

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

**École Nationale Polytechnique**



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
Ecole Nationale Polytechnique

***Département au Génie Électrique***

***Spécialité Electrotechnique***

***Projet de fin d'études***

***Pour l'obtention du diplôme  
D'Ingénieur d'État en Electrotechnique***

***THÈME***

# **Diagnostic de défauts de la MAS à Rotor à Cage d'écureuil**

*Étudié par*

***BOUKHERCHA Samir  
DILMI Zoheir***

*Proposé et dirigé par*

***Mr. O. TOUHAMI***

***Juin 2006***

*Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie*

## **REMERCIEMENTS**

*La première des pages qui reste la dernière à écrire... et voilà enfin le moment d'achever ces cinq années passées à l'ENP. Au jour d'aujourd'hui, on se rappelle surtout des bons moments passés avec nos compagnons d'une certaine infortune. On sait que certains resterons des amis, même si nos choix de vie nous éloignent.*

*Mais que de souvenirs avons-nous construit, à nous entre-aider et à refaire le monde, chaque midi, entre l'entrée et le café du restaurant universitaire. Merci donc à vous tous*

*Nous tenons bien sûr à remercier Monsieur TOUHAMI Omar pour son encadrement, son aide, ses directives, ses conseils précieux et surtout à la confiance qu'il nous a accordée.*

*Nous remercions les membres du jury, qui nous ont fait l'honneur de participer à l'examen de ce travail.*

*Merci à toute personne qui nous a apporté son aide*

ملخص:

في هذه المذكرة، طرحنا عدة طرق تستعمل عادة في تشخيص الأعطاب التي قد تحدث في المحرك اللامتزامن ذو القفص السنجابي، بعد ذلك، إختارنا طريقتين لتطبيقهما في تشخيص أعطاب محرك المتواجد بمخبر المدرسة، الأولى تحليلية، والثانية تعتمد على التحليل الطيفي أين استعملنا طريقتين للتحليل: تحليل Fourier و تحليل wavelet .

Abstract

In this work, we have presented the different method used in the diagnosis of fault of the squirrel cage induction machine, after that, we have chosen two methods in order to apply them in the diagnosis of fault of the motor of laboratory, the first one is analytical, the second one use two techniques of the spectral analysis, the Fourier analysis, and the wavelet analysis.

Résumé

Dans ce travail, en à présenté les différentes méthodes utilisées dans le diagnostic de défauts des machine asynchrone a rotor a cage d`écureuil, en suite en a chois deux méthodes afin de les appliquer sur le moteur du laboratoire de machine, la première méthode est analytique, la deuxième repose sur l`analyse spectrale et précisément l`analyse de Fourier et l`analyse des Ondelettes.

Mots clé

Moteur asynchrone, diagnostic, défauts, analyse spectrale, ondelettes

## SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I: METHODES DE DIAGNOSTIC ET DE DETECTION DE DEFAUTS	
I. 1 Méthodes utilisées par les Automaticiens	4
I.1.1 Introduction	4
I.1.2 Principe du diagnostic des défauts	5
I.1.2.1 Redondances d'informations	5
I.1.2.2 Méthodes de diagnostic à base de modèle mathématique	6
I.1.3 Diagnostic par la méthode d'espace de parité	7
I.1.3.1 Génération d'équations de redondance analytique	7
I.1.3.2 Espace de parité	7
I.1.3.2.1 Espace de parité statique	7
I.1.3.2.2 Espace de parité dynamique	9
I.1.4 Méthodes de diagnostic à base d'observateurs	11
I.1.4.1 Structure d'un observateur proportionnel	12
I.1.4.2 Erreur de reconstruction d'état et de sortie	13
I.1.5 Méthodes de diagnostic par estimation paramétrique	14
I.1.5.1 Introduction	14
I.1.5.2 Algorithme d'identification du type erreur de sortie	14
I.1.5.3 Principe de la méthode à erreur de sortie	15
I.1.5.4 La précision de l'estimateur	16
I.1.5.5 Estimation paramétrique avec information a priori	16
I.1.6 Conclusion	17
I.2 Méthodes de diagnostic basées sur l'Analyse spectrale	19
I.2.1 Introduction	19
I.1.2 L'Analyse spectrale	20
I.2.2.1 Composantes spectraux du courant du moteur	21
A. Barres cassées	21
B. Défauts des roulements à billes	22
C. L'effet de la charge	23
I.2.2.2 Techniques de détection de défauts rotoriques	23
A. Transformé de Fourier rapide (FFT)	24
B. FFT de la puissance instantanée	24

C. Bispectre	25
D. L'analyse spectrale à haute résolution	25
E. l'Analyse des ONDELETTES	26
F. L'Approche du Vecteur de Park	27
G. Méthode d'Adaptation Statistique Temps – Fréquence	28
H. Une technique additionnelle	30
I.2.3 Conclusion	30
I.3 Méthode de diagnostics modernes	31
I.3.1 Introduction	31
I.3.2 Techniques à bases de IA	31
I.3.2.1 Diagnostic basé sur les réseaux neurone	32
I.3.2.2 Diagnostic basé sur la logique floue	32
I.3.2.3 Diagnostic à base des neuro-floue	35
Chapitre II: MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE.	
II.1 Introduction	38
II.2 Modélisation de la MAS par l'approche des circuits multiples couplés	40
II.2.1 équations du stator	40
II.2.2 équations du rotor	45
II.3 Introduction des défauts rotoriques	48
II.3.1 Machine avec une barre cassée	48
II.3.2 Machine avec deux barres cassées	50
II.3.3 Machine avec anneau de court circuit cassé	52
II.3.4. Modèle généralisé par récurrences	53
II.4 Détermination des paramètres du rotor avec k – barres cassées	54
II.5 Conclusions	55
Chapitre III: DIAGNOSTIC DE DEFAUTS PAR LA METHODE ANALYTIQUE	
III. Influence des défauts rotoriques sur les caractéristiques de la machine asynchrone à cage d'écureuil.	56
III.1 La méthode graphique	56
III.2 La méthode analytique	
III.2.1 Les paramètres de la machine	56
III.2.2 Le facteur de correction	57
III.2.3 Le diagramme vectoriel	57

III.2.4 Le schéma équivalent	57
III.3 Résultats et interprétation	59
III.3.1 La résistance du schéma équivalent en gamma	59
III.3.2 La réactance du schéma équivalent en gamma	60
III.3.3 Le courant absorbé $I_1$	61
III.3.4 Le courant absorbé $I_2'$	62
III.3.5 Le facteur de puissance $\cos\varphi$	63
III.3.6 Le couple utile	64
III.3.7 Le rendement $\eta$	65
III.4 Conclusion	66
Chapitre IV: DIAGNOSTIC DE DEFAUTS PAR LE TRAITEMENT DES	
SIGNAUX.	
Introduction	67
IV.1 L'analyse de Fourier	67
IV.2 La transformation de Fourier à court terme (TFCT).	68
IV.3 Limitations de la transformée de Fourier à court terme	68
IV.4 Transformée en Ondelettes	69
IV.4.1 Historique	69
IV.4.2 Les ondelettes dans le cas continu	70
IV.4.3 Analyse multirésolution et ondelette.	73
IV.5 Comparaison entre la TFCT et la TOC	74
IV.6 Exemple d'application	76
IV.7 Conclusion	81
Conclusion générale	82
Bibliographie	

## Introduction générale

S'intéresser au diagnostic des machines asynchrones peut sembler paradoxal. Si cette machine tend effectivement à supplanter la machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable, c'est en raison de ses nombreuses qualités, et principalement de sa robustesse. Le problème de l'intérêt et des objectifs de son diagnostic fut d'ailleurs posé d'emblée lors des premières réunions de l'action incitative interdisciplinaire « Commande et diagnostic des entraînements électriques » [1].

La problématique du diagnostic est en effet liée à celle de la maintenance, or celle-ci fait intervenir des facteurs économiques (coût de la maintenance par rapport au gain espéré), humains (qualification, formation du personnel) et industriels (chasse gardée de compétences, compétition industrielle) difficiles à évaluer [2]. Par son travail d'enquête [3], le CETIM<sup>(\*)</sup> a ainsi largement contribué à l'avance prise par les mécaniciens dans le domaine du diagnostic des machines tournantes (turbine, alternateurs, etc.) par analyse vibratoire [4]. Mais c'est le problème des ruptures de barres dans les moteurs des stations de pompage offshore qui ont été à l'origine des premiers travaux de recherche sur le diagnostic proprement dit des machines asynchrones [5], [6], [7]. De nombreux travaux ont suivi dans la même voie [8, 9, 10, 11, 12], ou ont été initiés dans le diagnostic des autres défauts de la machine, comme le mésalignement entre la machine et la charge [13], l'excentricité du rotor [14], les courts-circuits [15], [16], [17], [18] ou encore l'usure des paliers [10], [19]. Les défauts ont souvent été étudiés dans le cadre d'applications industrielles à vitesse constante et par analyse des courants de ligne [20], [21].

Généralement fondées sur l'analyse de Fourier, la plupart des méthodes proposées ne sont plus adaptées aux applications à vitesse variable, les signaux étant alors fortement non stationnaires. De nouveaux outils sont nécessaires, et quelques travaux ont été publiés dans ce sens [22], [1]. D'autres voies ont été explorées, comme l'approche paramétrique [23] ou bayésienne [24]. Mais le bilan des premières années de l'action incitative [25] a montré que la problématique du diagnostic des machines asynchrones nécessitait véritablement la réunion des compétences de communautés aussi diverses que l'Electrotechnique et la Mécanique pour leur connaissance des entraînements électriques, de l'Automatique pour les outils généraux de diagnostic [26], [27] et de commande de la machine, mais aussi de la Chimie et du Traitement du signal.

---

<sup>(\*)</sup>Centre Technique des Industries Mécaniques

Un système de diagnostic de défauts consiste en trois étapes :

La détection (décider que le système est en défaut ou non), la localisation (déterminer quelle partie du système est affectée) et l'identification (estimer l'ampleur et le type des défauts).

L'approche « traditionnelle » consiste à ajouter des capteurs pour obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système : c'est la redondance matérielle. L'inconvénient principal en est le coût additionnel en équipement et en maintenance. Par opposition la redondance analytique consiste à développer des algorithmes de détection et localisation des défauts, en utilisant les mesures disponibles sur le système. Ces algorithmes sont ou non basés sur un modèle du système. Ils doivent bien sûr tenir compte de variations normales du comportement du système, des bruits de mesures, de perturbations externes ainsi que des erreurs de modélisation, pour éviter les fausses alarmes ou les manques à la détection.

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées car elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Sur un problème un peu complexe, il n'est d'ailleurs pas rare de devoir utiliser plusieurs méthodes.

Les outils de traitement du signal font appel à des méthodes statistiques (changement de moyenne, rupture de modèle, analyse spectrale, analyse temps-fréquence, ondelettes) ou bien à des méthodes de reconnaissance de formes qui permettent de classer des signatures de défaut. Il faut dans ce cas disposer de suffisamment d'expériences pour pouvoir constituer une base d'apprentissage. C'est dans ce cadre qu'entrent les réseaux de neurones. Les approches de classification se retrouvent également si l'on caractérise les situations avec des attributs symboliques. Les méthodes à base de modèle sont les plus familières aux automaticiens. Elles supposent une connaissance approfondie du procédé sous forme de modèle numérique. Le principe en est simple : on teste la cohérence entre les mesures et les calculs des modèles par des grandeurs caractéristiques de l'état du procédé, appelées résidus. Le vecteur des résidus, nul en fonctionnement normal, est comparé en ligne aux signatures de pannes.

De façon simple, la détection est réalisée en vérifiant le dépassement d'un seuil par les résidus et la localisation en reconnaissant la signature.

Comme il n'est pas toujours possible d'obtenir un modèle précis d'une installation complexe, on peut alors utiliser des modèles qualitatifs ou quanti-qualitatifs reflétant le comportement normal ou anormal de l'installation (arbres de défaillance).

Le présent travail comporte quatre chapitres.

Le premier chapitre présente les principes fondamentaux sur lesquels repose le diagnostic des défauts des systèmes physiques. Un intérêt particulier sera consacré aux méthodes basées sur le traitement de signal.

Le deuxième chapitre est réservé à la modélisation de la machine asynchrone à rotor à cage d'écurie, en utilisant pour cela l'approche des circuits multiples couplés magnétiquement, et au calcul des paramètres de la machine dans la présence de défauts par récurrence.

Dans le troisième chapitre, une méthode de diagnostic de défauts, basée sur le schéma équivalent de la machine et le calcul analytique, est utilisée comme application.

Le dernier chapitre comporte une comparaison entre l'analyse de Fourier et l'analyse des Ondelettes suivis d'une application pour la détection de défauts rotoriques.

Une conclusion générale donnera une synthèse du travail effectué et résumera les principaux résultats obtenus ainsi que les perspectives envisagées.

# Chapitre I

*Méthodes de diagnostic et de détection de défauts*

## *I. 1 Méthodes utilisées par les Automaticiens*

### ***1.1.1 Introduction***

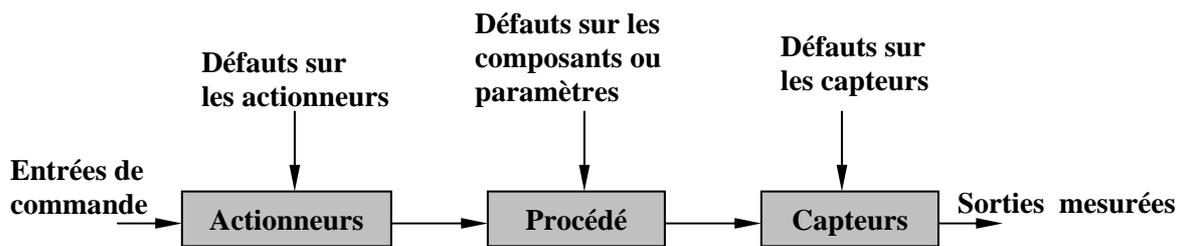
Les performances des équipements industriels ont considérablement augmenté ces deux dernières décennies. Le gain en productivité et en qualité s'est naturellement accompagné d'un accroissement de la complexité des installations, ce qui requiert des calculateurs très performants afin d'assurer les différentes tâches de commande et de traitement de données. Cependant, ses performances se retrouvent dégradées lorsque les informations traitées sont erronées, ce qui est dû essentiellement aux pannes de capteurs ou d'actionneurs, voire même du procédé considéré, d'où la nécessité de développer des outils et des méthodes pour la conception de systèmes de surveillance performants.

