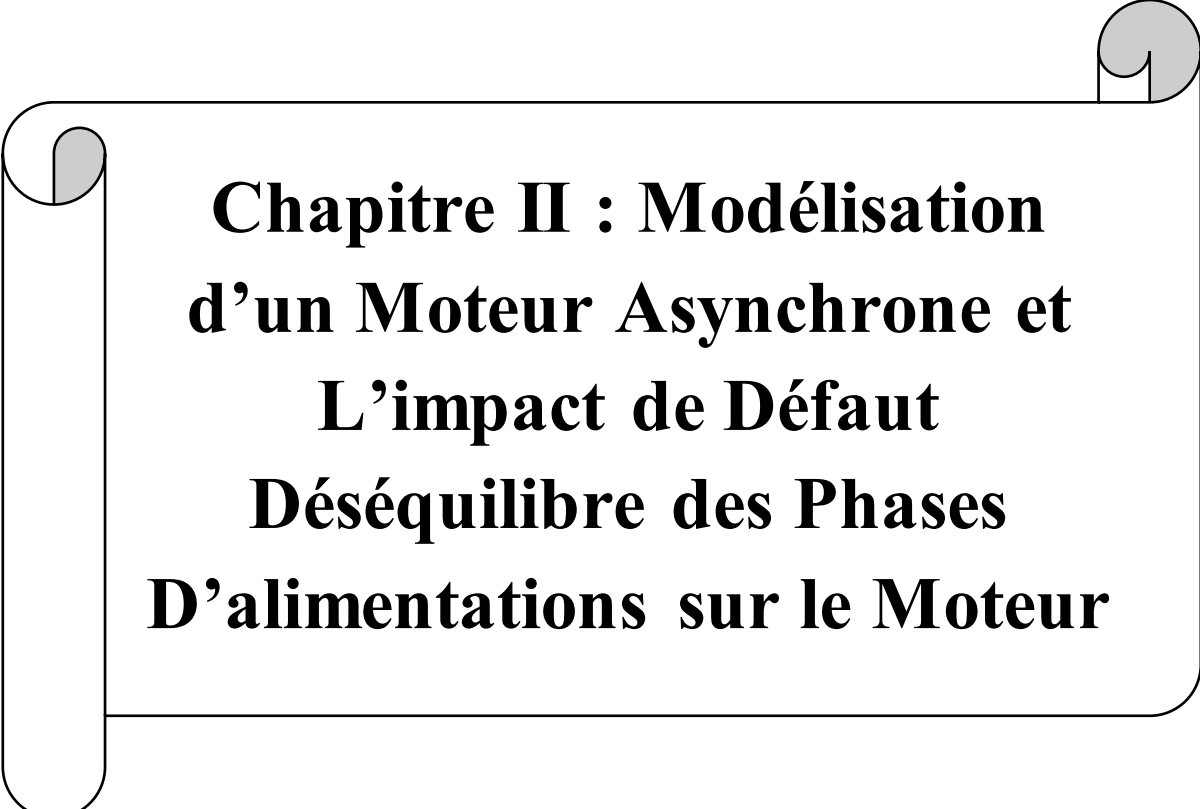
- Un univers de discours qui contient les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie à des classes. Ces fonctions peuvent avoir différentes formes, les plus usuelles étant les formes triangulaires, trapézoïdales et gaussiennes.
- Une base de connaissances qui regroupe les règles liant 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.

1.7 : Conclusion

Ce chapitre est essentiellement consacré à l'état de l'art de moteur asynchrone. Nous avons classé ce chapitre en deux parties. La première partie concerne la constitution de la machine asynchrone. Ensuite dans la deuxième partie, nous avons présenté les principales défaillances au niveau des différentes parties de la machine. Ces défaillances peuvent être d'origine électrique ou mécanique, et dans différents emplacements de l'élément ou la partie du système, nous nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances se produisant sur les différentes parties de moteur

asynchrone ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition. Finalement, présenté les différents méthodes de diagnostic utilisée pour la détection et localisation si défauts.

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de la MAS Pour montrer l'effet des défauts déséquilibre de tension sur le moteur régissant le fonctionnement du moteur lors du défaut.

A decorative scroll frame with a black outline and rounded corners. The top-left and top-right corners are rolled up, and the bottom-left corner is also rolled up. The text is centered within the scroll.

**Chapitre II : Modélisation
d'un Moteur Asynchrone et
L'impact de Défaut
Déséquilibre des Phases
D'alimentations sur le Moteur**

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur Asynchrone et L'impact de Défaut Déséquilibre des Phases D'alimentations sur le Moteur

II.1 : Introduction

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant la transformation de Park, par la suite nous allons présenter l'impact de défaut déséquilibre des phases d'alimentation (déséquilibre monophasé, déséquilibre biphasé et déséquilibre triphasé) sur le comportement du moteur asynchrone.

II.2 : Modélisation de la machine asynchrone

II.2.1 : Hypothèses de simplification

L'étude de la modélisation des machines asynchrones sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [22, 23, 24] :

- ✚ L'entrefer constant ;
- ✚ L'effet des encoches négligé ;
- ✚ La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- ✚ Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- ✚ Les pertes ferromagnétiques négligeables ;
- ✚ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte ;
- ✚ L'additivité des flux ;
- ✚ La constante des inductances propres.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (II.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase

rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.

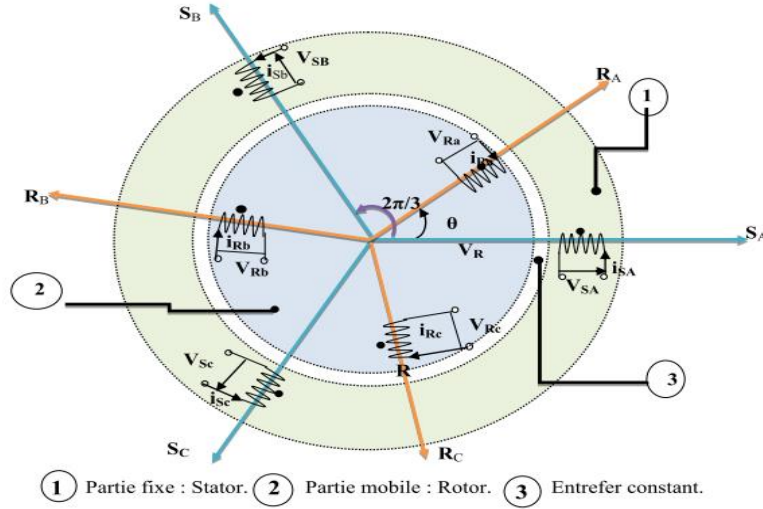


Figure II.1 : Représentation schématique d'une MAS triphasée.

II.2.2 : Equations des tensions et des flux

L'équation des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par [25, 26] :

$$[V_S] = [R_S] \cdot [I_S] + \frac{d}{dt} [\Phi_S] \quad (II.1)$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par [25, 26] :

$$[V_r] = [0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (II.2)$$

Où :

$$[V_S] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_S] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_S] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix};$$

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_S] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\Phi_S] = [L_{SS}] \cdot [I_S] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (II.3)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^t \cdot [I_S] \quad (II.4)$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

et :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

En mettant (II-3) et (II-4) dans (II-1) et (II-2) respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (II.5)$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \} \quad (II.6)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (II.5) et (II.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine asynchrone à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la MAS réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de la transformation de Park [27].

II.3 : Modèle de Park de la machine asynchrone

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel [27].

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (II.2) [28] :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (II.7)$$

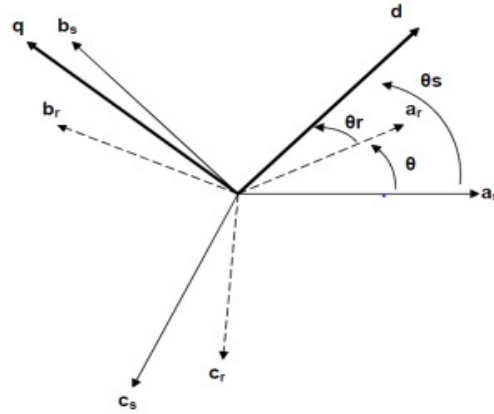


Figure II.2 : Modèle de Park de la MAS.

II.3.1 : Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile (d, q) [29].

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et θ_r celui des grandeurs rotoriques [29] figure (II.3), on obtient la relation suivante :

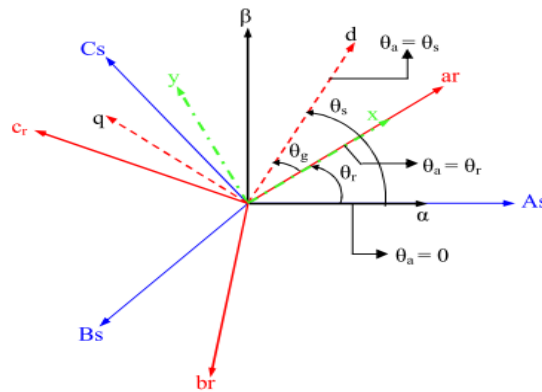


Figure II.3 : Représentation des axes de la MAS.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [26] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = c. \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

- C : est une constante qui prendra les valeurs suivantes :
- $C = \frac{2}{3}$ pour la transformée directe et par conséquent 1 pour la transformée inverse, c'est la transformée de Park. Cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais ne conserve pas la puissance et le couple.
- $C = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour la transformée directe, cette transformée est appelée la transformée de Park modifiée. Elle conserve l'équivalence énergétique (puissance, couple ...), c'est la raison pour laquelle elle est adoptée pour la modélisation.

