

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique

Spécialité Traitement de l'Information et Systèmes Électroniques

présenté par

KONATE MAHAMADOU IDOUAL

Thème

Utilisation des outils du traitement de signal pour le diagnostic du moteur asynchrone

Proposé par : Mr. Ferdjouni Abdelaziz & Mme El Merraoui Khadidja

Année Universitaire 2015-2016

Au nom d'ALLAH le tout puissant et très miséricordieux

Je dédie ce modeste travail de fin d'études à :

*Ma très chère mère **DIAKITE. Salimata***

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon éternel amour et ma considération pour les sacrifices que tu as consentis pour mon éducation.

Je te remercie pour tout le soutien et tout l'amour que tu me portes depuis mon enfance et j'espère que ta bénédiction m'accompagnera tout au long de ma vie. Que ce modeste travail soit l'exaucement de tes vœux tant formulés, le fruit de tes innombrables sacrifices. Puisse Allah t'accorder santé, bonheur et longue vie.

*Mon très cher père **KONATE. Aliou***

Ton amour et tes précieux conseils n'ont cessé de m'être utiles.

Tu m'as toujours éclairé le chemin par tes précieux et judicieux conseils. Tu as toujours été un modèle pour moi et j'espère de tout cœur qu'un jour je serais à la hauteur de tes attentes. Puisse Allah t'accorder une longue vie avec santé et bonheur.

*Mes cher(es) frères et sœurs : **Marie, Youssouf, Sidy, Idrissa Amadou, Awa Toutou, et Gaoussou Abdoul Kadre***

*Vous qui n'avez jamais cessé de me combler en amour et m'encourager dans ma vie. Puisse **ALLAH** le tout puissant vous garde et vous comble de ses bienfaits.*

La famille KONATE et DIAKITE

Qu'Allah vous assiste et vous comble de ses bienfaits.

Mes cher(es) compatriotes de Blida

Qui ne sont pas que des amis(es) mais des frères et des sœurs qui n'ont cessé de me soutenir et de m'encourager tout au long de l'élaboration de ce travail.

Qu'Allah vous assiste et vous comble de ses bienfaits.

Mes camarades de classe de TISE

Qui n'ont bien accueilli parmi eux comme si j'étais un des leurs.

Qu'Allah vous assiste et vous comble de ses bienfaits.

Enfin je dédie ce modeste travail à tous ceux et celles qui m'ont soutenu.

Trouvez ici l'expression de ma profonde gratitude et de mon éternel amour.

*Qu'**ALLAH** vous accompagne et vous comble de tous ses bienfaits dans votre vie.*

KONATE . Mahamadou Idoual



Remerciements

*Je rends grâce à **ALLAH** le tout puissant, le très miséricordieux, lui qui veille sur moi et m'accompagne tous les jours de ma vie, sans qui ce travail n'aurait vu le jour.*

*Mes remerciements vont tout d'abord à toute l'équipe pédagogique de **l'Université de BLIDA 1** ainsi qu'aux intervenants professionnels responsables de la formation **TRAITEMENT DE L'INFORMATION ET SYSTEMES ELECTRONIQUE** pour avoir déployer tous les moyens humains et matériels nécessaires afin de m'enrichir de leurs savoirs tout au long de mon cursus.*

*Je remercie profondément mes promoteurs de mémoire Monsieur **Abdelaziz Ferdjouni** et Madame **El Merraoui Khadīdja**, qui avec disponibilité et attention, m'ont guidé dans mon travail et m'ont livré des conseils indispensables à son bon déroulement.*

Tous mes remerciements aux membres du jury pour s'être intéressés à mon travail lors de la soutenance.

Enfin je voudrais remercier toutes les personnes qui ont cru en moi et qui ont, d'une manière ou d'une autre, contribué à la réalisation de ce mémoire.

ملخص: في هذه الدراسة، ونحن نناقش تشخيص الاعطال ماس كهربائي بين لفائف الجزء الثابت في الجهاز غير متزامن.

بعد دراسة الظواهر التي أنشأتها العيوب على كمية الوقت من الجهاز، ونحن مهتمون بشكل خاص في طرق التشخيص. نقدم طريقتين، الأولى تحويل فورييه تستخدم لتمثيل الإشارة في مجال التردد، وثانيا الموجات التحليل أن تتحلل إشارة لاستخراج المعلومات المفيدة

كلمات المفاتيح: آلة غير متزامن. ماس كهربائي بين المنعطفات. التشخيص، وتحويل فورييه. الموجات

Résumé : Dans cette étude, nous abordons le diagnostic des défauts de court-circuit entre spires statorique dans la machine asynchrone.

Après avoir étudié les phénomènes créés par les défauts sur les grandeurs temporelles de la machine, nous nous intéressons plus particulièrement aux méthodes de diagnostic. Nous présentons deux méthodes, d'une part la transformation de Fourier qui permet de représenter le signal dans le domaine fréquentiel et d'autre part l'analyse en ondelette qui décompose le signal pour extraire l'information utile.

Mots clés : Machine asynchrone ; Court-circuit entre spires ; Diagnostic, Transformation de Fourier ; Les ondelettes.

Abstract: In this study, we discuss the diagnosis of short circuit faults between stator coils in the asynchronous machine.

After studying the phenomena created by the defects on time quantity of the machine, we are particularly interested in diagnostic methods. We present two methods, first the Fourier transform used to represent the signal in the frequency domain, and secondly the analysis wavelet that decomposes the signal to extract the useful information.

Keywords : Asynchronous machine ; Short circuit between stator coils ; Diagnosis ; Fourier Transform ; Wavelets

Listes des acronymes et abréviations

$\psi(t)$: Fonction d'ondelette.

cA : Coefficient d'approximation.

cD : coefficient de détail.

f_{ech} : Fréquence d'échantillonnage.

f_s : Fréquence d'alimentation.

n_1 : Vitesse du champ tournant.

n : Vitesse du rotor.

p : Le nombre de paires de pôles.

g : Glissement.

$[V_{abcs}][V_{abcr}]$: Vecteurs tensions appliquées aux phases statoriques et rotoriques.

$[I_{abcs}][I_{abcr}]$: Vecteurs courants appliquées aux phases statoriques et rotoriques.

$[\varphi_{abcs}][\varphi_{abcr}]$: Vecteurs flux statoriques et rotoriques.

$R_s; R_r$: Résistance d'une phase statorique et rotorique.

$[M_{s\sigma}][M_{r\sigma}]$: Inductances mutuelles entre deux phases statorique ou rotoriques.

$l_s; l_r$: Inductances propres statorique et rotorique.

l_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et rotorique.

θ_r : L'angle entre l'axe as et d .

θ_s : L'angle entre l'axe as et d .

$\lambda = \theta_s$: Pour les grandeurs statoriques.

$\lambda = \theta_s$: Pour les grandeurs rotoriques.

$[P]$: La matrice de transformation de Park.

$[V_{dq}]$: Vecteur tensions après la transformation de Park.

$[\varphi_{dq}]$: Vecteur flux après la transformation de Park.

ω_s : La pulsation statorique.

ω_r : La pulsation rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

Ω : Vitesse mécanique.

J : Moment d'inertie.

f_v : Coefficient de frottement.

σ : Coefficient de fuite.

T_s : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

$n_{cca}, n_{ccb}, n_{ccc}$: Le nombre de spires en court-circuit dans chaque phase du stator.

n_s : Le nombre total de spire par phase.

$[M_{ss}]$: La matrice des inductances propres et mutuelles du stator.

$[L_{s\sigma}]$: La matrice des inductances de fuites au stator.

$[L_s]$: La matrice des inductances statoriques

$[M_{sr}]$: Les matrices des inductances mutuelles stator-rotor et rotor stator.

K-PPV : k plus proche voisin.

TF : Transformation de Fourier.

TFCT : Transformation de Fourier à court terme.

TO : Transformation en ondelette.

TOC : Transformation en ondelette continue.

TOD : Transformation en ondelette discrète.

AMRO : Analyse multirésolution en ondelette.

MAS : Machine asynchrone.

FK : Filtre de Kalman.

Table des matières

Dédicace

Remerciement

Résumé

Introduction générale 1

Chapitre 1 Outils de traitement du signal

1.1 Introduction..... 3

1.2 Signal..... 4

1.3 Transformée de Fourier..... 5

1.4 Fonction fenêtre..... 7

1.5 Transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFCT)..... 8

1.6 Transformée en ondelette..... 10

1.6.1 Définition..... 11

1.6.2 Ondelette mère..... 11

1.6.3 Transformée en ondelette continue (TOC)..... 12

1.6.4 Exemple d'ondelette..... 12

a. Ondelette de Morlet..... 13

b. Chapeau mexicain..... 13

c. Ondelette de Haar..... 14

d. Ondelette de Daubechies..... 15

1.6.5 Transformée en ondelette discrète (TOD)..... 16

a. Analyse multirésolution en ondelette.....	16
1.7 Conclusion.....	18
 Chapitre 2 Diagnostic et modélisation de la machine asynchrone	
2.1 Introduction.....	20
2.2 Elément de constitution de la machine asynchrone.....	20
2.2.1 Stator.....	21
2.2.2 Rotor.....	22
a. Rotor à cage d'écureuil	22
b. Rotor bobiné.....	22
2.2.3 Paliers.....	23
2.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	23
2.4 Défauts de la machine asynchrone.....	24
2.4.1 Défauts d'ordre mécanique.....	24
a. Défauts des roulements.....	25
b. Défauts du flasque.....	26
c. Défauts de l'arbre.....	26
d. Défauts d'excentricité.....	26
2.4.2 Défauts d'ordre électrique.....	28
a. Défauts des circuits électriques statoriques.....	28
b. Défauts des circuits électriques rotoriques.....	29
2.5 Méthodes de diagnostic des défauts de la machine asynchrone.....	30
2.5.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique.....	30

2.5.2 Diagnostic des défauts par reconnaissance des formes.....	31
2.5.3 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park.....	32
2.5.4 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables.....	33
a. Analyse fréquentielle des courants statoriques et du flux de dispersion.....	33
b. Analyse du couple électromagnétique et de la vitesse rotorique	34
c. Analyse fréquentielle de la tension de neutre.....	34
2.6 Modélisation de la machine.....	34
2.6.1 Hypothèse simplificatrice.....	35
2.6.2 Modèle de la machine asynchrone.....	35
a. Equation électrique.....	36
b. Equation magnétique.....	37
2.6.3 Transformation de Park.....	37
a. Equation électrique en repère diphasé.....	39
b. Equation magnétique.....	40
c. Représentation d'état.....	41
d. Equation mécanique.....	42
e. Choix du référentiel.....	43
2.7 Modèle de la MAS avec défaut de court-circuit statoriques.....	45
2.7.1 Représentation des équations électriques et magnétiques avec défaut.....	46
2.7.2 Représentation du modèle multiplicative.....	50
2.7.3 Application de la transformation de Park lié au stator.....	51
2.8 Conclusion.....	52

Chapitre 3 Diagnostic du défaut statorique de la machine

3.1 Introduction	53
3.2 Acquisition via Dspace	53
3.2.1 Control Desk.....	54
3.2.2 Description du banc d'essai.....	55
3.3 Résultats expérimentaux.....	56
3.3.1 Analyse des courants statoriques par la transformation de Fourier.....	59
3.3.2 Analyse des courants statoriques par l'analyse en ondelette.....	63
3.4 Conclusion.....	71
Conclusion générale.....	72

Bibliographie

Annexes

Liste des figures

<i>Figure 1.1.</i> Signal stationnaire.....	4
<i>Figure 1.2.</i> Signal non stationnaire.....	5
<i>Figure 1.3.</i> Représentation temporelle du signal $x(t)$ et son spectre.....	6
<i>Figure 1.4.</i> Fonction rectangle.....	7
<i>Figure 1.5.</i> Exemple de fonction fenêtre.....	8
<i>Figure 1.6.</i> Principe de la transformé de Fourier sur une fenêtre glissante.....	9
<i>Figure 1.7.</i> Représentation temporelle se $x(t)$ et son spectre.....	10
<i>Figure 1.8.</i> Etape de la transformée en ondelette continue.....	12
<i>Figure 1.9.</i> Ondelette de Morlet.....	13
<i>Figure 1.10.</i> Ondelette Chapeau Mexicain.....	14
<i>Figure 1.11.</i> Ondelette de Haar.....	14
<i>Figure 1.12.</i> Ondelette de Daubechies.....	15
<i>Figure 1.13.</i> Décomposition d'arbre d'ondelette pour 3 niveaux de détails.....	17
<i>Figure 1.14.</i> Bande de fréquence pour les détails et l'approximation finale.....	18
<i>Figure 2.1.</i> Machine asynchrone.....	21
<i>Figure 2.2.</i> Stator.....	21
<i>Figure 2.3.</i> Rotor à cage d'écureuil.....	22
<i>Figure 2.4.</i> Rotor bobiné.....	23
<i>Figure 2.5.</i> Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement à billes.....	25
<i>Figure 2.6.</i> Représentation des différents défauts d'excentricité.....	28
<i>Figure 2.7.</i> Représentation de la MAS.....	36

<i>Figure 2.8.</i> Représentation de la MAS dans le repère de Park.....	38
<i>Figure 3.1.</i> Connexion entre Matlab et dSPACE.....	54
<i>Figure 3.2.</i> Fenêtre de visualisation du Control Desk.....	55
<i>Figure 3.3.</i> Band essai expérimental du Labset.....	56
<i>Figure 3.4.</i> Machine saine en charge.....	57
<i>Figure 3.5.</i> Machine avec 6 spires court-circuitées en charge.....	57
<i>Figure 3.6.</i> Machine avec 24 spires court-circuitées en charge.....	58
<i>Figure 3.7.</i> Machine avec 32 spires court-circuitées en charge.....	58
<i>Figure 3.8.</i> Spectre du courant I_d de la machine saine.....	59
<i>Figure 3.9.</i> Spectre du courant I_d de la machine avec 6 spires court-circuitées.....	60
<i>Figure 3.10.</i> Spectre du courant I_d de la machine avec 24 spires court-circuitées.....	60
<i>Figure 3.11.</i> Spectre du courant I_d de la machine avec 32 spires court-circuitées.....	61
<i>Figure 3.12.</i> Spectre du courant I_q de la machine saine.	61
<i>Figure 3.13.</i> Spectre du courant I_q de la machine avec 6 spires court-circuitées.....	62
<i>Figure 3.14.</i> Spectre du courant I_q de la machine avec 24 spires court-circuitées.	62
<i>Figure 3.15.</i> Spectre du courant I_q de la machine avec 32 spires court-circuitées	63
<i>Figure 3.16.</i> AMRO du courant I_d de la machine saine.....	64
<i>Figure 3.17.</i> AMRO du courant I_d de la machine avec 6 spires court-circuitées.....	65
<i>Figure 3.18.</i> AMRO du courant I_d de la machine avec 24 spires court-circuitées.....	65
<i>Figure 3.19.</i> AMRO du courant I_d de la machine avec 32 spires court-circuitées.....	66
<i>Figure 3.20.</i> Variation dans les bandes de fréquence du courant I_d "db44".....	67
<i>Figure 3.21.</i> AMRO du courant I_q de la machine saine.....	68

<i>Figure 3.22. AMRO du courant I_q de la machine avec 6 spires court-circuitées.....</i>	<i>68</i>
<i>Figure 3.23. AMRO du courant I_q de la machine avec 24 spires court-circuitées.....</i>	<i>69</i>
<i>Figure 3.24. AMRO du courant I_q de la machine avec 32 spires court-circuitées.....</i>	<i>69</i>
<i>Figure 3.25. Variation dans les bandes de fréquence du courant I_q "db44"</i>	<i>70</i>

Liste des tableaux

<i>Tableau 3.1.</i> Bandes de fréquence résultant de la décomposition.....	64
<i>Tableau 3.2.</i> Energie dans les différentes bandes de détail et d'approximation (I_d).....	66
<i>Tableau 3.3.</i> Energie dans les différentes bandes de détail et d'approximation (I_q).....	70

Introduction générale

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système [1].

Le travail proposé se focalise sur l'utilisation des outils du traitement de signal pour le diagnostic de la machine asynchrone. La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la trouvons maintenant dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires. Il est clair, ces moteurs nous conduisent à porter une attention de plus en plus sérieuse quant à leur fonctionnement et leur disponibilité.

En effet, l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant, en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise (cas des machines de fortes puissances) sans oublier la perte de production occasionnée.

Dans le premier chapitre, une introduction aux outils de traitement de signal sera présentée. Une brève discussion sur les ondelettes comme outil présentant de nombreux avantages et qui tendent à s'imposer en remplaçant la transformée de Fourier. Par la suite, les bases théoriques de la transformée en ondelettes seront

introduites. Nous présenterons également l'analyse multirésolution qui, alliée à la transformée en ondelettes, constitue une méthode puissante d'analyse du signal.

Le deuxième chapitre rappelle les éléments de constitution de la machine asynchrone en précisant les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux (causes et effets). Ensuite, nous expliquons le principe de fonctionnement de la machine asynchrone, puis nous discutons des différentes techniques de diagnostic existantes. Nous terminons ce chapitre par une modélisation de la MAS avec et sans défaut.

Le troisième chapitre est consacré au diagnostic des défauts de court-circuit entre spires statoriques en utilisant l'analyse de Fourier et la technique des ondelettes.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion portant sur les travaux effectués.

Chapitre 1 Outils de traitement du signal

1.1 Introduction

Le traitement du signal est la discipline qui développe et étudie les techniques de traitement, d'analyse et d'interprétation des signaux. Elle fait donc largement appel aux résultats des probabilités, des statistiques ainsi qu'à de nombreux autres domaines des mathématiques appliquées

Les transformations linéaires ont joué un grand rôle dans le traitement du signal. Parmi elles, la plus anciennement étudiée est la transformation de Fourier inventé par Jean Baptiste Joseph Fourier [2] en 1822, pour résoudre le problème du calcul de l'évolution temporelle de la température en tout point d'une barre (conductrice de chaleur) chauffée au préalable en un bout et laissée ensuite en évolution libre. Depuis, l'analyse de Fourier a été appliquée à bien d'autres problèmes physiques. Cependant, même si personne ne remettra en cause l'utilité de la transformée de Fourier, on rencontre dans la réalité de nombreux signaux que la TF décrit assez mal. Il s'agit en particulier des signaux dits non stationnaires. Il a donc fallu développer de nouveaux outils mathématiques qui permettent de traiter de tels signaux et d'en extraire facilement l'information utile. En 1946 Denis Gabor [3] introduit une analyse temps-fréquence, qu'on appelle souvent la transformée de Fourier à court terme. L'idée est d'utiliser une fonction « fenêtre » pour localiser l'analyse de Fourier, puis de faire glisser la fenêtre sur une autre position. L'inconvénient majeur de cette technique est que la longueur de la fenêtre étant fixe, il n'est pas possible d'analyser simultanément des phénomènes dont les échelles de temps sont différentes. Une autre technique d'analyse qui ne privilégie aucune échelle particulière mais qui généralise à toutes les échelles. L'analyse locale des fréquences obtenues par la méthode de Gabor devient plus que nécessaire. En 1982, J. Morlet [4] ouvre la voie conduisant à la solution en construisant l'analyse en ondelettes, fondée sur un concept quelque peu différent de

celui de fréquence : le concept d'échelle. Cette procédure développée par Stéphane Mallat [5] et systématisée par Ingrid Daubechies [6], porte le nom de multirésolution et suggère une interprétation différente de l'analyse par ondelettes. Les ondelettes constituent donc un outil parmi les plus récents du traitement du signal et qui datent de quelques décennies seulement. Elles nous permettent d'effectuer une analyse robuste et mènent à de multitudes applications.

1.2 Signal

La notion de signal est très extensive. Elle ressort de l'observation d'un phénomène, certaines quantités qui dépendent du temps, de l'espace, d'une fréquence ou autre. Ces quantités mesurables sont appelées signaux [7].

Un signal unidimensionnel est une fonction qui se propage dans une seule direction et qui dépend d'un unique paramètre (signal sonore) alors qu'un signal bidimensionnel est une fonction qui dépend de deux paramètres (image). Il existe différents types de signaux [8] :

- Le signal stationnaire dont ses propriétés statistiques ne dépendent pas du temps, par exemple le bruit blanc. Il peut donc faire apparaître des événements imprévus mais on connaît à l'avance les probabilités d'occurrence de ces événements (les imprévus sont statiquement prévisibles). La figure (1.1) représente un exemple de signal stationnaire.

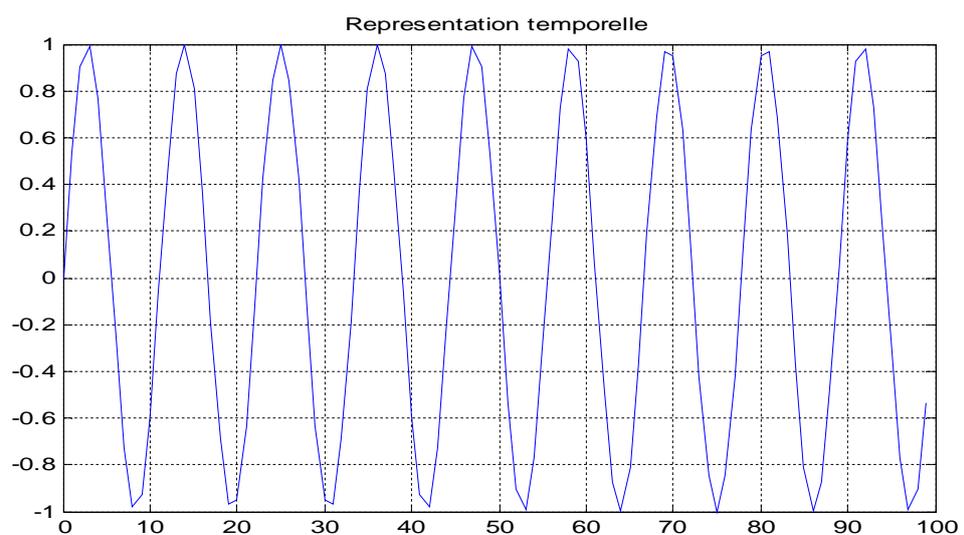


Figure 1.1. Signal stationnaire

- Le signal non stationnaire dont il apparaît des évènements transitoire que l'on ne pouvait pas prévoir statiquement à l'aide du passé. La figure (1.2) représente un signal non stationnaire.

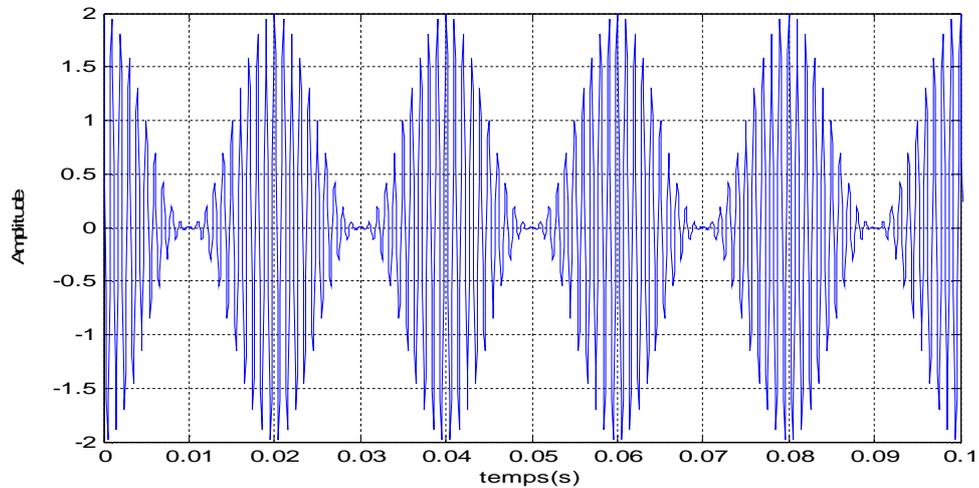


Figure 1.2. Signal non stationnaire

1.3 Transformation de Fourier

La transformée de Fourier est une méthode mathématique qui permet d'étudier un signal afin d'en extraire des informations sur son comportement fréquentiel et ses propriétés [9]. Pour effectuer cette tâche, on décompose le signal en une somme de constituants simples appelés fonctions élémentaires. Les fonctions élémentaires de l'analyse de Fourier sont les fonctions sinusoidales, elles dépendent d'un seul paramètre, c'est la fréquence [10].