Un tel système de surveillance doit permettre de valider les données utilisées par les algorithmes de commande mais aussi de fournir des informations sur le fonctionnement de l'unité aux opérateurs qui l'exploitent. Il doit être capable de provoquer dans les cas graves un arrêt de l'unité ou de permettre au système de production de continuer de fonctionner en mode dégradé en cas de problèmes ne nécessitant pas un arrêt immédiat, tout cela en évitant bien sûr des erreurs de type fausse alarme qui provoquent des arrêts inutiles des installations. Les tâches de détection et de localisation des défaillances trouvent ainsi tout naturellement leur place dans un tel système de surveillance.

Il paraît évident que la surveillance d'un dispositif passe par la connaissance de son comportement sain, quel que soit son point de fonctionnement. La maîtrise totale des différents modes de fonctionnement dits "normaux" est alors indispensable lorsqu'on envisage une surveillance avancée du processus. Par ailleurs, la connaissance de défaillance pouvant l'affecter et la caractérisation des fonctionnements défectueux constitue autant de points essentiels à l'élaboration d'une technique de détection et de localisation de défauts. Cette démarche d'analyse et d'évaluation de l'état d'un système impose une solide connaissance du procédé dans son contexte d'utilisation et un certain retour d'expérience concernant les défauts potentiels pouvant l'affecter [28].

### I.1.2 Principe du diagnostic des défauts

Le diagnostic de défauts est aujourd'hui primordial pour la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité et l'efficacité des systèmes ainsi que pour la sécurité ou la protection de l'environnement. Un défaut correspond à un changement inattendu du comportement d'une variable. En revanche, le terme défaillance suggère une altération d'une fonction. Sur un procédé quelconque, on distingue trois familles principales de défauts :



**Figure I.1 :** Procédure de détection et d'isolation des défauts.

#### I.1.2.1 Redondances d'informations

Le principe de base du diagnostic des défauts repose sur la notion de redondance, qui fournit au système plusieurs informations différentes sur une même variable. Des tests vont alors permettre de vérifier la cohérence de ces informations. Cependant, il existe deux approches:

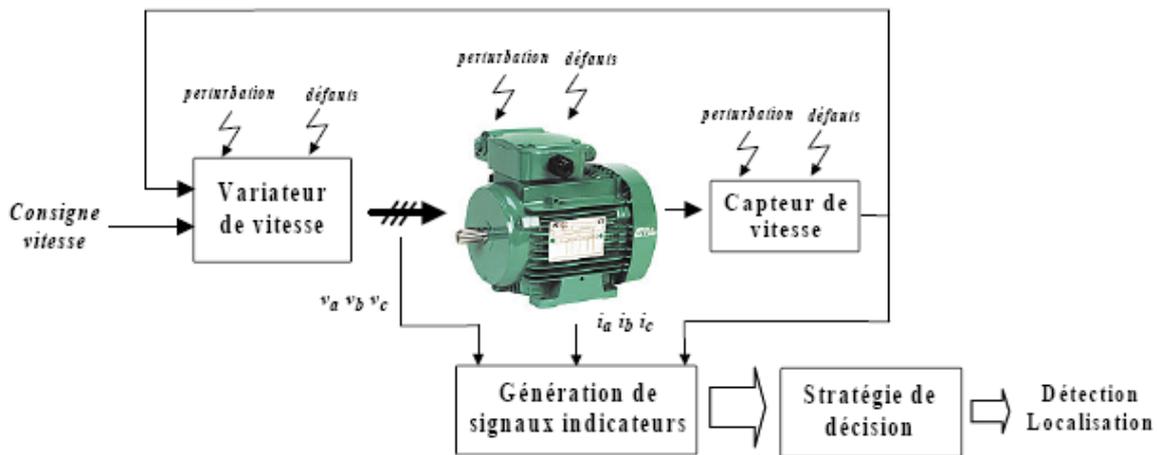
➤ La première est dite traditionnelle et consiste à ajouter des capteurs afin d'obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système. C'est la redondance matérielle [29].



**Figure I.2 :** Schéma représentant la redondance matérielle.

➤ La deuxième approche est dite redondance analytique. Elle consiste à développer des algorithmes de détection et de localisation des défauts en utilisant les mesures disponibles sur le système. Une équation de redondance analytique est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues. Pour éviter les fausses alarmes ou les manques de détection, ces

algorithmes doivent tenir compte des bruits de mesure, des perturbations ainsi que des erreurs de modélisation. Les méthodes basées sur cette approche sont plus simples, plus flexibles, moins coûteuses et plus écologiques que l'approche traditionnelle [28].



**Fig.I.3** Principe général du diagnostic à base de modèles analytiques

### ***1.1.2.2 Méthodes de diagnostic à base de modèle mathématique***

Les méthodes de diagnostic à base de modèle mathématique reposent sur la connaissance approfondie du procédé sous la forme d'un modèle numérique représentatif, qui fournit des grandeurs caractéristiques du procédé. Ces dernières sont constamment comparées aux grandeurs issues du procédé réel. Le problème FDI à base de modèle mathématique a attiré l'attention de nombreux chercheurs, tels que Willskey, Isermann, Frank, Patton ...etc. Les méthodes proposées, dans ce contexte, peuvent être regroupées en trois catégories:

- Méthodes d'espace de parité.
- Méthodes d'estimation paramétrique.
- Méthodes à base d'observateurs.

Bien que ces approches soient différentes, leur but est le même; il consiste à générer un vecteur caractéristique : le résidu, qui est sensiblement nul en absence de défauts et non nul en leur présence. Ainsi, le problème de diagnostic des défauts par ces méthodes peut se reformuler sous la forme d'un problème de génération de résidus. Ces derniers devant justifier de certaines propriétés. C'est ce que l'on retrouve dans la littérature sous le nom du Problème Fondamental de Génération de Résidus : "FPRG", (Fundamental Problem of Residual Generation) [30].

### ***1.1.3 Diagnostic par la méthode d'espace de parité***

#### ***1.1.3.1 Génération d'équations de redondance analytique***

Une relation de redondance analytique est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues. La génération de telles relations permet d'engendrer des résidus. Pour la détection de défauts basés sur l'utilisation de modèles, un résidu est un signal temporel, fonction des entrées et des sorties du processus, indépendant (le plus possible !) du point de fonctionnement de celui-ci. En l'absence de défauts, ce résidu est statistiquement nul. Lors de l'apparition d'un défaut, son amplitude évolue de manière significative.

L'approche par les classiques et celle dite de l'espace de parité. Les relations de parité utilisent la redondance directe en moyen de relations algébriques statiques liant les différents signaux ou la redondance temporelle issue de l'utilisation de relations dynamiques. Le terme "parité" a été emprunté au vocabulaire employé pour les systèmes logiques où la génération de bits de parité permet la détection d'erreur.

Les méthodes utilisant des relations de parité ont tout d'abord utilisé des schémas dits de redondance parallèle. Pour ces structures, le nombre de mesures est plus grand que le nombre de variables et les résidus sont directement issus de la comparaison de mesures redondantes. Cette technique a notamment été utilisée pour le diagnostic de défauts de centrales de navigation inertielle où des relations de redondance sont établies entre les signaux gyroscopiques et des accélérations. Ces notions ont ensuite été généralisées par [31] et [32] puis par [33] et [34] pour l'utilisation de la redondance temporelle. Par dualité, cette redondance est également appelée, par certains auteurs, redondance série. Nous rappelons ici les principes de base de cette méthode.

#### ***1.1.3.2 Espace de parité***

Les méthodologies utilisant l'espace de parité ont connu un essor important dû à la simplicité de leur conception. Il s'agit d'écrire les relations algébriques liant les entrées et les sorties du système, en éliminant toutes les autres variables.

##### ***1.1.3.2.1 Espace de parité statique***

###### ***Vecteur parité et leur analyse***

Afin d'éprouver le fonctionnement des appareils de mesure, les premières stratégies mises en oeuvre se sont appuyées sur le principe de la redondance matérielle. Dans cette

approche, le nombre de mesures est en général supérieur au nombre de variables à mesurer; la redondance ainsi obtenue constitue alors un moyen simple de détecter les capteurs présentant des défauts et d'exhiber ceux fournissant des données cohérentes.

Si on considère dans le cas plus général l'équation de mesure suivante:

$$y(k) = Cx(k) + \varepsilon(k) + Fd(k) \quad (I.1)$$

$$\text{avec: } \begin{cases} x \in R^n, y \in R^m, d \in R^p, \varepsilon \in R^m, \\ C \in R^{m,n}, F \in R^{m,p}. \end{cases}$$

Où  $y(k)$  est le vecteur de mesure,  $x(k)$  le vecteur des variables à mesurer,  $d(k)$  le vecteur des défauts pouvant affecter certains capteurs et  $\varepsilon(k)$  le vecteur des bruits de mesure;  $C$  est la matrice caractérisant le système de mesure et  $F$  est la matrice qui traduit la direction des défauts. Dans la suite, on considère le cas où le nombre de mesures  $m$  est supérieur au nombre de variables  $n$  de façon à se placer dans une situation de redondance (cette condition est suffisante mais non nécessaire).

On souhaite analyser la consistance des mesures et détecter la présence des défauts; pour cela on cherche à établir des relations entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défauts.

On définit le vecteur parité  $p(k)$  projection du vecteur des mesures  $y(k)$ :

$$p(k) = Wy(k) \quad (I.2)$$

Où  $W$  est une matrice de projection [35]. Parmi les propriétés de cette matrice, son orthogonalité avec la matrice  $C$  entraîne en particulier:

$$p(k) = W\varepsilon(k) + WFd(k) \quad (I.3)$$

Dans le cas absence d'erreurs de mesure  $\varepsilon(k)$  et de défauts  $d(k)$ , le vecteur de parité est nul.

$$p(k) = Wy(k) = 0 \quad (I.4)$$

Donc on peut noter que l'expression (I.2) permet le calcul numérique du vecteur de parité à partir des mesures alors que l'expression (I.3) explique l'influence des erreurs et des défauts.

En pratique, comme l'indique l'expression (I.3), le vecteur parité est la somme de deux termes, le premier  $W\varepsilon(k)$  apporte une contribution aléatoire de statique connue si celle du bruit  $\varepsilon(k)$  est connue, la seconde  $WFd(k)$  est une composante déterministe dont la direction est fixée par le rang du capteur en défaut et l'amplitude est fonction de la défaillance du capteur.

Lors d'une défaillance d'un capteur, l'amplitude du vecteur parité évolue et s'oriente dans la "direction de défaillance" associée au capteur concerné. On peut préciser ce point en étudiant les propriétés statique de  $p(k)$ .

### I.1.3.2.2 Espace de parité dynamique

#### Principe de la génération d'équations de redondance

Considérons le modèle déterministe d'un système (I.5) où  $x$  est l'état inconnu,  $u$  les entrées et  $y$  les sorties. Dans tout ce qui suit et sans atteinte à la généralité, les mesures  $y$  dépendent seulement de l'état  $x$  et ne font pas intervenir l'entrée  $u$ :

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + F_1 d(k) \\ y(k) = Cx(k) + F_2 d(k) \end{cases} \quad (I.5)$$

avec:  $\begin{cases} x \in R^n, y \in R^m, d \in R^p, u \in R^r, \\ A \in R^{n,n}, B \in R^{n,r}, C \in R^{m,n}, F_1 \in R^{n,p}, F_2 \in R^{m,p}, \end{cases}$

A un instant donné, la redondance directe entre capteurs peut exister si certaines sorties  $y$  sont liées d'un point de vue algébrique ; physiquement, cela correspond à la situation où une variable mesurée par un capteur peut être déduite instantanément à partir d'autres mesures. Cette redondance directe (encore appelée massive ou matérielle) est très utile pour la détection de défauts de capteurs ; elle peut s'avérer coûteuse mais reste utilisée pour les systèmes à haut risque technologique, Elle offre cependant peu d'intérêt pour la surveillance des actionneurs du système. Dans ce cas, la redondance temporelle, qui lie les informations de capteurs et d'actionneurs à différents instants, peut être d'un grand secours.

En effet sur horizon d'observation  $[k, k+s]$ , les équations du système peuvent être regroupées sous la forme:

$$Y(k, s) - G(s)U(k, s) = H(s)x(k) + F(s)D(k, s) \quad (I.6)$$

Où les vecteur  $W(k, s)$  avec  $W \in \{Y, U, D\}$  et la matrice  $H(s)$  sont définis par:

$$W(k, s) = \begin{pmatrix} W(k) \\ W(k+1) \\ \vdots \\ W(k+s) \end{pmatrix} \quad H(s) = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \dots \\ CA^s \end{pmatrix}$$

Et avec les définitions suivantes:

$$G(s) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ CB & 0 & \dots & 0 & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ CA^{s-1}B & CA^{s-2}B & \dots & CB & 0 \end{pmatrix}$$

$$F(s) = \begin{pmatrix} F_2 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ CF_1 & F_2 & \dots & 0 & 0 \\ CAF_1 & CF_1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & F_2 & 0 \\ CA^{s-1}F_1 & CA^{s-2}F_1 & \dots & CF_1 & F_2 \end{pmatrix}$$

Dans l'équation (I.5), l'entrée  $u(k)$  et la sortie  $y(k)$  du système sont connues; pour générer des équations de redondance, les états inconnus  $x(k)$  doivent être éliminés. Intuitivement, la forme (I.6) est préférable à la forme (I.5) car on passe d'un système à  $n$  équations à un système à  $n(s+1)$  équations ce qui offre plus de possibilité d'élimination. Les équations de redondance qui lient  $Y$  et  $U$  indépendamment de  $x$  sont obtenues en multipliant (I.6) par une matrice  $\Omega$  (appelée matrice de parité) orthogonale à  $H(s)$  (l'existence de  $\Omega$  est liée au rang de  $H(s)$ ):

$$\Omega H(s) = 0 \quad (I.7)$$

En conséquence, le vecteur parité s'explique en fonction des grandeurs connues (forme de calcul ou forme externe):

$$p(k) = \Omega(Y(k, s) - G(s)U(k, s)) \quad (I.8)$$

Où en fonction des défauts (forme interne):

$$p(k) = \Omega F(s)D(k, s) \quad (I.9)$$

Le vecteur parité a une valeur moyenne nulle si aucun défaut n'existe sur le système. Si une mesure est biaisée (suite à une défaillance d'un capteur ou d'un actionneur par exemple), le vecteur parité devient différent de zéro et s'oriente dans une direction privilégiée

en fonction du défaut. La recherche des équations de redondance peut être affinée en recherchant tout d'abord les équations de redondance pour chaque sortie prise isolément, puis les relations de redondance entre différentes sorties. Cette hiérarchisation peut être mise à profit dans l'étape d'isolation des défauts affectant capteurs et actionneurs.