Ces équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

II.3.2 : Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((II-8) et (II-9)) à l'expression (II-1) [26] :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \} \quad (\text{II.10})$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II.11})$$

Tel que :

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Et l'expression (II-11) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II.14})$$

Ou encore finalement :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

De manière similaire et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.3.3 : Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park ((II-8) et (II-9)) à l'expression (II-3) [25] :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{II.17})$$

Soit :

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{II.18})$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Et :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Or, d'après l'égalité (II-7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

L'expression (II-18) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique, nous obtenons :

$$L_r = l_r - M_r \quad (\text{II.24})$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

II.3.4 : Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d, q). D'après (II-15), (II-16), (II-23) et (II-25), nous avons les équations suivantes [25,30] :

a. Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_s \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

b. Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour le référentiel (d, q). En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

II.3.4.1 : Référentiel lié au stator

Caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$. Le système d'équations (II-26) devient alors [25] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Où :

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique.

II.3.4.2 : Référentiel lié au rotor

Caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$. Le système d'équations (II-26) devient alors [25] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

II.3.4.3 : Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas, la vitesse repère (d, q) est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$. Le système d'équations (I-26) devient alors [31] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_s \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation [25].

II.4 : Expressions du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières :

- ❖ Par un bilan de puissance instantanée.
- ❖ Par la méthode dite « des travaux virtuels ».

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux deux enroulements statorique et rotorique en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée par l'expression suivante [32] :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{II.31})$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source et la puissance mécanique [32] :

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (\text{II.32})$$

Où :

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.33})$$

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.34})$$

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \phi_{qr} - I_{qr} \cdot \phi_{dr}) \quad (\text{II.35})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = P \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (\text{II.36})$$

En tenant compte des expressions (II-27), (II-35) et (II-36), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\phi_{qr} \cdot I_{dr} - \phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\phi_{ds} \cdot I_{qs} - \phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} \cdot I_{qs} - \phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.5 : Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la MAS sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} sont les variables de commande et nous considérons les flux rotoriques, les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état [31].

L'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{II.38})$$

Où :

C_r : est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

En utilisant les expressions (II-27), (II-30) et (II-38) et après arrangement, nous aurons le système suivant [31] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \cdot \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) - \frac{p}{J} \cdot C_r \end{array} \right. \quad (II.39)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ est le facteur de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotoriques. (II.40)

II.6 : Résultats de simulation

Pour la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé 380V et tournant en charge à partir de $t=1s$ avec un couple de charge $C_r=20N.m$, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques.

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (II.4).

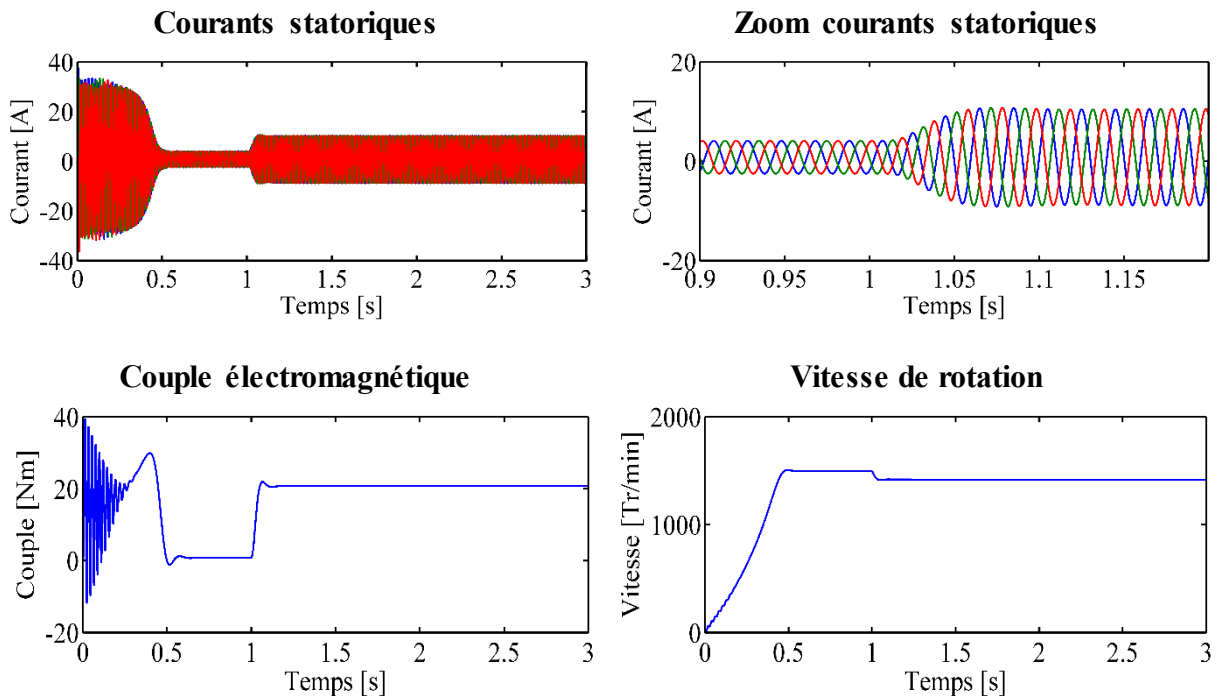


Figure II.4 : Simulation du moteur asynchrone alimentée par le réseau triphasé.

- **Pour $0 < t < 1s$**

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de moteur asynchrone par sur-échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire. Il présente aux premiers instants de démarrage des oscillations importantes, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime permanent, le couple électromagnétique s'annule pratiquement. L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme de 1495.5 Tr/min, avec un accroissement presque linéaire.

- **Pour $t > 1s$**

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 20$ Nm, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique, qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

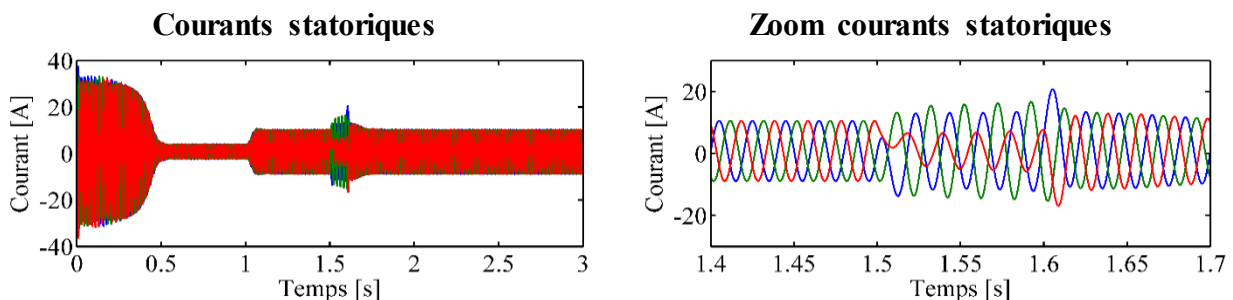
II.7 : Défaut de la tension d'alimentation

Dans ce qui suit, on va étudier le comportement électrique et mécanique du moteur lorsque ce dernier est soumis à des défauts de tension d'alimentation tels les déséquilibres de la tension d'alimentation pendant une période de fonctionnement stationnaire [33, 34].

II.7.1 : Défaut déséquilibre monophasé de la tension

On désigne par $KV_{AB}, KV_{BC}, KV_{CA}$, les tensions du moteur asynchrone à la sortie de l'alimentation triphasé dans le cas d'un défaut monophasé. K est un facteur réel pris dans l'intervalle] 0, 1[. Dans notre étude on prend comme exemple $K=0.5$ pour un déséquilibre de phase.

Figure (II.5), Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre monophasée de la tension d'alimentation.



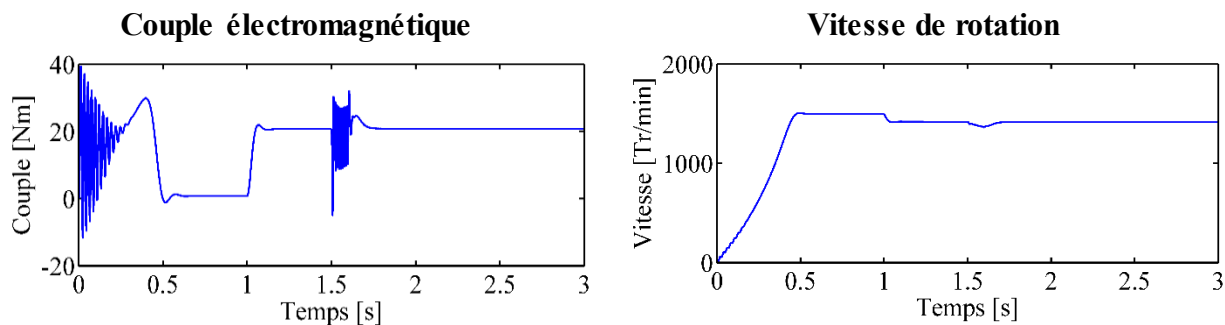


Figure II.5 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre monophasée de la tension d'alimentation.

II.7.2 : Défaut déséquilibre biphasé de la tension

On désigne par $KV_{AB}, KV_{BC}, KV_{CA}$, les tensions du moteur asynchrone à la sortie de l'alimentation triphasé dans le cas d'un défaut biphasé. K est un facteur réel pris dans l'intervalle] 0, 1[. Dans notre étude on prend comme exemple $K=0.5$ de la phase A et $K=0.5$ de la phase B pour un déséquilibre de deux phases.

Figure (II.6), représente résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre biphasée de la tension d'alimentation.