Basée sur les travaux du physicien français Jean Baptiste Joseph Fourier, elle permet le passage temps-fréquence grâce à l'intégrale qui porte son nom et s'exprime, pour une fonction $x(t)$ par :

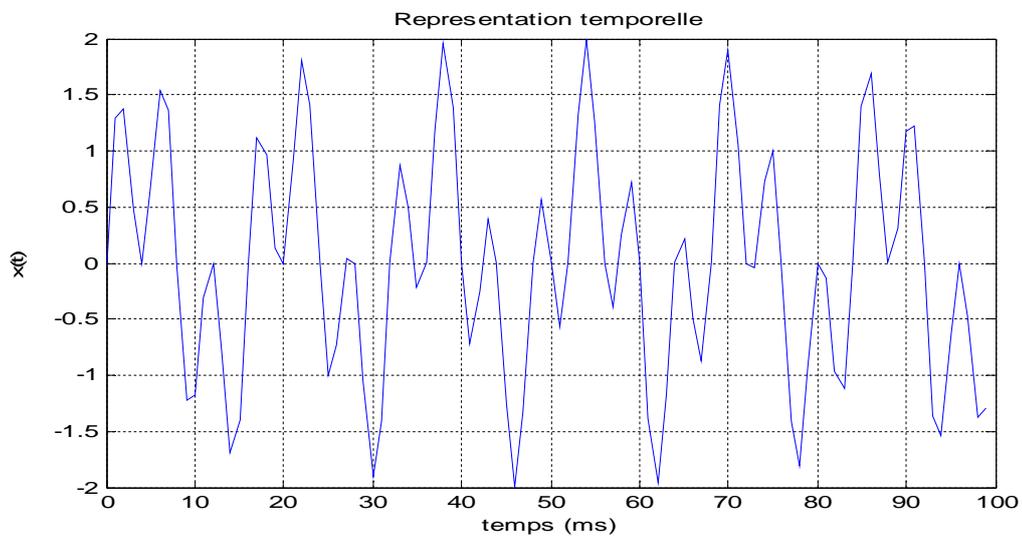
$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-i2\pi ft} dt \quad (1.1)$$

On démontre que, inversement, on peut en général obtenir $x(t)$ à partir de $X(f)$ par la transformée dite de Fourier inverse :

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)e^{i2\pi ft} df \quad (1.2)$$

Cette analyse nous permet de décrire la répartition des composantes fréquentielles d'un signal sans nous renseigner sur les instants d'apparition de celles-ci. Le module au carré de la TF « $|X(f)|^2$ » est connu sous le nom de la densité spectrale de puissance qui offre pour les signaux stationnaires une caractérisation simple et facile à interpréter. La figure (1.3) montre la représentation temporelle (figure 1.3.a) et la densité spectrale de puissance (figure 1.3.b) du signal $x(t)$ donné par : $x(t) = \sin(2\pi 60t) + \sin(2\pi 190t)$

a)



b)

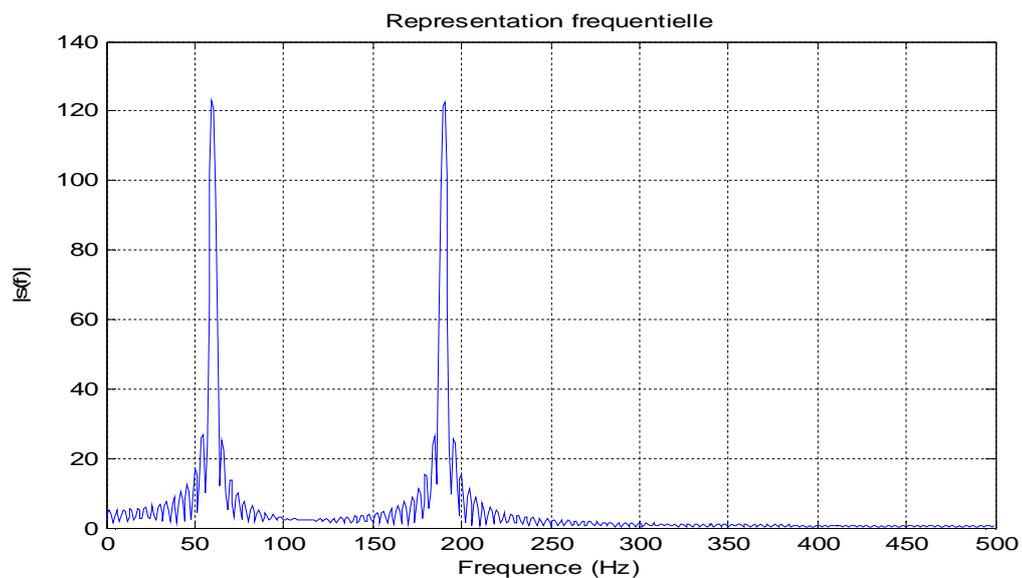


Figure 1.3. Représentation temporelle du signal $x(t)$, b) son spectre

Malgré son immense succès, cette technique présente deux inconvénients majeurs [11] :

- Manque de localisation temporelle. En effet, l'analyse de Fourier permet de connaître les différentes fréquences existant dans un signal, c'est-à-dire son spectre, mais ne permet pas de savoir à quels instants ces fréquences ont été émises. Cette analyse donne une information globale et non locale, car les fonctions d'analyse utilisées sont des sinusoides qui oscillent indéfiniment sans s'amortir. Cette perte de localité n'est pas un inconvénient pour analyser des signaux stationnaires, mais le devient pour des signaux non stationnaires.
- La TF n'est pas l'outil adapté à l'étude de signaux dont la fréquence varie dans le temps. De tels signaux nécessitent la mise en place d'une analyse temps-fréquence qui permettra une localisation des périodicités dans le temps et indiquera donc si la période varie d'une façon continue.

1.4 fonction fenêtre

Une fenêtre est une fonction régulière, qui varie lentement et qui est bien localisée, c'est-à-dire qui est nulle en dehors d'une certaine zone, qu'on appelle son support. Pour étudier le comportement spectral local d'un signal, il faut donc procéder par portion de temps en multipliant le signal par une fenêtre qui s'annule en dehors de l'intervalle désiré. La fonction fenêtre la plus simple est la fonction rectangle (figure 1.4) qui possède une amplitude fixe.

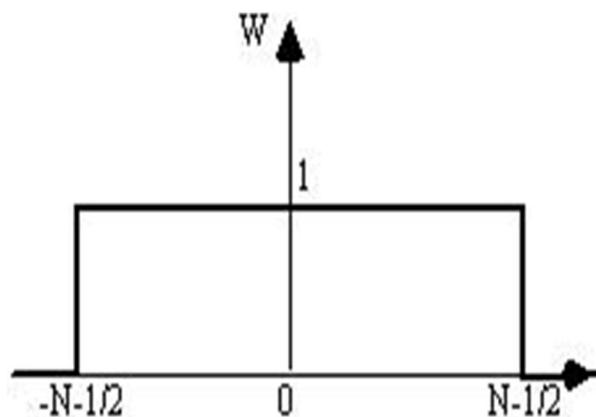


Figure 1.4. Fonction rectangle

A partir de la figure précédente, nous pouvons définir l'équation suivante :

$$w(t) = \begin{cases} 1, & t \in [-N - \frac{T}{2}, N - T/2] \\ 0 & \text{autrement} \end{cases}$$

En faisant varier le paramètre N , il sera ainsi possible de déplacer la fenêtre tout au long de l'axe afin d'analyser le comportement local du signal sur différents intervalles. Deux facteurs importants pour une fonction fenêtre sont son centre et sa longueur. La figure (1.5) représente les fonctions fenêtre les plus utilisées.

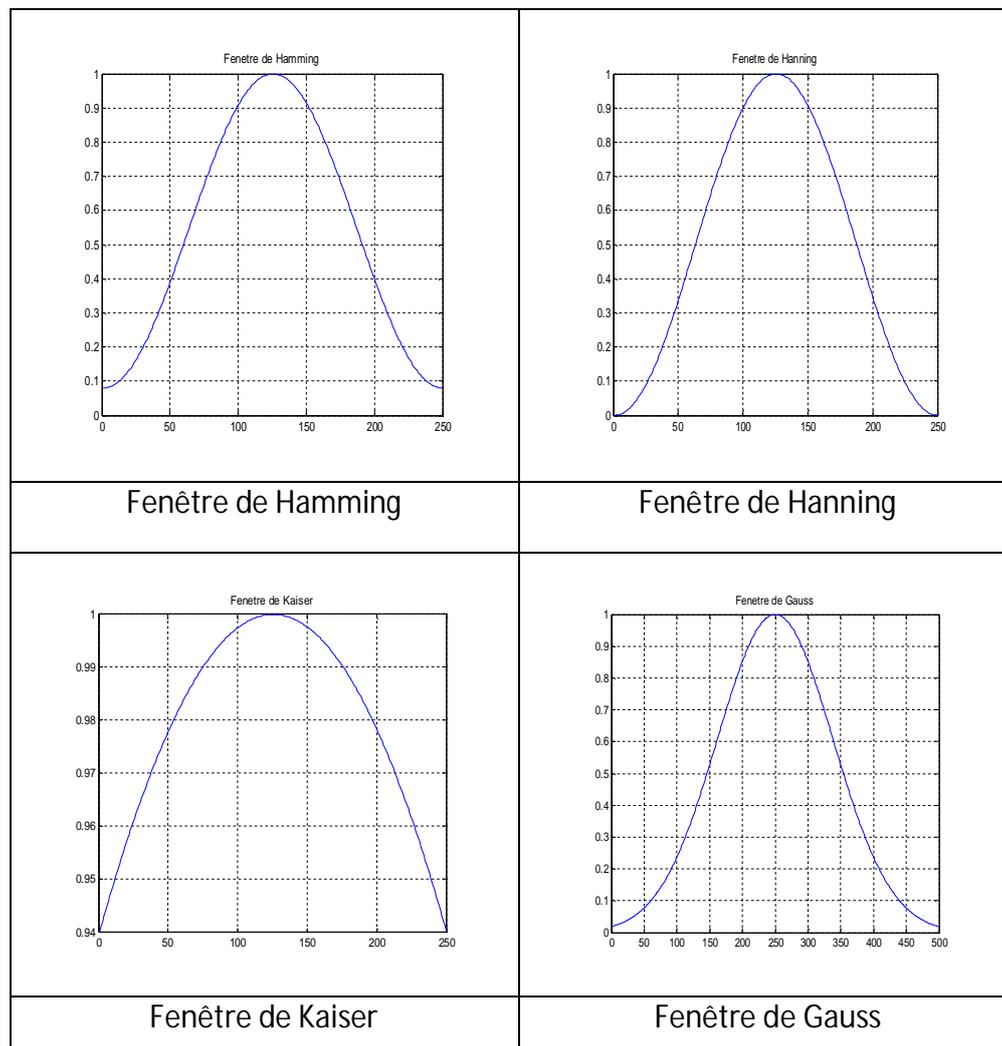


Figure 1.5. Exemple de fonction fenêtre

1.5 Transformation de Fourier à fenêtre glissante (TFCT)

Pour éviter l'inconvénient du caractère global de la transformée de Fourier, une idée introduite par Gabor [3] en 1946, consiste à « tronquer » le signal. L'idée de base

consiste à découper le signal en intervalles réguliers ou fenêtres et à pratiquer une analyse de Fourier sur chacune d'elles. On obtient alors l'information sur les fréquences contenues dans le signal, mais aussi sur la position des intervalles de temps auxquels appartiennent ces fréquences. La figure (1.6) illustre le principe de la TFCT.

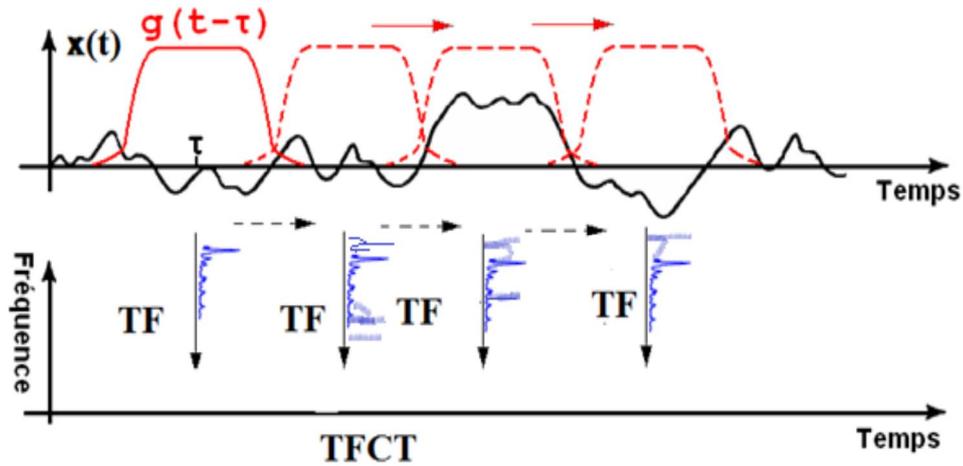


Figure 1.6. Principe de la transformée de Fourier sur une fenêtre glissante [12]

Du point de vue mathématique la TFCT peut être interprétée comme l'analyse de Fourier de tranches successives pondérées par une fenêtre temporelle. Ce principe est équivalent à l'approximation du signal par un ensemble des fonctions élémentaires semi-localisées simultanément en temps et en fréquences :

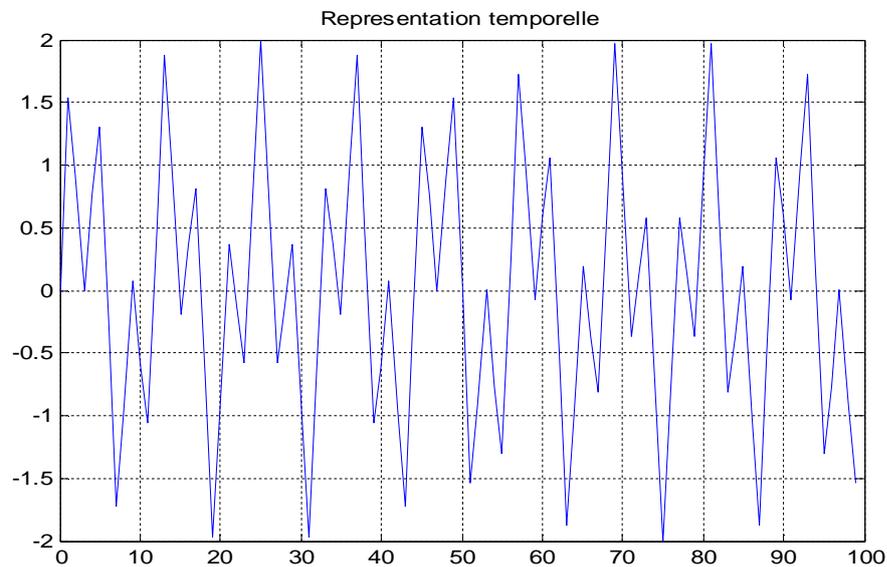
$$G_x(t, \nu) = \int x(\tau)h^*(\tau)d\tau = \int x(\tau)h^*(\tau - t)e^{-j2\pi\nu\tau}d\tau \quad (1.3)$$

Le signal est caractérisé par $x(\tau)$, $h^*(\tau)$ est une fonction de fenêtrage centrée autour de t . Pour obtenir la représentation spectrale autour de t , il suffit de déplacer par translation la fenêtre $h^*(\tau)$ et d'effectuer une transformation de Fourier sur le signal ainsi fenêtré. La fenêtre mère $h^*(\tau)$ peut être choisie arbitrairement, la plus simple étant la fonction créneau (fonction porte) sur une durée T d'analyse, mais il est également judicieux de choisir toute fonction possédant à la fois une bonne localisation temps-fréquence ainsi qu'une bonne régularité (décroissance rapide, fonction n fois dérivable) [13]. On appelle généralement spectrogramme le carré du module de la TFCT.

$$S_x(t, \nu) = |G_x(t, \nu)|^2 \quad (1.4)$$

La figure (1.7) représente le signal temporel (figure 1.7.a) et son spectrogramme (figure 1.7.b).

a)



b)

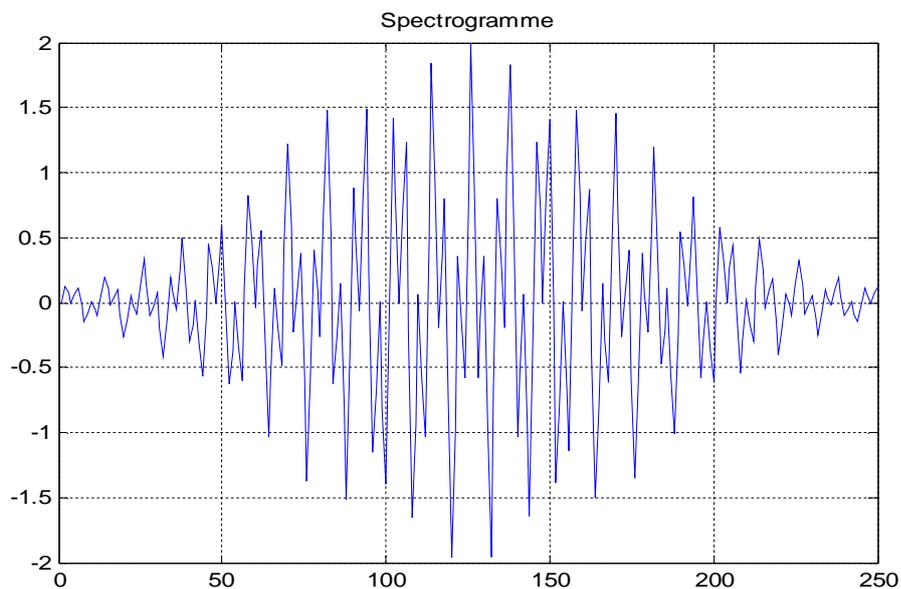


Figure 1.7. Représentation temporelle de $x(t)$ et spectrogramme

On peut cependant noter un inconvénient majeur de la méthode par transformation de Fourier à fenêtre (TFCT). En effet, la taille de la fenêtre est de longueur fixe ce qui est un handicap important lorsqu'on veut traiter des signaux dont les variations peuvent avoir des ordres de grandeurs très variables.

1.6 Transformation en ondelette

Nous avons vu précédemment que la transformée de Fourier et la TFCT présentent des inconvénients majeurs. La transformée de Fourier est une transformation globale, la TFCT est locale mais toutes les deux sont de résolution temporelle fixe. La transformée en ondelette va nous permettre de pallier cet inconvénient. Il est en effet nécessaire de disposer d'un outil qui adapte sa résolution à la taille de l'objet ou du détail analysé.

1.6.1 Définition

Une ondelette est une fonction d'onde qui a une valeur moyenne nulle et une durée limitée. La transformée en ondelette (TO) est un outil mathématique qui décompose un signal en fréquences en conservant une localisation temporelle [11]. Le signal de départ est projeté sur un ensemble de fonctions de base qui varient en fréquence et en temps. La fenêtre est de surface constante mais sa taille varie en fonction de la fréquence à analyser.

1.6.2 Ondelette mère

L'analyse en ondelette est réalisée au moyen d'une fonction $\psi(t)$ appelée ondelette de base (ou ondelette mère) qui permet de spécifier les caractéristiques du signal que l'on souhaite détecter. La TO permet de représenter un signal par une base d'ondelettes qui ne sont que des versions dilatées et translatées de l'ondelette mère tel que :

$$\psi_b^a(t) = \left| \frac{1}{\sqrt{a}} \right| \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (1.5)$$

$\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$: Représente l'ondelette fille ;

b : Facteur de translation ;

a : Facteur d'échelle ;

$\psi(t)$: Ondelette mère ;

$\left| \frac{1}{\sqrt{a}} \right|$: Facteur de normalisation de l'énergie afin que le signal transformé ait la même énergie à toutes les échelles.

La TO a la capacité de changer la taille de la fenêtre à différentes résolutions de temps-fréquence. Grâce au changement d'échelle, les fonctions de base d'ondelette peuvent être étirées ou comprimées dans la fenêtre d'analyse. Ceci aide à isoler les discontinuités du signal parce que de courtes fonctions de base sont employées pour l'information détaillée de fréquence tandis que de longues fonctions de base sont employées pour rechercher l'information approximative de la fréquence du signal. La translation est l'opération de glissement de l'ondelette tout au long du signal. C'est la technique similaire à celle de la TFCT.

1.6.3 Transformation en ondelette continue (TOC)

La transformée en ondelette continu (TOC) utilise des translations et des dilatations de la fonction ondelette mère durant tout l'intervalle temporel de manière continue. La TOC d'un signal $x(t)$ est définie par :

$$x(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (1.6)$$

Cette transformation est en théorie infiniment redondante puisque l'ondelette est translatée de manière continue.

L'implémentation de la TOC peut se résumer comme suit :

- Prendre une ondelette et la comparer à une section au début du signal original.
- Calculer les coefficients $x(a, b)$.
- Translater l'ondelette à droite et répéter l'étape 1 et 2 sur tout le signal.
- Dilater ou compresser l'ondelette et répéter les étapes 1 à 3.
- Répéter les étapes 1 à 4 pour toutes les échelles choisies.