#### ***1.1.4 Méthodes de diagnostic à base d'observateurs***

Les méthodes de diagnostic des défauts à base d'observateurs sont basées sur le principe de génération de résidus en comparant les grandeurs disponibles du système réel aux grandeurs estimées (issues de l'observateur). Cette technique se doit de donner une importance grandissante car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles.

La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à reconstruire l'état ou, plus généralement, la sortie du processus à l'aide d'observateurs et à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles.

Nous nous focaliserons donc sur les systèmes dynamiques. De très nombreux travaux concernant la conception d'observateurs pour tout type de systèmes ont été développés depuis les travaux fondateurs de Luenberger [36] et la détection de défauts à base de modèles en a tout naturellement tiré profit. Commençons tout d'abord par rappeler les concepts de base de la reconstruction d'état par observateur.

On considère le système représenté par le modèle continu :

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \\ x(0) = x_0 \end{cases} \quad (I.9)$$

$x \in \mathbb{R}^n$ ,  $y \in \mathbb{R}^p$ ,  $u \in \mathbb{R}^r$ , et les matrices  $A, B, C$  ont des dimensions appropriées.

On examine dans ce qui suit la façon de reconstruire l'état mais aussi la sortie de ce système ; la sortie ainsi reconstruite pourra alors être comparée à la sortie mesurée et l'écart correspondant, nommé résidu, sera analysé au cours du temps dans le but de poser un diagnostic sur le fonctionnement du système, de ses capteurs et de ses actionneurs associés.

Afin de pouvoir localiser les défauts affectant un système, plusieurs résidus sont construits, chacun, en théorie, ayant comme tâche de surveiller un défaut particulier. Nous présentons donc la structure générale d'un observateur, nous analysons les résidus qu'il génère, puis

l'utilisation de bancs d'observateurs est évoquée ; quelques difficultés sont signalées, comme l'influence des bruits de mesure et la présence d'incertitudes de modèles.

#### I.1.4.1 Structure d'un observateur proportionnel

On se place dans le cas où le système à observer a une structure et des paramètres parfaitement connus. C'est une situation idéale permettant de s'affranchir des erreurs de modélisation en construisant un observateur avec des matrices d'état exactes. Un observateur complet (tous les états sont reconstruits) de type proportionnel de gain  $L$  se décrit sous la forme:

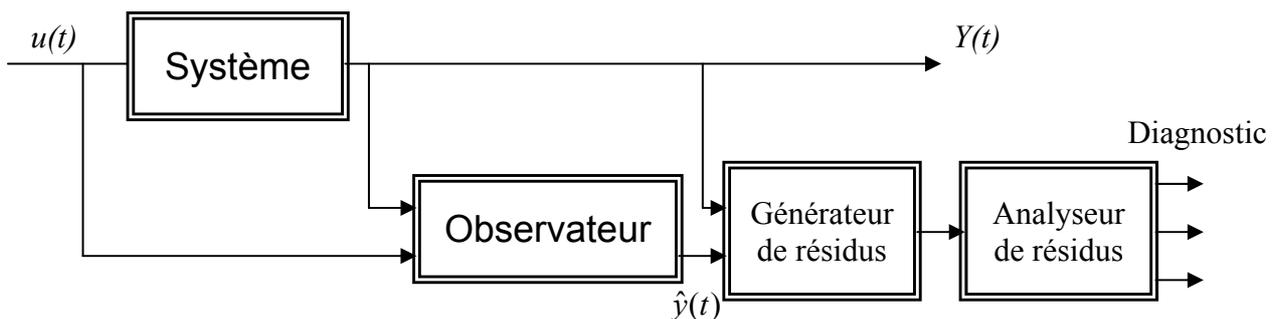
$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - C\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \\ \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \end{cases} \quad (\text{I.10.a})$$

Ou sous forme plus aisée pour la simulation:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = [A - LC]\hat{x}(t) + [B \quad L] \begin{bmatrix} u(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \\ \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \end{cases} \quad (\text{I.11.b})$$

$\hat{x} \in R^n$  et  $L \in R^{n \cdot p}$  est le gain de l'observateur

Cela correspond à l'équation d'état d'un système dont l'entrée est la concaténation de l'entrée et de la sortie du système à observer. L'utilisation de cet observateur dans une procédure de diagnostic obéit au schéma fonctionnel de la figure I.6 On rappelle que la matrice de gain  $L$  est généralement déterminée en imposant des spécifications sur la qualité de la reconstruction de l'état ; en particulier, il est souhaitable que l'état reconstruit tende asymptotiquement vers l'état réel du système et ceci avec une certaine vitesse.



**Figure I.4 :** Schéma fonctionnel d'un observateur générateur de résidu

En ce qui concerne les conditions d'existence de l'observateur, on rappelle simplement que la matrice d'observabilité  $(C \ CA \ \dots \ CAPP^{n-1})$  doit être de rang  $n$  [37].

### I.1.4.2 Erreur de reconstruction d'état et de sortie

Une reconstruction d'état est conçu pour fournir un état proche de celui du système réel. À chaque instant, l'erreur est définie par :

$$\begin{cases} \tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t) \\ \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = \frac{dx(t)}{dt} - \frac{d\hat{x}(t)}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.12.a})$$

À partir des équations (I.9), (I.11.b) et (I.12.a) on a l'équation d'évolution de  $\tilde{x}(t)$  :

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = (A - LC)\tilde{x}(t) \quad (\text{I.12.b})$$

Cependant, si l'on choisit une matrice  $L$  stabilisant la matrice  $(A-LC)$ , on peut garantir la convergence asymptotique vers zéro de l'erreur de reconstruction.

L'erreur de reconstruction de la sortie est définie par :

$$\tilde{y}(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (\text{I.13.a})$$

À partir les équations (2.1), (2.2.b) et (2.3.a) on a l'équation d'évolution de  $\tilde{y}(t)$  :

$$\tilde{y}(t) = C(x(t) - \hat{x}(t)) \quad (\text{I.13.b})$$

Cette expression exprime la relation entre l'erreur de reconstruction de l'état et de sortie du système. Cependant, le développement de cette équation est utile pour expliquer la dépendance de l'erreur de reconstruction en fonction de la sortie et de l'entrée du système.

D'un point de vue pratique, attirons l'attention du lecteur sur l'impossibilité de générer l'erreur d'estimation d'état, car l'état du processus réel étant en effet inconnu. Par contre, l'erreur de reconstruction de la sortie est calculable et peut donc être exploitée pour le diagnostic.

### ***1.1.5 Méthodes de diagnostic par estimation paramétrique***

#### ***1.1.5.1 Introduction***

On définit l'identification ou la modélisation expérimentale comme la procédure permettant la détermination de la représentation mathématique (ou modèle) d'un système à partir de résultats expérimentaux.

L'identification paramétrique repose donc sur la notion de modèle. On distingue deux classes de modèles :

- dans le cas de modèle par équations aux différences dont les paramètres et la structure peuvent avoir perdu tout lien avec la réalité physique, on parle communément de modèles du type boîte noire,
- à l'opposé, lorsque le modèle est de type continu par équation différentielle (ou système différentiel) dont les paramètres et la structure peuvent approcher la réalité physique, on parle dans ce cas de modèles de connaissance ou plus raisonnablement de modèles du type boîte grise. En effet, il est illusoire de vouloir décrire exhaustivement la réalité physique et on n'utilise en fait que des modèles approchés ou d'ordre réduit, d'où le vocable de "boîte grise" qui correspond mieux à la modestie des ambitions de l'identifieur.

Depuis la généralisation de la commande numérique des systèmes, l'automaticien s'est surtout intéressé à la modélisation et à l'identification des processus sous forme discrète. Cette représentation se prête bien à la commande numérique des systèmes. Cependant, lorsqu'on s'intéresse à la réalité physique du système, comme dans le cas de la surveillance de processus par estimation paramétrique, la représentation discrète ne peut donner entière satisfaction [28].

#### ***1.1.5.2 Algorithme d'identification du type erreur de sortie***

Ces algorithmes sont connus sous l'appellation générique de méthode du modèle [28]. Ils se caractérisent fondamentalement par la simulation de la sortie à partir de la seule connaissance de l'excitation et du modèle (alors que les algorithmes du type erreur d'équation sont basés sur une prédiction de la sortie, à partir de la connaissance de l'excitation et des valeurs passées de la sortie). Grâce à cette procédure, la sortie simulée est indépendante de la perturbation affectant le système (s'il n'y a pas de bouclage) ; en conséquence, les résidus sont l'image de cette perturbation, d'où l'appellation d'erreur de sortie et d'intéressantes propriétés

de convergence. Par contre, cette simulation complique le problème de minimisation du critère qui nécessite alors l'utilisation des techniques d'optimisation non linéaire.

### I.1.5.3 Principe de la méthode à erreur de sortie

La méthodologie générale mise en oeuvre, communément appelée méthode du modèle, peut être symbolisée par la figure (I.5)

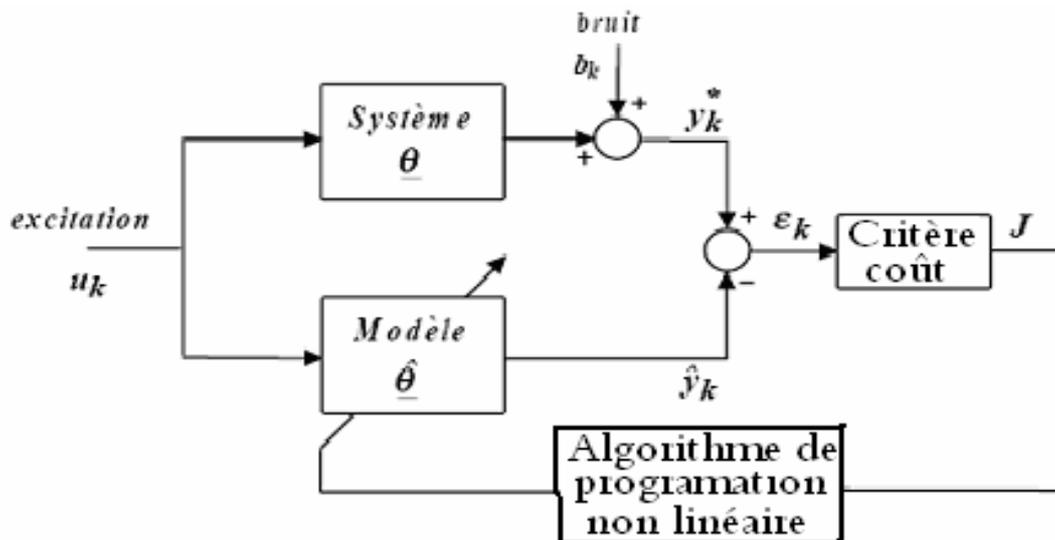


Fig. I.5 Principe des méthodes à erreur de sortie

Considérons un système décrit par le modèle d'état général d'ordre  $n$  décrivant la réponse  $y(t)$  à l'excitation  $u(t)$ , dépendant du vecteur paramètres  $\theta$  :

$$\begin{cases} \dot{x} = g(x, \theta, u) \\ y = f(x, \theta, u) \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \dim(x) = n \\ \dim(\theta) = N \end{cases}$$

où  $y(t)$  et  $u(t)$  sont considérés mono-dimensionnels uniquement pour simplifier la présentation. On remarquera qu'aucune hypothèse de linéarité est nécessaire :  $g$  et  $f$  sont des lois issues d'un raisonnement physique, qui en général ne sont pas linéaires. On fera cependant l'hypothèse que le système est identifiable.

Considérons par ailleurs un ensemble de  $K$  données expérimentales  $\{u_k ; y_k^*\}$ , acquises avec la période d'échantillonnage  $T_e$ , telle que  $t = k T_e$  ; le problème de l'identification est alors d'estimer le modèle qui explique au mieux ces données, donc de déterminer la valeur des paramètres du vecteur  $\theta$ .

Soit  $\hat{\theta}$  une estimation de  $\theta$ . Alors grâce à  $u(t)$ , connue aux instants d'échantillonnage  $u_k$ , on obtient une simulation  $\hat{y}_k$  de la sortie, soit

$$\begin{cases} \hat{x} = g(\hat{x}, \hat{\theta}, u) \\ \hat{y} = f(\hat{x}, \hat{\theta}, u) \end{cases}$$

avec

- $y_k^* = y_k + b_k$  : mesure de la sortie  $y_k$ , perturbée par un bruit,
- $y_k$  : valeur exacte de la sortie,
- $b_k$  : perturbation aléatoire,
- $\varepsilon_k$  : résidu.

La valeur optimale de  $\theta$  est obtenue par minimisation du critère quadratique ou critère Coût suivant:

$$J = \sum_{k=1}^K \varepsilon_k^2 = \sum_{k=1}^K (y_k^* - \hat{f}_k(u, \hat{\theta}))^2$$

Comme  $y_k^*(t)$  n'est pas linéaire en  $\hat{\theta}$ , la minimisation de ce critère s'effectue par une méthode de Programmation Non Linéaire (P.N.L.) [38]. La valeur optimale du vecteur paramètre notée  $\theta_{opt}$  est obtenue par un algorithme d'optimisation itératif [39]. L'algorithme de Marquardt [40] offre un bon compromis entre robustesse et rapidité de convergence. Les paramètres à estimer sont réactualisés de la manière suivante:

$$\hat{\theta}_{i+1} = \hat{\theta}_i - \left\{ [J''_{\theta} + \lambda I]^{-1} \cdot J'_{\theta} \right\}_{\hat{\theta}=\hat{\theta}_i}$$

Les algorithmes **d'erreur** de sortie diffèrent surtout par la façon de gérer l'optimisation.

#### 1.1.5.4 La précision de l'estimateur

Comme en pratique les mesures sont entachées de bruit, les estimations paramétriques qui en découlent sont déterminées avec une certaine incertitude. Concrètement, on caractérise l'erreur d'estimation par sa moyenne et sa variance en comparant le vecteur paramètre exact avec le vecteur paramètre obtenu à partir d'une sortie bruitée.