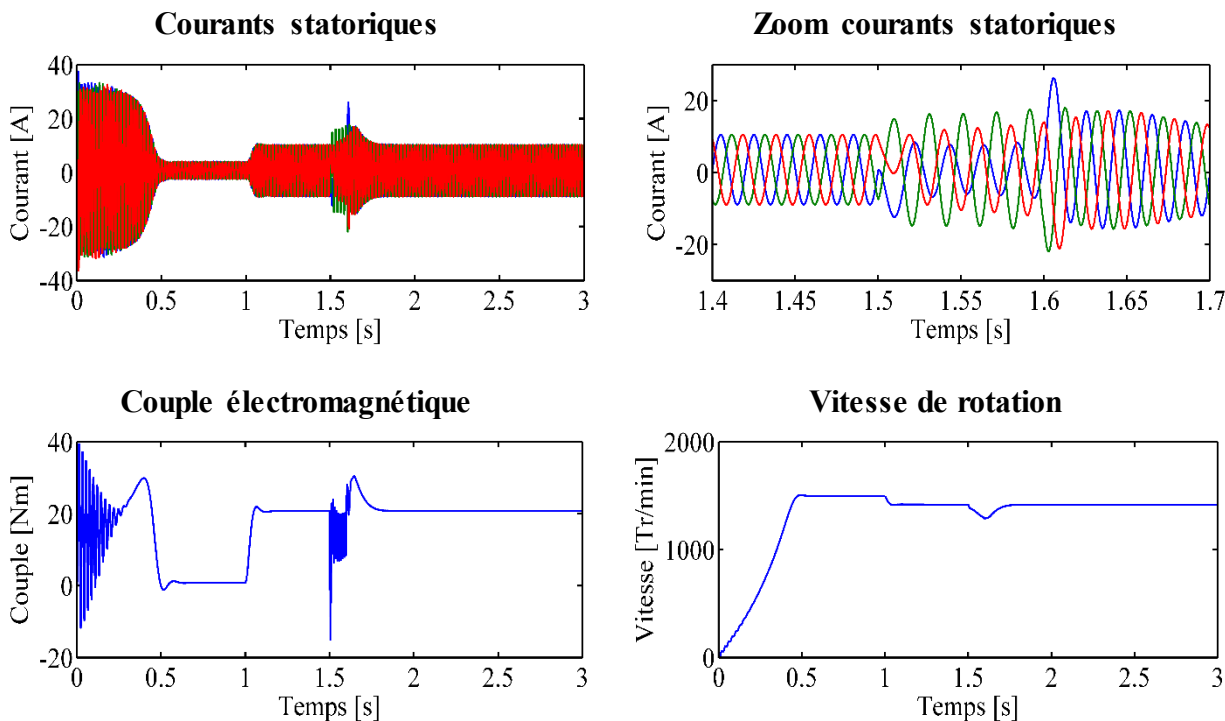


Figure II.6 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre biphasée de la tension d'alimentation.

II.7.2 : Défaut déséquilibre triphasé de la tension

On désigne par $KV_{AB}, KV_{BC}, KV_{CA}$, les tensions du moteur asynchrone à la sortie de l'alimentation triphasé dans le cas d'un défaut biphasé. K est un facteur réel pris dans l'intervalle] 0, 1[. Dans notre étude on prend comme exemple $K=0.5$ de la phase A, $K=0.5$ de la phase B et $K=0.5$ de la phase C pour un déséquilibre des trois phases.

Figure (II.7), représente résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre triphasée de la tension d'alimentation.

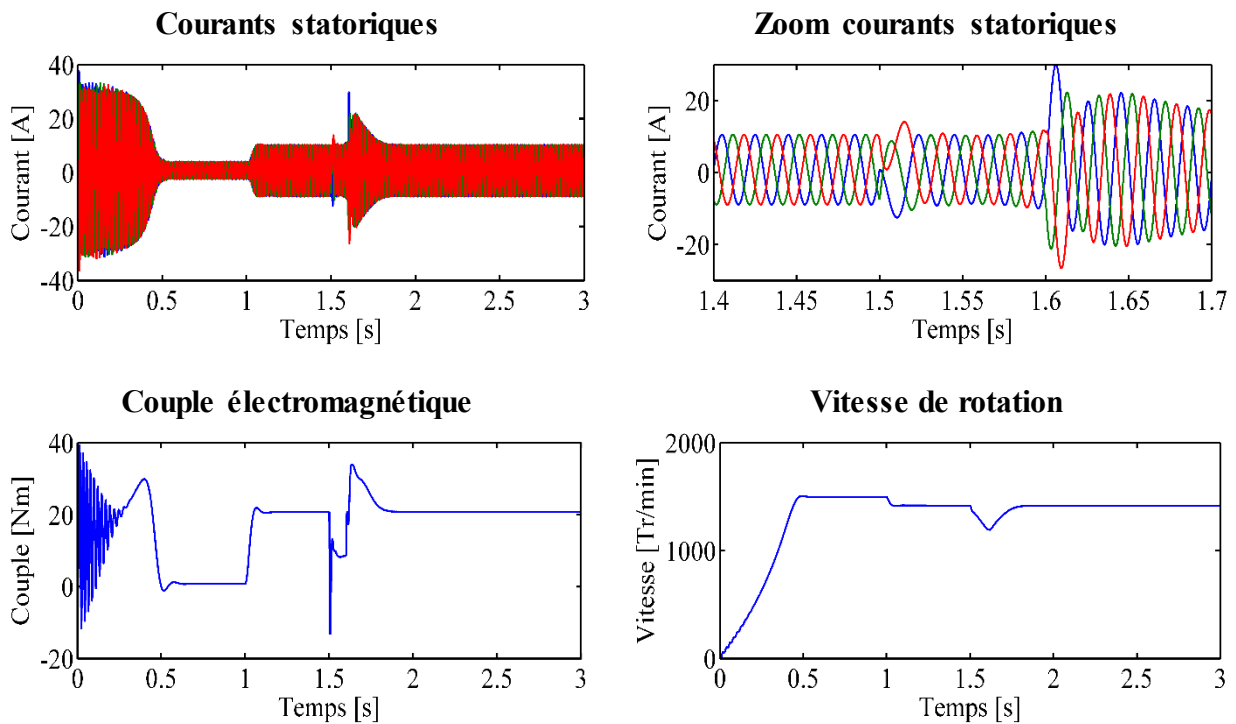


Figure II.7 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre triphasée de la tension d'alimentation.

Les résultats de simulation sont présentés sur les Figures (II.6, II.7 et II.8). Ces dernières représentent les courbes : courants statoriques, vitesse de rotation et couple électromagnétique.

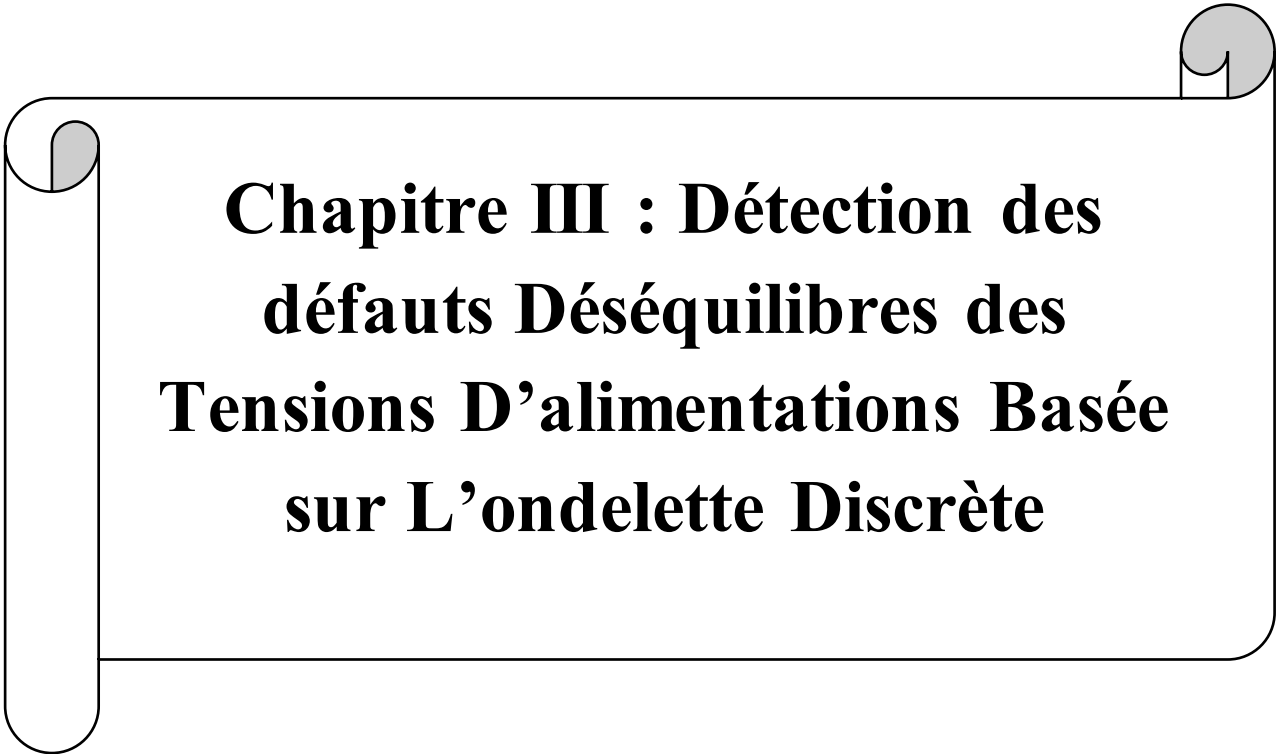
Dans le régime anormal, les grandeurs électriques sont caractérisées (par rapport au régime normal), par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé lorsque le moteur asynchrone est en régime établi $t=1.5s$, puis il est éliminé à l'instant $t=1.6s$.