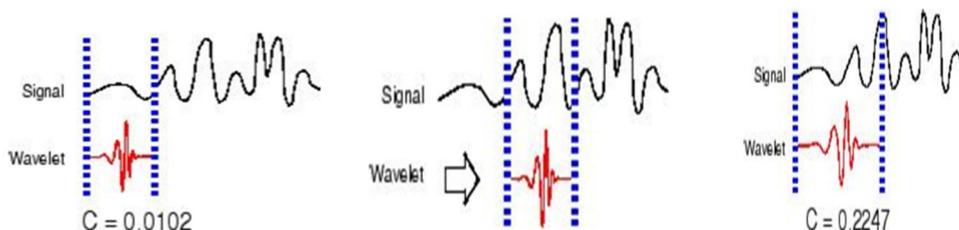


Figure 1.8. Etape de la transformée en ondelette continue

1.6.4 Exemple d'ondelette

Il existe de nombreuses formes d'ondelettes, le choix de l'ondelette optimale dépend de l'application envisagée. Il convient de bien cerner le problème à étudier et identifier le type de transformée à utiliser (continue ou discrète).

a Ondelette de Morlet

L'ondelette de Morlet est l'ondelette complexe la plus fréquemment utilisée. Elle est obtenue en modulant une exponentielle complexe par une enveloppe gaussienne. Elle permet de minimiser le produit des étalements temporel et fréquentiel de l'ondelette, et donc de maximiser la précision de la localisation de l'énergie dans le plan temps-fréquence. Elle est définie par :

$$\psi(x) = e^{i5x} e^{-x^2/2} \quad (1.7)$$

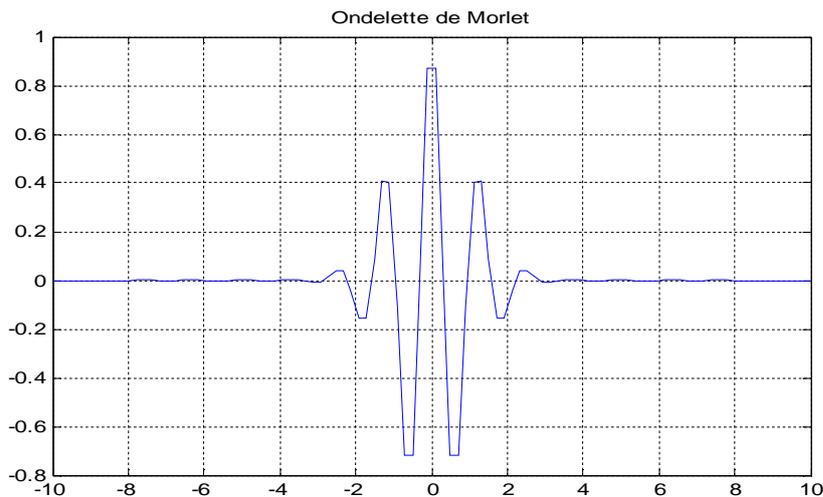


Figure 1.9. Ondelette de Morlet

C'est une ondelette à régularité infinie, symétrique et utilisée dans les transformations continues. Elle est donc bien localisée en espace et en fréquence. Sa régularité en fait un outil particulièrement adapté pour l'étude de la régularité de fonctions. De plus, son caractère directionnel est très utile pour des signaux tels que les images sismiques.

b Chapeau mexicain

Le chapeau mexicain n-dimensionnel est une ondelette réelle construite à partir de la dérivée seconde de la gaussienne. En effet, bien qu'une gaussienne ne soit pas une ondelette, toutes ses dérivées le sont. Elle est définie par :

$$\psi(x) = \frac{2}{\sqrt{3}} \pi^{-1/4} (1 - x^2) e^{-x^2/2} \quad (1.8)$$

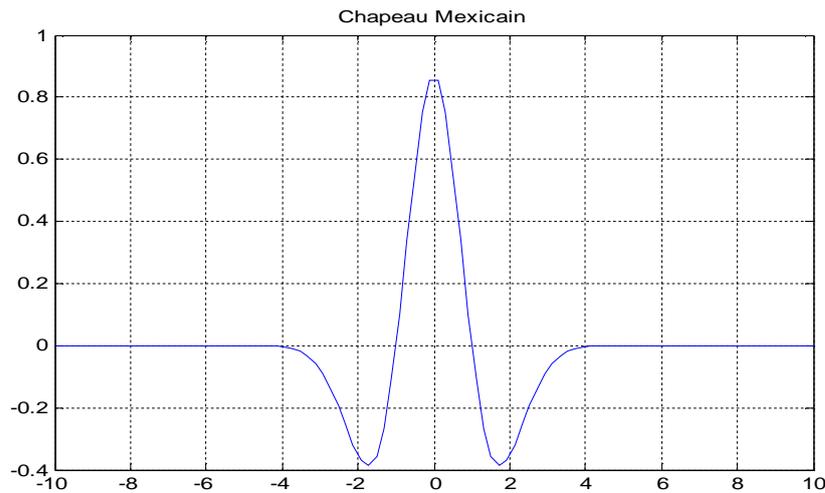


Figure 1.10. Ondelette Chapeau Mexicain

En dimension 1, c'est une ondelette symétrique. Elle oscille très peu et permet d'avoir une reconstruction exacte du signal, elle est utilisée dans les transformations continues. Étant issue de la dérivée d'une ondelette, le chapeau mexicain est particulièrement adapté à la détection de discontinuités.

c Ondelette de Haar

Elle est définie par :

$$\begin{cases} \psi(x) = 1 & \text{si } 0 < x < \frac{1}{2} \\ \psi(x) = -1 & \text{si } \frac{1}{2} < x < 1 \\ \psi(x) = 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.9)$$

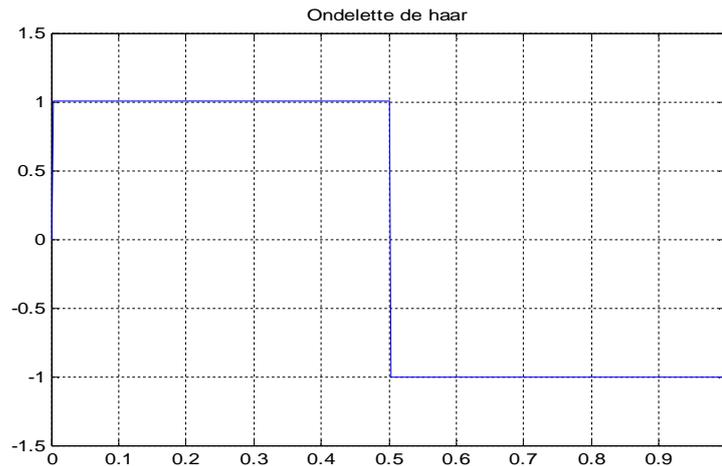


Figure 1.11. Ondelette de Haar

C'est une ondelette orthonormale à support compact, symétrique. Elle permet d'obtenir une reconstruction exacte du signal. Elle est utilisée à la fois pour les transformées continue et discrète.

Cette ondelette est très simple et facile à implémenter. De plus elle est à support compact. Le calcul de la transformée de Fourier est donc exact.

d Ondelette de Daubechies

L'ondelette de Daubechies est la famille la plus connue des ondelettes orthonormales. Ses ondelettes sont généralement dénommées par le nombre de coefficients a_k non nuls, on parlera donc d'ondelettes Daubechies 4, Daubechies 6, etc.

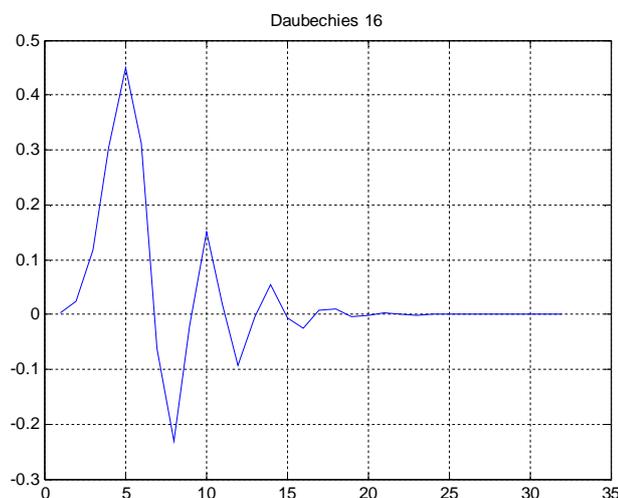


Figure 1.12. Ondelette de Daubechies 16

Quand l'ordre augmente, les supports grandissent ainsi que la régularité des ondelettes. La mathématicienne Ingrid Daubechies [6] a cherché dans ses travaux à concilier deux contraintes respectives : l'orthogonalité de la base d'ondelettes et la compacité du support de l'ondelette-mère. Ce qui implique que toute ondelette de la base est à support compact et donc que le calcul de la transformée en ondelettes est exactes. De plus, elle a imposé à ses ondelettes une troisième condition : avoir n moments nuls.

1.6.5 Transformation en ondelette discrète et analyse multirésolution

La transformée en ondelette discrète (TOD) est produite pour surmonter le problème de la TOC. En effet, il est évident que la TOC ne peut être manuellement calculée en utilisant les equations analytiques, le calcul intégral, c'est aux ordinateurs de calculer cette transformée. Il devient donc nécessaire de discrétiser les transformées [14]. La TOD, contrairement à la TOC, fournit suffisamment d'information, tant pour l'analyse que pour la reconstruction du signal original, en un temps de calcul notablement réduit. La TOD translate et dilate l'ondelette selon des valeurs des facteurs d'échelle et de translation telles que :

$$a = a_0^m \text{ et } b = nb_0 a_0^m \text{ où } a_0 > 1 \text{ et } b_0 > 0 \text{ avec } a_0, b_0 \in \mathbb{Z}$$

Les coefficients de la TOD sont définis par :

$$x(m, n) = a_0^{\frac{-m}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi\left(\frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right) dt \quad (1.10)$$

Si on prend $a_0 = 2$ et $b_0 = 1$, on se place alors dans le cas de la transformée en ondelette discrète dyadique.

a Analyse multirésolution en ondelette (AMRO)

L'approche multirésolution [15] par les ondelettes est devenue fondamentale en théorie du signal. Une analyse multirésolution définit des opérateurs linéaires permettant d'analyser un signal à différentes échelles. Mise au point vers la fin de l'année 1986 par Meyer [16] et Mallat [5]. Elle constitue un outil permettant de regarder un signal de "très près" ou de "très loin". Ce "zoom" est effectué à l'aide

d'une fonction d'échelle ϕ , qui se dilate à travers les échelles. Cette fonction et ses versions translatées dans le temps engendrent un espace appelé espace d'approximation. Le signal projeté sur ces fonctions donne une représentation de notre signal d'origine à l'échelle supérieure. Les coefficients issus de cette projection constituent un "zoom" arrière de notre signal d'origine, d'où le terme approximation (cA). Le signal est également projeté sur un espace perpendiculaire afin de conserver toute l'information. La fonction générant ce deuxième espace vectoriel est la fonction d'ondelette ψ générant ainsi les coefficients de détails (cD) et permettant de récupérer l'information perdue lors la première projection. Nous verrons plus loin que la fonction d'échelle est un filtre passe bas $g(n)$, et l'ondelette un filtre passe haut $h(n)$.

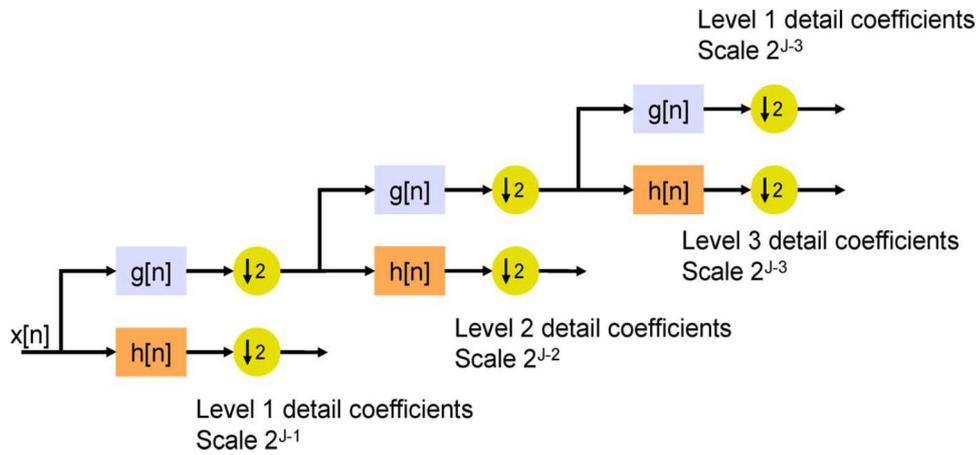


Figure 1.13. Décomposition d'arbre d'ondelette pour 3 niveaux de détails [17]

Les coefficients d'approximation et de détails au niveau j sont exprimés comme suit :

$$cA_j(n) = \sum_k g(2n - k)cA_{j-1}(k)$$

$$cD_j(n) = \sum_k h(2n - k)cA_{j-1}(k)$$

Le niveau de décomposition nécessaire est calculé d'après la relation suivante :

$$L = \text{int} \left(\frac{\log(f_{ech}/f)}{\log(2)} \right) + 2 \quad (1.12)$$

Et la bande de fréquence pour chaque niveau de décomposition j revient à $\left[0 - \frac{f_{ech}}{2^j}\right]$ pour les approximations et $\left[\frac{f_{ech}}{2^j} - \frac{f_{ech}}{2^{j-1}}\right]$ pour les détails.

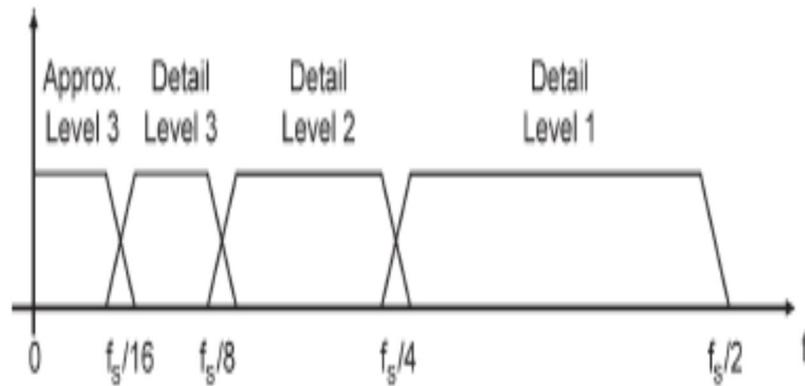


Figure 1.14. Bande de fréquence pour les détails et l'approximation finale [17]

En calculant l'énergie associée à chaque niveau de décomposition, on peut construire un outil de diagnostic très efficace. La valeur propre de l'énergie dans chaque bande de fréquence est définie :

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} |cD_{j,k}(n)|^2 \quad (1.13)$$

Où j est le niveau de décomposition. Basé sur la valeur d'énergie, le vecteur est donné par :

$$T = \left[\frac{E_0}{E}, \frac{E_1}{E}, \frac{E_2}{E}, \dots, \frac{E_{2^m-1}}{E} \right] \quad (1.14)$$

Tel que :

$$E = \sum_{j=0}^{2^m-1} |E_j|^2$$

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une brève présentation des notions théorique des outils de traitement du signal et les propriétés qui ont mené à leurs succès. Nous avons vu que les ondelettes et les transformations de Fourier à fenêtre constituent une

alternative à la transformée de Fourier traditionnelle. En effet, nous disposons à présent de méthode de décomposition des signaux en fonctions élémentaires, engendrées par des transformations simples d'une fonction de base. La fonction de base est soit déplacée et modulée (dans le cas de la transformée de Fourier à fenêtre), soit translatée et dilatée (ondelettes). La différence fondamentale entre les deux tient précisément à cette opération de dilatation : les ondelettes s'adaptent d'elles-mêmes à la taille des caractéristiques qu'elles recherchent grâce à l'analyse multirésolution qui suggère une interprétation différente de l'analyse par ondelettes, basée sur les idées de lissage, ou d'approximation des fonctions.

IL s'avère ainsi que les différents outils que nous avons étudiés ici sont davantage complémentaires que concurrents, et la transformée de Fourier peut en effet être plus performante sur certains domaines.

Chapitre 2 Diagnostic et modélisation du moteur asynchrone

2.1 Introduction

La machine asynchrone est de beaucoup la machine la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellent fiabilité.

Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasé. Après avoir rappelé les éléments de constitution de cette machine, nous évoquons le principe de fonctionnement de cette machine. Nous effectuons ensuite une analyse des différents défauts pouvant survenir sur les différents éléments de constitution de la machine. Après, nous discutons des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la machine asynchrone en précisant leurs avantages et leurs inconvénients. Pour finir, nous décrivons une modèle de MAS avec et sans défaut de court-circuit entre spires.

2.2 Élément de constitution de la machine asynchrone

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- Les paliers (organes mécaniques) permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

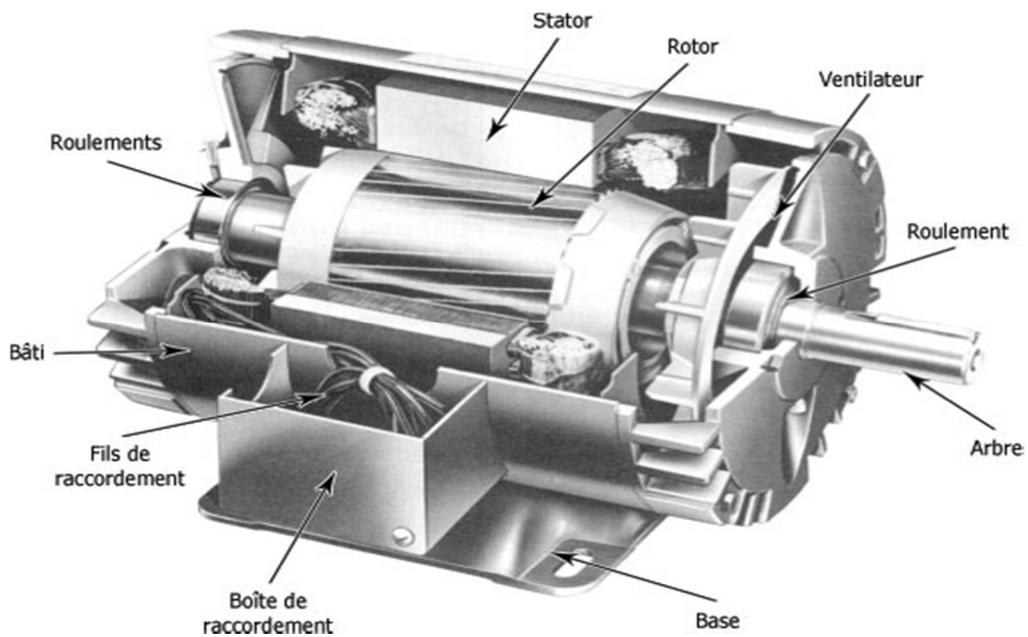


Figure 2.1. Machine asynchrone [31]

2.2.1 Stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte. La figure (2.2) représente le stator de la machine asynchrone.



Figure 2.2. Stator [31]

2.2.2 Rotor

Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilés. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.4 à 2mm seulement. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écurueil et le rotor bobiné.

a Rotor à cage d'écurueil

L'enroulement du rotor à cage d'écurueil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écurueil d'où le nom de rotor à cage d'écurueil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé. La figure (2.3) montre le rotor à cage d'ecureuil de la machine asynchrone.

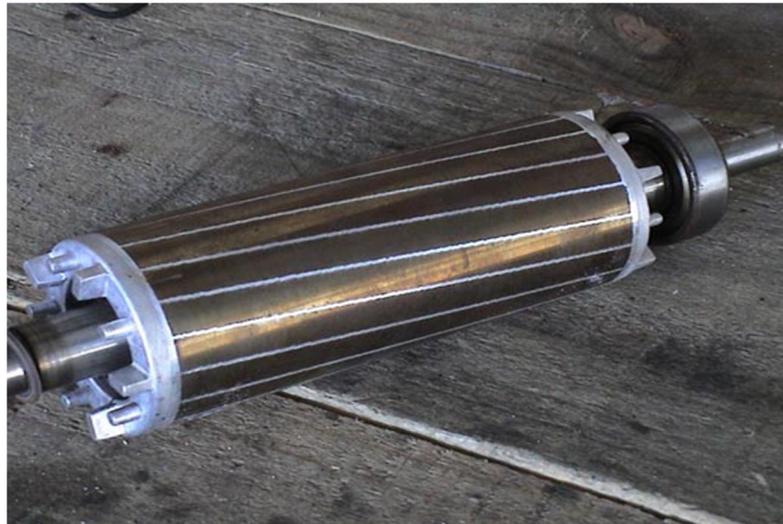


Figure 2.3. Rotor à cage d'écurueil [31]

b Rotor bobiné

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur.

En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités. La figure (2.4) représente le rotor bobiné.



Figure 2.4. Rotor bobiné [31]

2.2.1 Paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

2.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est entièrement basé sur les lois de l'induction ; la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit.

Ce fonctionnement est reposé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse N_s différente du synchronisme, l'application de la loi de Faraday à un des enroulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromagnétique qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. Lorsque le champ est sinusoïdal, sa vitesse de rotation est :

$$n = \frac{f_s}{p} \quad (2.1)$$

Où f_s : est la fréquence d'alimentation

p : représente le nombre de pair de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n) diffère de celle du rotor (n_1), c'est-à-dire lorsque $n_1 \neq n$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n_1 = n$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport $g = \frac{n-n_1}{n}$ est appelé glissement de la machine asynchrone.

2.4 Défauts de la machine asynchrone

Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique. Un problème minime à l'étape de fabrication peut être à l'origine d'un défaut tout comme une utilisation non conforme de la machine. Certaines fois, nous pouvons aussi incriminer le milieu dans lequel la machine est utilisée (milieux corrosifs et/ou chimiques hostiles) [1].

2.4.1 Défauts d'ordre mécanique

Les défauts d'ordre mécanique sont, en général, les plus rencontrés parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur....

a Défauts des roulements

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériaux à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certains applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation. L'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statoriques permet de détecter ce type de défauts.

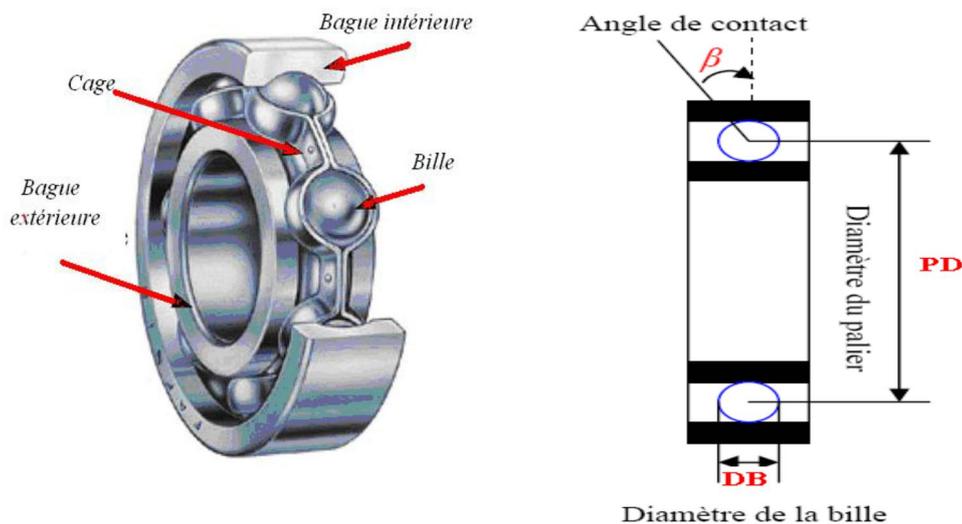


Figure 2.5. Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement à billes [18]

Le roulement est constitué de deux bagues concentriques en acier, nommées bague intérieure et bague extérieure, il contient aussi des billes généralement en acier qui facilitent le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal et une cage distinguant et guidant les corps roulants.

Les roulements peuvent être endommagés par des causes externes comme :

- Contamination du roulement par des particules extérieure : poussière, grains de sable,....
- Corrosion engendrée par la pénétration d'eau, d'acides,....

- Lubrification inadéquate qui peut causer un échaudement et l'usure du roulement.
- Mauvais alignement du rotor.

b Défauts 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.

c Défauts de l'arbre

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

d Défauts d'excentricité

Les conséquences des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité. L'excentricité d'une machine électrique est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe depuis sa fabrication. Celle-ci passe en effet par différentes étapes d'usinage et de montage qui induisent un décentrement du rotor par rapport au stator. Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité. La première est inhérente à la chaîne cinétique dans laquelle la machine intervient et qui peut imposer une force

radiale sur l'arbre de cette machine, qui va engendrer une usure des roulements et une amplification du décentrement. Le deuxième phénomène risquant d'aggraver l'excentricité est quant à lui inhérent au fonctionnement de la machine : en effet, le décentrement génère un déséquilibre dans la distribution des efforts radiaux entre le stator et le rotor. L'effort radial est maximal à l'endroit où se situe l'épaisseur minimale de l'entrefer et va tendre à diminuer encore plus la valeur de l'entrefer minimum et augmenter par conséquent encore plus le déséquilibre des efforts radiaux. Le point ultime de l'excentricité est le frottement du stator sur le rotor, qui est synonyme de destruction rapide de la machine [19].