#### 1.1.5.5 Estimation paramétrique avec information a priori

Les algorithmes à erreur de sortie peuvent dans certaines situations fournir des estimations aberrantes telles que résistances ou inductances négatives. Il faut chercher la cause de ces anomalies dans le mécanisme d'optimisation : en effet, celui-ci cherche le jeu de

paramètres qui permet au modèle retenu d'approcher au mieux les données, sans contrainte physique. De plus, quand cela se produit, seulement quelques paramètres sont affectés par cette anomalie. Il s'agit fondamentalement d'un problème de sensibilisation paramétrique : bien que théoriquement identifiables, les paramètres concernés sont quasiment non identifiables et on peut constater des phénomènes de compensation. Le réflexe traditionnel devant un tel problème est de proposer d'enrichir l'excitation [41, 42] : toutefois, dans de nombreuses situations, cette excitation optimale peut s'avérer irréaliste en pratique (voire dangereuse pour le procédé) ou tout simplement amputer les conditions de validité du modèle ! Ces problèmes d'excitation doivent être reliés au modèle retenu et à son erreur de modélisation. Dans le cadre de la commande et à l'aide de modèles de type boîte noire, l'automaticien augmente la complexité de ces modèles jusqu'à ce que les résidus deviennent indépendants et décorrélés de l'entrée [41]. Par contre, le " physicien " manipule des modèles de complexité volontairement réduite, adaptés à la description d'un phénomène spécifique : cela ne l'empêche pas d'estimer les paramètres correspondants sans erreur systématique, mais avec des approches spécifiques et dédiées. La question se pose donc de savoir si ces mêmes modèles, utilisés avec les techniques d'identification de l'automatique, peuvent fournir des estimations cohérentes avec la physique. Une solution proposée dans ce chapitre consiste à introduire explicitement la connaissance physique afin qu'elle se substitue pour partie à l'excitation insuffisante ou qu'elle contribue à enrichir l'excitation. Par ailleurs, même avec une excitation correcte, il est intéressant d'améliorer la convergence de l'estimateur (et sa précision) en introduisant une connaissance a priori (à condition toutefois qu'elle ne soit pas erronée !) [28].

### ***1.1.6 Conclusion***

Les méthodes de détection présentées au cours de ce chapitre présentent une variété d'approches de détection intégrées à l'aide de la statistique multivariées. Les méthodes de détection non basées sur un modèle sont applicables dans toutes les machines mais n'informent généralement pas beaucoup sur la nature du défaut. La méthode d'estimation paramétrique, puisqu'elle est basée sur les équations physiques de la machine, permet de déterminer dans quel système le défaut est présent. Cependant, elle est basée sur des hypothèses de linéarité donc moins performante en présence de défauts non linéaires. L'intégration de toutes ces méthodes à l'aide de la statistique multivariable rend le système de détection plus robuste par rapport aux différents types de défauts présents dans les machines et par rapport aux différents types de machines rencontrées.

Le choix du contexte de détection et des variables manipulées permet de s'assurer de la qualité de l'asservissement des générateurs avant d'y raccorder une charge et de ne pas perturber la qualité de production tout en ayant un impact faible sur la quantité produite. La variété des méthodes de détection choisies permet d'assurer une redondance de l'information et l'analyse multivariable permet d'assurer de tirer une quantité importante d'information de ces différentes méthodes

## *1.2 Méthodes de diagnostic basées sur l'Analyse spectrale*

### ***1.2.1 Introduction***

En général, les plans de surveillance sont concentrés sur l'analyse des modes de défaillance particuliers dans l'un des trois composants du moteur asynchrone : le stator, le rotor ou les roulements. Quoique le contrôle thermique et de vibrations ont été employées pendant des décennies, la plupart des recherches récentes ont été orientés vers le contrôle électrique du moteur en se basant sur l'analyse du courant statorique du moteur [5].

La détection de défauts basée sur le courant du moteur repose sur l'interprétation des composantes fréquentielles dans le spectre du courant qui sont reliés à l'asymétrie du rotor ou des roulements. Cependant, le spectre du courant est influencé par plusieurs facteurs, y compris l'alimentation, les conditions de la charge statique et dynamique, le bruit, la géométrie du moteur, et les conditions de défauts. Ces conditions peuvent conduire à des erreurs lors de la détection des défauts.

Avec la progression dans la technologie numérique dans les dernières années, des capacités informatiques adéquates sont aujourd'hui disponibles sur des appareils rentables, afin de contrôler les moteurs pour différentes anomalies en temps réel en plus des fonctions de protection normales du moteur. De tels contrôles, multifonction, commencent maintenant à éliminer la multiplicité de dispositifs électromécaniques généralement appliqués pendant longtemps.

Dans ce chapitre on effectue une comparaison entre différentes techniques basées sur le traitement du signal pour la détection des barres cassées et la dégradation des roulements dans un moteur asynchrone.

### 1.1.2 L'Analyse spectrale

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

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine Fig.(II.1). Les grandeurs choisies sont soit les grandeurs électriques (plus particulièrement les courants de ligne) [43, 44], soit les grandeurs mécaniques (vibration, couple électromagnétique) [45,46].



**Fig I.6** Principe de la surveillance par analyse spectrale

Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant ou de vibration. Cependant, elle nécessite une analyse manuelle par un expert en surveillance des machines électriques.

### 1.2.2.1 COMPOSANTS SPECTRAUX DU COURANT DU MOTEUR

#### A. Barres cassées

Les fréquences des barres cassées du rotor dans le courant de moteur sont indiquées par :

$$f_{brb} = f_s \left[ k \left( \frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] \quad (\text{I.14})$$

Où  $f_s$  est la fréquence d'alimentation,  $k/p = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$  (en raison de la configuration normale d'enroulement),  $s$  est le glissement en p.u, et  $p$  est le nombre de paires de pôles.

Quoique les fréquences prévues soient identiques pour l'excentricité dynamique et les barres cassées, les amplitudes des pics correspondants à un rang d'harmonique particulier sont différentes, permettant de distinguer entre les deux défauts. L'amplitude des pics est approximativement proportionnelle au nombre de barres cassées. En fait l'amplitude  $I_{brb}$  de la composante fréquentielle peut être approximée par [47].

$$\frac{I_{brb}}{I_s} \cong \frac{\sin \alpha}{2 p (2\pi - \alpha)} \quad (\text{I.15})$$

Où  $I_s$  est le fondamental du courant statorique.

$$\alpha = \frac{2\pi R_b p}{R} \quad (\text{I.16})$$

$R_b$  est le nombre des barres cassées.

Par l'analyse du courant statorique, il est possible d'évaluer la condition générale du rotor. S'il y a des barres cassées dans différentes parties du rotor, l'analyse du courant n'est pas capable d'offrir une information sur la configuration des barres cassées qui ne sont pas adjacentes. Par exemple, la composante fréquentielle  $f_s(1-2s)$  n'existe pas si des barres cassées sont électriquement en quadrature (un angle électrique de  $\pi/2$  entre elles).

Il convient de noter que quelques études expérimentales ont démontré que le biais et l'absence d'isolation des barres du rotor mènent à réduire les composantes harmoniques des

barres cassées. Il a été démontré expérimentalement que lorsque l'amplitude de ces harmoniques est environ 50dB plus petite que celle du fondamental, le rotor peut être considéré comme sain.

### **B. Défauts des roulements à billes**

Les problèmes de roulement sont souvent provoqués en forçant incorrectement le roulement sur l'axe ou dans le logement. Ceci provoque des dégradations sous forme de (brinelling) ou faux (brinelling) des caniveaux, qui mènent à des défauts prématurés. Le désalignement des roulements, c'est aussi un résultat d'une mauvaise installation des roulements.

La relation entre les vibrations des roulements et le spectre du courant statorique peut être déterminée en rappelant que toute excentricité produit des anomalies au niveau de la densité de flux de l'entrefer. Puisque les roulements à billes supportent le rotor, toute défaillance au niveau des roulements produira un mouvement radial entre le rotor et le stator de la machine. Le déplacement mécanique résultant des dégradations des roulements entraîne une variation de l'entrefer d'une manière qui peut être dérivée par la combinaison des excentricités rotatoire se déplaçant dans les deux directions. Avec l'excentricité dans l'entrefer, ces variations génèrent des courants aux stator aux fréquences donnés par :

$$f_{bng} = |f_s \pm m f_{i,o}| \quad (I.17)$$

Où  $m = 1, 2, 3, \dots$  et  $f_{i,o}$  est l'une des fréquences caractéristique de vibration qui sont basées sur les dimension des roulements montrées sur la Fig.

$$f_{i,o} = \frac{n}{2} f_r \left[ 1 \pm \frac{bd}{pd} \cos \beta \right] \quad (I.18)$$

Où :

$n$  est le nombre de billes du roulement ;

$f_r$  est la fréquence rotorique ;

$bd$  est le diamètre de la bille ;

$pd$  est le diamètre de lancement du roulement ;

$\beta$  est l'angle de contact de la bille avec la course [48].

Il devrait être noté de (I.18), que des informations spécifiques concernant la

construction du roulement est demandée pour calculer les fréquences caractéristiques exactes. Cependant ces fréquences caractéristiques peuvent être approximées pour la majorité des roulements avec entre 6 et 12 billes.

$$\begin{cases} f_o = 0.4nf_r \\ f_i = 0.6nf_r \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Cette généralisation permet pour la définition des bandes de fréquences où les fréquences de course des roulements sont identiques de se montrer sans l'exigence de connaissances explicites sur la construction des roulements.

### ***C. L'effet de la charge***

Si le couple de charge varie avec la position du rotor, le courant contiendra des composantes spectrales, qui coïncident avec ceux causés par une condition de défaut. Dans une machine idéale où le flux statorique principal est purement sinusoïdal, toute oscillation au niveau du couple de charge à un multiple de la vitesse de rotation  $mf_r$  produira des courants au stator aux fréquences de [49]

$$f_{load} = f_s \pm mf_r = f_s \left[ 1 \pm m \left( \frac{1-s}{p} \right) \right] \quad (\text{I.20})$$

Où  $m = 1, 2, 3, \dots$  puisque les mêmes fréquences sont données par (I.15) et (I.16).

#### ***1.2.2.2 Techniques de détection de défauts rotoriques***

Les outils de traitement du signal font appel à des méthodes statistiques (changement de moyenne, rupture de modèle, analyse spectrale, analyse temps - fréquence, ondelettes) ou bien à des méthodes de reconnaissance de formes qui permettent de classer des signatures de défaut.

Il faut dans ce cas disposer de suffisamment d'expériences pour pouvoir constituer une base d'apprentissage. C'est dans ce cadre qu'entrent les réseaux de neurones. Les approches de classification se retrouvent également si l'on caractérise les situations avec des attributs symboliques.

### A. Transformé de Fourier rapide (FFT)

D'une façon générale, ne niant pas la valeur du diagnostic des techniques classiques d'analyse spectrale, la détection des défauts du moteur asynchrone, avec FFT basée sur l'analyse de la signature du courant statorique, peut être améliorée en diminuant les distorsions de la forme du courant comme [50]. En plus, il est bien connu que le courant du moteur n'est pas un signal stationnaire, les propriétés dont elles varient avec la variation des conditions normales de fonctionnement du moteur. Comme résultat, il est difficile de différencier entre les conditions de défaut et les conditions normales de fonctionnement du moteur en utilisant l'analyse de Fourier.

### B. FFT de la puissance instantanée

Dans ce cas, à la place du courant statorique, la puissance instantanée est utilisée comme un moyen pour l'analyse des signatures du moteur [51]. Il a été montré que la quantité d'information portée par la puissance instantané, qui est le produit de la tension d'alimentation et le courant du moteur, est supérieure que celle déduite du courant tout seul. En fait, en plus du fondamental et les deux composantes latérales classiques, le spectre de la puissance instantané contient des composantes supplémentaires direct à la modulation fréquentielle, comme il est montré par les équations suivantes :

$$p(t) = p_0(t) + \frac{MV_{LL}I_L}{2} \times \left\{ \cos \left[ (2\omega + \omega_{osc})t - \varphi - \frac{\pi}{6} \right] + \cos \left[ (2\omega - \omega_{osc})t - \varphi - \frac{\pi}{6} \right] + 2 \cos \left( \varphi + \frac{\pi}{6} \right) \cos(\omega_{osc}t) \right\} \quad (I.21)$$

$p$  est la puissance instantanée ;

$M$  est l'index de modulation ;

$V_{LL}$  est la valeur moyenne de la tension entre ligne ;

$I_L$  et le courant de ligne, quand à  $\omega$  et  $\varphi$  représentent la fréquence d'alimentation et l'angle de charge du moteur, respectivement, et  $\omega_{osc}$  est la fréquence d'oscillation.

En fait, toutes les harmoniques des défauts sont translatées dans la bande de fréquence 0 – 100 Hz. Ceci constitue un grand avantage parce que le domaine des harmoniques des défauts est bien bandé. Cependant, le spectre de la puissance reste encore bruité. Même ajouter des filtres n'apporte pas une amélioration significative. De plus, malgré que le spectre de la puissance soit particulièrement adapté à la détection d'anomalie mécanique (roulement usé ou endommagé), il reste le même inconvénient principal comme la FFT du courant du moteur (signal non stationnaire).

### ***C. Bispectre***

Bispectre, aussi appelé spectre du troisième ordre, dérive des statistiques d'ordre supérieur. Le bispectre est défini en terme de la transformée de Fourier en deux dimensions de la séquence du moment de troisième – ordre d'un processus [52]. Le bispectre est périodique de période de  $2\pi$ , et préserve les informations de l'amplitude et la phase. Il est donc capable d'indiquer les informations de l'amplitude et la phase du signal. Avec ces dimensions additionnelles, le processus de détection et diagnostic des défauts peut être enrichi.

En fait, les résultats expérimentaux indiquent que le bispectre du module de la composante dominante, causé par la rotation de la machine, augmente avec l'augmentation du niveau de défaut. Ces résultats indiquent clairement que le bispectre du courant statorique est capable d'offrir des informations spectrales adéquates et essentielles pour les conditions de contrôle et la détection des défauts du moteur asynchrone. Cependant, cette technique est plus appropriée pour la détection des défauts d'origine électrique, tel que le déséquilibre des tensions du stator, parce que ces défauts n'ont pas une composante fréquentielle d'harmonique bien identifié [50].