Par ailleurs, il est à signaler que les défauts déséquilibrent de la tension d'alimentation influence aussi sur les comportements mécaniques du moteur, cette influence est caractérisée par une chute de la valeur de la vitesse selon le type de défaut, ainsi que la variation du couple électromagnétique. En

plus, en analysant les régimes à défauts pour les différentes grandeurs, nous remarquons que l'évolution du courant statorique dans les différents cas de défauts est caractérisée par la variation par rapport à l'état normal, autrement dit, les grandeurs suscitées reflètent l'existence de défauts.

II.8 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation d'un moteur asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Nous avons ensuite, utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de ce moteur. Ceci entraîne une facilité de résolution et de simulation du système d'équation de moteur asynchrone. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté d'abord l'effet du défaut déséquilibre de tension d'alimentation (déséquilibre monophasé, déséquilibre biphasé et déséquilibre triphasé) sur le comportement de moteur asynchrone.

A decorative scroll frame with a black outline and rounded corners. The top-left and top-right corners feature a grey scroll-like element. The text is centered within the frame.

**Chapitre III : Détection des
défauts Déséquilibres des
Tensions D'alimentations Basée
sur L'ondelette Discrète**

Chapitre III : Détection des défauts Déséquilibres des Tensions D'alimentations Basée sur L'ondelette Discrète

III.1 : Introduction

Dans le présent chapitre, on va présenter une étude préliminaire sur les méthodes destinées à ce type de signaux. Elles sont les méthodes de transformée en l'ondelette (TO) ou (WT) pour « wavelet transform ».

Dans la première partie, la méthode de transformation en ondelettes est expliquée de façon détaillée en donnant un aperçu général sur cette méthode son historique, le principe d'utilisation, les différents types d'ondelettes, et la manière de calcul de la transformation des signaux analysés.

La deuxième partie est consacrée à l'utilisation de l'enveloppe spectrale pour extraire les harmonique qui caractérise le défaut déséquilibre des phases d'alimentations.

III.2 : Transformée en ondelettes discrète (TOD)

La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^i$. Il est clair que la transformée en ondelettes discrète est pratique en implémentation sur tout système numérique (PC, DSP, CARTE à $\mu P...$) [35].

L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal en différentes bandes de fréquences, ce qui permet une vue de la plus fine à la plus grossière [36].

Soit φ la fonction échelle. Elle doit être dans L^2 et ayant une moyenne non nulle [36].

On forme une base de fonctions d'échelle pour tout $i \in \mathbb{Z}$ comme suit :

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i}t - j) \quad (\text{III.41})$$

Et de la même manière la base d'ondelette :

$$\Psi_{i,j} = 2^{-i/2} \Psi(2^{-i}t - j) \quad (III.42)$$

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

$$\phi(t) = \sum_j 2h(j)\phi(2t - j) \quad (III.43)$$

$$\Psi(t) = \sum_j 2g(j)\phi(2t - j) \quad (III.44)$$

Les équations (III.43) et (III.44), représentent la décomposition de la fonction échelle et de l'ondelette en combinaisons linéaires de la fonction échelle à la résolution haute directement.

On note que $h(j)$ et $g(j)$ sont les filtres passe bas et passe haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes [36].

III.3 : Algorithme de MALLAT

Cet algorithme est schématisé par la structure suivante [37] :

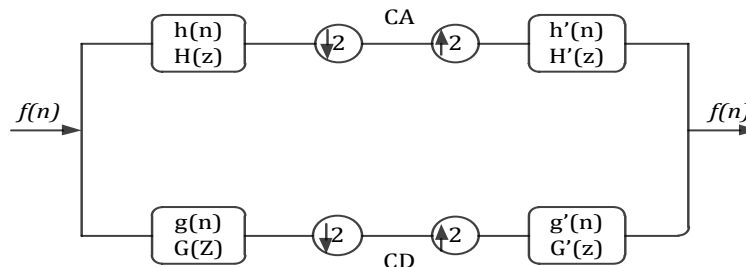


Figure III.1 : Algorithme de MALLAT unidimensionnel.

$H(z)$, $G(z)$, $H'(z)$ et $G'(z)$ représentent respectivement la transformée en z de $h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$.

Le signal $f(n)$ est décomposé par les deux filtres d'analyse $h(n)$ (filtre basses fréquences) et $g(n)$ (filtre hautes fréquences) pour donner deux vecteurs respectivement CA (Coefficients ondelette d'approximation) et CD (Coefficients ondelette de détails). Tous deux sont de taille approximativement égale à la moitié du vecteur d'origine. Ceci est dû au fait de l'opération de décimation par 2 (down sampling).

La reconstruction parfaite est théoriquement possible. Les deux vecteurs CA et CD, en les faisant passer par un sur-échantillonnage (up sampling) puis un filtrage en utilisant respectivement les filtres $h'(n)$ (filtre passe bas de reconstruction) et $g'(n)$ (filtre passe haut de reconstruction) donnent

en somme le vecteur d'origine $f(n)$. Cette étape est appelée décomposition/reconstruction en banc de filtres. Elle est caractéristique aux signaux unidimensionnels.

Le quadruple $(h(n), g(n), h'(n)$ et $g'(n))$ forme un banc de filtres miroirs en quadrature [37].

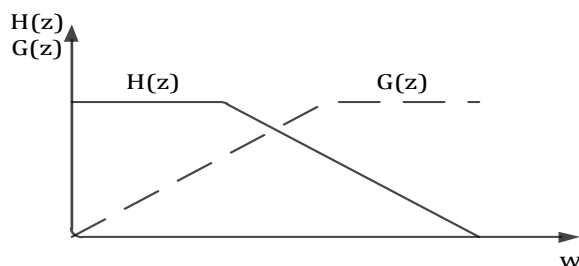


Figure (III.2) : Filtres miroirs en quadrature.

III.4 : La famille d'ondelettes

Il ya plusieurs ondelettes mères utilisées pour le calcul de la transformée en ondelette des signaux analysés. Chacune d'entre elles a un domaine d'application défini de la forme du signal étudié. Le tableau (III.1) contient les familles les plus usuelles [38].

Nom des familles d'ondelettes	Nom court en Matlab
Ondelette de Haar	Haar
Ondelette de Daubechies	Db
Symlets	Sym
Coiflets	Coif
Ondelettes biorthogonales	Bior
Ondelette de Meyer	Meyr
Approximation discrète de l'ondelette de Meyer	Dmey
Ondelettes de Battle et Lemarié	Btlm
Ondelettes gaussiennes	Gaus
Chapeau mexicain	Mexh
Ondelette de Morlet	Morl
Ondelettes gaussiennes complexes	Cgau
Ondelettes de Shannon complexes	Shan
Ondelettes B-spline fréquentielles complexes	Fbsp
Ondelettes de Morlet complexes	Cmor

Tableau (III.1) : Familles d'ondelettes [38].

III.4.1 : Ondelette de Haar

C'est Alfred Haar qui a construit en 1909 des bases considérées aujourd'hui comme le fondement de la théorie des ondelettes. Haar a défini une fonction $h(t)$ qui correspond à l'ondelette de Haar [39].

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{1}{2} \\ -1 & \text{pour } \frac{1}{2} \leq t \leq 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

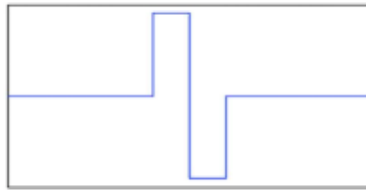


Figure III.3 : Forme de l'ondelette Haar.

III.4.2 : Ondelettes de Daubechies

Cette famille d'ondelettes à un paramètre permettant de manipuler des ondelettes orthogonales à support compact de régularité arbitraire. Pour N , c'est l'ordre de l'ondelette db_N [40]. Pour $N = 1$, db_1 est appelée ondelette de Haar, c'est la plus simple et la plus ancienne des ondelettes. Elle est bien localisée en espace, mais, en contrepartie, elle est discontinue et sa transformée de Fourier oscille beaucoup donnant une mauvaise localisation en fréquence. Elle est définie par :

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{1}{2} \\ -1 & \text{pour } \frac{1}{2} \leq t \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Hormis db_1 , les ondelettes de cette famille n'ont pas d'expression explicite et sont asymétriques. Cependant, leur régularité augmente avec l'ordre et permet une analyse orthogonale [40]. Les ondelettes de cette famille pour les ordres 2, 3, 4 et 5 sont présentées dans la figure III.4 :

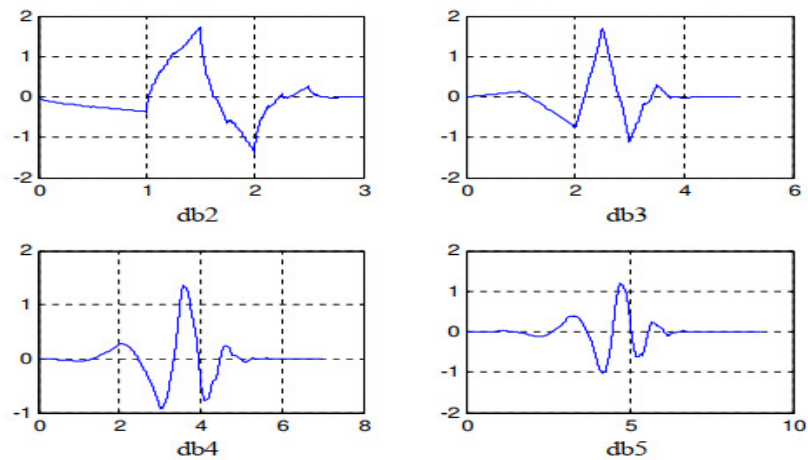


Figure III.4 : Ondelettes de Daubechies (dbN).