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées :

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

L'excentricité dans la machine augmente l'apparition des composantes additionnelles dans le spectre du courant, leurs fréquences sont données par des composantes fréquentielles suivantes :

$$f_{ech} = f_s \left(1 \pm k \frac{(1-g)}{p} \right), \quad \text{avec } k = 1, 2, 3, \dots \dots \dots \quad (2.2)$$

p : Nombre de pair de pôles

Une analyse harmonique des courants absorbés ou tout simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance.

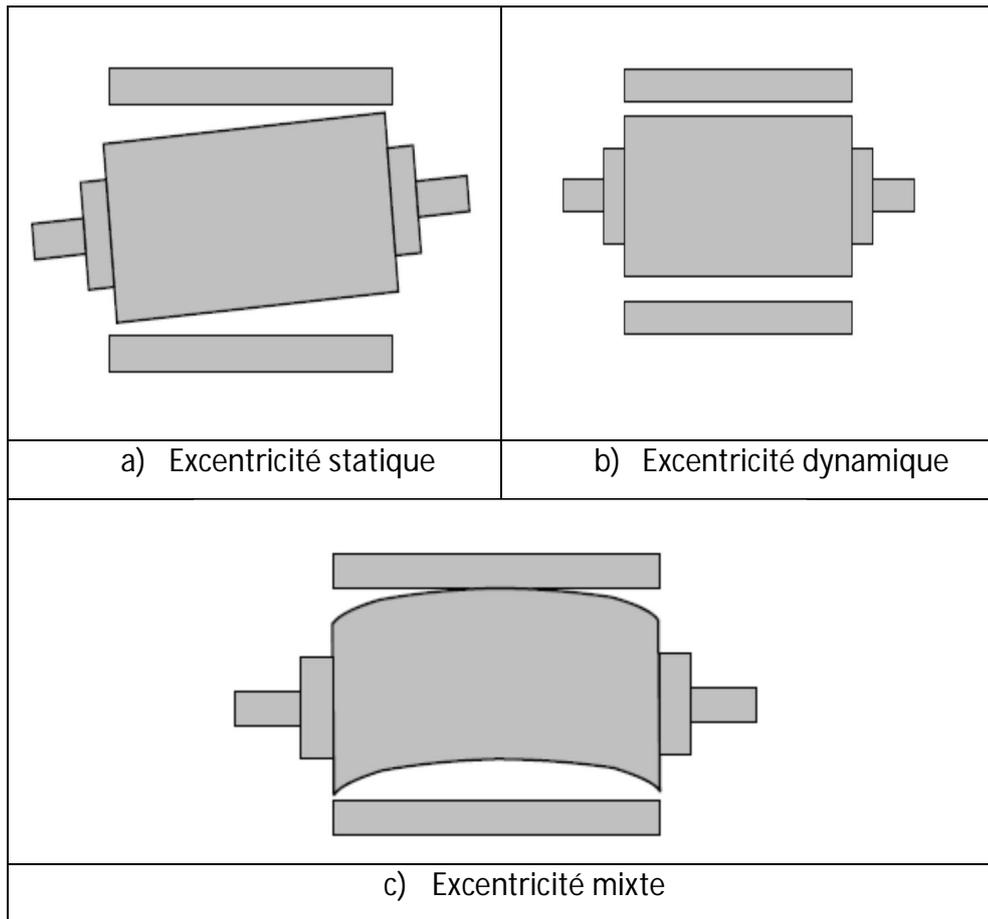


Figure 2.6. Représentation des différents défauts d'excentricité [18]

2.4.2 Défauts d'ordre électrique

Les défauts d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine (au même titre que les défauts d'ordre mécanique). Ces défauts se séparent en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [20].

a Défauts des circuits électriques statoriques

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type court-circuit inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. Nous pouvons aussi citer les courts-circuits apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine

ou encore entre deux phases statoriques. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de phase. Le défaut le plus couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection. Ces défauts peuvent être détectés par une analyse harmonique des courants absorbés par la machine.

b Défauts des circuits électriques rotoriques

Deux types de défaillances peuvent apparaître au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. La cage étant composée de barre et d'anneaux de court-circuit d'aluminium ou de cuivre, une rupture partielle ou totale d'un de ces composants peut être considérée comme un défaut électrique rotorique. L'apparition de ce type de défaut peut être d'origine diverse. En effet, la rupture d'une barre ou d'un segment d'anneau de court-circuit peut être due à plusieurs phénomènes qui sont souvent indépendants les uns des autres. Nous pouvons citer par exemple une mauvaise utilisation de la machine asynchrone (charge trop importante) ou encore l'environnement hostile dans lequel elle fonctionne.

Parmi les causes premières, nous pouvons énumérer [21] :

- des contraintes mécaniques causées par des forces électromagnétiques ou des vibrations mécaniques d'anneaux ;
- des démarrages trop fréquents induisant des courants élevés dans les barres ou dans les segments d'anneaux ;
- des contraintes environnementales causées par une contamination ou une abrasion de la cage rotorique (industrie chimique par exemple).

Une défaillance au niveau de la cage rotorique se situe généralement à la jointure entre une barre et un anneau de court-circuit. En effet, les barres rotoriques et les anneaux de court-circuit ne pouvant pas être construits d'un seul bloc (sauf pour les machines de petite puissances), une soudure est pratiquée aux extrémités de chaque barre pour relier ces dernières aux deux anneaux de court-circuit. La fragilité de ces

soudures, par rapport aux barres et aux anneaux fabriqués d'un seul bloc, provoque, à ces endroits précis, une fragilité de la cage d'écureuil.

Tout comme les défauts statoriques, les défauts rotoriques peuvent être détectés par une analyse harmonique des courants statoriques. Une analyse vibratoire de la machine asynchrone permet aussi de détecter ce type de défaillances.

2.5 Méthode de diagnostic des défauts de la machine asynchrone

Afin de mieux situer notre travail, il a été nécessaire de regarder quelles sont les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées pour détecter la présence d'une anomalie au sein d'une machine asynchrone. Comme les chercheurs de par le monde travaillent sur ce sujet depuis un certain nombre d'années, beaucoup de travaux ont vu le jour. Dans cette partie, nous avons choisi de décrire les méthodes les plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défauts électriques et/ou mécaniques en précisant leurs points faibles et leurs points forts.

2.5.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance. En effet, le type de défaut que l'on voudra détecter sera fonction du modèle utilisé.

Les premiers travaux relatant de l'estimation de paramètres ont débuté avec des modèles relativement simples (modèles de Park par exemple [22]) utilisés depuis plusieurs années pour la commande des machines électriques. Ces modèles n'ont besoin que de quatre paramètres pour effectuer le diagnostic de défaut ce qui, dans certain cas, ne permet pas de localiser avec précision la défaillance. L'étape suivante est donc nécessairement le passage à un modèle de connaissance plus fin de la machine, tout en gardant la possibilité d'identifier les paramètres souhaités. Ces modèles peuvent être des modèles triphasés, qui s'affranchissent de l'hypothèse d'une

machine magnétiquement équilibrée, ou encore des modèles à n phases, capables de refléter le fonctionnement de la machine sur une large bande de fréquences [23].

Des algorithmes spécifiques ont été élaborés pour l'estimation séquentielle de paramètres. Le filtre de Kalman apparaît comme le plus adéquat de tous mais aussi le plus délicat à mettre en œuvre. Tout d'abord, en tant qu'algorithme d'identification en temps réel, le filtre de Kalman étendu délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telles que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation). Par ailleurs, les paramètres estimés, eux-mêmes, permettent une première analyse des conditions de fonctionnement de la machine. Par exemple, une augmentation anormale de la valeur des résistances statorique peut signifier un échauffement excessif et donc une dégradation progressive des enroulements.

2.5.2 Diagnostic des défauts par reconnaissance des formes

Les méthodes de diagnostic qui utilisent la reconnaissance des formes sont peu nombreuses à ce jour. un vecteur de paramètres, appelé vecteur de forme, est extrait à partir de plusieurs mesures. Les règles de décision adoptées permettent de classer les observations, décrites par le vecteur de forme, par rapport aux différents modes de fonctionnement connus avec et sans défaut.

Pour classer ces observations, il faut obligatoirement être en mesure de fournir les données pour tel ou tel mode de fonctionnement (fonctionnement avec un rotor sain à 0% de charge ou alors fonctionnement avec une barre cassée à 100% de charge par exemple). Pour cela, il faut disposer d'une base de données, ce qui permettra ensuite de construire la classe correspondante au défaut créé (possible pour les machines de petites et moyennes puissances). Une autre voie consisterait à calculer les paramètres du vecteur de forme en effectuant des simulations numériques de la machine étudiée (indispensable pour les moteurs de fortes puissances). Dans la dernière configuration, il faut un modèle comportemental de la machine relativement précis pour obtenir des paramètres les plus proches possibles de la réalité. Le choix de la classe à laquelle appartient le vecteur de forme mesurée s'effectue par exemple grâce à des

algorithmes de types k-PPV (k plus proche voisins) ou par une approche utilisant les frontières de separation [24].

2.5.3 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire l'évolution des courants du moteur asynchrone triphasé. Elle repose sur le calcul des courants de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$, en fonction des courants de phases : $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$. Ils sont calculés comme suit [22] :

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t) \quad (2.3)$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t) \quad (2.4)$$

L'intérêt est qu'un défaut rotorique provoque un épaissement du cercle, obtenu en fonction de ces courants. Ceci, permet d'établir un défaut en effectuant une surveillance des déviations de ce cercle par rapport au modèle de base. Cette méthode de détection donne des résultats lorsque la machine fonctionne à couple nominal. Dans le cas d'un fonctionnement à vide, les courbes obtenues ne permettent pas de diagnostiquer un défaut rotorique car l'épaissement créé par la rupture d'une ou plusieurs barres ne modifier pas l'épaisseur du cercle de base.

Une nouvelle implementation de l'approche par vecteur de Park a été proposée. En présence d'un défaut de cassure d'une barre, le courant absorbé par le moteur asynchrone contient des composantes latérales de part et d'autre de sa composante fondamentale dont les fréquences de glissement de la machine et f_s la fréquence fondamentale des courants statoriques. Ces composantes seront, par conséquent, aussi présentées dans le courant de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$. Dans ces conditions, il est très simple de montrer que le spectre du module des courant de Park ($\sqrt{i_d^2(t) + i_q^2(t)}$) contient une composante continue générée par la composante fondamentale de ces courants et qu'en éliminant préalablement la composante continue, il ne contiendra que les composantes spécifiques au défaut de la machine. Par conséquent, il est plus facile de détecter ces composantes et diagnostiquer la présence d'un défaut rotorique.

2.5.4 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables

A ce jour, c'est l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables qui est le plus souvent utilisée pour le diagnostic de défaut rotorique. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être :

- les courants absorbés ;
- le flux de dispersion ;
- la tension de neutre (neutre alimentation – neutre machine) ;
- le couple électromagnétique ;
- la vitesse rotorique ;
- les vibrations.

Beaucoup de travaux ont été effectués sur les vibrations de la machine asynchrone. La plus part des défauts connus peuvent être détectés avec ce type d'approche. Cependant, l'équipement nécessaire pour l'acquisition des signaux reste encore coûteux.

a Analyse fréquentielle des courants statoriques et du flux de dispersion

L'analyse des courants statorique dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée car le spectre résultant contient sur une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone. Nous savons que le suivi de l'amplitude des composants caractéristiques de fréquence $(1 \pm 2kg)f_s$ dans le spectre du courant permet de se renseigner sur l'état de la cage rotorique. En effet, le spectre du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain ne fait apparaître que la fréquence fondamentale ; et que dans le cas d'un défaut au sein de la cage rotorique, l'amplitude de ces composants augmente considérablement.

Certains auteurs se sont penchés sur l'analyse du flux de dispersion de la machine asynchrone pour la détection des courts-circuits entre spires statoriques. Ils ont montré que l'apparition de ce type de défauts induisait des composantes additionnelles dans le spectre fréquentiel du flux de dispersion [25]. Cette nouvelle

approche permet de détecter, tant un défaut statorique, qu'un défaut rotorique en utilisant un capteur de flux relativement peu coûteux.

b Analyse du couple électromagnétique et de la vitesse rotorique

Lorsqu'une rupture de barre apparaît, les spectres fréquentiels de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent paraître des composantes supplémentaires situées aux fréquences $2k_g f_s$. Cependant, il s'est avéré que l'analyse de ces composantes ne nous renseigne pas aussi bien sur le défaut rotorique que celles présentes dans le spectre du courant statorique (augmentation des amplitudes moins significatives). De plus, l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux par rapport à un simple capteur de courant, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones. Certains systèmes reconstruisent une image du couple électromagnétique à partir des tensions et des courants mesurés sur la machine, mais cette approche reste moins efficace que les méthodes précédemment citées.

c Analyse fréquentielle de la tension de neutre

Cette méthode est basée sur l'utilisation de la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone pour détecter des courts-circuits entre spires.

L'information donnée par la tension présente entre les deux neutres était pertinente pour le diagnostic des défauts rotoriques. L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquences $f = [3(1 - g) \pm g]f_s$.

2.6 Modélisation de la machine asynchrone

Les modèles électromagnétiques des machines asynchrones ont pour objectif de simuler le fonctionnement de ces machines sur une courte durée. La machine asynchrone se présente comme un système de deux enroulements triphasés. L'un correspond à l'enroulement du stator et l'autre à celui du rotor. Différentes approches

existent [26] [27] pour représenter ces enroulements et elles seront présentées dans la suite de ce travail.

La machine asynchrone présente un système d'équations très complexe à étudier. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique de la MAS est un système de six équations différentielles. La résolution d'un tel système est difficile, pour contourner cette difficulté on utilise la transformation de PARK sous certaines hypothèses simplificatrice. Cette dernière permet une représentation biphasée équivalente de la machine triphasée ce qui réduit considérablement la complexité du modèle.

2.6.1 Hypothèses simplificatrice

Pour établir des relations liant les tensions d'alimentation de la machine aux courants traversant les bobinages, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :

- Proportionnalité des flux aux courants.
- Parfaite symétrie de la machine.
- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches)
- Forces magnétomotrices à répartition spatiale sinusoïdale (Absence de saturation dans le circuit magnétique).
- Courants autres que dans les bobinages négligés.

2.6.2 Modélisation de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone comporte au stator un enroulement triphasé représentés par les trois axes statoriques (a, b, c), déphasés l'un par rapport à l'autre de 120° (figure (2.7)) et au rotor aussi un enroulement triphasé sur trois phases rotoriques (a, b, c) [28].

La figure (2.7) montre la représentation électrique des phases statorique et rotorique selon une coupe verticale de la machine.

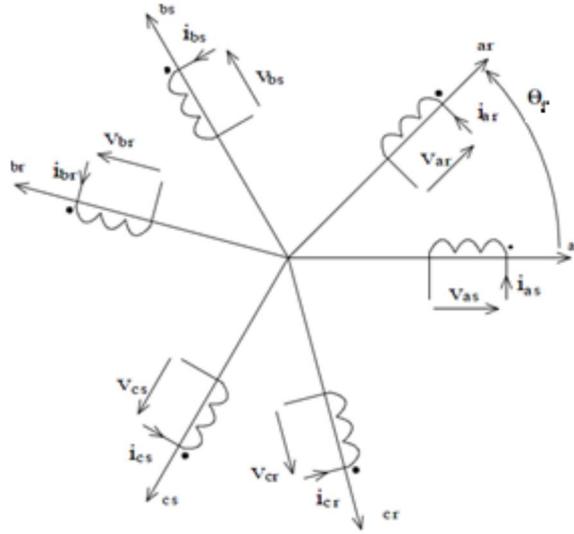


Figure 2.7. Représentation de la MAS

a Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages.

Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements.

Au niveau du stator :

$$[V_{abc_s}] = R_s [I_{abc_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc_s}] \quad (2.5)$$

Avec :

$$[V_{abc_s}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_{abc_s}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [\varphi_{abc_s}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; [R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

Au niveau du rotor :

$$[V_{abc_r}] = R_r [I_{abc_r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc_r}] = 0 \quad (2.6)$$

Avec :

$$[V_{abc_r}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; [I_{abc_r}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\varphi_{abc_r}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}; [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

b Equations magnétiques

On peut obtenir les équations des flux en fonction des courants à partir des différentes inductances, dont certaines dépendent du temps via l'angle électrique θ , qui détermine la position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (a) du stator [29].

$$[\varphi_{abc}] = \begin{bmatrix} M_{s\sigma} & L_{sr} \\ L_{rs} & M_{r\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abcs} \\ I_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = [M_{s\sigma}] \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + [L_{rs}] \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = [L_{rs}] \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + [M_{s\sigma}] \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec :

$$[M_{s\sigma}] = \begin{bmatrix} M_s & M_{s\sigma} & M_{s\sigma} \\ M_{s\sigma} & M_s & M_{s\sigma} \\ M_{s\sigma} & M_{s\sigma} & M_s \end{bmatrix}; \quad [M_{r\sigma}] = \begin{bmatrix} M_r & M_{r\sigma} & M_{r\sigma} \\ M_{r\sigma} & M_r & M_{r\sigma} \\ M_{r\sigma} & M_{r\sigma} & M_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = [L_{sr}]^T \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Où :

M_s et M_r : Inductances respectivement propres au stator et au rotor.

$M_{s\sigma}$ et $M_{r\sigma}$: Inductances mutuelles entre deux phases statoriques ou rotoriques.

L_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et rotorique.

2.6.3 Transformations de Park

C'est la transformation des enroulements de phase a, b, c de la MAS en des enroulements disposés selon deux axes appelés d et q et équivalents du point de vue électrique et magnétique [24].

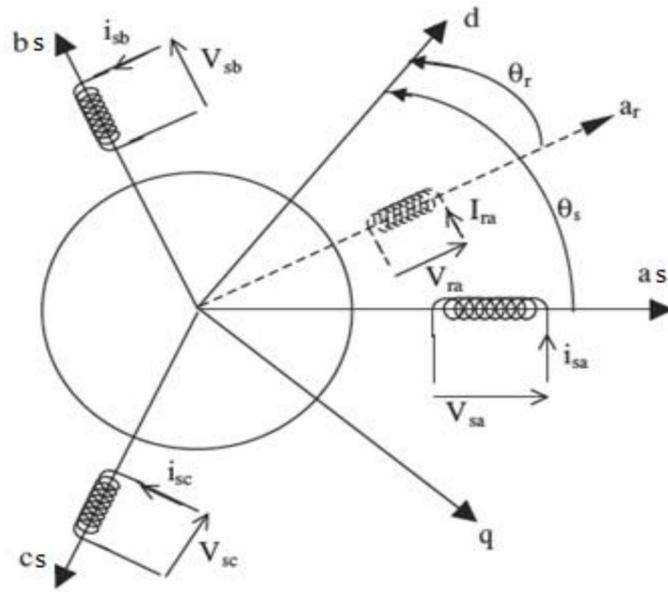


Figure 2.8. Représentation de la MAS dans le repère de Park

Avec :

θ_r : L'angle entre l'axe as et d.

θ_s : L'angle entre l'axe ar et d.

Une matrice unique de transformation est définie pour les courants, les tensions et les flux :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Puisque cette matrice est orthogonale, on en déduit que sa matrice inverse est la même que sa matrice transposée :

$$[P]^{-1} = [P]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

a Equations électriques en repère diphasé

On représente les tensions dans le repère de Park par l'équation (2.12)

$$[V_{dq}] = [P][V_{abc}] \quad (2.12)$$

$$[V_{dq}] = [P][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (2.13)$$

$$[V_{dq}] = [P][R][P]^{-1}[I_{dq}] + [P][P]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [P] \left[\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right] [\varphi_{dq}] \quad (2.14)$$

Donc :

$$[V_{dq}] = [R][I_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{dq}] \quad (2.15)$$

Avec :

$\alpha = \theta_s$, pour les grandeurs statoriques

$\alpha = \theta_r$, pour les grandeurs rotoriques

Alors, on peut réécrire les équations des tensions comme suit :

Au niveau du stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (2.16)$$

Au niveau du rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} - \omega_r \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

Donc

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} - \omega_r \varphi_{dr} = 0 \end{cases}$$

b Equation magnétique

On représente les flux dans le repère de Park par l'équation (2.18)

$$[\varphi_{dq}] = [P][\varphi_{abc}] \quad (2.18)$$

Au niveau du stator

$$[\varphi_{dqs}] = [P][M_{s\sigma}][I_{abcs}] + [P][L_{sr}][I_{abcr}] \quad (2.19)$$

$$[\varphi_{dqs}] = [P][M_{s\sigma}][P]^{-1}[I_{abcs}] + [P][L_{sr}][P]^{-1}[I_{dqr}] \quad (2.20)$$

$$[\varphi_{dqs}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} [I_{dqs}] + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} [I_{dqr}] \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (2.22)$$

Au niveau du rotor

$$[\varphi_{dqr}] = [P][L_{rs}][I_{abcs}] + [P][M_{r\sigma}][I_{abcr}] \quad (2.23)$$

$$[\varphi_{dqs}] = [P][L_{rs}][P]^{-1}[I_{dqs}] + [P][M_{r\sigma}][P]^{-1}[I_{dqr}] \quad (2.24)$$

$$[\varphi_{dqs}] = \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} [I_{dqs}] + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} [I_{dqr}] \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_m I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \varphi_{qr} = L_m I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \quad (2.26)$$

Avec

$$L_s = l_s - l_{ss} \quad L_s = l_s - l_{ss} \quad L_m = \frac{3}{2} l_{sr}$$

Donc

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_m I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \varphi_{qr} = L_m I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases}$$

c Représentation d'état

On reformule les équations (2.16) et (2.17) de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} -I_{ds} - \frac{1}{R_s} \frac{d}{dt} \varphi_{ds} + \frac{1}{R_s} \omega_s \varphi_{qs} + \frac{1}{R_s} V_{ds} = 0 \\ -I_{qs} - \frac{1}{R_s} \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \frac{1}{R_s} \omega_s \varphi_{ds} + \frac{1}{R_s} V_{qs} = 0 \end{array} \right. \quad (2.27)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -I_{ds} - \frac{1}{R_s} \frac{d}{dt} \varphi_{ds} + \frac{1}{R_s} \omega_s \varphi_{qs} + \frac{1}{R_s} V_{ds} = 0 \\ -I_{qs} - \frac{1}{R_s} \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \frac{1}{R_s} \omega_s \varphi_{ds} + \frac{1}{R_s} V_{qs} = 0 \end{array} \right. \quad (2.28)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -R_r I_{dr} + \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.29)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -R_r I_{dr} + \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.30)$$

On remplace (2.29) et (2.30) dans (2.27) et (2.28) on trouvera :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} - \frac{L_m^2}{L_r} I_{ds} + \frac{L_m^2}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} - \frac{L_m^2}{L_r} I_{qs} + \frac{L_m^2}{L_r} \varphi_{qr} \end{array} \right. \quad (2.31)$$

En remplaçant ces deux dernières équations dans (2.27) et (2.28) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} I_{ds} + \omega_s I_{qs} - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{L_m}{R_s L_r} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ \quad + \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{L_m}{R_s L_r} \omega_s \varphi_{qr} + \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{1}{R_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = -\omega_s I_{ds} - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} I_{qs} - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{L_m}{R_s L_r} \frac{d}{dt} \omega_s \varphi_{dr} \\ \quad - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{L_m}{R_s L_r} \varphi_{qr} + \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{1}{R_s} V_{qs} \end{array} \right. \quad (2.32)$$

En remplaçant (2.31) respectivement dans (2.29) et (2.30) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{ds} + R_r \frac{1}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{qs} - \omega_r \varphi_{dr} - R_r \frac{1}{L_r} \varphi_{qr} \end{array} \right. \quad (2.33)$$

Pour finir on remplace (2.33) dans (2.32) on obtiendra :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = \left(\frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{L_m^2}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{L_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{L_m}{R_s L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \quad + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{L_m^2}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{L_r} \right) I_{qs} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{R_s L_r} \varphi_{qr} \\ \quad + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} V_{qs} \end{array} \right. \quad (2.34)$$

Donc d'après (2.36) et (2.37) on peut réécrire le modèle d'état sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = \left(\frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{L_m^2}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{L_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \frac{L_m}{R_s L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \quad + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{L_m^2}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{L_r} \right) I_{qs} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \frac{R_r}{R_s L_r} \varphi_{qr} \\ \quad + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{ds} + R_r \frac{1}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{qs} - \omega_r \varphi_{dr} - R_r \frac{1}{L_r} \varphi_{qr} \end{array} \right. \quad (2.35)$$

d Equations mécaniques

La modélisation de la MAS n'est pas suffisante pour la simulation des processus transitoires dans les machines [26], il est nécessaire d'introduire une équation supplémentaire appelée « équation mécanique » qui tient compte de la balance entre le couple mécanique et le couple calculer par les courants et les flux de la machine.