### ***D. L'analyse spectrale à haute résolution***

Un inconvénient principal de l'estimation spectrale classique est l'impacte des lobes latéraux de fuites dues au fenêtrage inhérent. La largeur de la fenêtre permet l'atténuation des effets des lobes latéraux au prix de diminuer la résolution spectrale ce qui ne peut pas être bien que l'inversion de l'acquisition temporelle. Afin d'améliorer la stabilité statistique de l'estimateur spectral (i.e., de minimiser la variance de l'estimateur), une fausse moyenne d'ensemble par segmentation des données était introduite au prix de diminuer plus loin la

résolution. Une classe des techniques spectrales basées sur une analyse des valeurs propres de la matrice d'autocorrelation a été lancée dans la recherche du traitement numérique des signaux [53].

On peut citer deux méthodes d'analyse des valeurs propres basées sur les estimateurs fréquentielles: *Classification multiple du signal* (multiple signal classification MUSIC) et *ROOT-MUSIC* pour les signatures des tensions statoriques déséquilibrées [50]. Dans ce cas, l'un des principales composantes spectrales modifiées par le défaut électrique est l'harmonique d'ordre 3 de la fréquence d'alimentation (i.e., 150 Hz) dont l'amplitude augmente d'une façon significative quelque soit la charge. Les deux principales composantes du spectre du courant statorique sont le premier et le cinquième harmonique (50-250 Hz) pour un moteur sain, et le premier et le troisième harmonique (50-150 Hz) pour des tensions statoriques déséquilibrées. Les deux méthodes MUSIC et ROOT-MUSIC permettent de garder les fréquences principales sans autres informations spectrales. De plus, l'analyse spectrale à haute résolution du courant statorique utilisée comme un moyen pour la détection des défauts des moteurs asynchrones sera utile pour tous les défauts modifiant les principales composantes spectrales.

### ***E. L'Analyse des ONDELETTES***

L'analyse de Fourier est très utile dans plusieurs applications dont les signaux sont stationnaires. La transformé de Fourier n'est cependant appropriée d'analyser un signal qui a des caractéristiques transitoires telle que les dérivés, changements brusques, et (nouvelle fréquences). Pour surmonter ce problème, il est utile d'analyser des petites sections du signal pour divers intervalles de temps. Cette technique est connue sous le nom de transformé de Fourier partielle (en anglais short-time Fourier transform STFT) ou technique de fenêtrage.

La technique est de tracer un signal en 2-D en fonction du temps et de la fréquence. La STFT représente une sorte de compromis entre (time and frequency-based views) d'un signal et elle offre quelques informations sur les deux. Cependant, on peut seulement obtenir ces informations avec une précision limitée, et cette précision est déterminée par la taille de la fenêtre. La taille fixée de la fenêtre est le principal inconvénient de la STFT [54].

La transformé des ondelette est introduite dans le but de surmonter les difficultés mentionnées précédemment. Une technique de fenêtrage avec une taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du signal, qui peut être le courant statorique. L'analyse des

ondelettes permet l'utilisation de longs intervalles de temps dont on veut plus de précision dans les basses fréquences, et de courtes régions pour les hautes fréquences.

L'aptitude d'améliorer une analyse locale est l'un des dispositifs les plus intéressants de la transformé des ondelettes. Le avantage de l'utilisation de la technique des ondelettes pour le contrôle et le diagnostic des défauts des moteurs asynchrones est en augmentation parceque cette technique nous permet d'améliorer l'analyse du signal du courant statorique pendant les régimes transitoires. La technique des ondelette peut être utilisée pour l'analyse localisée dans le temps-fréquence ou dans le domaine temporelle. Elle est donc un outil puissant pour la surveillance et diagnostic des défauts.

### ***F. L'Approche du Vecteur de Park***

Un représentation 2-D peut être utilisée pour la description les phénomènes du moteur asynchrone triphasé. ( a suitable one ) étant basé sur le vecteur de Park du courant statorique [55]. Soit la fonction des variables de phase principales ( $i_a, i_b, i_c$ ), les composantes de vecteur courant de Park ( $i_d, i_q$ ) sont :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{\frac{2}{3}}i_a - \frac{1}{\sqrt{6}}i_b - \frac{1}{\sqrt{6}}i_c \\ i_q = \frac{1}{\sqrt{2}}i_b - \frac{1}{\sqrt{2}}i_c \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Sous des conditions idéales, les courants triphasés menant à un vecteur de Park avec les composantes suivantes :

$$\begin{cases} i_d = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \sin \omega t \\ i_q = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Où  $i_M$  est la valeur max du courant d'alimentation de phase et  $\omega_s$  est la fréquence du réseau. Sa représentation est un modèle circulaire centré à l'origine des coordonnées.

Celle-ci est une simple figure de référence qui permet la détection des conditions de défauts par le contrôle de la déviation du modèle acquis. Le modèle sain diffère légèrement du modèle circulaire prévu, car la tension d'alimentation en général n'est pas sinusoïdale

parfaite.

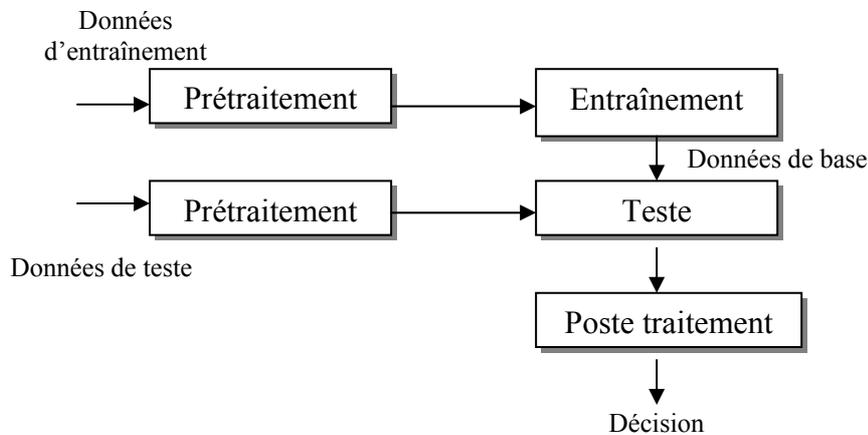
Récemment, une nouvelle implémentation de l'approche du vecteur de Park a été proposée [56]. Sous des conditions anormales, par exemple dans la présence des défauts au rotor telle que des barres cassées, (I.22) et (I.23) ne seront plus valides, parceque le courant d'alimentation du moteur asynchrone contiendra des harmoniques à des fréquences qui diffèrent du fondamental par le double de la fréquence du glissement. Ces composantes additionnelles à des fréquence de  $(1-2s)f_s$  et  $(1+2s)f_s$  vont aussi être présentes dans les deux composantes du vecteur courant de Park ( $i_d, i_q$ ). Dans ces conditions, il peut être montré que le spectre du module du vecteur courant de Park est la somme de (dc level), généré principalement par la composante fondamentale du courant d'alimentation de la machine asynchrone, plus deux autres termes, à des fréquences de  $2s f_s$  et  $4s f_s$ . de cette façon, le spectre du module du vecteur courant de Park (ac level) est claire de n'importe quelle composante à la fréquence d'alimentation du fondamental, le rend utile de détecter la composante reliée directement au défaut. Cette nouvelle implémentation de l'approche du vecteur de Park est destinée à l'élimination de quelques limitations techniques de la technique FFT conventionnelle.

### ***G. Méthode d'Adaptation Statistique Temps - Fréquence***

Le courant du moteur peut être modélisé un signal aléatoire non stationnaire. Cependant, comme il est motionné précédemment, les techniques de transformé de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter les signaux non stationnaires. De plus, l'incertitude impliquée dans le système nécessite un cadre d'adaptation statistique pour aborder le problème d'une manière efficace. Dans les dernières années, la progression des méthodes statistique du traitement du signal a offert des outils efficaces et optimaux pour traiter les signaux non stationnaires. En particulier, les transformations temps – fréquence et échelle de temps offrent un cadre mathématique optimal pour l'analyse des signaux non stationnaires à temps variable [57].

Récemment, une méthode statistique temps – fréquence d'adaptation pour détecter les barres cassées et les défauts des roulements a été proposée. L'idée principale dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en un spectre en temps – fréquence pour capturer la variation dans le temps des harmoniques et d'analyser le spectre de manière statistique afin de distinguer les conditions de défauts des conditions de fonctionnement normal du moteur. Comme les moteurs ont des géométries distinctes, une approche supervisée

est adaptée. Dans cette approche, l'algorithme est entraîné pour reconnaître les conditions de fonctionnement normal du moteur avant la détection effective de défauts [58].



**Fig I-7.** Schéma bloc de technique de détection de défauts par la méthode statistique temps – fréquence d'adaptation

Le temps de localisation des signaux non stationnaires est typiquement obtenu par la STFT présentée précédemment. Sa relation mathématique est donnée comme suit pour un signal  $f$  donné :

$$F(\omega, n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int f(t)g(t - nt_0)e^{-i\omega t} dt \quad (\text{I.24})$$

Où :

$g$  est une fonction de (cutoff) idéale,  $g(tnt_0)$  est une translation de  $g$  ;

$t_0$  est la longueur d'intervalle de la fonction (cutoff) ;

$n$  est un entier associé à la partie du signal ;

$\omega$  est similaire à la fréquence de Fourier.

La méthode de détection proposée, comprend quatre étapes principales :

- Le prétraitement (procédures typiques de traitement de signal) ;
- L'entraînement (le spectre temps – fréquence du courant est calculé et les caractéristiques concernant les conditions de défaut sont extraits) ;
- Le teste et le post traitement (le teste est répété pour améliorer l'exactitude de la décision finale) [59].

### ***H. Une technique additionnelle***

Récemment [60], une technique intéressante à été proposée pour la détection des barres cassées dans les moteurs asynchrone. Cette technique est basée sur une teste terminal ouvert. Dans ce cas, le courant rotorique va donc induire des tensions dans les enroulements du stator. Ces tensions seront traitées pour le diagnostic des barres rotoriques cassées ou criquées.

C'est une technique très intéressante, puisque chaque moteur est alimenté en général par des sources de tension contenant des harmoniques, des tensions déséquilibrées, etc. de plus, le moteur peut fonctionner dans la zone de saturation. Ces conditions fréquentes mèneront à quelques erreurs dans le processus de détection de défauts. Il apparaît que ces effets seront enlevés par le teste terminal ouvert. Cette technique semble d'être intéressante pour la détection des défauts au rotor avant l'utilisation du moteur.

### ***I.2.3 Conclusion***

Les principaux avantages et inconvénients des techniques présentées sont discutés brièvement. Dans plusieurs cas, (the conventional steady state techniques) peuvent suffire. A partir de cette discussion, il apparaît que, les case les plus difficiles, les transformations temps – fréquence et l'échelle de temps, telle que les ondelettes, offrent un outil plus optimal pour la détection et le diagnostic des pannes aux rotors des moteurs asynchrones. D'une part, elles remédient les principaux inconvénients des techniques du traitement de signal du courant du moteur pour la détection des défauts (i.e., non stationnaire). D'autre part, ces techniques présentent quelques avantages intéressants d'application, telle que pour les broyeurs de charbon, où la vitesse vari rapidement et pour la détérioration des roulements où la vitesse et les (signatures) peuvent varier d'une façon imprévisible.

### *1.3 Méthode de diagnostics modernes*

#### **1.3.1 Introduction**

La surveillance et la détection de défaut des machines électriques sont orientées vers les techniques de l'intelligence artificielle (IA). De telles techniques exigent " une intelligence de configuration minimale " puis aucune analyse détaillée du mécanisme de défaut n'est nécessaire, ni de modéliser le système est exigé.

Quand une technique de IA est employée, la détection et l'évaluation des défauts peuvent être accomplies sans expert. Dans les systèmes à base de AI, plusieurs quantités sont utilisées comme des signaux d'entrée: courants et tensions de stator, champs et vibrations magnétiques d'armature, etc... En général, les courants et les tensions du stator sont préférés parce qu'ils permettent de la réalisation des systèmes de diagnostics non encombrants et les capteurs exigés sont habituellement présents dans la commande considérée.

Les étapes principales d'une procédure de diagnostic peuvent être classifiées comme suit:

- 1) extraction de signature;
- 2) identification de défaut;
- 3) évaluation de sévérité de défaut.

#### **1.3.2 Techniques à bases de IA**

Il convient de noter qu'il y a beaucoup de types de techniques basées sur AI. Certaines de ces techniques emploient des systèmes experts, les réseaux de neurone artificiels (RNA), la logique floue, les neurones - floue, les algorithmes génétiques (GA), etc... Les diverses techniques ont été récapitulées récemment dans [61].

L'avantage d'un système expert est la capacité de contrôler les règles de production de la base de connaissance qui modèlent le système physique, alors que c'est une caractéristique principale de RNs qui sont en général des fonctions d'approximation non-linéaires. Cette fonction d'approximation est réalisée en employant un réseau d'apprécié accumulé des neurones artificiels, qui sont reliés par les poids appropriés. Cependant, l'architecture exacte d'un NN n'est pas connue à l'avance; elle est habituellement obtenue après un procédé d'essai-

et-erreur.

Les systèmes de logique floue sont experts, basés sur des règles, mais ils peuvent être considérés également comme des fonctions d'approximations non-linéaires généralisées. Contrairement aux RN, ils donnent une description physique très claire de la façon dont la fonction d'approximation est exécutée. D'autre part, les neuro-flou sont fondamentalement RN avec des dispositifs flou.

Finalement, les Algo-Gen ne sont pas des fonctions d'approximation générales, mais ils sont des techniques stochastiques d'optimisation. Cependant, ils peuvent être employés ainsi que les réseaux de neurone ou neuro-floue, par exemple, pour obtenir les poids optimaux dans un réseau de neurone "pur", ou pour obtenir les fonctions d'adhésion dans des systèmes de logique floue, etc...

### ***1.3.2.1 Diagnostic basé sur les réseaux neurone***

Une solution très nouvelle et attirante pour l'évaluation de sévérité des défauts peut s'avérer applicable encore, une des techniques de IA, c.-à-d., l'approche neuronale contrôlée [62], [63], [64]. Un RNA contrôlé est une fonction d'approximation générale qui peut synthétiser les rapports entre les différentes variables constituant les vecteurs d'entrée et les index de diagnostic de sortie qui indiquent la sévérité du défaut, à partir des exemples utilisés dans le procédé d'apprentissage. Cependant, la sensibilité l'RNA de synthétiser le système dépend des variables d'entrée choisies qui doivent être des indicateurs de défaut optimaux. Afin de remplir cette condition et obtenir une méthode efficace, une étude préventive à base de modèle peut être réalisée et ceci justifie l'importance précédemment mentionnée des approches modèles. Ainsi, l'ensemble de données d'entrée-sortie peut être obtenue, parfaitement à partir des données expérimentales, et également des approches à base du modèle.