III.4.3 : Ondelettes des Symlets

Les symlets (symN) constituent une famille d'ondelettes presque symétrique, Daubechies en modifiant la construction des dbN. À part la symétrie, les autres propriétés des deux familles sont similaires [40]. Les symlets d'ordre 2 et 3 sont représentées dans la figure III.5.

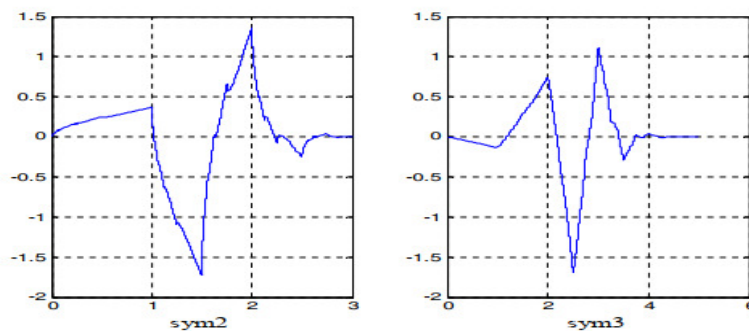


Figure III.5 : Les symlets : symN.

III.4.4 : Ondelette chapeau mexicain

C'est une fonction qui est proportionnelle à la dérivée seconde de la fonction de densité de probabilité gaussienne [40] :

$$\psi(x) = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\pi^{-1/4}\right) (1 - x^2)e^{-x^2/2} \quad (\text{III.47})$$

Elle oscille très peu comme la figure III.6 montre.

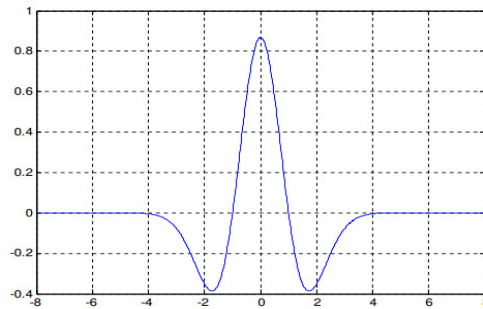


Figure III.6 : Ondelette chapeau mexicain.

III.4.5 : Ondelettes de Meyer

L'ondelette de Meyer est l'une des premières ondelettes. Elle a été construite par Y. Meyer au milieu des années 1980. Il s'agit d'une ondelette orthogonale qui n'a pas un support compact [41]. La forme de cette ondelette est donnée par la figure III.7 :

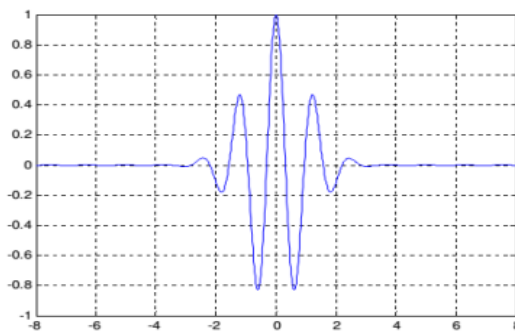


Figure III.7 : Ondelettes de Meyer.

III.4.6 : Ondelette de Morlet : morl

Cette fonction ne vérifie qu'approximativement la condition d'admissibilité, elle est pourtant classique et est définie par [42] :

$$\psi(t) = Ce^{-t^2/2} \cdot \cos(5t) \quad (\text{III.48})$$

Où c 'est une constante de normalisation pour la reconstruction. Son graphe est représenté dans la figure III.8 Elle oscille beaucoup plus que le chapeau mexicain.

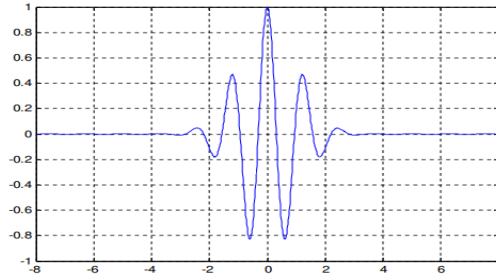


Figure III.8 : Ondelette de Morlet.

La fonction ψ est définie dans le domaine fréquentiel, sachant que :

$$\psi(\omega) = \begin{cases} (2\pi)^{1/2} e^{i\omega/2} \sin\left(\frac{\pi}{2} v\left(\frac{3}{2\pi} |\omega| - 1\right)\right) & \text{si } \frac{2\pi}{3} \leq |\omega| \leq \frac{4\pi}{3} \\ (2\pi)^{1/2} e^{i\omega/2} \cos\left(\frac{\pi}{2} v\left(\frac{3}{2\pi} |\omega| - 1\right)\right) & \text{si } \frac{4\pi}{3} \leq |\omega| \leq \frac{8\pi}{3} \\ 0 & \text{si } |\omega| \notin \left[\frac{2\pi}{3}, \frac{8\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Remarques

- ✚ Les ondelettes de Morlet ne permettent pas de construire une base orthogonale.
- ✚ Les ondelettes de Daubechies sont les plus couramment utilisées.
- ✚ Les ondelettes de Daubechies forment une famille infinie et sont notées db_1, db_2, db_3, \dots dans la boîte à outils de Matlab. Une ondelette de Daubechies db_k utilise $2k$ coefficients et est donc calculée à partir de $2k$ points.

III.5 : Décomposition en multi-niveau du signal

L'algorithme de Mallat [37] permet de décomposer le signal $f(n)$ en plusieurs niveaux comme illustré à la Figure (III.9).

$$\begin{cases} F_{TOD}(0, k) = D_{k,0} = D_0 \\ F_{TOD}(1, k) = D_{k,1} = D_1 \\ F_{TOD}(2, k) = D_{k,2} = D_2 \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Figure(III.9), présenté la décomposition en multi-niveau du signal.

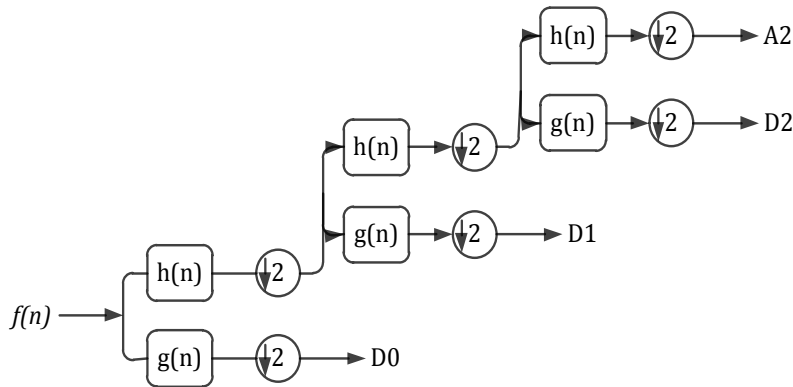


Figure III.09 : Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$.

Le processus de décomposition peut être réitéré, avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif, dans la théorie il peut être continué indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un Pixel simple. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer, ou sur un critère approprié tel que l'entropie [36].

Le signal $f(n)$ est un signal de temps discret pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolution. Les premiers coefficients de décomposition sont A_1 et D_1 , où A_1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D_1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$ [2] qui est défini dans la Figure (III.10).

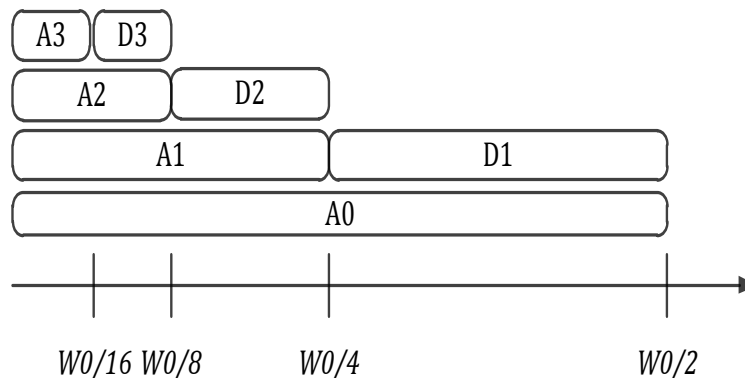


Figure III.10 : Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes.

Lorsque $h(n)$ et $g(n)$ sont les filtres de décomposition de $f(n)$ dans D_1 et A_1 respectivement. Le prochain (en second lieu) niveau de décomposition est basé sur A_1 et les coefficients sont exprimés comme suit [37] :

$$A_2(n) = \sum_k h(k - 2n)A_1(k) \quad (III.51)$$

$$D_2(n) = \sum_k g(k - 2n)A_1(k) \quad (III.52)$$

Des décompositions de niveau supérieur peuvent être obtenues d'un mode semblable. Les coefficients A_j et D_j sont calculés en utilisant l'algorithme de décomposition d'arbre laissant stockée l'information de base du signal fréquence aussi bien que les discontinuités.

Pour décomposer un signal dans la bande de fréquence entière, une décomposition en ondelettes peut être utilisée. Après la décomposition par périodes, nous obtiendrons 2^i bandes de fréquence chacune avec la même largeur de bande [36] :

$$\left[(i - 1)f_n/2, if_n/2 \right], i=1, 2, \dots, 2^i \quad (III.53)$$

Telle que f_n est la fréquence de Nyquist dans la bande i de fréquence. D'après la relation (III.53), on peut présenter les différents niveaux de décomposition avec leurs bandes de fréquences Figure (III.11) [36].