Cette équation permet la détermination de la vitesse mécanique du rotor de la machine étudiée, nécessaire pour la solution des systèmes décrits.

L'équation mécanique s'exprime par :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{j} C_{em} - \frac{1}{j} C_r - \frac{f_v}{j} \Omega \quad (2.36)$$

Avec :

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

Ω : vitesse mécanique

j : moment d'inertie.

f_v : coefficient de frottement.

Pour le modèle de la machine décrit ci-dessus, l'expression du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \quad (2.37)$$

Où P est le nombre de paires de pôles.

En remplaçant l'équation (2.37) dans (2.36) on obtient la formule générale de l'équation mécanique dans le repère diphasé :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{j} P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{f_v}{j} \Omega \quad (2.38)$$

Le coefficient de fuite total et les constantes de temps statorique et rotorique sont définis respectivement par :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s'} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r'} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Avec :

σ : Coefficient de fuite.

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statique.

En rajoutant l'équation mécanique (2.38) à notre modèle d'état (2.35) et en introduisant les constantes définies précédemment, le modèle de la MAS prend la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \varphi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = -\omega_s I_{qs} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \frac{1}{L_m T_r} \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - \omega_r \varphi_{dr} + \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Omega = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{f_v}{j} \Omega \end{array} \right. \quad (2.39)$$

e Choix du référentiel

Les deux enroulements de la MAS se trouvent dans des systèmes différents de coordonnées, l'un lié au stator et l'autre au rotor. Ainsi le système (2.39), doit être ramené à un système de coordonnées communs. Les référentiels les plus utilisés sont :

- Repère fixe ou lié au stator avec : $\omega_s = 0$ et $\omega_r = P\Omega$.
- Repère lié au rotor avec : $\omega_s = P\Omega$ et $\omega_r = 0$.
- Repère lié au champ tournant qui dépend des deux vitesses ω_s et ω_r .

La conversion des équations dans un référentiel unique est nécessaire pour deux raisons : d'une part, pour réaliser une étude correcte du fonctionnement de la machine asynchrone et d'autre part pour simplifier le système d'équations [26], ce qui permettra sa résolution numérique.

Pour notre étude on choisit le repère lié au stator, donc le modèle (2.39) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \varphi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} P \Omega \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} P \Omega \varphi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \frac{1}{L_m T_r} \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + P \Omega \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - P \Omega \varphi_{dr} + \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Omega = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{f_v}{j} \Omega \end{array} \right. \quad (2.40)$$

Posons les constantes suivantes pour simplifier notre modèle :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r}, \quad a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma}, \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_5 = \frac{1}{T_r}$$

$$b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = a_1 I_{ds} + a_2 \varphi_{dr} + a_3 P \Omega \varphi_{qr} + b V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = a_1 I_{qs} - a_3 P \Omega \varphi_{dr} + a_2 \varphi_{qr} + b V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = a_4 I_{ds} - a_5 \varphi_{dr} + P \Omega \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = a_4 I_{qs} - P \Omega \varphi_{dr} + a_5 \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Omega = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{f_v}{j} \Omega \end{array} \right. \quad (2.41)$$

On peut récrire le modèle d'état de la machine sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 I_{ds} + a_2 \varphi_{dr} + a_3 P \Omega \varphi_{qr} \\ a_1 I_{qs} - a_3 P \Omega \varphi_{dr} + a_2 \varphi_{qr} \\ a_4 I_{ds} - a_5 \varphi_{dr} + P \Omega \varphi_{qr} \\ a_4 I_{qs} - P \Omega \varphi_{dr} + a_5 \varphi_{qr} \\ P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{f_v}{j} \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Avec :

$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$: vecteur d'entrée.

$B = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$: vecteur d'application de la commande.

2.7 Modélisation de la MAS avec défaut de court-circuit statoriques

La modélisation de la MAS dans le cas sain n'est pas très intéressante pour le diagnostic de défauts ; en effet les sorties mesurés du MAS défaillant détectent une anomalie mais restent non exploitable. Les sorties qui sont différentes du cas sans défauts ne peuvent éliminer les hypothèses de présence de perturbations et ne peuvent localiser les défauts de court-circuit statoriques uniquement. C'est pourquoi nous reprenons la modélisation qui prend en considération les défauts de court-circuit statoriques [30].

Le défaut statorique étudié est celui dû à un court-circuit dans une ou plusieurs phases statoriques. On pose les termes suivant $n_{cca}, n_{ccb}, n_{ccc}$, signifiant le nombre de spires en court-circuit dans chaque phase du stator, le nombre total de spire par phase est donnée par n_s .

Le rapport du nombre de spires court-circuitées au nombre total de spires statoriques pour chacune des phases statoriques, sont désignés par n_a, n_b, n_c .

Avec :

$$n_a = \frac{n_{cca}}{n_s}, \quad n_b = \frac{n_{ccb}}{n_s}, \quad n_c = \frac{n_{ccc}}{n_s}$$

Les rapports de nombres de spires statoriques encore en service au nombre total de spire sont désignés comme suit :

$$f_a = 1 - n_a, \quad f_b = 1 - n_b, \quad f_c = 1 - n_c$$

2.7.1 Représentation des equations électriques et magnétiques avec défaut

Les matrices des résistances et des inductances sont redéfinies de manière à permettre la prise en compte des défauts de court-circuit de spires. En tenant compte de la relation entre la résistance et l'inductance avec le nombre de spires d'une bobine, nous obtenons les résultats suivants. La matrice des résistances statoriques devient :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_a & 0 & 0 \\ 0 & f_b & 0 \\ 0 & 0 & f_c \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

La matrice des inductances propres et mutuelles du stator est donnée par :

$$[M_{ss}] = M \begin{bmatrix} f_a^2 & -\frac{1}{2}f_a f_b & -\frac{1}{2}f_a f_c \\ -\frac{1}{2}f_a f_b & f_b^2 & -\frac{1}{2}f_b f_c \\ -\frac{1}{2}f_a f_c & -\frac{1}{2}f_b f_c & f_c^2 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

La matrice des inductances uniformisée au stator est donnée par :

$$[L_{s\sigma}] = L_{s\sigma} \begin{bmatrix} f_a^2 & 0 & 0 \\ 0 & f_b^2 & 0 \\ 0 & 0 & f_c^2 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

La matrice des inductances statoriques s'écrit :

$$[L_s] = [L_{s\sigma}] + [M_{ss}] \quad (2.46)$$

Les matrices des inductances mutuelles stator-rotor et rotor stator sont données par :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_a \cos(\theta) & f_a \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_a \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_b \cos(\theta) & f_b \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_c \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_c \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (2.48)$$

La symétrie vue dans le modèle sain de la machine n'est plus vérifiée à cause de l'introduction des rapports de spires en fonction de chaque phase statorique dans les

matrices des résistances et inductances statorique et également les inductances mutuelles stator-rotor et rotor-stator.

Les matrices des résistances et inductances rotoriques ne sont pas modifiées par l'apparition de défaut de court-circuit statorique.

Les équations générales décrivant le fonctionnement du MAS sont données ci-dessous :

D'abord les équations de tensions :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (2.49)$$

$$[U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] = 0 \quad (2.50)$$

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (2.51)$$

$$[\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (2.52)$$

L'équation mécanique s'écrit de la forme :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = T_e - f_v \cdot \Omega - C_r \quad (2.53)$$

Le système ainsi défini est à coefficients variables par rapport au temps à cause de l'angle θ . Ceci rend sa résolution analytique ou numérique complexe. La transformation de Park reste inefficace parce que les matrices qui composent le modèle sont asymétriques.

Une transformation mathématique $[T]$ doit être appliquée aux grandeurs rotoriques de la MAS donnée par :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\beta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\beta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\beta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

L'application de cette transformation aux grandeurs rotoriques donne :

$$[I_r] = [T]^{-1}[I_r^*] \quad (2.55)$$

$$[\varphi_r] = [T]^{-1}[\varphi_r^*] \quad (2.56)$$

L'équation (2.52) est indépendante du courant et flux rotoriques, elle n'est donc pas influencée par cette transformation, l'équation (2.53) devient :

$$[R_r][I_r^*] + [T] \frac{d}{dt} [T]^{-1}[\varphi_r^*] + \frac{d}{dt} [\varphi_r^*] = 0 \quad (2.57)$$

Les équations (2.51) et (2.52) deviennent :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[I_r^*] \quad (2.58)$$

$$[\varphi_r^*] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][L_r][T]^{-1}[I_r^*] \quad (2.59)$$

On peut réécrire notre système d'équations comme suit :

$$\begin{cases} [U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [R_r][I_r^*] + [T] \frac{d}{dt} [T]^{-1}[\varphi_r^*] + \frac{d}{dt} [\varphi_r^*] = 0 \\ [\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}^*][I_r^*] \\ [\varphi_r^*] = [M_{rs}^*][I_s] + [L_r^*][I_r^*] \end{cases} \quad (2.60)$$

Avec :

$$[M_{sr}^*] = [M_{sr}][T]^{-1}$$

$$[M_{rs}^*] = [T][M_{rs}]$$

$$[L_r^*] = [T][L_r][T]^{-1}$$

Les variables d'état seront choisies comme pour le modèle de la machine saine, c.à.d. courant statoriques, flux rotoriques et la vitesse mécanique.

De la 4eme équation du système (2.60) on a :

$$[I_r^*] = [L_r^*]^{-1}([\varphi_r^*] - [M_{sr}^*]) \quad (2.61)$$

En introduisant (2.61) dans la 2eme équation de (2.60) on obtient :

$$\frac{d}{dt} [\varphi_r^*] = [R_r][L_r^*]^{-1}[M_{rs}^*][I_s] - \left([R_r][L_r^*]^{-1} + [T] \frac{d}{dt} [T]^{-1} \right) [\varphi_r^*] \quad (2.62)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [I_r^*] = & \frac{d}{dt} ([L_r^*]^{-1}) [\varphi_r^*] + [L_r^*]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_r^*] - \frac{d}{dt} ([L_r^*]^{-1} - [M_{rs}^*]) [I_s] - \\ & [T] \frac{d}{dt} [M_{rs}^*] [I_s] \end{aligned} \quad (2.63)$$

$$\frac{d}{dt} [\varphi_s^*] = \frac{d}{dt} [L_s] [I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [M_{sr}^*] [I_r^*] + [M_{sr}^*] \frac{d}{dt} [I_r^*] \quad (2.64)$$

Remplaçons $\frac{d}{dt} [I_r^*]$ et $[I_r^*]$ par leur expression des équations (2.63) et (2.61) dans (2.64) puis le résultat dans la première équation de (2.60) on obtient :

$$[U_s] = \lambda_1 [I_s] + \lambda_2 \frac{d}{dt} [I_s] + \lambda_3 [\varphi_r^*] \quad (2.65)$$

Avec :

$$[\lambda_0] = [L_r^*]^{-1} [M_{sr}^*]$$

$$\lambda_1 = [R_r] - \left(\frac{d}{dt} [M_{sr}^*] \right) [\lambda_0] - [M_{sr}^*] \left(\frac{d}{dt} [\lambda_0] \right) + [M_{sr}^*] [L_r^*]^{-1} [R_r] [L_r^*]^{-1} [M_{sr}^*]$$

$$\lambda_2 = [L_s] - [M_{sr}^*] [\lambda_1]$$

$$\lambda_3 = \frac{d}{dt} [M_{sr}^*] [L_r^*]^{-1} - [M_{sr}^*] [L_r^*]^{-1} \left([M_{sr}^*] [L_r^*]^{-1} + [T] \frac{d}{dt} [T]^{-1} \right)$$

Notre modèle final devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [i_s] = A_{m11} [I_s] + A_{m12} [\varphi_r^*] + B_{m11} [U_s] \\ \frac{d}{dt} [\varphi_r^*] = A_{m21} [i_s] + A_{m22} [\varphi_r^*] \end{cases} \quad (2.66)$$

Avec :

$$A_{m11} = -\lambda_2^{-1} \lambda_1$$

$$A_{m12} = -\lambda_2^{-1} \lambda_3$$

$$A_{m21} = [R_r] [L_r^*]^{-1} [M_{sr}^*]$$

$$A_{m22} = \left([R_r] [L_r^*]^{-1} + [T] \frac{d}{dt} [T]^{-1} \right)$$

$$B_{m11} = -\lambda_2^{-1}$$

L'équation du couple électromagnétique devient :

$$T_e = p \left(\frac{\sqrt{3}M}{2l_{r\sigma} + 3M} \right) (f_b i_{sb} (-\varphi_{rc}^* + \varphi_{ra}^*) + f_c i_{sc} (-\varphi_{ra}^* + \varphi_{rb}^*) + f_a i_{sa} (-\varphi_{rb}^* + \varphi_{rc}^*)) \quad (2.67)$$

2.7.2 Représentation du modèle multiplicatif

On notera le modèle de la MAS obtenu, modèle multiplicatif, on le représentera avec un vecteur d'état à sept variables qui seront :

- Trois courants statoriques.
- Trois flux rotoriques.
- La vitesse mécanique.

On peut noter notre vecteur d'état comme suit :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ \varphi_{ra}^* \\ \varphi_{rb}^* \\ \varphi_{rc}^* \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Après avoir effectué les développements mathématiques des matrices d'état du modèle établi en (2.66), on peut écrire les matrices suivantes :

Les matrices A_{m11} , A_{m12} , A_{m21} , A_{m22} , B_{m11} dont :

$$[A_{m11}] = \begin{bmatrix} \frac{a_1 + a_2}{f_a} & \frac{a_3 + a_4 f_b}{f_a} & \frac{a_3 + a_4 f_c}{f_a} \\ \frac{a_3 + a_4 f_a}{f_b} & \frac{a_1 + a_2}{f_b} & \frac{a_3 + a_4 f_c}{f_b} \\ \frac{a_3 + a_4 f_a}{f_c} & \frac{a_3 + a_4 f_b}{f_c} & \frac{a_1 + a_2}{f_c} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

$$[A_{m12}] = \begin{bmatrix} \frac{2a_5}{f_a} & \frac{-a_5 + a_4 \omega}{f_a} & \frac{-a_5 - a_6 \omega}{f_a} \\ \frac{-a_5 - a_4 \omega}{f_b} & \frac{2a_5}{f_b} & \frac{-a_5 + a_4 \omega}{f_b} \\ \frac{-a_5 + a_4 \omega}{f_c} & \frac{-a_5 - a_4 \omega}{f_c} & \frac{2a_5}{f_b} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

$$[A_{m21}] = \begin{bmatrix} 2a_7 f_a & -a_7 f_b & -a_7 f_c \\ -a_7 f_a & 2a_7 f_b & -a_7 f_c \\ -a_7 f_a & -a_7 f_b & 2a_7 f_c \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

$$[A_{m22}] = \begin{bmatrix} a_8 & a_9 + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega & a_9 - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \\ a_9 - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega & a_8 & a_9 + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \\ a_9 + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega & a_9 - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega & a_8 \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$$[B_{m11}] = \begin{bmatrix} \frac{b_1}{f_a^2} & \frac{b_2}{f_a f_b} & \frac{b_2}{f_a f_c} \\ \frac{b_2}{f_a f_b} & \frac{b_1}{f_b^2} & \frac{b_2}{f_a f_c} \\ \frac{b_2}{f_a f_c} & \frac{b_2}{f_c f_b} & \frac{b_1}{f_c^2} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Les coefficients a_i et b_i sont données en appendice A.

2.7.3 Application de la transformation de Park lié au stator

On a représentés toutes les variables d'état dans le repères statoriques, (courant statoriques et les flux rotoriques qui sont projetés su ce repère à l'aide de la transformation $[T]$).

La transformation de Park lié au stator est données par :

$$[P_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Puisque cette matrice est orthogonale, on en déduit que sa matrice inverse est la même que sa matrice transposée :

$$[P_s]^{-1} = [P_s]^T \quad (2.75)$$

Après l'application de cette transformation sur le modèle multiplicatif, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [I_{sdqo}] = [P_s] \left([A_{m11}] [P_s]^{-1} - \frac{d}{dt} [P_s]^{-1} \right) [I_{sdqo}] + [P_s] [A_{m12}] [P_s]^{-1} [\varphi_{rdqo}] + [P_s] [B_{m11}] [P_s]^{-1} [U_{sdqo}] \\ \frac{d}{dt} [\varphi_{rdqo}^*] = [P_s] [A_{m12}] [P_s]^{-1} [I_{sdqo}] + [P_s] \left([A_{m22}] [P_s]^{-1} - \frac{d}{dt} [P_s]^{-1} \right) [\varphi_{rdqo}^*] \end{cases}$$

L'équation du couple électromagnétique dans le repère de Park s'écrira comme suit :

$$T_e = c \left(-\sqrt{2}f_a \left(\frac{\sqrt{6}}{3}I_{sd} + \frac{\sqrt{3}}{3}I_{s\sigma} \right) \varphi_{rq} - f_b \left(-\frac{\sqrt{6}}{6}I_{sd} + \frac{\sqrt{2}}{2}I_{sq} + \frac{\sqrt{3}}{3}I_{so} \right) \left(\frac{\sqrt{6}}{2}\varphi_{rd} + \frac{\sqrt{2}}{2}\varphi_{rq} \right) + f_c I_{so} \left(-\frac{\sqrt{6}}{2}\varphi_{rd} + \frac{\sqrt{2}}{2}\varphi_{rq} \right) \right) \quad (2.76)$$

Avec :

$$c = p \left(\frac{\sqrt{2}M}{2l_{r\sigma} + 3M} \right)$$

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les principaux éléments de constitution de la machine asynchrone. Nous avons ensuite montré que ces éléments peuvent présenter des défauts qui induisent, pour la plupart d'entre elles, un arrêt inopportun de la machine asynchrone. C'est pour remédier ce problème, que le diagnostic des défauts a pris de plus en plus d'ampleur dans les milieux industriels. Cette extension a suscité des techniques de diagnostic dans le but de se prémunir de ces arrêts imprévisibles. Enfin, nous nous sommes intéressés à la modélisation dans le repère triphasé et puis dans le repère de Park lié au stator de la MAS dans deux cas, avec et sans défaut de court-circuit entre spires statoriques. Pour le cas avec défaut, ces défauts sont traduits par les quantités de spires encore en fonction qui seront utilisées pour la détection de défauts de court-circuit entre spires statoriques.

Chapitre 3 Diagnostic du défaut de court-circuit

3.1 Introduction

L'étude menée dans le chapitre précédent a permis d'analyser et de comprendre les phénomènes qui apparaissent au niveau des grandeurs mesurables de la machine asynchrone telles que les courants statoriques ou encore le couple électromagnétique.

Ce chapitre est destiné à l'expérimentation d'une méthode de diagnostic permettant la détection d'un défaut aux niveaux des courants statoriques. Les courts-circuits entre spires statoriques qui constituent le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au niveau du stator, sont étudiés. Les techniques de détection considérées sont à base de l'analyse spectrale du courant statorique utilisant la transformation de Fourier et l'analyse en ondelette.

3.2 Acquisition via dSPACE

L'implémentation du programme d'acquisition est réalisée à l'aide de la carte DS1104 qui est installée dans une fente PCI de l'ordinateur hôte. Elle est liée à MATLAB, Simulink et Real-Time Workshop par un outil nommé RTI (Real-Time Interface). Cet outil permet, lors du développement d'un modèle dans Simulink, l'accès aux Entrées/Sorties de la carte et l'implémentation du modèle Simulink du filtre dans la carte par la génération automatique de code. Le schéma du montage matériel et logiciel complet utilisé dans la réalisation de la première partie du projet est présenté par la figure (3.1).

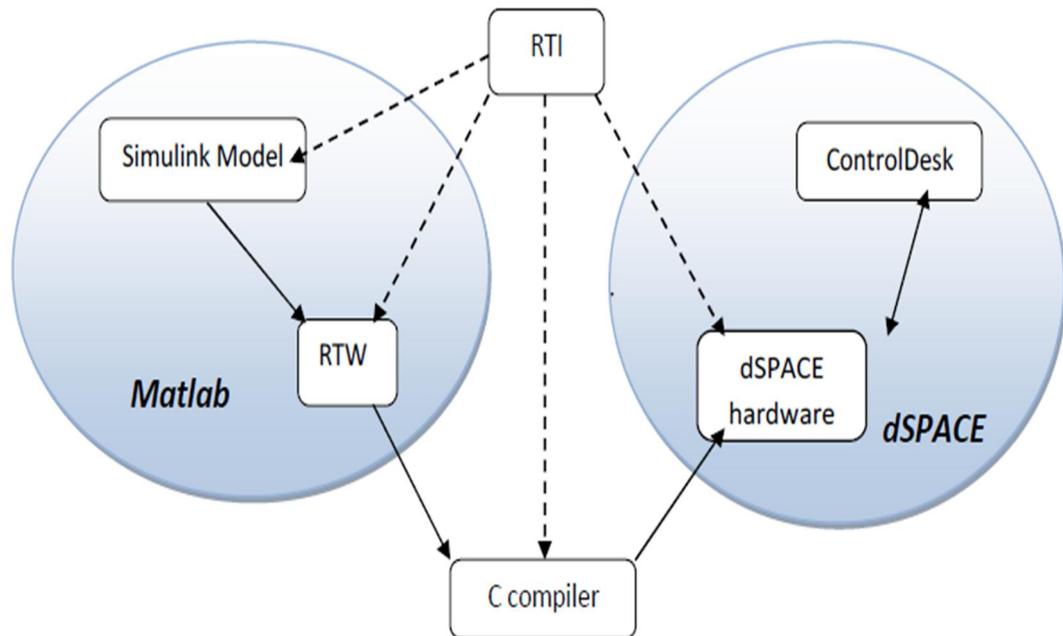


Figure 3.1. Connexion entre Matlab et dSPACE

Lors de l'installation du logiciel RTI, la librairie dSPACE RTI1104 est incluse dans Simulink via une interface entre MATLAB et dSPACE nommée MLIB. La librairie dSPACE RTI1104 donne accès à toutes les fonctionnalités de la carte. Dans cette partie du projet on s'intéresse particulièrement aux Entrées/Sorties analogiques. Ces Entrées/Sorties sont représentées sous forme de blocs dans Simulink. On insère et connecte les blocs de la librairie au modèle Simulink comme n'importe quel autre bloc standard. Il suffit ensuite de configurer les différents blocs utilisés.