### ***1.3.2.2 Diagnostic basé sur la logique floue***

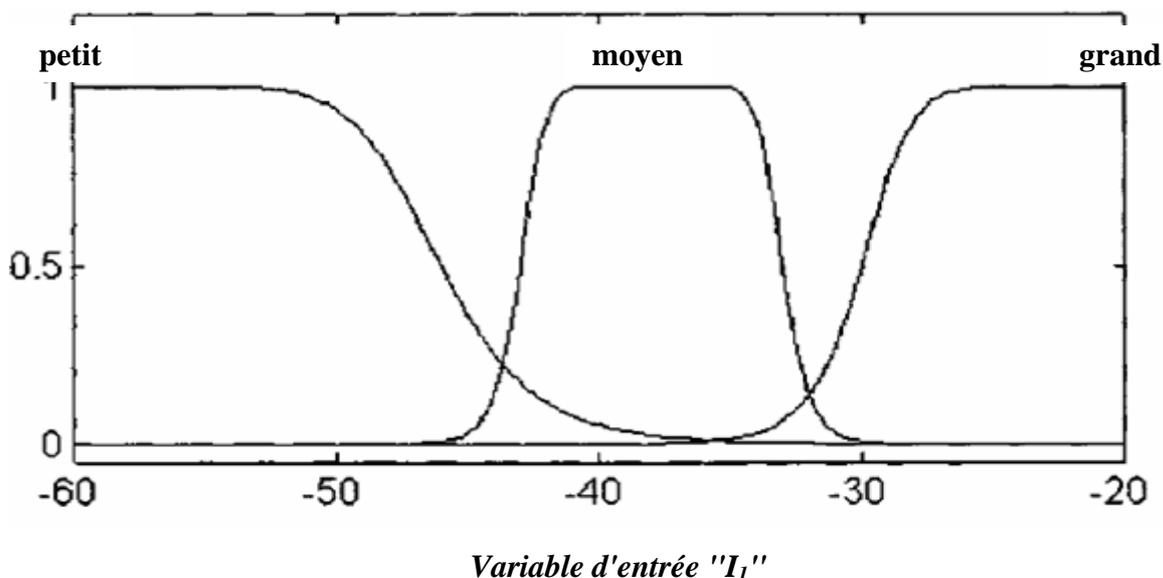
L'application d'un RNA mène à un problème qui se résume à la difficulté de gérer une large quantité d'information. En fait, le raisonnement concret est souvent exprimé non pas par des nombres mais par des limites linguistiques comme "petites" "grand" "bas" etc., pris du langage naturel. Les faible valeurs des indicateurs de défaut obtenus par les modèles de défaut, peuvent être vues comme inconvenient du système de diagnostique, dû aux besoins

générales d'obtenir des informations heuristiques ou qualitatives sur le système. Pour approcher les performances d'un système de diagnostic à la réalité et pour obtenir une intelligence plus directe, encore, une technique de IA, c.-à-d., logique floue peut fournir la solution [65], [63]. Un système basé sur la logique floue permet la transformation des limites heuristiques et linguistiques dans des valeurs numériques par l'intermédiaire des règles et des fonctions flou d'adhésion et peut rapprocher les rapports complexes liés à une tâche de diagnostique.

Pour développer un exemple spécifique, la détection de la sévérité d'un défaut de rupture d'une barre au rotor est considérée, en utilisant l'inférence floue de type Mamdani et en employant comme variables d'entrée les composants de défaut  $I_1$  et  $I_2$  aux fréquences  $(1 \pm 2s)f$  fournies dans le FS par le système expert.

Une analyse basée sur le modèle, précédemment exécutée sur le moteur d'essai de 500-W, donne les règles pour le choix des variables linguistiques pour évaluer la sévérité des défauts. Pour la simplicité, nous considérons seulement les étiquettes "petites" "moyen" et "grand". Les données simulées suggèrent à considérer "petit" à une amplitude jusqu'à -50 dB, les deux "petits" et "moyen" jusqu'à -40 dB, etc., jusque à -30 dB qui soit considéré "grand" évidemment, l'amplitude du défaut augmente avec le nombre de barres cassées.

En choisissant les fonctions d'adhésion généralisées sous forme de cloche avec les paramètres appropriés, il est possible d'obtenir les fonctions d'adhésion pour les deux composants de défaut  $I_1$  et  $I_2$ . La forme de l'ensemble flou de  $I_1$  est alors montrés sur la figure ci dessous.



**Fig.I-8** L'ensemble flou des variables d'entrées pour  $I_1$

À ce stade, l'ensemble flou de sortie relié aux barres cassées doit être défini. Suivant

encore les résultats de simulation et rappelant qu'un système diagnostique doit pouvoir détecter les limites entre l'état sain et défectueux, il est suffisant de considérer, en termes de variables linguistiques, les cinq états suivants: " pas de barres cassées "  $\equiv$  non; " un défaut naissant "  $\equiv$  si; " une barre cassée "  $\equiv$  une; " un ou deux barres cassées "  $\equiv$  un ou deux; et, en finalement, " deux barres cassées "  $\equiv$  deux. Pour les ensembles flous de sortie, cinq fonctions gaussiennes centrées, respectivement, dans les points appropriés ont été choisies. En considérant la matrice bidimensionnelle des variables d'entrée, chaque sous-espace est associé à une situation floue de sortie. En conséquence, les règles flous sont obtenues comme suit.

- 1) si ( I1 est petit) et ( I2 est petit) alors (aucun).
- 2) si ( I1 est petit) et ( I2 est moyen) alors (si).
- 3) si ( I1 est petit) et ( I2 est grand) alors (un).
- 4) si ( I1 est moyen) et ( I2 est petit) alors (si).
- 5) si ( I1 est moyen) et ( I2 est moyen) alors (un).
- 6) si ( I1 est moyen) et ( I2 est grand) alors (un ou deux).
- 7) si ( I1 est grand) et ( I2 est petit) alors (un).
- 8) si ( I1 est grand) et ( I2 est moyen) alors (un ou deux).
- 9) si ( I1 est grand) et ( I2 est grand) puis (deux).

En comparant l'approche basée sur les RN à l'approche basée sur la logique floue, il est possible de tirer les conclusions suivantes.

Une approche floue modélise un problème complexe en utilisant un SI - ALORS type de règles d'experts et des variables linguistiques afin de capturer directement les aspects qualitatifs du processus humain de raisonnement impliqué.

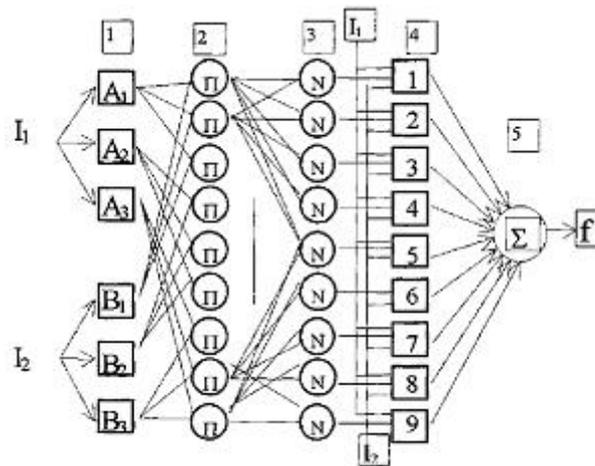
Cependant, le problème est décalé vers les fonctions d'adhésions et les règles d'accord. Au contraire, un technique basé sur les RN permet une solution précise à un problème particulier de défaut, sans le besoin d'une connaissance précise du système défectueux. Cependant, le principal inconvénient est lié au fait que, en général, l'architecture exacte du RN à employer n'est pas connue à l'avance.

### 1.3.2.3 Diagnostic à base des neuro-floue

Pour surmonter le problème déjà mentionné et obtenir également d'autres possibilités, il est nécessaire de joindre les dispositifs de RN et les techniques de la logique floue, et ceci peut être exécuté en employant une approche (floue-neuronale) neuro-floue [66]. Une possibilité pour ce doit employer (un système de référence de réseau d'adaptation à base de la logique floue en anglais (adaptive-network-based fuzzy inference system ANFIS)). Ce RN est un réseau adaptatif qui met en application, en tant que fonction d'entrée - sortie globale, une référence floue. De cette manière, il est possible de développer un système flou inclus dans RN adaptatif, sans effort supplémentaire d'établir et accorder les fonctions d'adhésion et les paramètres de réglage. L'architecture de l'ANFIS est bien définie.

Un exemple d'application d'ANFIS peut être dérivé directement de l'exemple précédent lié au rotor d'un moteur asynchrone défiant. Pour la simplicité, une première référence de type Sugeno système est employée, qui est plus approprié à l'application d'ANFIS. Un tel raisonnement exige des règles avec SI partie floue et ALORS pour l'autre partie. Admettant encore les entrées  $I_1$  et  $I_2$ , la première règle du système flou précédent devient la suivante: Si ( $I_1$  est petit) et ( $I_2$  est petit) alors  $f_1 = p_1 I_1 + q_1 I_2 + r_1$  où  $p_1$ ,  $q_1$ , et  $r_1$  sont des paramètres croquants (crisp) de la partie ALORS. Les autres règles sont semblables (mais contiennent de différents paramètres  $p_i$ ,  $q_i$ ,  $r_i$ ).

La structure adaptative de réseau se compose d'un réseau multicouche de feedforward dans lequel chaque noeud exécute une fonction spécifique (fonction de noeud). Pour indiquer les différentes possibilités adaptatives, habituellement un noeud adaptatif est indiqué par un carreau (figure ci-dessous). Le RN adaptatif est formé par une étude dirigée. Cependant, dans ce cas, (différent de l'architecture classique de RN feedforward), les liens indiquent seulement que le sens d'écoulement des signaux entre les noeuds et aucuns poids sont associés par les liens. Pendant la phase d'apprentissage les quantités de mise à jour sont les paramètres des noeuds adaptatifs.



**Fig.I-9** l'architecture adaptative de ANFIS pour le diagnostic de défauts rotorique basée sur les composantes spectrales de  $I_1$  et  $I_2$ .

Pour exécuter les dispositifs du type déjà défini de Sugeno d'un système flou, le RN adaptatif peut être organisé comme il est montré dans la figure ci-dessus.

Dans cette figure il y a plusieurs couches, par exemple, couche 1 est associée à la fonction d'adhésion des variables linguistiques (petit, moyen, grand)  $A_i$  pour  $I_1$  et  $B_i$  pour  $I_2$ . La sortie correspondant indique la catégorie d'adhésion de l'entrée. Les paramètres de la fonction d'adhésion appartiennent à l'ensemble de paramètres. Pendant que les valeurs de ces paramètres changent, la forme des fonctions d'adhésion change en conséquence.

Comme c'est discuté ci-dessus, dans l'approche floue conventionnelle les paramètres doivent être choisis en examinant directement les cas de défaut ou les résultats du modèle. Ceci signifie que le système neuro-flou commence par le premier essai de la fonction d'adhésion, puis construit automatiquement les fonctions exigées d'adhésion en employant un ensemble d'exemple. Les autres couches sont consacrées aux fonctions restantes de l'ensemble flou. Finalement, la dernière couche calcule la sortie globale  $f$  par l'addition de tous les signaux entrants.

Ainsi, on a construit un réseau adaptatif qui est fonctionnellement équivalent à un système de référence flou, mais en dehors l'effort d'accorder les paramètres de réglage et les paramètres des fonctions d'adhésion. Cette tâche est accomplie par le RN pendant la phase d'apprentissage. Puisque l'ensemble de paramètre caractérise le dispositif du système flou, les auteurs peuvent conclure que, dans ce cas, le système neuro-flou adaptatif peut construire de façon autonome le système flou inclue. Les auteurs ont déjà montré dans [FIL 96] l'utilisation de cette technique intéressante pour la détection de court-circuit au stator. On doit souligner

que cette technique est très intéressante parce qu'à démarre des exemples, elle exige un minimum *de connaissance* antérieure et, par conséquent, peut être utilisé afin de concevoir un système de diagnostique respectant le principe de la configuration minimum AI (MCAI).

# Chapitre II

*Modélisation de la machine synchrone à cage  
d'écureuil*

## II. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR À CAGE

Les auteurs développent le modèle des machines asynchrones à cage d'écureuil pour le diagnostic des défauts à partir de l'approche des circuits multiples magnétiquement couplés. Le modèle généralisé établi à base des récurrences mathématiques.

La théorie des fonctions d'enroulements est utilisée pour déterminer les résistances et les inductances du rotor dans le cas de n-barres cassées et une portion d'anneau de court circuit enlevée.

### II.1 Introduction

En générale le problème du diagnostic des défauts consiste à déterminer le type de défaut avec autant de détails possible que la taille du défaut, location et le temps de détection. A partir de ces détails importantes, différentes approches utilisant les modèles mathématiques sont développés de plus de trois décades, et il y a de riches littératures de centaines de papiers incluant beaucoup d'études [67], [68].

Pour les machines électriques, les défauts et leurs techniques de diagnostic sont reportées sur un grand nombre de papier et catégorisées dans trois sections importantes:

- *Théorie des circuits magnétiques couplés.* Cette théorie utilise la méthode des élément finis associant les modèles d'espace d'état, basée sur les équations de Maxwell en tenant compte de la géométrie de la machine et les propriétés magnétiques des matériaux. Cette méthode offre des avantages considérables, tel que, la modélisation de la topologie des circuits magnétiques couplés et la capacité de modéliser la saturation magnétique à très grande précision. Cependant, la méthode des éléments finis n'était pas le privilège de toutes les recherches pour la simulation des défauts du rotor des machines asynchrone et reste aujourd'hui, peu utilisée à cause du temps de calcul qui est très élevé et l'absence de la connaissance sur ces défauts [69], [70].

- *L'approche des circuits multiples couplés.* Cette approche est basée sur les lois de Kirchhoff. Si dans cette méthode, la saturation magnétique est négligée, il est cependant possible d'observer les défauts du rotor et du stator, merci pour la conception d'un modèle détaillé d'une machine asynchrone ayant m-circuits au stator et n-barres au rotor, [71], [72]. Après avoir représenter le schéma équivalent sous les conditions normales, il est donc possible d'écrire les équations des réseaux maillés et de simuler les défauts au rotor en cassant les barres du rotor et/ou une portion de court circuit.