D'après l'arbre de décomposition (Figure.III.11), on peut estimer le signal original à n'importe quel niveau par la somme des signaux approximation et de détail. Pour une décomposition en six niveaux, le signal original est reconstruit en chaque niveau comme suit :

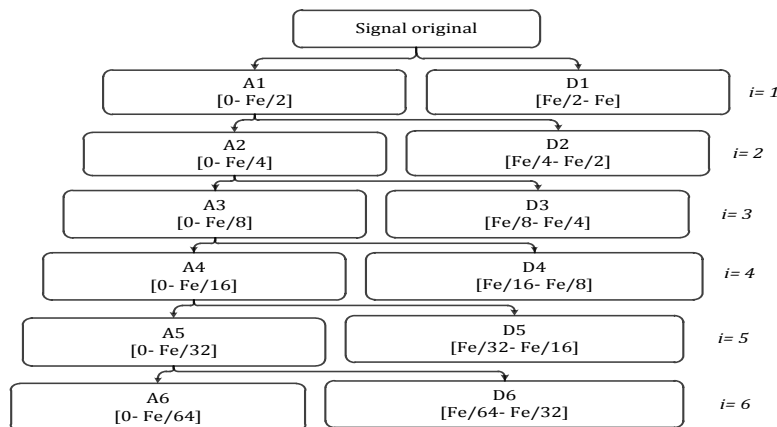


Figure III.11 : Arbre de décomposition d'un signal en six niveaux.

$$i = 1, f(n) = A_1(n) + D_1(n) \quad (\text{III.54})$$

$$i = 2, f(n) = A_2(n) + D_2(n) + D_1(n) \quad (\text{III.55})$$

$$i = k, f(n) = A_k(n) + D_k(n) + D_{k-1}(n) \quad (\text{III.56})$$

III.6 : Choix de l'ondelette et du nombre de niveaux de calcul pour la décomposition

Le nombre approprié de niveaux de la décomposition (n) dépend de la fréquence d'échantillonnage (f_s) du signal à analyser.

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 (III.57), 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 [39] :

$$2^{-(n+1)}f_s < f \quad (\text{III.57})$$

En effet, le niveau de décomposition du signal d'approximation qui inclut les harmoniques autour du fondamental, est le nombre entier (n) exprimé par l'équation (III.58) :

$$n = \text{int} \left(\frac{\log\left(\frac{f_s}{f}\right)}{\log(2)} \right) \quad (\text{III.58})$$

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

III.7 : Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic déséquilibre des phases d'alimentation

La signature du courant statorique du moteur asynchrone représente une source très riche en informations concernant les défauts qui se manifestent souvent dans les phases d'alimentation. A cet effet, la majorité des travaux du diagnostic sont fondés sur l'analyse du courant statorique soit dans sa partie transitoire ou dans sa partie permanente.

Dans le cas de notre étude, nous nous sommes basés sur l'application de la TOD pour traiter et analyser le courant d'une phase statorique de la machine pendant son régime permanent afin de détecter d'éventuels défauts déséquilibre des phases d'alimentation.

III.7.1 : Exigences d'acquisition des signaux

Pour une bonne analyse du signal du courant statorique on doit prendre en considération :

- Une résolution en fréquence adéquate pour l'analyse par enveloppe spectrale.
- Un niveau de décomposition suffisant en cas d'utilisation des ondelettes discrètes.

Les informations importantes contenues dans le signal du courant statorique sont localisées dans la bande fréquentielle [0-400 Hz]. Le théorème de Nyquist implique une fréquence d'échantillonnage plus que 800 Hz. Dans cette analyse on prend $F_e=200000$ Hz et $f_s=50$ Hz.

D'autre part l'analyse on ondelette discrète montrera différentes bandes de fréquence centrées sur des fréquences différentes. Ces bandes de fréquences dépendront de la fréquence d'échantillonnage.

- *Application numérique :*

$$n = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{200000}{50} \right)}{\log(2)} \right) + 2 = \text{int}(11.96) + 2 = 13$$

Les bandes de fréquences issues de la décomposition du signal courant statorique en ondelettes sont présentées sur le tableau (III.2) suivant :

Niveaux	Approximations (Hz)	Détails (Hz)
1	[0, 100000]	[100000, 200000]
2	[0, 50000]	[50000, 100000]
3	[0, 25000]	[25000,50000]
4	[0,12500]	[12500,25000]
5	[0, 6250]	[6250, 12500]
6	[0, 3125]	[3125, 6250]
7	[0,1562.5]	[1562.5, 3125]
8	[0, 781.5]	[781.5, 1562.5]
9	[0, 390.625]	[390.625, 781.5]
10	[0, 195.3125]	[195.3125, 390.625]
11	[0, 97.65625]	[97.65625, 195.3125]
12	[0, 48.828125]	[48.828125, 97.65625]
13	[0, 24.4140625]	[24.4140625, 48.828125]

Tableau III.2 : Approximations, détails et bandes fréquentielles.

III.8 : Etude statistique

La densité d'énergie des détails correspondants sont définies comme suit :

$$E_i = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (D_i(t))^2 \quad (III.59)$$

La figure (III.12), montre la densité d'énergie de chaque détail pour les défauts : déséquilibre monophasé, biphasé et triphasé.

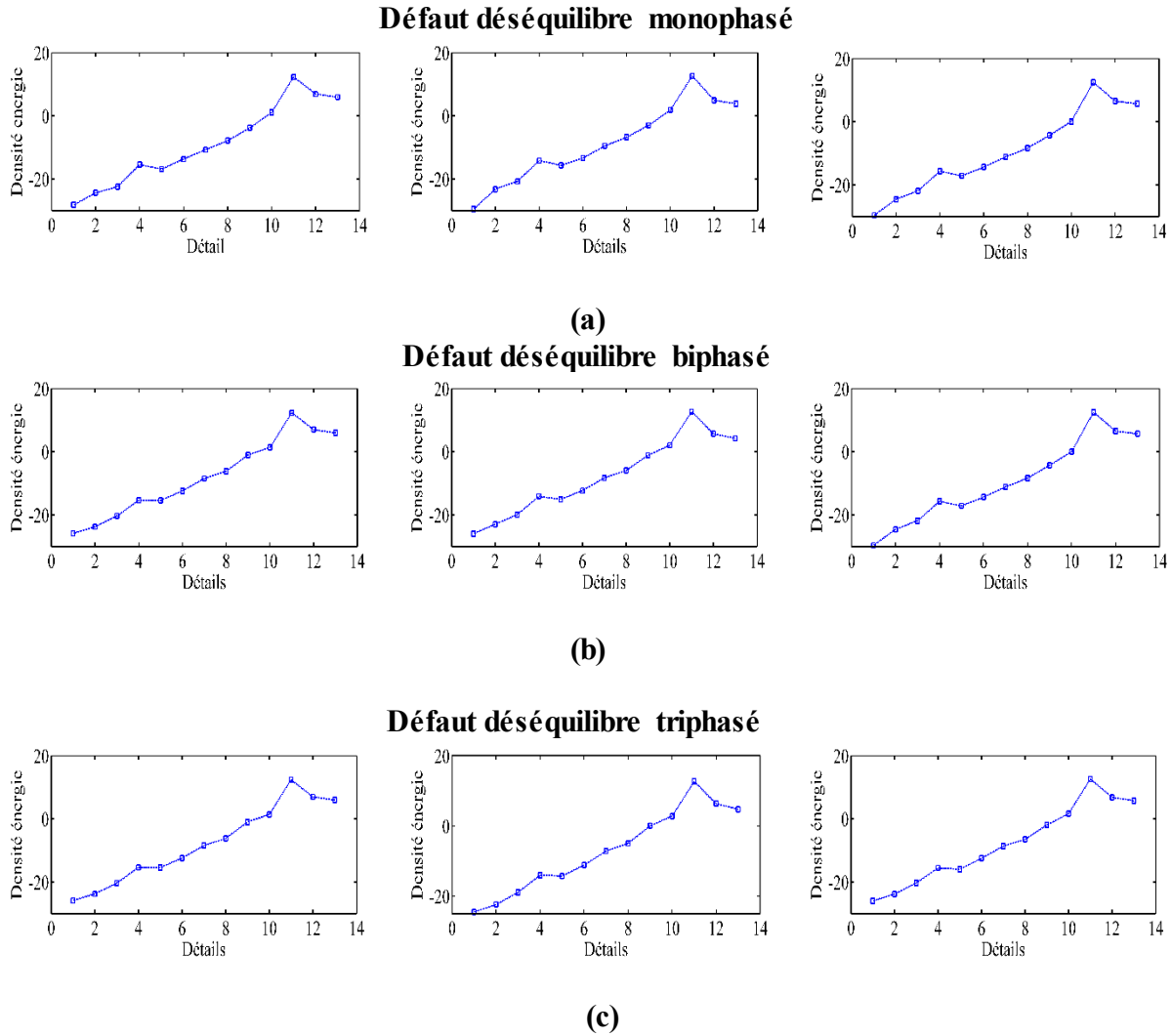


Figure III.12 : Densité énergie. (a) : déséquilibre monophasé. (b) : déséquilibre biphasé. (c) : déséquilibre triphasé.

D'après la figure (III.12), on observe que le détail 11 prend une valeur maximale de la densité d'énergie. Donc ce détail contient l'information des défauts déséquilibres des tensions d'alimentations.

La figure (III.13), montre la forme d'onde de détail 1 pour chaque défaut.

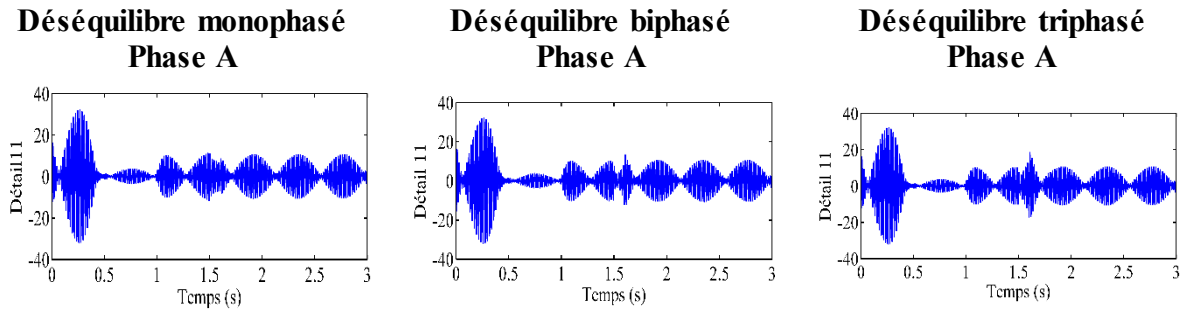


Figure III.13 : Détail 11.