3.2.1 Control Desk

Ce logiciel fournit toutes les fonctionnalités de contrôle et d'affichage de la carte DS1104. Control Desk agit indépendamment de MATLAB et Simulink après la génération du code. Les variables et données nécessaires à Control Desk sont transmises de Simulink lors de la génération du code qui est alors disponibles sous le répertoire Model. Pour visualiser ces Variables et par conséquent déterminer le fonctionnement de notre application, il faut ouvrir un nouveau plan d'affichage.

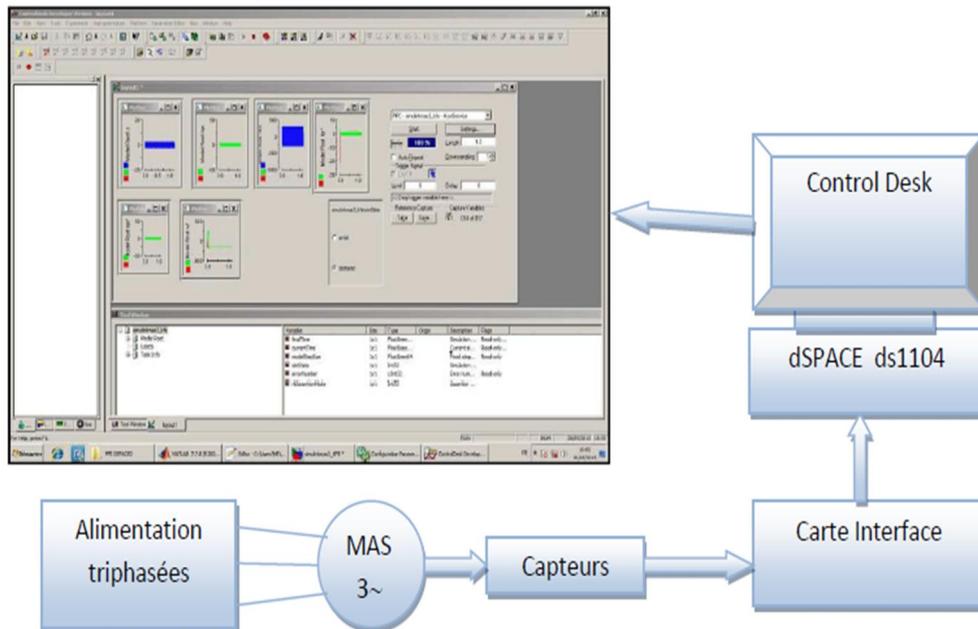


Figure 3.2. Fenêtre de visualisation du Control Desk

3.2.2 Description du banc d'essai

Le banc d'essai expérimental sur lequel ont été testés les systèmes d'acquisition se compose des éléments suivants :

- Une carte dSPACE 1104
- Un ordinateur équipé de Matlab/Simulink et Control Desk
- Structure auxiliaire du système :
 - * La carte d'interfaçage et protections
 - * La carte de mesures
- Encodeur incrémental GI355
- Une charge via un frein à poudre
- Une source de tension alternative triphasée en vue d'alimenter la MAS
- La machine à induction d'étude (0.55 Kw)



Figure 3.3. Banc d'essai expérimental du Labset

3.3 Résultats expérimentaux

Pour la validation de la transformation de Fourier et de la technique des ondelettes par des signaux expérimentaux, nous avons réalisé un système d'acquisition qui permet de relever les différents signaux et dans le but de couvrir la majorité des défauts de court-circuit entre spires.

- Courants statoriques enregistrés

Les courants statoriques diphasés I_{a_s} et I_{q_s} sont enregistrés.

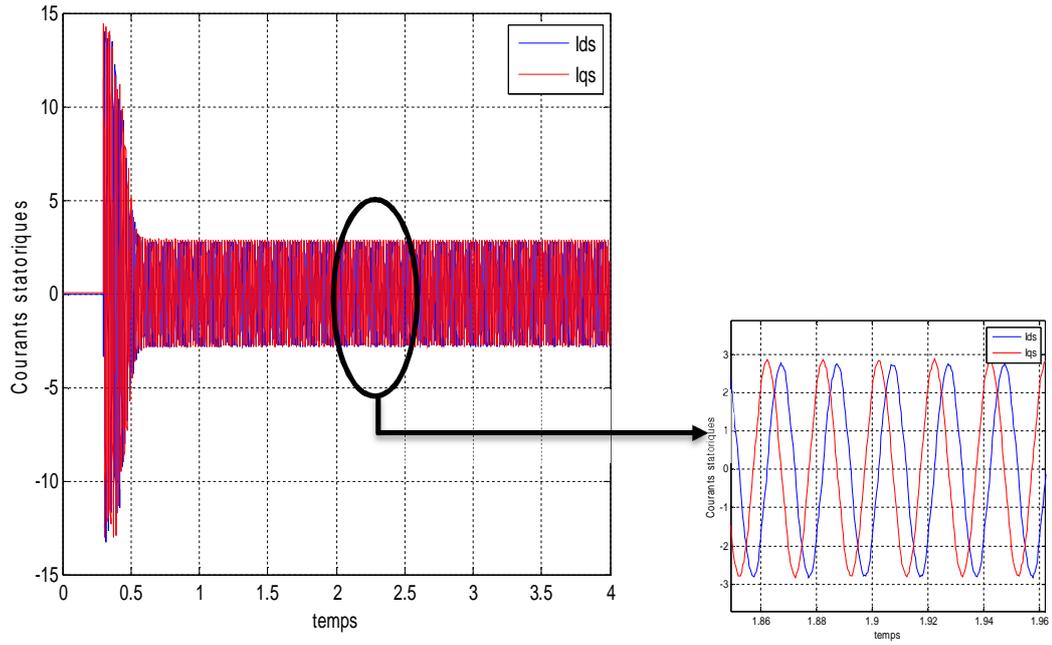


Figure 3.4. Machine saine en charge

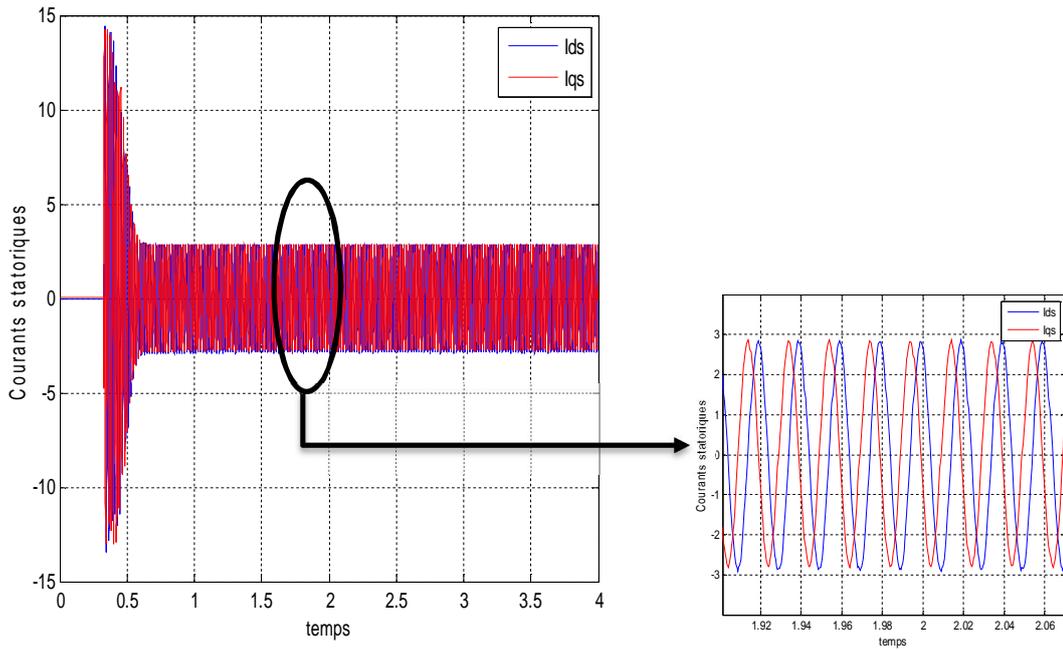


Figure 3.5. Machine avec 6 spires court-circuitées en charge

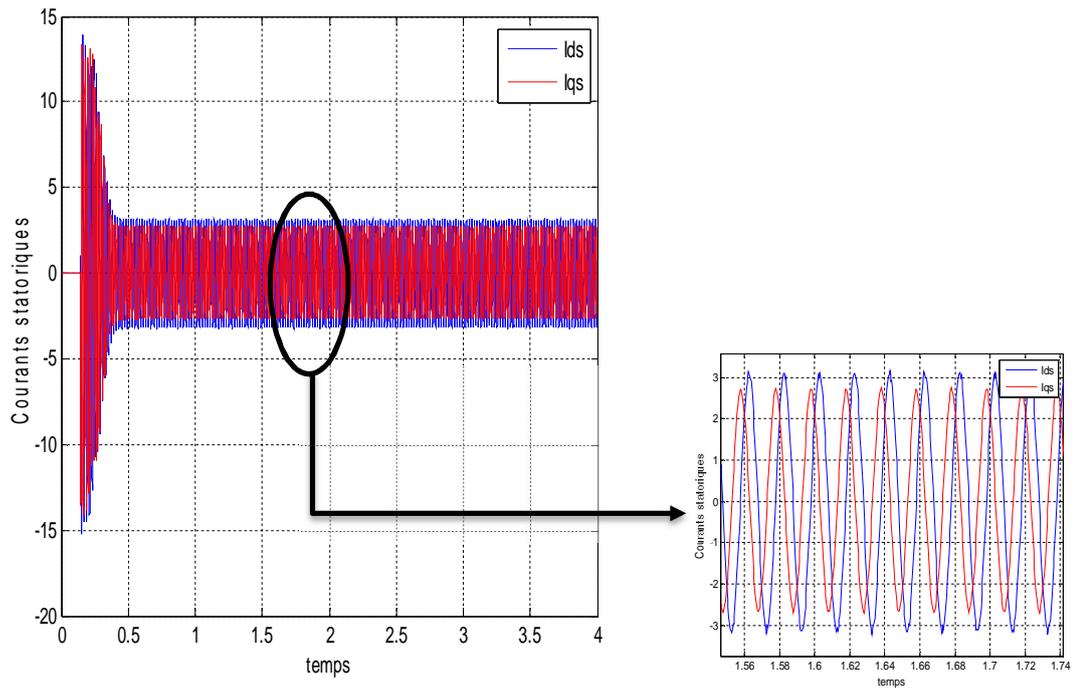


Figure 3.6. Machine avec 24 spires court-circuitées en charge

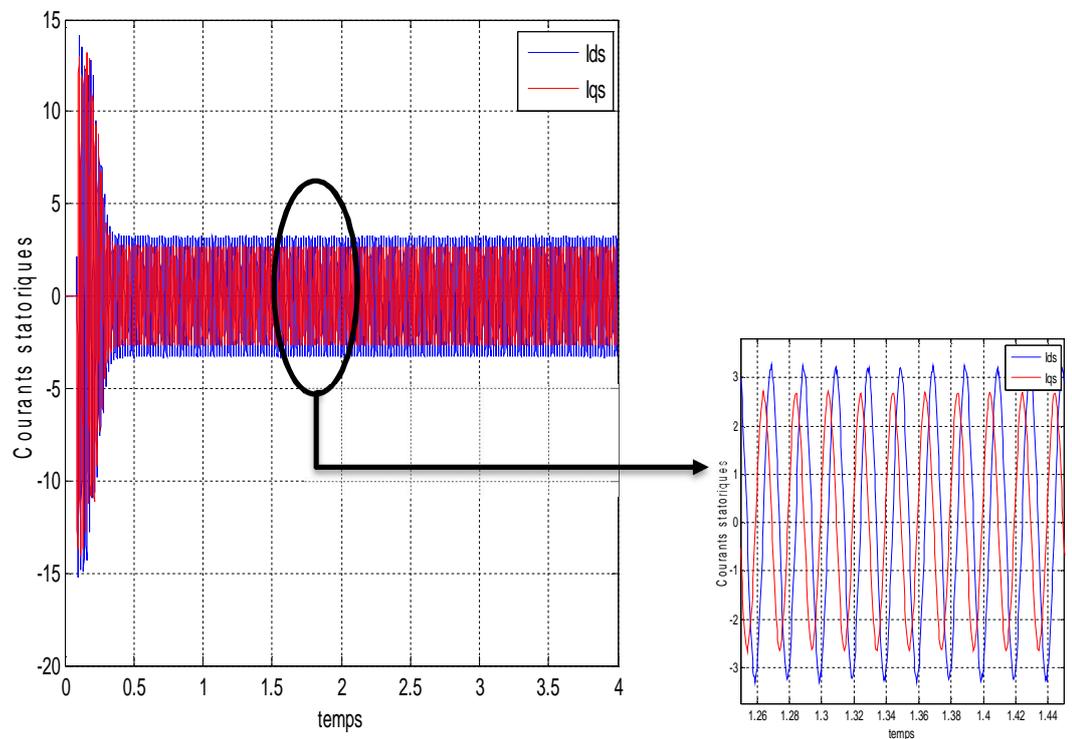


Figure 3.7. Machine avec 32 spires court-circuitées en charge

La figure (3.4) représente les courants statoriques de la machine saine et les figures (3.5), (3.6) et (3.7) représentent les courants statoriques de la machine avec

respectivement 6, 24 et 32 spires court-circuitées. Pour la machine saine les courants I_{ds} et I_{qs} ont la même amplitude, mais avec les défauts de court-circuit, on remarque que l'amplitude du courant I_{ds} augmente par rapport au courant I_{qs} .

3.3.1 Analyse du courants statoriques par la transformation de Fourier

L'analyse par la transformation de Fourier permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal.

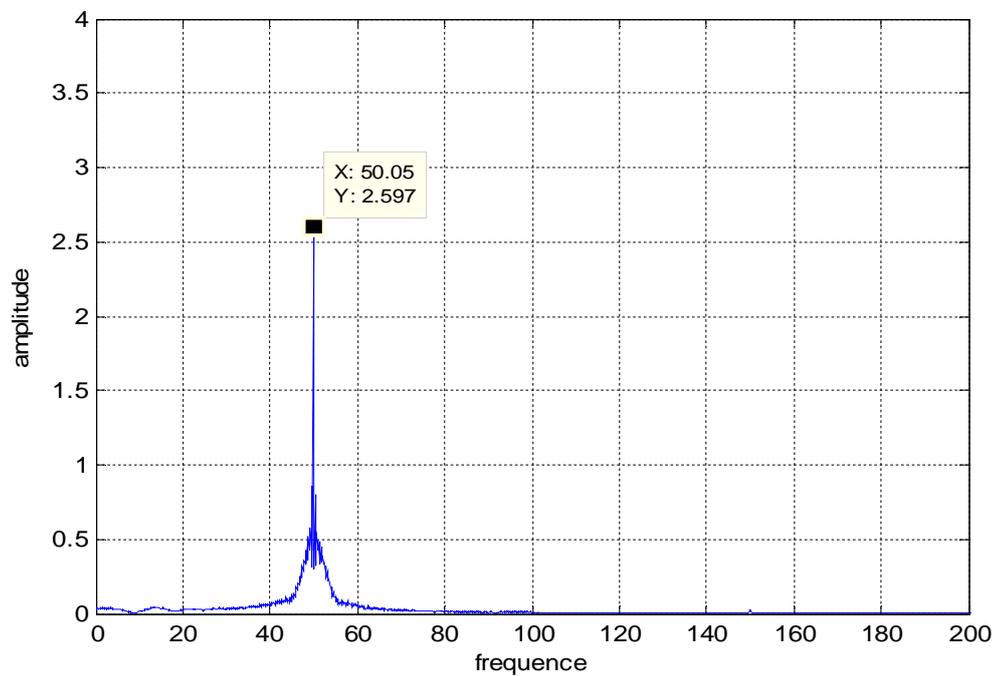


Figure 3.8. Spectre du courant I_{ds} de la machine saine

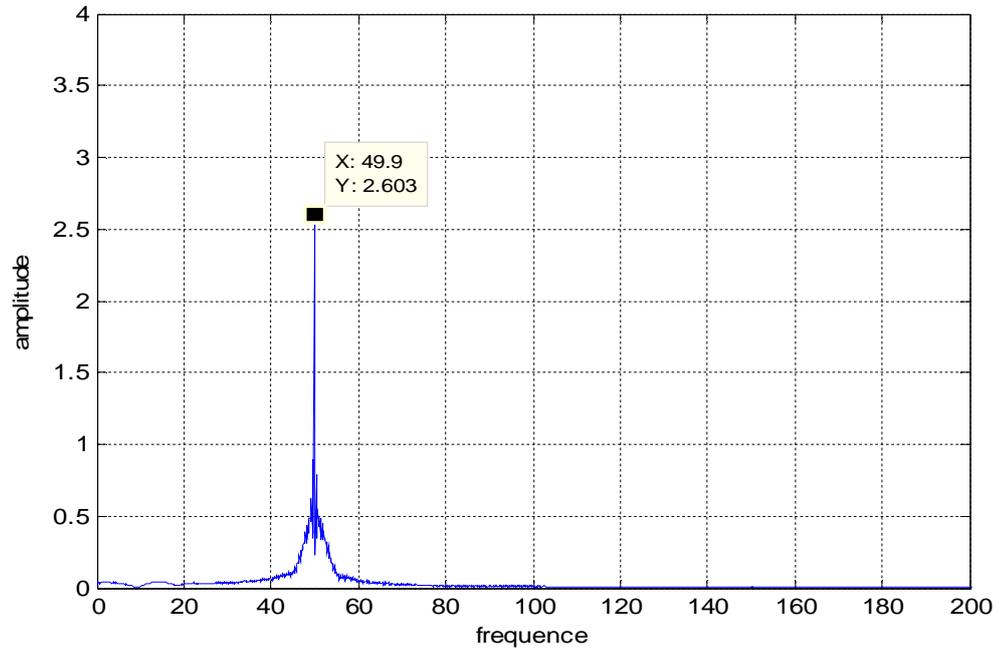


Figure 3.9. Spectre du courant I_{ds} de la machine avec 6 spires court-circuitées

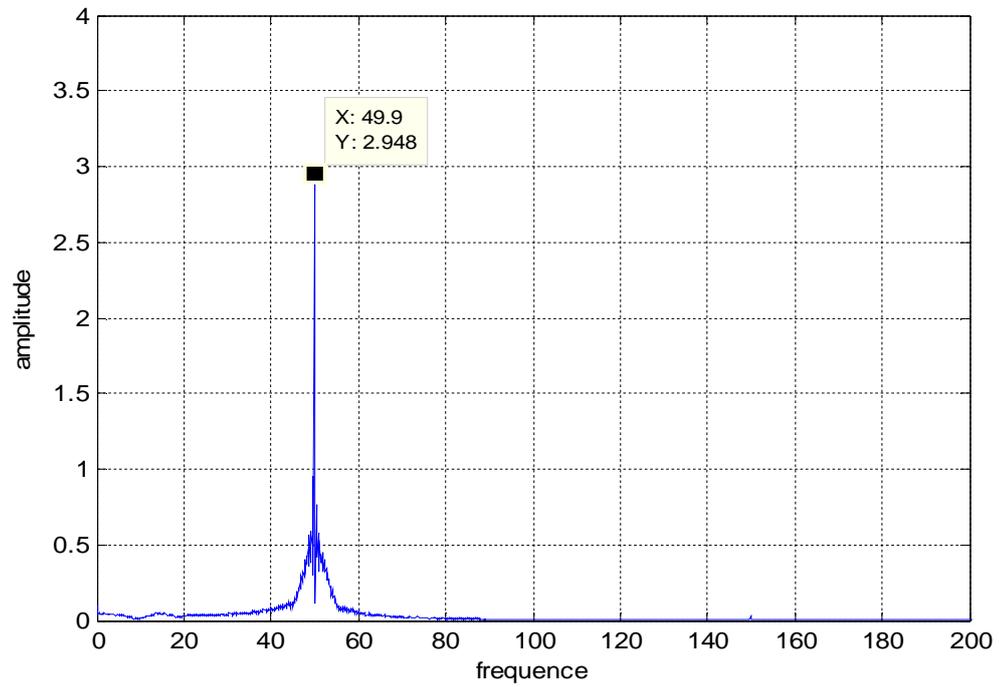


Figure 3.10. Spectre du courant I_{ds} de la machine avec 24 spires court-circuitées

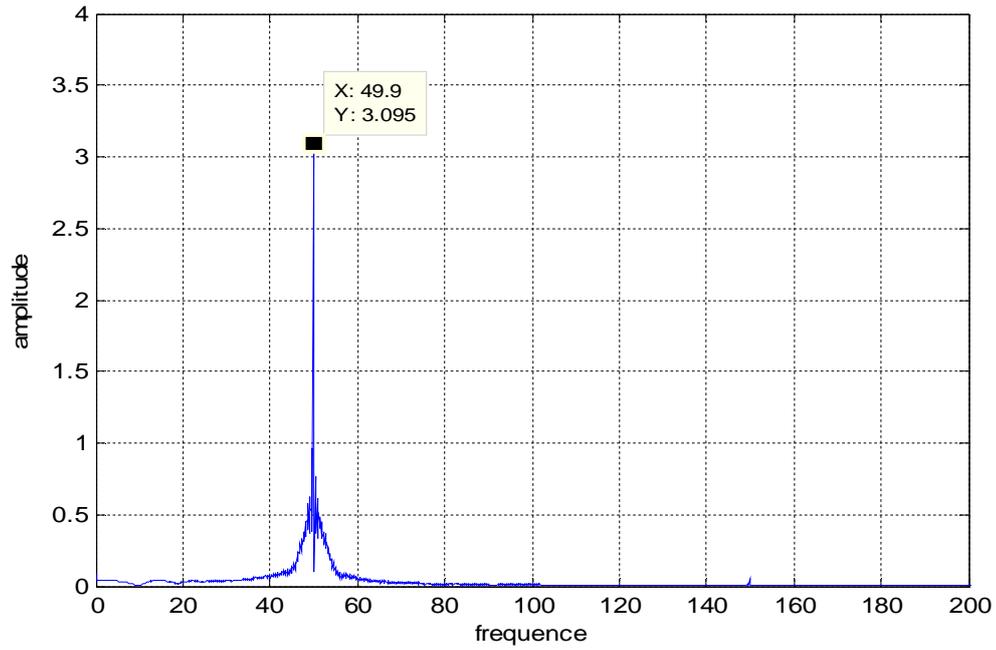


Figure 3.11. Spectre du courant I_{ds} de la machine avec 32 spires court-circuitées

La figure (3.8) représente le spectre du courant I_d d'une machine saine et les figures (3.9), (3.10) et (3.11) représentent le spectre du courant I_d d'une machine avec respectivement 6, 24 et 32 spires court-circuitées. On observe une légère augmentation de l'amplitude de la fréquence fondamentale avec les défauts de courts-circuits.