- *Analyse spectrale et estimation des paramètres.* La procédure est basée sur l'analyse spectrale de la signature du courant statorique et sur l'estimation des paramètres respectivement, pour identifier les défauts des barres rotoriques. On l'appelle aussi "Analyse de la Signature du Courant du Moteur". Le spectre du courant statorique montre que les barres cassées du rotor donnent naissance à une séquence de bandes latérales autour de la fréquence d'alimentation, [73]. Ces bandes latérales sont à  $f_m = f(1 \pm 2ks)$ ,  $k=1,2,\dots$ . La basse bande latérale est spécifiquement due à une barre cassée et la haute bande latérale est due par conséquent à une oscillation de vitesse. Un autre signal qui a été proposé pour l'analyse des défauts du moteur est le couple dans l'entre fer. Des composantes fréquentielles sont observées sur les caractéristiques fréquentielles  $f_m = f(2ks)$ . Les spectres de défauts sont dépendants du glissement, qui change avec la charge. Le spectre du couple d'entrefer et le spectre du courant statorique sont des signatures importantes qui peuvent être utilisées dans le diagnostic des défauts.

La connaissance analytique sur le processus est aussi utilisée pour produire une information analytique et quantifiable. Les premières valeurs caractéristiques sont générées par l'analyse du processus utilisant des modèles de processus mathématiques avec l'estimation paramétrique, estimation d'état et la méthode d'équation de parité.

Les valeurs caractéristiques sont des paramètres, variables d'états ou des résidus. Par exemple: détection d'une barres cassée dans une machine asynchrone utilisant la technique d'estimation d'états et des paramètres qui a été reportées dans [74], [75].

Ces papiers présentent un modèle généralisé de la machine asynchrone pour le diagnostic des défauts rotoriques avec une approche des circuits multiples magnétiquement couplés (utilisant les idées de *A.R Muñoz et T. A. Lipo*, [76]). L'approche développée est basée sur la détermination des inductances (inductances propres et mutuelles). Ces inductances étaient données à un rotor ayant un nombre non spécifique de barres rotoriques cassées, en utilisant une récurrence mathématique. Considérant la configuration du rotor il est plus réaliste de modéliser la cage comme  $m$  circuits identiques magnétiquement couplés. De plus, un avantage de cette approche c'est qu'elle est applicable pour n'importe quel nombre de barres cassées par paire de pole. D'où le besoin de la détermination des inductances et résistances des mailles rotoriques affectées par le défaut.

### II.2 Modélisation de la MAS par l'approche des circuits multiples couplés

Le modèle triphasé – triphasé ne permet pas de savoir la valeur instantanée des courants qui circulent dans les barres rotoriques et donc ne permet pas la détermination des défauts du rotor. C'est pourquoi le modèle multi – enroulements était développé. On va représenter alors, un modèle du rotor comme si les barres étaient des phases; la résultante des courants circulants dans les portions d'anneaux de court circuit est considérée comme le courant de phase rotorique.

Prenant compte des hypothèses suivantes:

- saturation négligeable,
- la distribution de la f.e.m est sinusoïdale,
- entrefer uniforme,
- courant d'inter – barres négligeable.

#### II.2.1 Equations du stator

Les équations du stator s'écrivent comme:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Avec:  $V_s = [V_a \quad V_b \quad V_c]$  et  $I_s = [I_a \quad I_b \quad I_c]$

La matrice résistance (diagonale (3×3)) contient la résistance de chaque enroulement:

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

Le flux total vu par le stator est:

$$\Phi_s = \Phi_{ss} + \Phi_{sr}$$

Où :

$\Phi_{ss}$  est le flux dû aux courants statoriques,

$\Phi_{sr}$  est le flux dû aux courants rotoriques.

Pour une distribution sinusoïdale des enroulements, le flux statorique dû aux courants statorique est donné par:

$$\Phi_{ss} = \begin{bmatrix} \Phi_{ass} \\ \Phi_{bss} \\ \Phi_{css} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Où

$L_{ls}$  et  $L_{ms}$  sont respectivement les inductances de fuites et de magnétisations des enroulements statoriques.

L'inductance de magnétisation  $L_{ms}$  d'un enroulement ayant  $N_s$ , nombre de spires en série de la phase du stator, est donnée par:

$$L_{ms} = \mu_0 \frac{l \cdot r}{g} N_s^2 \left( \frac{\pi}{4} \right) \quad (\text{II.3})$$

Où

$l$  : longueur de la culasse,

$r$  : le rayon moyen de l'entrefer,

$g$  : la longueur de l'entrefer.

La cage rotorique est modélisée par  $n$  mailles identiques [77], [78], [79], chaque maille rotorique est composée de deux barres adjacentes et une portion d'anneau de court circuit qui les attache et est magnétiquement couplée avec toutes les autres mailles rotoriques et les trois phases statoriques.

Le flux statorique dû aux courants rotoriques est:

$$\Phi_{sr} = \begin{bmatrix} \Phi_{asr} \\ \Phi_{bsr} \\ \Phi_{csr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{an} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bn} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Où  $L_{xi}$  représentent les mutuelles inductances entre la phase  $x$  du stator et la maille  $i$  du rotor.

En négligeant les FMM dans l'acier, ces inductances sont calculées en utilisant la théorie des fonctions d'enroulements "WFT" ou "TFE" [80], [81]. Cette méthode suppose qu'il n'y a pas

de symétrie d'après la théorie des fonctions d'enroulements [82]. L'inductance mutuelle entre deux bobines, non spécifique, "i" et "j" de la machine peut être calculée de l'équation (II.5), en supposant que la perméance de l'acier est infinie [83].

$$L_{ij}(\theta) = \mu_0 . l . r \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) . N_i(\varphi, \theta) . N_j(\varphi, \theta) d\varphi \quad (\text{II.5})$$

Où

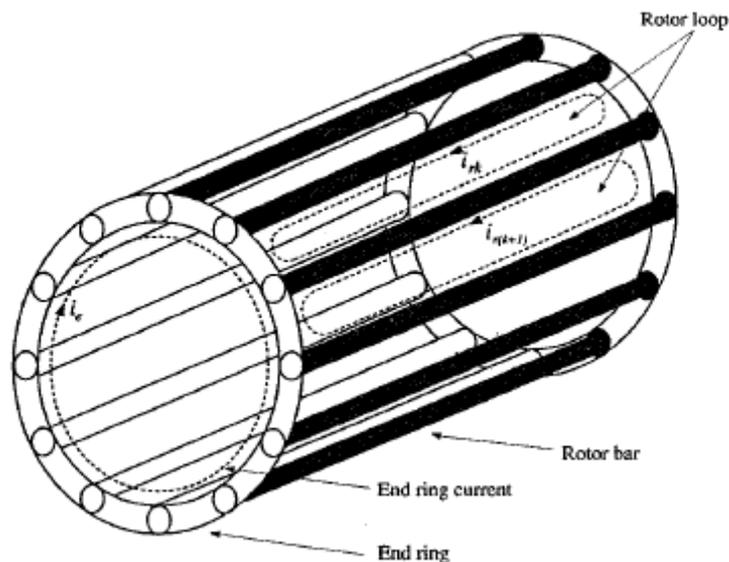
$\theta$  représente la position du rotor par rapport à la référence donnée (liée au stator).

$\varphi$  est une position angulaire particulière le long de la surface interne du stator.

$g^{-1}(\varphi, \theta)$  est la fonction inverse de l'entrefer, si on suppose alors que l'entrefer est constant et petit par rapport au rayon du rotor, la fonction est égale à  $1/g$ .

$N_i(\varphi, \theta)$  est la fonction d'enroulement et représente la distribution spatiale de la FMM le long de l'entrefer pour une unité de courant circulant dans l'enroulement "i".

Les inductance de fuites sont calculées seulement en mettant  $i = j$ .



De la théorie des fonctions d'enroulements, on peut déterminer le FMM dans l'entrefer produite par le courant  $i_a$  circulant dans l'enroulement "a" pour une position dans l'entrefer, comme suit:

$$F_a = N_a(\theta) . i_a \quad (\text{II.6})$$

Le flux crée dans une bobine, ayant  $N_b$  spires, par le courant  $i_a$  est donné par:

$$\Phi = F.\lambda \quad (\text{II.7})$$

Où

$\lambda$  et  $F$  sont respectivement la perméance et la force magnéto – motrice. Le flux différentiel qui traverse l'entrefer du rotor vers le stator par la section  $(r.d\theta.l)$  est:

$$d\Phi = F_a(\theta) \cdot \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} d\theta \quad (\text{II.8})$$

Le flux différentiel crée dans la bobine B est:

$$d\Lambda_{ab} = N_a(\theta) \cdot N_b(\theta) \cdot i_a \cdot \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} d\theta \quad (\text{II.9})$$

D'où l'expression du flux total:

$$\Lambda_{ba} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \cdot i_a \int_{\theta_{b1}}^{\theta_{b2}} N_a(\theta) \cdot N_b(\theta) \cdot d\theta \quad (\text{II.10})$$

A partir du flux total, il est possible alors de déterminer l'inductance entre la bobine A et la bobine b:

$$L_{ba} = \mu_0 \frac{l.r}{g} \int_{\theta_{b1}}^{\theta_{b2}} N_a(\theta) \cdot N_b(\theta) \cdot d\theta \quad (\text{II.11})$$

En considérant la distribution des enroulements du stator et les barres rotoriques, la fonction d'enroulement pour les phases statoriques est:

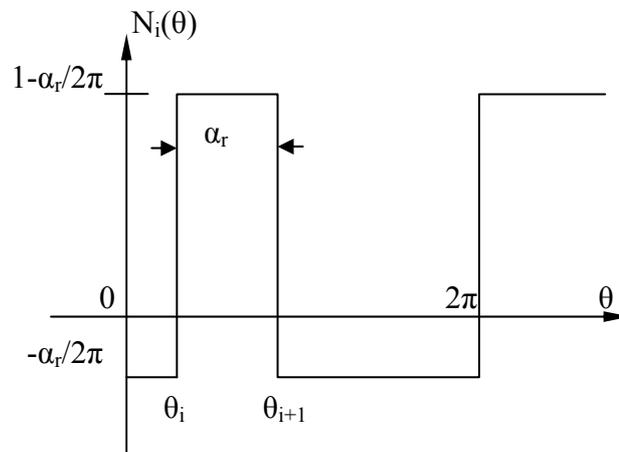


Fig.II.1 : la boucle rotorique de la fonction d'enroulement

$$N_{a,b,c} = \frac{N_s}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi j}{3}\right), \text{ pour } j = 0,1 \text{ et } 2.$$

La fonction d'enroulement normalisée pour la  $i^{\text{eme}}$  maille du rotor, donnée par la distribution de la FMM produite par un ampere de courant circulant dans la  $i^{\text{eme}}$  maille, est montrée sur la (Fig.II.1). Pour toutes les autres mailles les fonctions d'enroulement normalisées sont similaire, en changeant seulement l'angle de la phase relative qui est définie par la position de chaque maille en respectant le point de référence. Mathématiquement, cette fonction est défini par:

$$N_i(\theta) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \text{pour } 0 < \theta < \theta_i \text{ et } \theta_{i+1} < \theta < 2\pi \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Où

$\alpha_r$  est l'angle entre deux barres adjacentes,

$\theta_i$  et  $\theta_{i+1}$  définissent la position des barres formants la  $i^{\text{eme}}$  maille.

En remplaçant  $g^{-1}(\varphi, \theta)$  et  $N(\varphi, \theta)$  définies précédemment dans l'expression (II.5), pour la phase "a", on déterminera les inductances suivantes:

$$\begin{aligned} L_{ai} &= \mu_0 \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta).N_i(\theta).d\theta \\ &= \frac{\mu_0.l.r.N_s}{2g} \left( \int_0^{\theta_i} -\frac{\alpha_r}{2\pi} \cos\theta.d\theta - \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \cos\theta.d\theta - \int_{\theta_{i+1}}^{2\pi} \frac{\alpha_r}{2\pi} \cos\theta.d\theta \right) \end{aligned}$$

Puisque chaque maille rotorique est symétriquement située le long de la périphérie du rotor,  $\theta_i$  peut être exprimée en terme d'un angle rotorique arbitraire  $\theta_r$ , et l'angle entre les barres adjacentes  $\alpha_r$  comme :  $\theta_i = \theta_r + (i-1). \alpha_r$

Après intégration et transformation par les relations trigonométriques, cette expression donne:

$$L_{ai} = \frac{\mu_0.l.r.N_s}{2g} \left( \sin \frac{\alpha_r}{2} \cos \left( \theta_r + \left( i - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (\text{II.13})$$

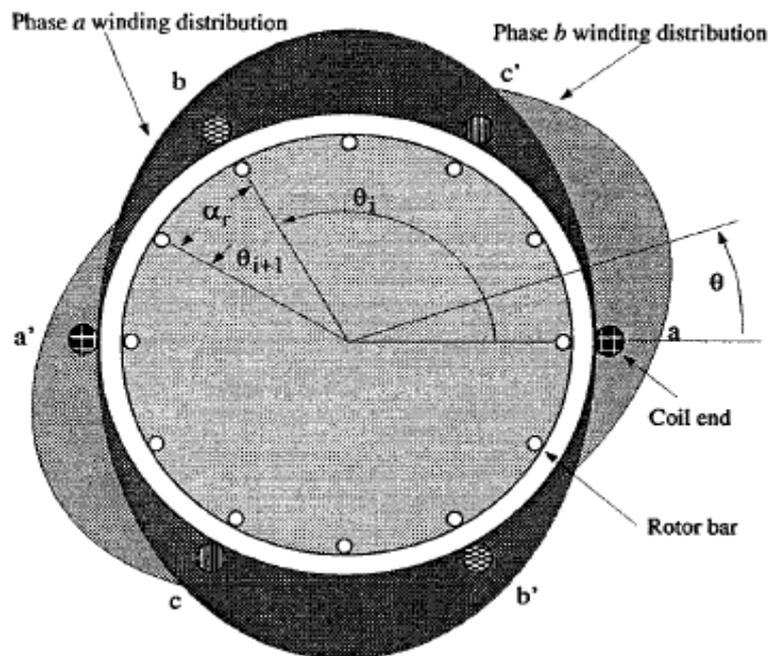
$$\text{soit } L_m = \frac{4 L_{ms} \cdot \sin \delta}{\pi \cdot N_s}$$

$$\delta = \frac{\alpha_r}{2}$$

On obtient:

$$L_{ai} = \mu_0 \frac{l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) \cdot N_i(\theta) \cdot d\theta = L_m \cos(\theta_i + \delta) \quad (\text{II.14})$$

Il est facile alors de trouver les inductances pour deux autres phases.