Pour extraire et expliquer cette information, une analyse basée sur l'enveloppe spectrale de Hilbert-Huang est effectuée pour le détail 11.

III.9 : Brève introduction de la transformation de Hilbert-Huang

Transformé Hilbert-Huang, une méthode d'analyse de signal bien connue, essentiellement définie comme la convolution du signal $x(t)$ avec $1/\tau$ et définie comme suit :

$$y(t) = \frac{P}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (\text{III.60})$$

Ou :

P : la valeur principale de Cauchy. Couplé $x(t)$ et $y(t)$, pour avoir le signal analytique $z(t)$ de $x(t)$ comme :

$$z(t) = x(t) + iy(t) = a(t)e^{j\varphi(t)} \quad (\text{III.61})$$

Ou :

$$a(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad \text{et} \quad \varphi(t) = \arctan\left(\frac{y(t)}{x(t)}\right) \quad (\text{III.62})$$

$a(t)$: Amplitude instantanée de $x(t)$.

$\varphi(t)$: Phase instantanée de $x(t)$.

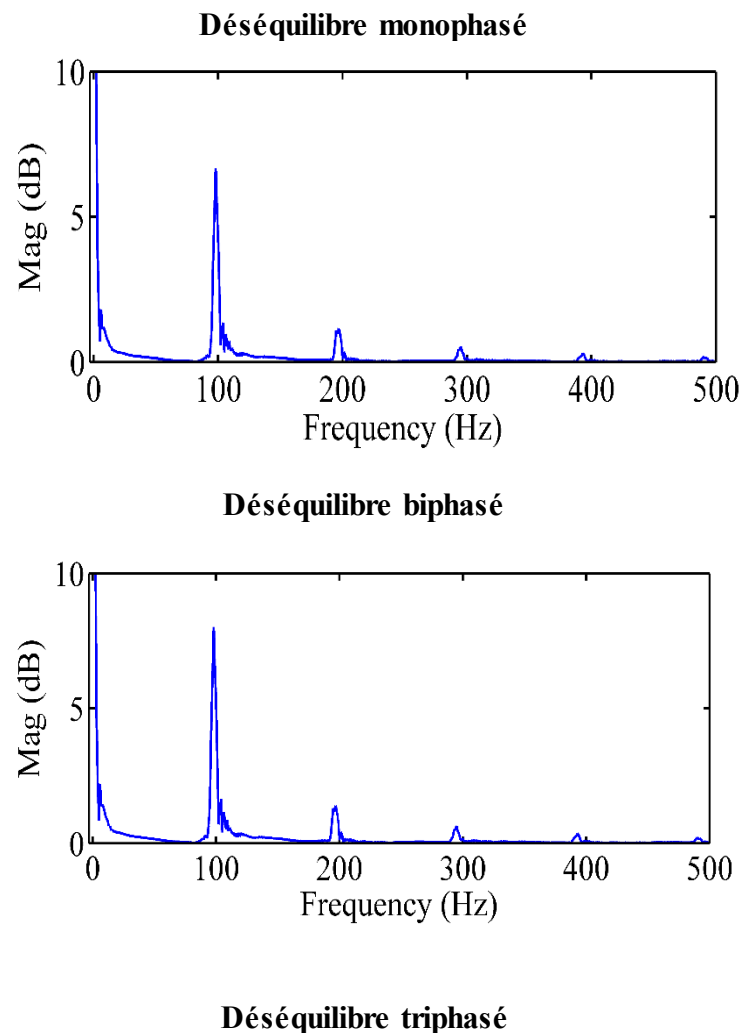
III.9.1 : Enveloppe spectrale de Hilbert

Les caractéristiques de l'enveloppe spectrale de Hilbert-Huang :

- Elimination du fondamental (50Hz) du spectre du courant.
- Décalage de toutes les signatures fréquentielles vers la gauche de 50Hz.

- L'absence du fondamental permet la visibilité les signatures fréquentielles des défauts qui sont généralement très faibles.
- Cette visibilité des signatures fréquentielles des défauts permet l'utilisation de l'échelle linéaire au lieu de l'échelle semi-logarithmique.
- Avec l'élimination du fondamental, une seule composante fréquentielle caractéristique du défaut apparaît au lieu des trois bandes latérales multiple 2. Comme par exemple pour la signature du défaut déséquilibre des phases d'alimentation.

La figure (III.14), présente les spectres du détail 11 pour le cas défaut déséquilibre monophasé, biphasé et triphasé.



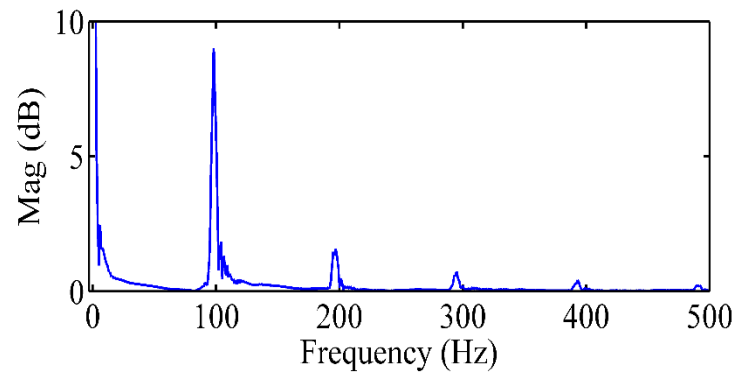


Figure III.14 : Spectre du détail 11.

Une étude comparative entre le spectre du cas sain et celui défaillance de déséquilibre des phases d'alimentation montre clairement une signature de fréquence particulière autour du 0 Hz et 100 Hz. Il faut noter que la fréquence f_0 et f_{100} est la fréquence qui caractérise les défauts déséquilibre des phases d'alimentation.

III.10 : Conclusion

Un aperçu sur les techniques de diagnostic par ondelette discrètes appliqués aux signaux a été bien détaillé dans ce chapitre. La technique d'ondelette utilisée pour détecter et localiser les défauts déséquilibres des phases d'alimentations mais aussi pour localiser leur fréquence par la décomposition du signal de courant statorique en multi-niveaux. Afin une analyse spectrale effectuée pour détail 11 pour extraire les fréquences qui caractérise le défaut des phases d'alimentation.



Conclusion générale

Conclusion générale

Au cours de ce travail, nous avons présenté une étude sur la contribution des différents types des défauts d'un moteur asynchrone et les techniques de détection au diagnostic des défauts des moteurs asynchrones.

Pour cela nous avons présenté une étude générale sur les moteurs asynchrone, leur constitution, leurs rôles, les principes de fonctionnements, et les différents défauts du déséquilibre des phases d'alimentations des moteurs asynchrones.

Nous avons par la suite appliqué la technique ondelette discrète afin de détecter les différents défauts de déséquilibre des phases d'alimentation des moteurs asynchrone.

La technique discutée et appliquée est celle basée sur la transformée en ondelette discrète (TOD). Cette technique utilise la décomposition du signal de courant statorique pour l'extraction des détails pour le cas sain et le cas défaut à l'aide de l'algorithme TOD. Les détails sollicités correspondant à l'harmonique du défaut déséquilibre des phases d'alimentation sont choisis en fonction du changement important des énergies de ces détails par rapport au cas sain (considéré comme référence). L'investigation des harmoniques liée aux détails obtenus ; en particulier le détail (D_{11} dans notre cas d'étude) ; est ensuite effectuée à l'aide de la FFT technique. La FFT est appliquée au détail sélectionné pour déterminer la fréquence de l'harmonique qui caractérise le défaut déséquilibre des phases d'alimentation.

D'après les résultats des travaux de simulation, et en comparant les deux spectres de l'état sain et de l'état défaut, on peut remarquer avec plus de clarté la présence d'un harmonique supplémentaire pour le niveau du spectre du détail D_{11} au voisinage de la fréquence 100 Hz dans la bande [97.65625, 195.3125] caractérisant le défaut déséquilibre des phases d'alimentation.

À la fin de ce travail de thèse, et afin de développer et d'améliorer les performances des techniques de détection et de localisation des fautes et d'élargir leurs applications, il est possible d'ajouter quelques perspectives qui devraient se concentrer sur :

L'application de la technique de détection et de localisation de défauts en circuit ouvert d'un IGBT pour les onduleurs à trois niveaux et davantage de niveaux afin de répondre aux exigences industrielles.

Réaliser et développer le système intégral de diagnostic automatique par l'association des modules d'acquisition, de traitement et d'interprétation des informations d'un entraînement électrique à vitesse variable. Pour ce faire, nous devons d'abord étudier tous les types de défauts (défauts stator,

défauts rotor et défauts mécaniques, défauts externes et internes des inverseurs).