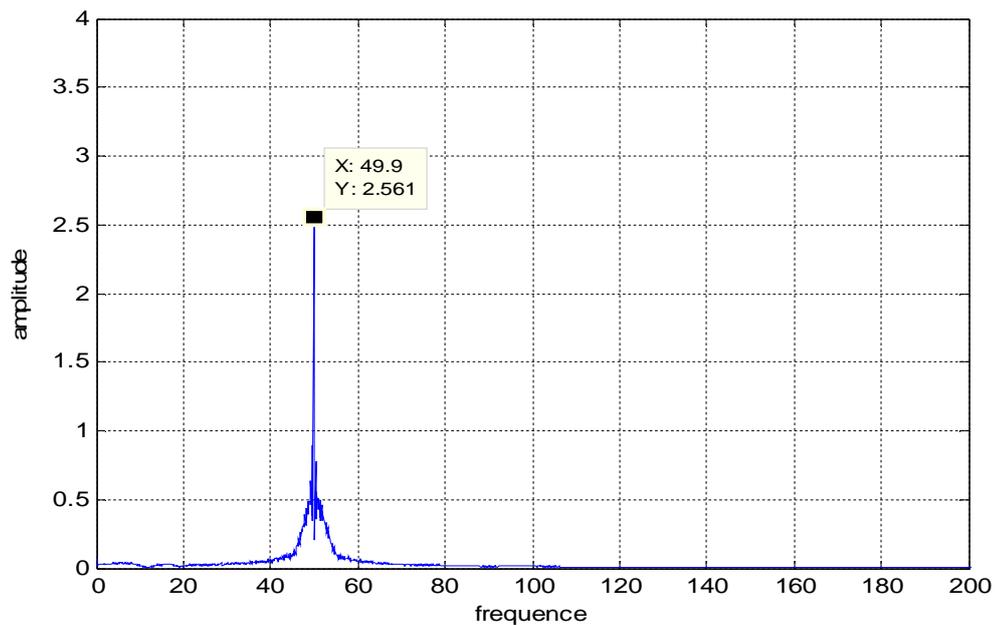


Figure 3.12. Spectre du courant I_{qs} de la machine saine

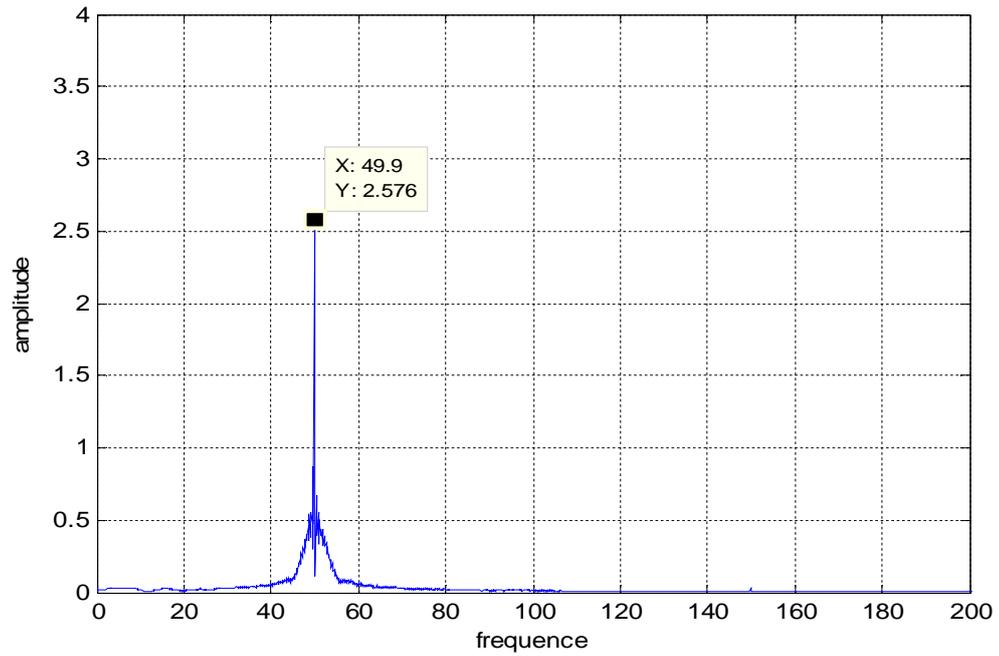


Figure 3.13. Spectre du courant I_{qs} de la machine avec 6 spires court-circuitées

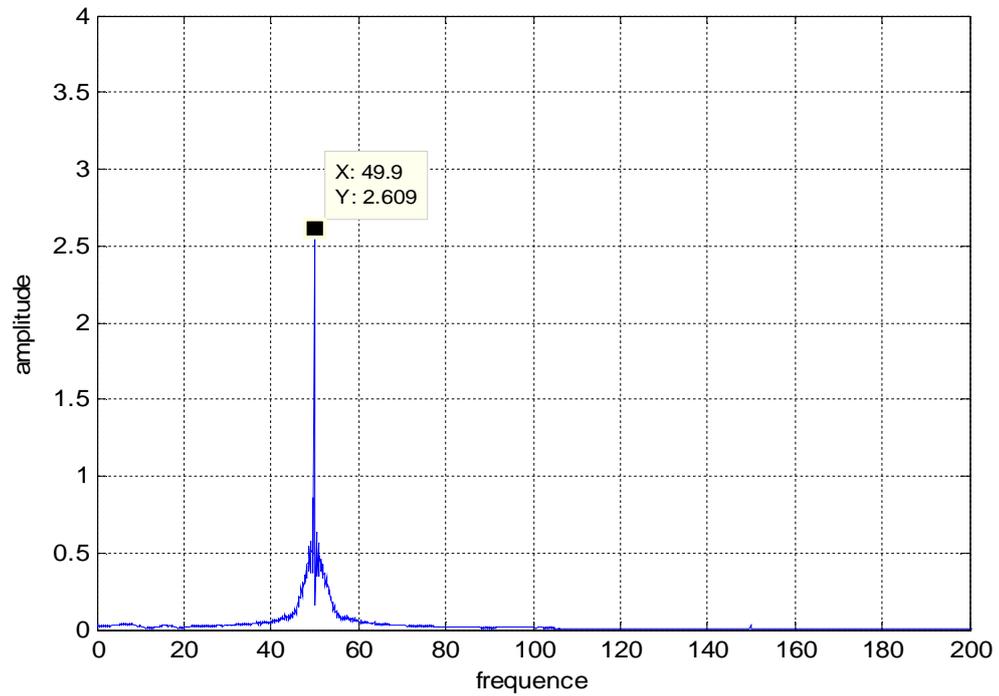


Figure 3.14. Spectre du courant I_{qs} de la machine avec 24 spires court-circuitées

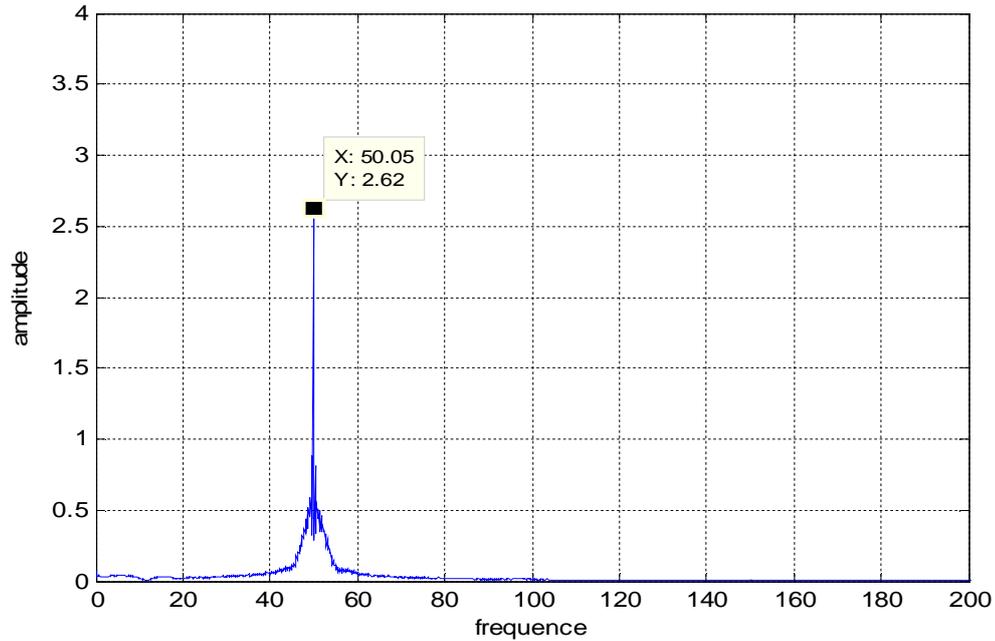


Figure 3.15. Spectre du courant I_{qs} de la machine avec 32 spires court-circuitées

La figure (3.12) représente le spectre du courant I_{qs} d'une machine saine et les figures (3.13), (3.14) et (3.15) représentent le spectre du courant I_{qs} d'une machine avec respectivement 6, 24 et 32 spires court-circuitées. On observe une légère augmentation de l'amplitude de la fréquence fondamentale avec les défauts de courts-circuits (plus le nombre de spires augmente plus l'amplitude augmente).

3.3.2 Analyse du courants statoriques par la technique des ondelettes

La décomposition en multi-niveaux du courant statorique est réalisée à l'aide de l'ondelette mère "Daubechies44 ", le niveau de décomposition est calculé d'après la relation (1.12) :

$$L = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{f_{ech}}{f} \right)}{\log(2)} \right) + 2$$

Connaissant $f = 50\text{Hz}$ et $f_{ech} = 2.5\text{KHz}$, on peut calculer le nombre de décomposition nécessaire :

$$L = \text{int} \left(\frac{\log(2500/50)}{\log(2)} \right) + 2 = \text{int}(5.6439) + 2 = 7 \text{ niveaux}$$

Niveau	Approximations		Détails	
L=1	A1	0 – 625	D1	625 – 1250
L=2	A2	0 - 312.5	D2	312.5 – 625
L=3	A3	0 - 156.25	D3	156.25 – 312.5
L=4	A4	0 – 78.125	D4	78.125 – 156.25
L=5	A5	0 – 39.0625	D5	39.0625 – 78.125
L=6	A6	0 – 19.53125	D6	19.53125 – 39.0625
L=7	A7	0 – 9.765625	D7	9.765625 – 19.53125

Tableau 3.1. Bandes de fréquence résultant de la décomposition

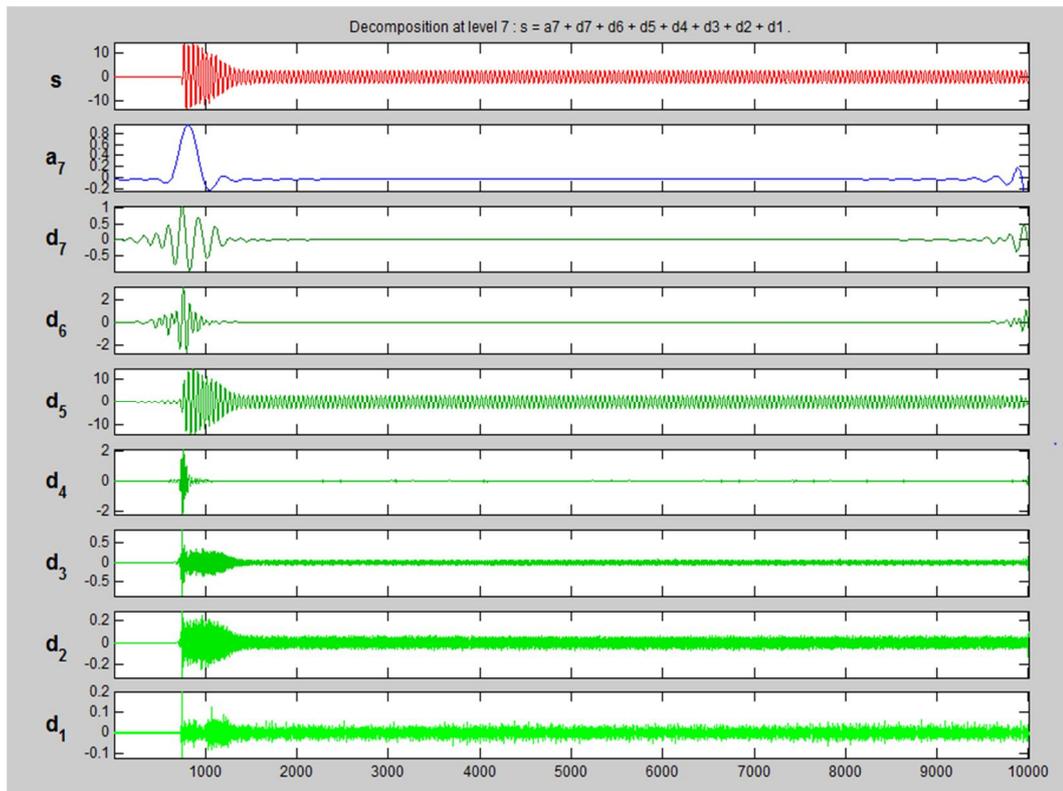


Figure 3.16. AMRO du courant I_{ds} de la machine saine

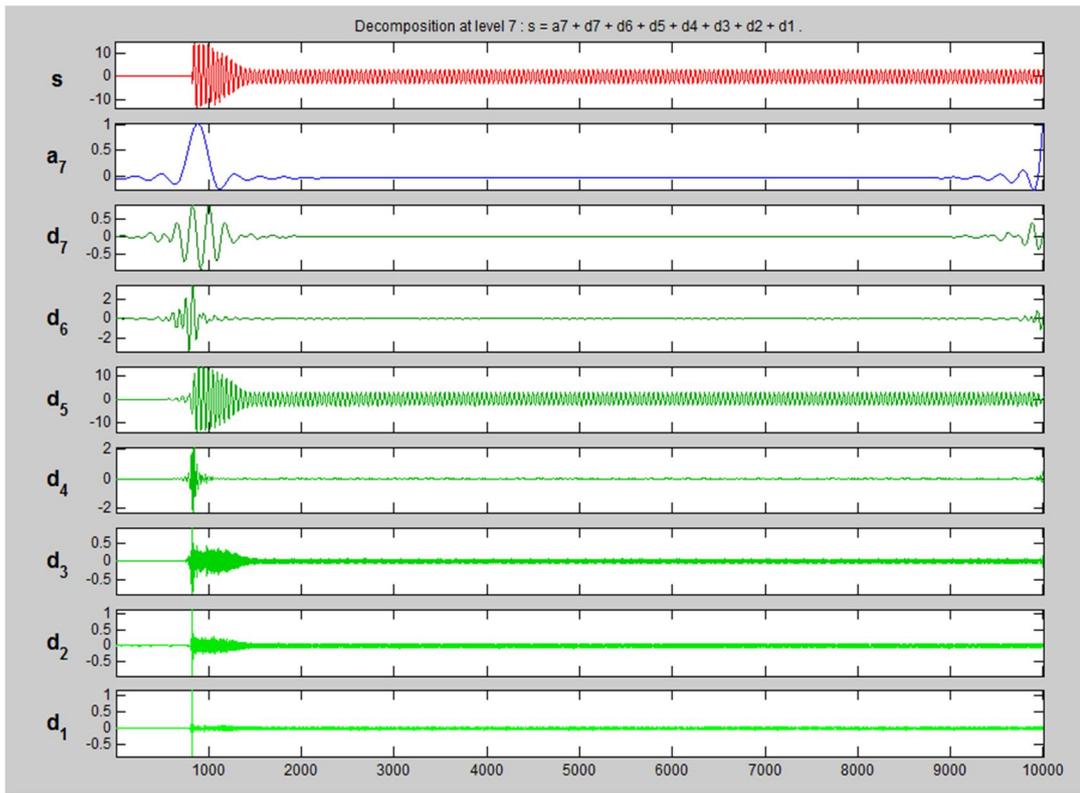


Figure 3.17. AMRO du courant I_{ds} de la machine avec 6 spires court-circuitées

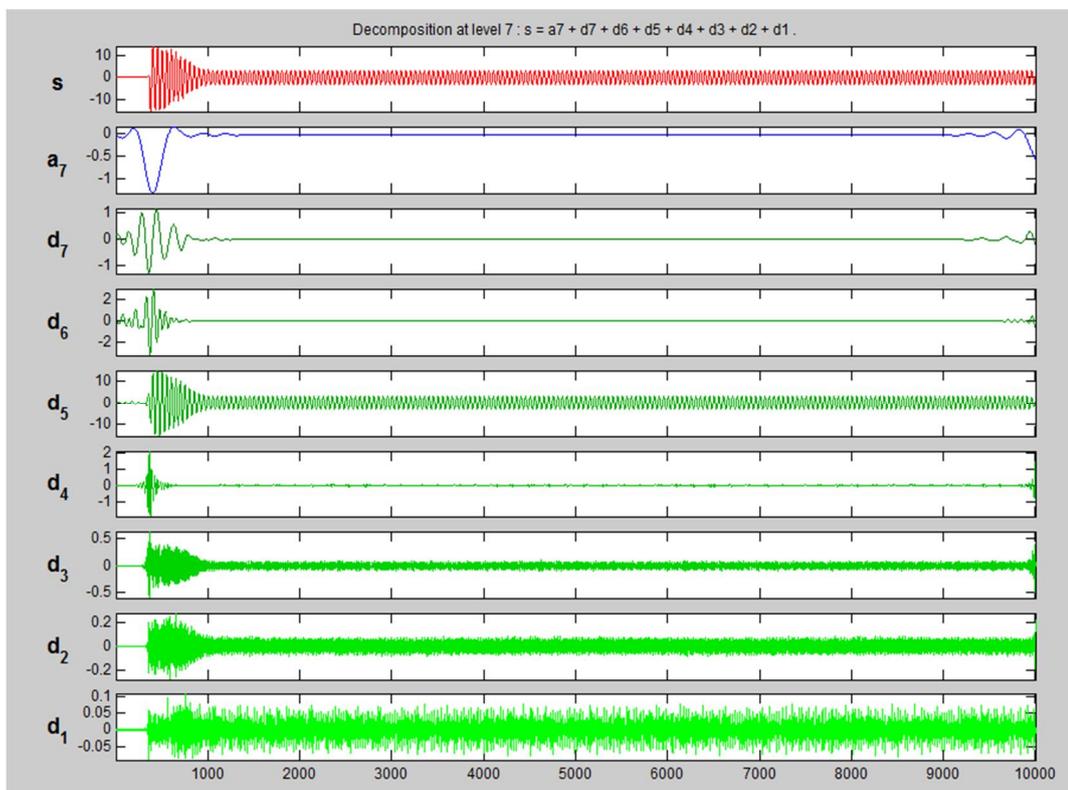


Figure 3.18. AMRO du courant I_{ds} de la machine avec 24 spires court-circuitées

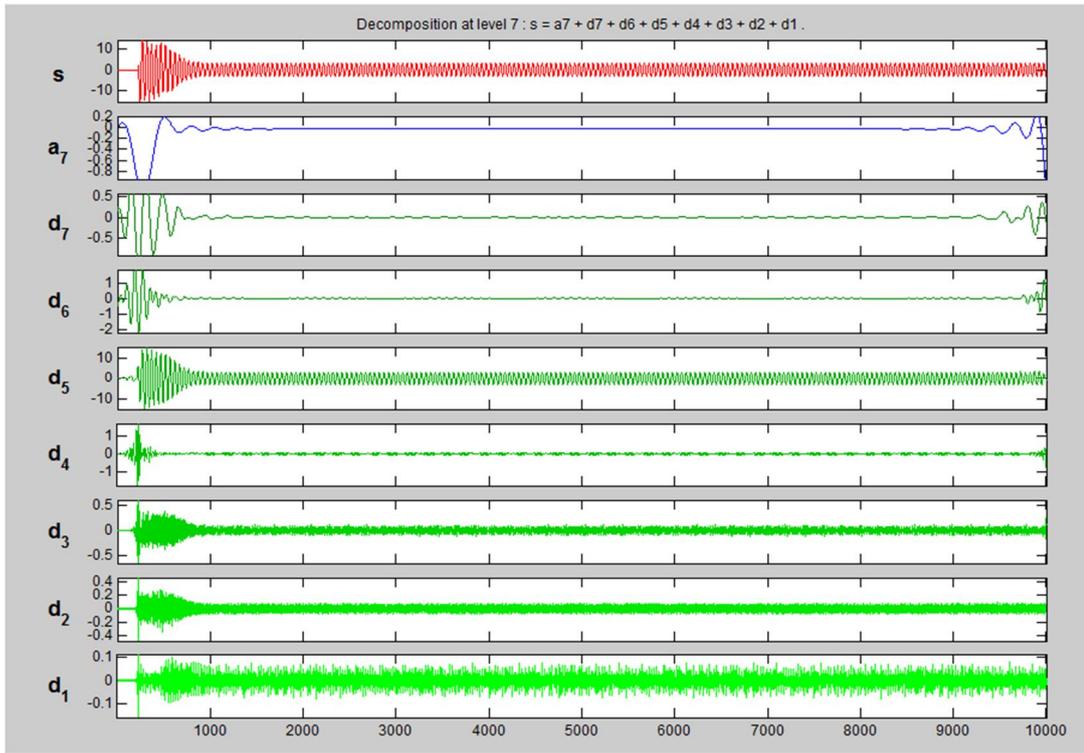


Figure 3.19. AMRO du courant I_{ds} de la machine avec 32 spires court-circuitées

La figure (3.16) représente la décomposition en multiniveau du courant I_{ds} d'une machine saine et les figures (3.17), (3.18) et (3.19) représentent la décomposition en multiniveau du courant I_{ds} d'une machine avec respectivement 6, 24 et 32 spires court-circuitées.