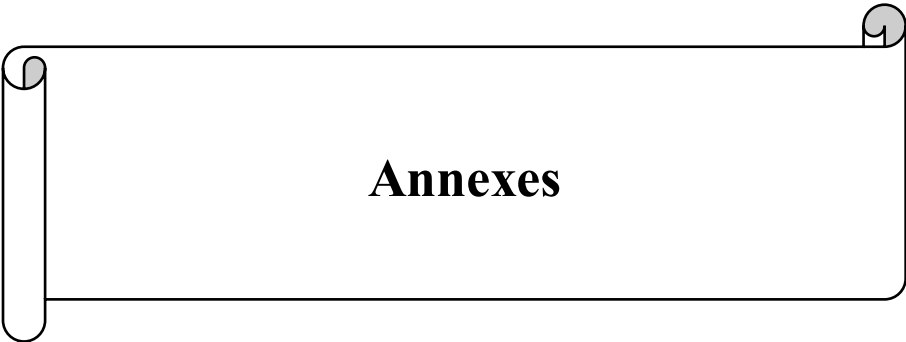
Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

1. Ammar, M. (2012). surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones (doctoral dissertation, thèse de doctorat).
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, le17/12/2009.
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. Bouguerne. (2009). diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones, mémoire de magister, université mentouri, constantine, algérie.
5. Schaeffer, E. (1999). diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts (doctoral dissertation, Nantes).
6. Mouna, d. e. b. b. i. (2006). Commande à cage en présence des défauts rotoriques (doctoral dissertation, université mohamed boudiaf-m'sila).
7. Malek, M., & nadia, h. (2014). calcul des caractéristiques de la cascade hyposynchrone (doctoral dissertation, université mouloud mammeri).
8. Ondel, O. (2006). diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone (doctoral dissertation, ecole centrale de lyon).
9. Raison, B. (2000). détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique (doctoral dissertation, institut national polytechnique de grenoble-INPG).
10. Didier, G. (2004). modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances. thèse de doctorat de l'université henri poincaré, nancy-I.
11. Yousef, D. O. U. A. D. I. (2017). surveillance et diagnostic des défauts d'une machine électrique par l'analyse vibratoire (doctoral dissertation, université mohamed boudiaf -m'sila).
12. Derbel, H. (2009). diagnostic à base de modèles des systèmes temporisés et d'une sous- classe de systèmes dynamiques hybrides (doctoral dissertation, université joseph-fourier- grenoble I).
13. Alaoui, R. (2009). 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 (doctoral dissertation, université des sciences et technologie de lille).
14. Soufi, Y. (2012). modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique. thèse de doctorat en sciences.
15. Nacib, L., Saad, S., & Sakhara, S. (2014). a comparative study of various methods of gear faults diagnosis. *Journal of failure analysis and Prevention*, 14(5), 645-656.
16. Bensaadi, R., & Mouss, H. (2005). diagnostic de défaillances par reconnaissance de forms. In 3rd International Conférence sciences of electronic, technologies of information and telecommunications SETIT.
17. Khenfer, R. (2018). détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques (doctoral dissertation).

18. Molina, A. O. (2005). méthodologie pour le placement des capteurs à base de méthodes de classification en vue du diagnostic (doctoral dissertation, INSA de toulouse).
19. Haton, J. P., & Haton, M. C. (1989). l'intelligence artificielle. Presses universitaires de france.
20. Habbi, H. (2007). identification et surveillance de processus dynamiques complexes par logique floue. application à un échangeur de chaleur (doctoral dissertation, boumerdes, université m'hamed bougara. faculté des hydrocarbures et de la chimie).
21. Guillaume, S., & Charnomordic, B. (2013). systèmes d'inférence floue : collaboration expertise et données dans un environnement de modélisation intégrée à l'aide de FisPro. revue d'intelligence artificielle, 27(4-5), 569-593.
22. X.Chang, V.Conquenmpot, C.Christophe, “modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes du stator”, <http://www.univ-lille1.fr/lail> 2002.
23. T. Boumegoura, “ recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic”, thèse de doctorat, ecole centrale de Lyon Ecully, France, 2001.
24. Nebbad, S., & Laifaoui, D. (2020). détection et localisation des défauts d'un système d'entraînement électrique (doctoral dissertation, univ m'sila).
25. Ait Kaid, D. (2011). commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires (doctoral dissertation, tizi-ouzou).
26. Meziane, D., & Rafik, G. (2017). etude d'un variateur de vitesse pour une machine asynchrone triphasée (doctoral dissertation, université mouloud mammeri).
27. Achouri, R., & Hidouche, M. (2007). commande vectorielle de la machine asynchrone ‘simulation sur le logiciel SIMPLORER-validation expérimentale sur banc d’essai’. mémoire d’ingénieur d’état en electrotechnique ecole national polytechnique.
28. ACHER, A. (2015). commande directe du couple DTC de la machine asynchrone à base de contrôleur à logique floue (doctoral dissertation).
29. BEN SAHA, S. E. (2011). estimation de la vitesse d’une machine asynchrone à l’aide du filtre kalman etendu (EKF) en vue de la commande)(doctoral dissertation, université mohamed boudiaf-m’sila).
30. Baghli, L. (1999). contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques (doctoral dissertation, université Henri Poincaré-Nancy I).
31. Djouadi, A &, Khettal, S. (2015). commande d’une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect (Mémoire de Master, Université de Bejaia).
32. Babaci, M & Ramdane, A (2014). analyse et diagnostic de la machine asynchrone déséquilibré (Mémoire de master, université Saad dahlab-blida).
33. Chetate, B., & Khodja, D. J. (2003). diagnostic en temps réel des défaillances d'un ensemble moteur asynchrone-convertisseur électronique en utilisant les réseaux de neurones artificiels. Journal electrotekhnik, moscou, 12, 16-20.
34. Cherif, B, D, E, (2019) contribution à la surveillance et le diagnostic des onduleurs triphasés sous défaut (Mémoire de Doctorat-Univ-Mohamed Boudiaf –Oran).
35. Adel, A. Bdelkebiri. (2017). diagnostic d'un moteur à Induction en utilisant la transformée en ondelettes (doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M’SILA).

36. Cherif, H. (2014). détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l'analyse par FFT et ondelettes (doctoral dissertation, université mohamed khider biskra).
37. Benyahia, A. (2015). application des ondelettes à la détermination de l'espacement moyen entre diffuseurs (doctoral dissertation, université des sciences et de la technologie mohamed boudiaf d'oran).
38. Mohsein, Tedjini. (2015). Sélection d'un outil du traitement du signal pour le diagnostic d'une machine tournante (doctoral dissertation, university of souk ahras).
39. Touafek, I. (2018). extraction d'indicateurs robustes pour le diagnostic des défauts mécaniques : comparaison de L'EMD et des ondelettes (WT) (doctoral dissertation).
40. Saïd, D. (2015). etude et optimisation de la transformée en ondelettes pour la détection des défauts dans les roulements (doctoral dissertation, university of souk ahras).
41. Derbouz, B., Reghioua, A., & Hadeif, M. E. (2019). diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimants permanents par la technique des ondelettes (doctoral dissertation, université de Jijel).
42. Abdelliche, F. (2011). contribution au diagnostic des signaux électrocardiographiques en utilisant les concepts des fractales.



Paramètres de la machine utilisée en simulation et identifiés à partir de paramètres réels :

Tension d'alimentation : 380V

Couplage : Δ

Puissance nominale : 3kW

Courant nominal : 7A

Vitesse nominale : 1410 t_r /min

Résistance statorique : 6 Ω

Résistance rotorique : 2.8 Ω

Reluctance cyclique statorique : 0.5668 Ω

Reluctance cyclique rotorique : 0.5142 Ω

Reluctance mutuelle : 0.5142 Ω

Nombre de paires de pôles : 2

Moment d'inertie : 0.058 kg.m²

Coefficient de frottement visqueux : 0.005 Nm.s.rad

ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تشخيص عطل محرك قفص السنجاب غير المتزامن، وذلك بفضل اكتشاف أخطاء اختلال في مراحل التغذية عن طريق تحليل تيار الجزء الثابت. ينصب التركيز على تقنية معالجة الإشارات لاكتشاف الخطأ. تعتمد هذه التقنية على التحويل الموجي المنفصل للكشف عن التوافقيات التي تميز أخطاء اختلال في مراحل التغذية (اختلال أحادي الطور وثنائي الطور وثلاثي الطور). باستخدام التحلل متعدد المستويات لإشارات التيار للحصول على التفاصيل. في النهاية يتم إجراء تحليل طيفي لتحديد موقع التوافقتين الخاطئة.

كلمات مفتاحية: محرك غير متزامن ; خطأ ; اختلال ; تحويل الموجي المنفصل ; تفصيل ; تحويل فورية السريع ; أحادي الطور ; ثنائي الطور ; ثلاثي الطور.

Résumé :

Le but principal de ce travail est le diagnostic de défaut du moteur asynchrone à cage, grâce à la détection de défaut déséquilibre des phases d'alimentations par l'analyse du courant statorique. L'accent est mis sur la technique de traitement du signal pour détecter le défaut. Cette technique est basée sur la transformée d'ondelettes discret (DWT) pour détecter les harmoniques qui caractérisent les défauts déséquilibres des phases d'alimentations (déséquilibre monophasé, biphasé et triphasé), en utilisant la décomposition à plusieurs niveau des signaux de courant pour obtenir les détails. A la fin une analyse spectrale est réalisée pour localiser les deux harmoniques de défaut.

Mot clé : moteur asynchrone ; défaut ; déséquilibre ; DWT ; détail ; FFT ; monophasé ; biphasé ; triphasé.

Abstract:

The main purpose of this work is the fault diagnosis of the asynchronous squirrel cage motor, thanks to the imbalance fault detection of the phases of power by the analysis of the stator current. The focus is on signal processing technique to detect the fault. This technique is based on the discrete wavelet transform (DWT) for detecting harmonic imbalances that characterize defects of power phases (phase imbalance, two-phase and three-phase), using decomposition at several levels of the current signals to obtain the details. At the end of a spectral analysis is performed to locate the two default harmonics.

Key word : induction motor ; default ; imbalance ; DWT ; detail ; FFT ; single phase ; two-phase ; three-phase.