	A7	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
<i>Machine saine</i>								
I_{ds}	10.0712	0.0043	0.0220	0.0478	0.1329	88.1268	1.1625	0.4325
<i>Machine avec 6 spires court-circuitées</i>								
I_{ds}	8.5256	0.0079	0.0291	0.0493	0.1666	89.5416	1.2809	0.3990
<i>Machine avec 24 spires court-circuitées</i>								
I_{ds}	1.1135	0.0069	0.0257	0.0622	0.2462	97.2363	0.9895	0.3197
<i>Machine avec 32 spires court-circuitées</i>								
I_{ds}	8.0142	0.0056	0.0252	0.0512	0.1344	90.4963	0.8527	0.4203

Tableau 3.2. Energie dans les différentes bandes de détail et d'approximation (I_{ds})

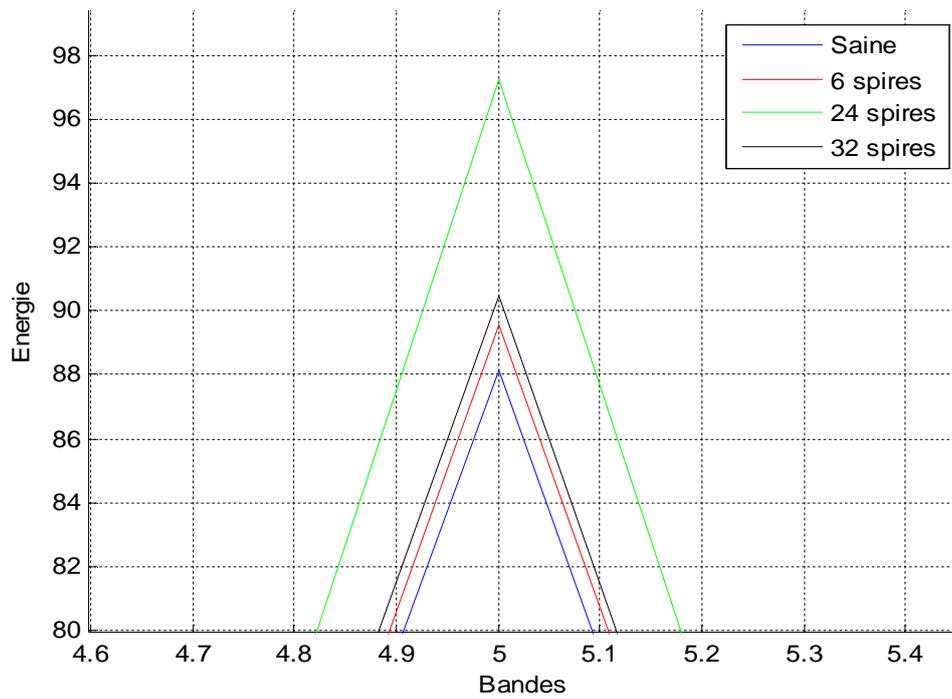


Figure 3.20. Variation dans les bandes de fréquence du courant I_{ds} "db44"

Le calcul de l'énergie emmagasinée dans chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détails et d'approximation et surtout dans le niveau 5 qui correspond à la bande qui contient la fondamentale.

On voit clairement que l'énergie dans le cas d'un court-circuit entre spires statorique du courant I_{ds} augmente d'une façon remarquable par rapport au cas de la machine saine.

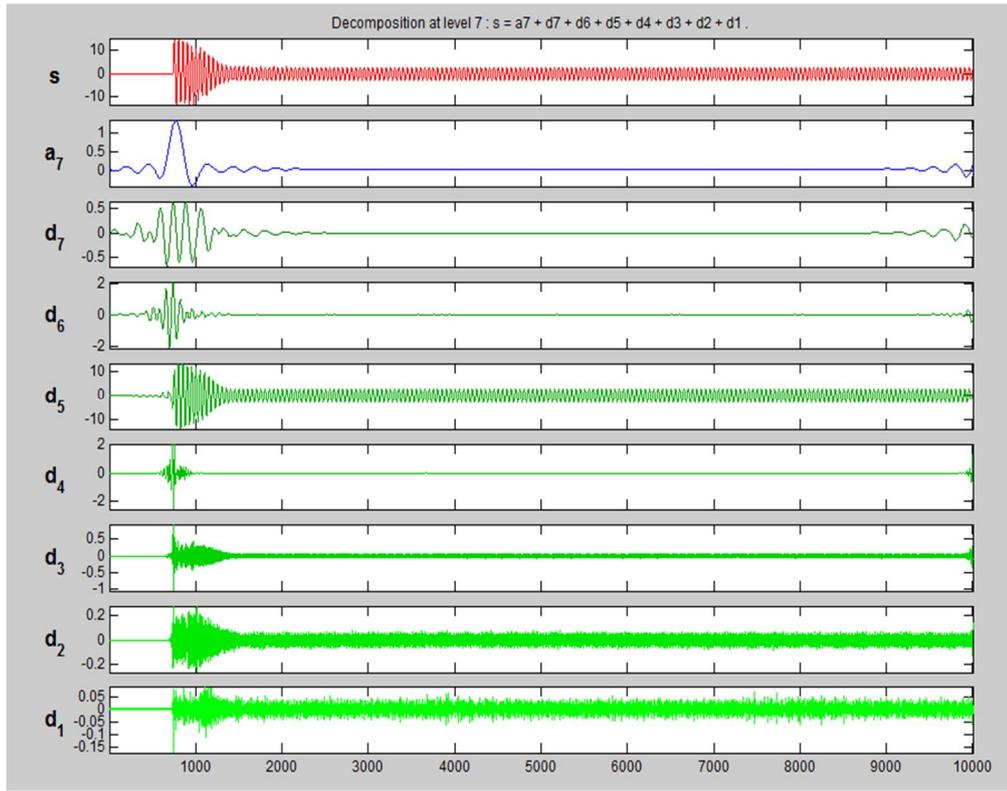


Figure 3.21. AMRO du courant I_{qs} de la machine saine

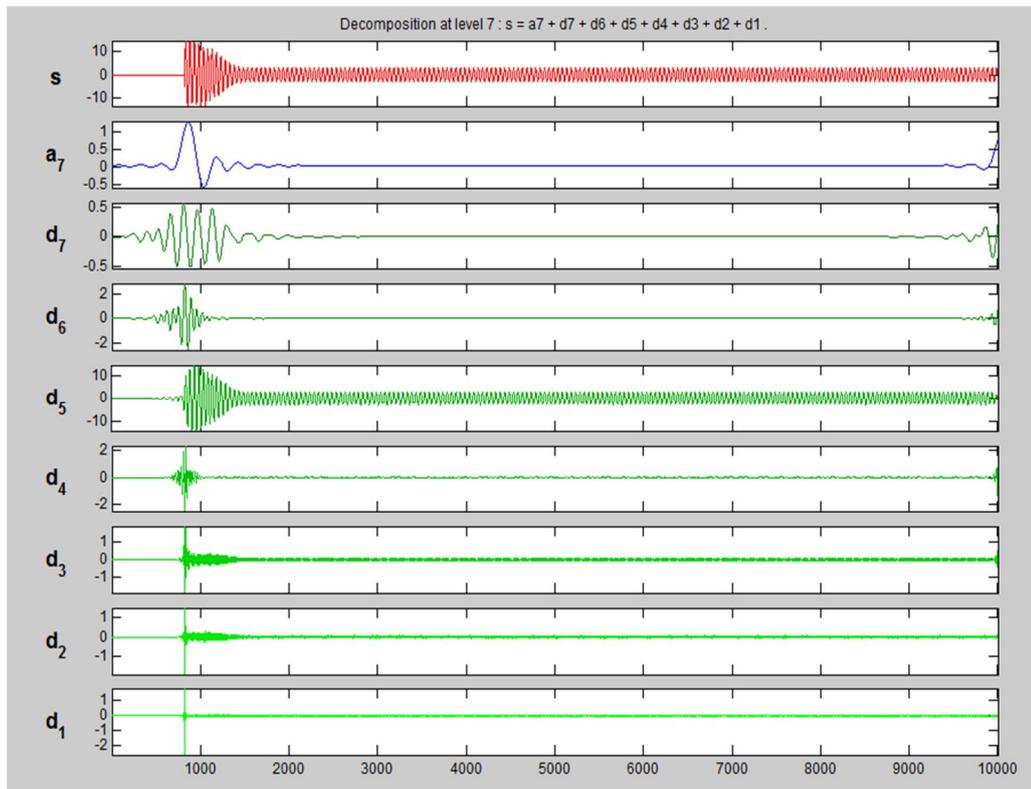


Figure 3.22. AMRO du courant I_{qs} de la machine avec 6 spires court-circuitées

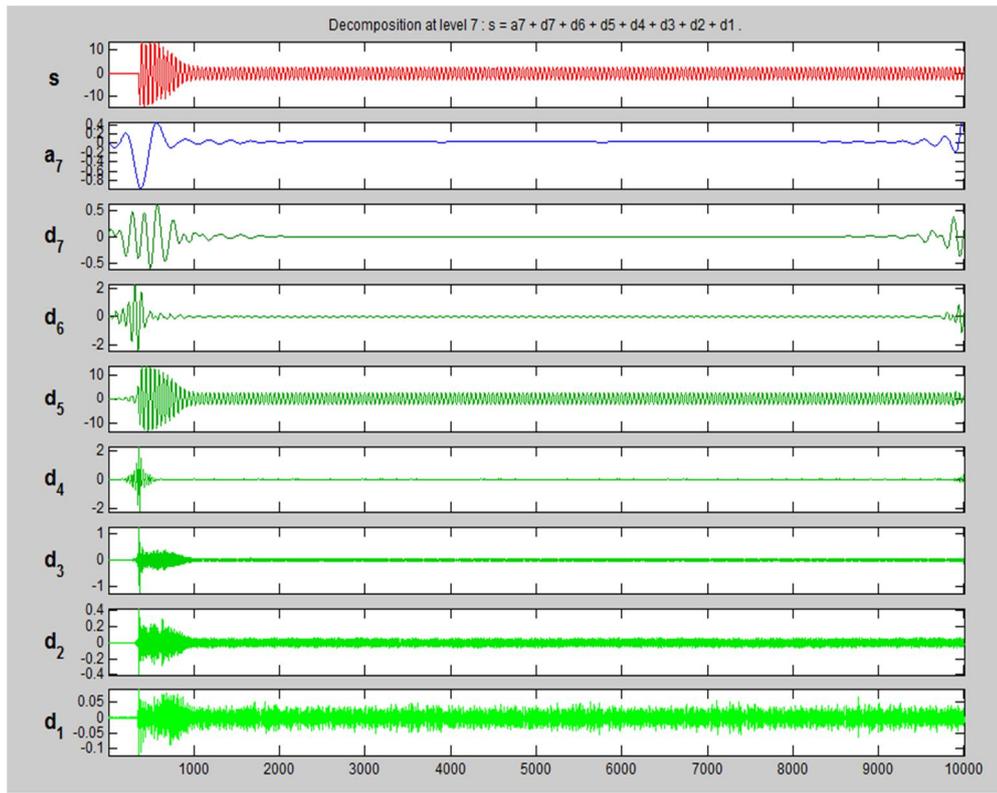


Figure 3.23. AMRO du courant I_{qs} de la machine avec 24 spires court-circuitées

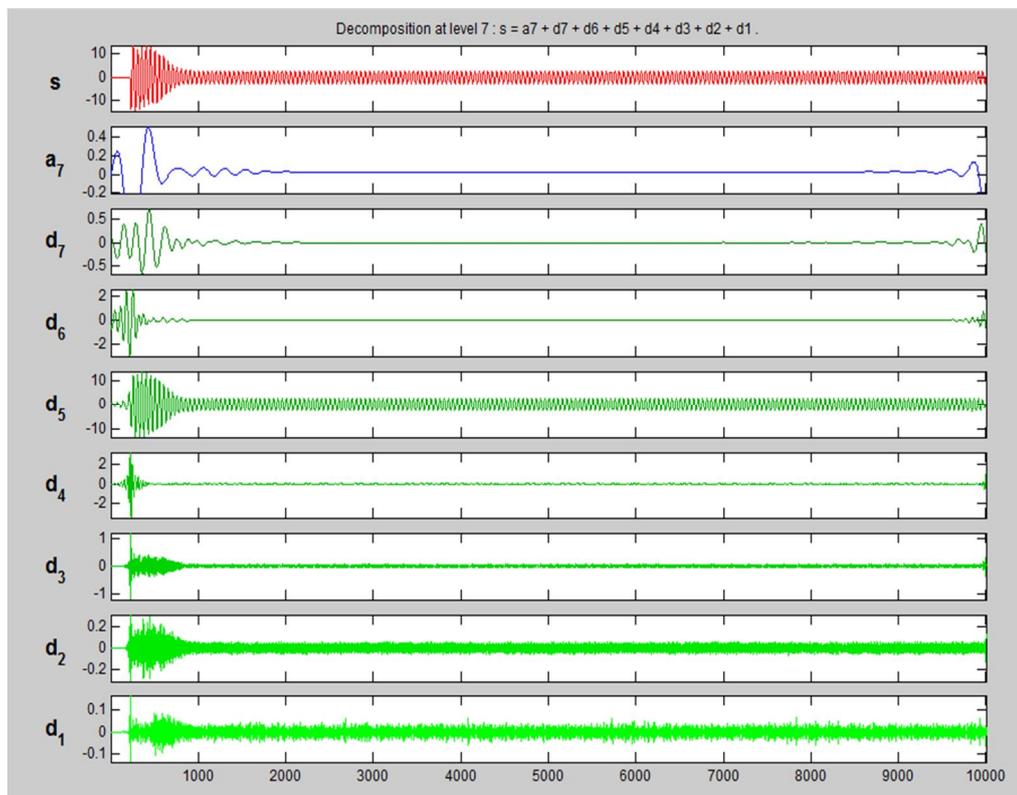


Figure 3.24. AMRO du courant I_{qs} de la machine avec 32 spires court-circuitées

La figure (3.21) représente la décomposition en multiniveau du courant I_{qs} d'une machine saine et les figures (3.22), (3.23) et (3.24) représentent la décomposition en multiniveau du courant I_{qs} d'une machine avec respectivement 6, 24 et 32 spires court-circuitées.

	A7	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
<i>Machine saine</i>								
I_{qs}	0.6972	0.0044	0.0250	0.0679	0.3034	97.9865	0.7159	0.1996
<i>Machine avec 6 spires court-circuitées</i>								
I_{qs}	2.6455	0.0244	0.0421	0.0943	0.3053	95.7475	0.9590	0.1820
<i>Machine avec 24 spires court-circuitées</i>								
I_{qs}	9.0131	0.0041	0.0218	0.0575	0.1753	89.5479	0.8841	0.2963
<i>Machine avec 32 spires court-circuitées</i>								
I_{qs}	4.0526	0.0044	0.0214	0.0635	0.4128	94.1779	1.0455	0.2218

Tableau 3.3. Energie dans les différentes bandes de détail et d'approximation (I_{qs})

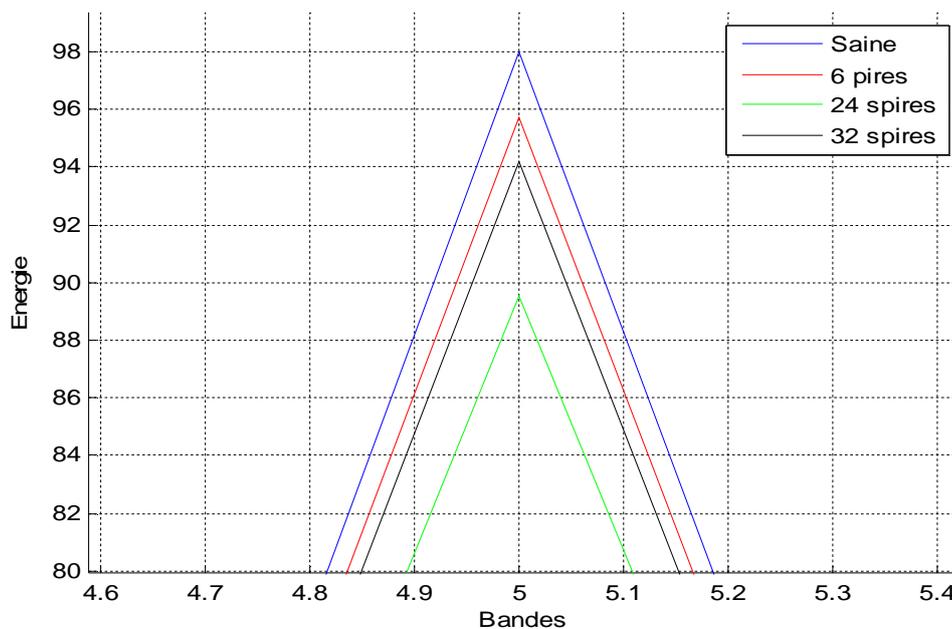


Figure 3.25. Variation dans les bandes de fréquence du courant I_{qs} "db44"

Pour le courant I_{qs} contrairement au courant I_{ds} , l'énergie a diminué avec les défauts surtout dans le niveau 5 qui contient la fondamentale.

3.4 Conclusion

Dans ce travail, une des applications physiques basées sur la transformation en ondelette pour le diagnostic des défauts de court-circuit entre spires de la machine asynchrone est présentée. Le diagnostic est basé sur l'analyse des signaux à partir de la décomposition en ondelette du signal du courant statorique.

L'approche est basée sur l'étude des signaux d'approximation et de détail résultants de la décomposition en multiniveau qui contiennent les informations des défauts.

Conclusion général

Dans ce mémoire, on présente une application des outils de traitement du signal pour le diagnostic des défauts de court-circuit entre spires statoriques dans la machine asynchrone.

L'analyse multirésolution en ondelette, grâce à ses grandes propriétés, semblait la plus intéressante à appliquer. En effet son pouvoir de décomposition des signaux, nous ont incité à l'adapter pour l'analyse du courant statorique de la machine asynchrone. Le diagnostic est basé sur l'analyse des signaux à niveau élevé obtenus à partir de l'analyse en ondelette du signal du courant statorique. L'approche est concentrée sur l'étude des signaux d'approximation et de détail résultants de la décomposition en multiniveau qui contiennent les informations de défaut. Ces signaux permettent la détection de l'évolution des harmoniques caractéristiques liées au court-circuit entre spires statorique. Une particularité de la technique des ondelettes, la détection du non stationnarité dans un signal est exploitée à travers une décomposition du courant statorique. Les résultats montrent l'efficacité de la technique dans ce type de défauts. Les approches proposées, basées sur la transformée en ondelettes discrète du signal, peuvent être prolongées pour le diagnostic et la discrimination entre d'autres types de défauts dans les machines électriques.

Appendice A

$$a_1 = \frac{(-R_s M L_r + L_s (3M + 2L_r))}{L_s (3M L_r + L_s (3M + 2L_r))}$$

$$a_2 = \frac{6R_s L_r M^2}{L_s (3M L_r + L_s (3M + 2L_r)) (3M + 2L_r)}$$

$$a_3 = \frac{R_s M L_r}{L_s (3M L_r + L_s (3M + 2L_r))}$$

$$a_4 = \frac{3R_r L_s M^2}{L_s (3M L_r + L_s (3M + 2L_r)) (3M + 2L_r)}$$

$$a_5 = \frac{2M R_r}{L_s (3M L_r + L_s (3M + 2L_r)) (3M + 2L_r)}$$

$$a_6 = \frac{\sqrt{3}M}{(3M L_r + L_s (3M + 2L_r))}$$

$$a_7 = \frac{R_r M}{(3M + 2L_r)}$$

$$a_8 = \frac{R_r M + 2L_r}{L_r (3M + 2L_r)}$$

$$a_9 = \frac{R_r M}{L_r (3M + 2L_r)}$$

$$b_1 = \frac{M L_r + L_s (3M + 2L_r)}{L_s (3M L_r + L_s (3M + 2L_r))}$$

$$b_2 = \frac{M L_r}{L_s (3M L_r + L_s (3M + 2L_r))}$$

Paramètre de la machine asynchrone :

$P=2$ (nombres de paires de pôles)

$R_s=10.04 \Omega$

$R_r=4.85 \Omega$

$M=0.44 H$

$L_{s\sigma}=0.05666 H$

$L_{r\sigma}=0.017 H$

$J=0.0135 N.m^2$

$f_v=0.00182 N.m^2S^{-1}$

Courant nominale de la machine 2 Ampère.



Bibliographie

- [1] G. Didier : "*Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [2] J.B. Fourier : "*Théorie analytique de la chaleur*", Edition Firmin Didot, père et fils, 1822.
- [3] D. Gabor : "*Théory of communication* ", J Inst Elect. Eng, 93 :429-457, London, 1946.
- [4] J. Morlet : "*Wave propagation and sampling theory, 1, complex signal and scattering in multilayered media*", Geophysics, pp. 203221, 1982.
- [5] S.G. Mallat : "*A theory for multirésolution signal decomposition : the wavelet representation*", IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machines Intelligences, 11(7) : 674-693, July 1989.
- [6] I. Daubechies : "*Ten lectures on wavelets*", Number 61 in CBMS-NSF Series in Applied Mathematics. SIAM, Philadelphia, 1992.
- [7] S. Hamnane : "*De l'analyse de Fourier traditionnelle aux ondelettes : une approche par le signal musical* ", Université Paris VI – Pierre et Marie Curie, 2005.
- [8] L. Amandine, G. Maëlys : "*Les ondelettes* ", Université Claude Bernard de Lyon 1, 2014.
- [9] R. Frazier, S. Samsam, L. Braida and A. V. Oppenheim : "*Enhancement of speech by adaptative filtering*", Proceedings of the IEEE International Conférence on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Philadelphia, Vol. 1, 1976.
- [10] A. Lallouani : "*Débruitage d'un signal de la parole corrompu par un bruit colorée en utilisant la transformée en ondelette et implantation sur un processeur de traitement numérique des signaux* ", Université du Québec, 2004.

- [11] O. Soltani : "*Restauration d'images satellites via la transformée en ondelette* ", Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [12] H. Sharabty : "*Diagnostic de la somnolence d'un opérateur : Analyse des signaux physiologiques* ", Thèse de Doctorat, Université Paris-Est, 2009.
- [13] J. P. Ovarlez : "*Distributions temps-fréquence* ", 92322 Châtillon, France.
- [14] N. Hamdad : "*Transformée de Huang-Hilbert : Application à la détection des défauts* ", Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.
- [15] J. C. Goswami: "*Fundamental of wavelet: théory, algorithms and applications*", Inc Canada, J. Wiley & Sons, 1999.
- [16] Y. Meyer : "*Ondelettes, fonctions splines et analyses graduées, lectures données*", Université de Torino, Italie, 1986.
- [17] J. Cusido : "*Fault detection in Induction machines using power spectral density in wavelet decomposition*", IEEE Transactions on industrial, electronics, Vol. 55, N°2, February 2008.
- [18] S. Bel : "*Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage*", Thèse de Magister, Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, 2006.
- [19] S. Bazine : "*Conception et implémentation d'un méta-modèle de machines asynchrones en défaut* ", Thèse de doctorat, Laboratoire d'Automatique et d'informatique Industrielle (LAI), Université de Poitiers, 2009.
- [20] A. H. Bonnett and G. C. Soukup: "*Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 28(4): 921-937, July/August 1992.
- [21] A. H. Bonnett and G. C. Soukup: "*Analysis of rotor failures in squirrel-cage induction motors*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 24(6): 1124-1130, November/December 1988.
- [22] S. Bachir, S. Tnani, J. C. Trigeassou and G. Champenois: "*Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occuring in induction machines*", European Power Electronics, pages 243-246, 2001.
- [23] S. Bachir : "*Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.

- [24] R. Casemir : "*Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissances des formes*", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.
- [25] H. Henao, G. A. Capolino and C. Martis: "*On the stray flux analysis for the detection of the three-phase induction machine faults*", Industry Applications Conference, 38th IAS annual meeting, Vol 2, 2003.
- [26] L. STOYANOV : "*Etude des différentes structures de systèmes hybrides à sources d'énergie renouvelables* ", Thèse de Doctorat en Energétique, Université technique de Sofia et Université de Corse Pasquale PAOLI, 2011.
- [27] A. Meroufel: "*Contrôle de la machine asynchrone : commande scalaire, commande vectorielle, commande directe du couple* ", Intelligent Control & Electrical Power Systems Laboratory (ICEPS), université Djillali Liabès-Sidi Bel-Abbès, 2009
- [28] A. Cuniere, G. Feld : "*Cours machine asynchrone* ", ENS de Cahan.
- [29] O. Ounissi : "*Implémentation sur un circuit FPGA du filtre de Kalman (FK) pour la machine asynchrone triphasée* ", Mémoire de magistère, Université Saad Dahlab de Blida, 2012.
- [30] K. El Merraoui : "*Diagnostic de défauts à l'aide d'observateur d'état* ", Thèse de magistère, Université Saad Dahlab de blida, 2008.
- [31] Google.