### II.2.2 Equations du rotor

Pour le besoin d'une simple compréhension, la cage du rotor est modélisée par un circuit équivalent contenant  $k+1$  mailles. Les barres rotoriques sont numérotées de 1 à  $k+1$ . Il est à considérer que chaque maille est définie par deux barres adjacentes et connectées entre elles par une portion d'anneau de court circuit. De plus, chaque barre rotorique et portion d'anneau de court circuit sont représentées par un circuit équivalent par une résistance et une inductance, comme le montre la figure.II.2

A partir de ces circuits équivalents d'un rotor à cage d'écureuil, on peut écrire les équations suivantes:

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (\text{II.15})$$

Avec:  $V_r = [V_{r1} \ V_{r2} \ V_{r3} \ \dots \ V_{rn}]$  et  $I_r = [I_{r1} \ I_{r2} \ I_{r3} \ \dots \ I_{rn}]$ .

Comme le rotor est à cage d'écureuil, il découle :  $V_{rk} = 0$ , pour  $k = 1, 2, \dots, n$ .

L'équation (II.15) devient:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \vdots \\ \Phi_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Et le flux total vu par le rotor est:

$$\Phi_r = \Phi_{rr} + \Phi_{sr}$$

Où:

$\Phi_{rr}$  est le flux dû aux courants rotoriques,

$\Phi_{rs}$  est le flux dû aux courants statoriques.

Le flux  $\Phi_{rs}$  est exprimé sous la forme matricielle suivante:

$$\Phi_{rs} = [\Phi_{r1s} \ \Phi_{r2s} \ \dots \ \Phi_{rns}]^T = \begin{bmatrix} L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \\ L_{2a} & L_{2b} & L_{2c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{na} & L_{nb} & L_{nc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Le flux dans la  $i^{\text{eme}}$  maille du rotor produit par les courants rotoriques est exprimé par la relation (II.18) déduite de la Fig. (II.2).

$$\Phi_{rkr} = L_{k1} i_{r1} + \dots + L_{kn} i_{rn} + 2(L_e + L_b) i_{rk} - L_b (i_{r1(k-1)} + i_{r(k+1)}) \quad (\text{II.18})$$

Sous forme matricielle, l'équation (II.18) devient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r1r} \\ \Phi_{r2r} \\ \vdots \\ \Phi_{rnr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \cdots & L_{r1r(n-1)} & L_{r1rn} - L_b \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & & \cdots & & L_{r2rn} \\ L_{r3r1} & \vdots & & \cdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \cdots & & \vdots \\ L_{rnr1} - L_b & L_{rnr2} & & \cdots & L_{rnr(n-1)} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

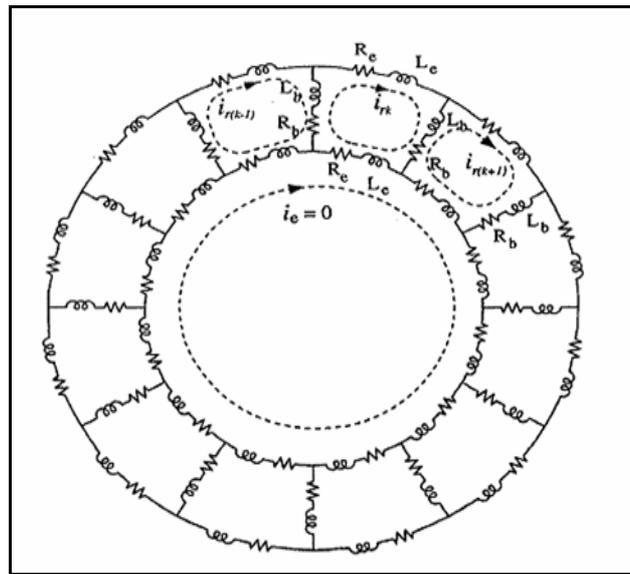


Fig.II.2 circuit équivalent d'un rotor à cage d'écuréuil d'une machine asynchrone saine

Les inductances propres des mailles sont égales, et elles sont données par:

$$L_{mr} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_k^2(\theta) d\theta = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \left\{ \left( -\frac{\alpha_r}{2\pi} \right)^2 \cdot \theta \Big|_{\theta_i}^{\theta_i} + \left( 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right)^2 \cdot \theta \Big|_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} + \left( -\frac{\alpha_r}{2\pi} \right)^2 \cdot \theta \Big|_{\theta_{i+1}}^{2\pi} \right\} \quad (II.20)$$

$$L_{mr} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \alpha_r \left( 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right)$$

La mutuelle inductance rotor – rotor entre deux mailles rotoriques "i" et "j" est déduite de l'équation (II.20)

$$L_{rij} = \mu_0 \cdot \frac{l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = -\mu_0 \cdot \frac{l \cdot r}{g} \left( \frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{II.21})$$

Le couple électromagnétique produit par la machine peut être exprimé à partir de la co-énergie  $W_{co}$  par,

$$\Gamma_e = \left[ \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_{rm}} \right]_{(I_s, I_r \text{ constants})} \quad (\text{II.22})$$

Il est défini précédemment que les inductances  $L_{ss}$  et  $L_{rr}$  contiennent seulement des éléments constants et le couple électromagnétique est une quantité scalaire. L'expression finale du couple est donc réduite à:

$$\Gamma_e = \frac{p}{2} I_s^T \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} I_r \quad (\text{II.23})$$

Où  $p$  est le nombre de paires de pôles et  $\theta_r$  est le déplacement du rotor en radians électriques.

### II.3 Introduction des défauts rotoriques

#### II.3.1 Machine avec une barre cassée

La rupture d'une barre diminue le nombre d'équations du rotor de 1, parce que le défaut impose les conditions suivantes:

- Si c'est la barre traversée par les courants  $i_{ij}$  et  $i_{ij+1}$  qui est celui de la barre cassée, on a  $i_{ij} = i_{ij+1}$  ce qui veut dire que le courant  $i_{ij}$  traverse une maille deux fois plus large et la maille  $j+1$  est éliminée, Fig. (II.3).

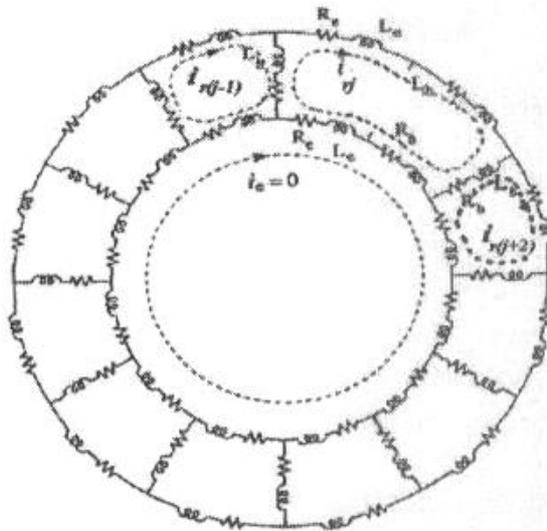


Fig.II.3 circuit équivalent d'un rotor à cage d'écureuil avec une barre cassée

Dans la matrice inductance la ligne et la colonne  $j+1$  sont éliminées et les termes en relation avec la colonne  $j$  sont donc recalculés en utilisant l'expression (II.5) en tenant compte de la nouvelle fonction d'enroulement pour la maille rotorique  $j$ ,

$$N_i(\theta) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & 0 < \theta < \theta_i \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_i < \theta < \theta_{i+2} \\ -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_{i+2} < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

- La détermination de la nouvelle inductance propre  $L_{0j}$  du rotor

$$L_{0j} = L_{ji} + 2(L_b + 2L_e)$$

On procède de la même façon que l'expression (20) afin de déterminer cette inductance:

$$L_{jj} = \mu_0 \cdot \frac{l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta) d\theta = 2\mu_0 \cdot \frac{l \cdot r}{g} \alpha_r \left( 1 - \frac{3\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{II.25})$$

- La détermination de la nouvelle mutuelle inductance rotor – rotor  $L_{rij}$

$$L_{rirj} = \mu_0 \cdot \frac{l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = -2\mu_0 \cdot \frac{l \cdot r}{g} \left( \frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{II.26})$$

Le même calcul est appliqué pour la  $j^{\text{ème}}$  ligne, la nouvelle matrice inductance devient:

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} \dots & L_{r1rj} & L_{r1r(j+2)} \dots & L_{r1rn} - L_b \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & \dots & \vdots & & L_{r2rn} \\ L_{r3r1} & \vdots & \dots & L_{jj} + 2(L_b + L_e) & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & & L_{r(n-1)rn} - L_b \\ L_{rnr1} - L_b & L_{rnr2} & \dots & . & & L_{mr} + 2(L_b + L_e) \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Calcul de la nouvelle mutuelle inductance  $L_{aj}$  entre la maille  $j$  et les enroulements du stator,

$$L_{aj} = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \int_0^{2\pi} N_a(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = L_m \cos(\theta_r + 2(j-1)\alpha_r + \delta) \quad (\text{II.28})$$

La matrice résistance rotorique est affectée par la rupture de la barre, et elle est obtenue à partir de la nouvelle représentation du rotor:

$$R_r = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 \dots & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & & \vdots & & 0 \\ 0 & & & -R_b & & \vdots \\ \vdots & & -R_b & 2(R_b + 2R_e) & -R_b & \vdots \\ \vdots & & & -R_b & & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \vdots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

### II.3.2 Machine avec deux barres cassées

Dans ce cas, le nombre des mailles rotoriques diminue de 2, si la première barre traversée par les courants  $i_{ij}$ ,  $i_{ij+1}$  et la seconde barre traversée par les courants  $i_{ij+1}$  et  $i_{ij+2}$  sont cassées, on a alors  $i_{ij} = i_{ij+1} = i_{ij+2}$  ceci veut dire que  $i_{ij}$  traverse une maille trois fois plus large comme le montre la Fig.(II.4). Au moment où on a deux barres cassées, la fonction des enroulements devient:

$$N_i(\theta) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & 0 < \theta < \theta_i \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_i < \theta < \theta_{i+3} \\ -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_{i+3} < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

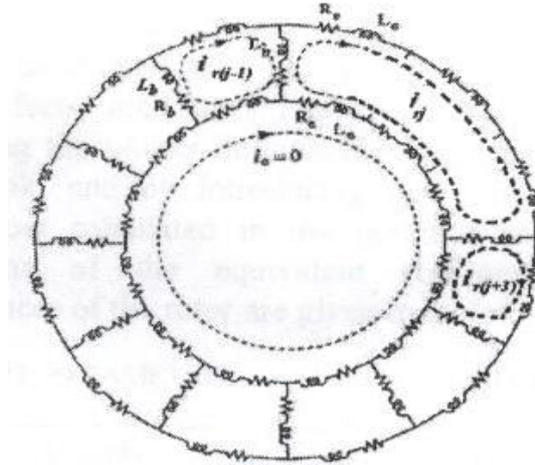


Fig.II.4 circuit équivalent d'un rotor à cage d'écureuil avec deux barres cassées  
Le même type de relation appliqué dans le cas d'une barre cassée est utilisé pour le calcul des nouvelles matrices inductance et résistance.

$$L_{0j} = L_{ji} + 2(L_b + 3L_e)$$

Avec l'inductance propre de l'enroulement j est

$$L_{jj} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta) d\theta = 3\mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \alpha_r \left( 1 - \frac{3\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{II.31})$$

$L_{rij}$  est défini par :

$$L_{rij} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = -3\mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \left( \frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{II.32})$$

Détermination des mutuelles inductances  $L_{aj}$

$$L_{aj} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = L_m \cos(\theta_r + 3(j-1)\alpha_r + \delta) \quad (\text{II.33})$$

La nouvelle matrice des résistances devient:

$$R_r = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 \dots & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & & \vdots & & 0 \\ 0 & & & -R_b & & \vdots \\ \vdots & & -R_b & 2(R_b + 3R_e) & -R_b & \vdots \\ \vdots & & & -R_b & & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \vdots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

**II.3.3 Machine avec anneau de court circuit cassé**

Si une ou plusieurs portions d'anneau de court circuit sont cassées, le nombre d'équations rotoriques diminue selon le nombre de portions cassées ; de plus les courants de la maille en contact avec le segment cassé sont nuls mais les équations électriques entières restent inchangées, (voir Fig.II.5).

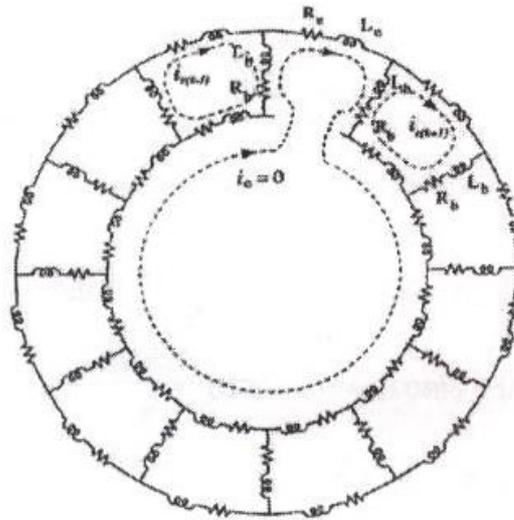


Fig.II.5 circuit équivalent d'un rotor à cage d'écureuil avec une portion d'anneaux enlevée

Il est plutôt simple de faire la simulation des dégradations des performances dynamiques de la machine asynchrone sous les conditions où un (voire plusieurs) segment de l'anneau de court circuit est cassé.

### II.3.4 Modèle généralisé par récurrences

Le même raisonnement, que dans le cas d'une ou deux barres cassées, est valable dans le cas où trois ou plusieurs barres successives sont cassées. Par récurrences, nous déterminons le modèle généralisé. Le nombre d'équations rotoriques va être baissé selon le nombre de barres cassées, et les mailles concernées sont éliminées; la maille  $j$  va être  $k$  fois plus large.

$$L_{0j} = L_{ji} + 2(L_b + (k+1)L_e)$$

Avec

$$L_{jj} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta) d\theta = (k+1) \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \alpha_r \left( 1 - \frac{(k+1)\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{II.35})$$

$L_{rij}$  est ainsi défini par:

$$L_{rij} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = -(k+1) \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \left( \frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{II.36})$$

Détermination des inductances mutuelles  $L_{aj}$

$$L_{aj} = \mu_0 \cdot \frac{l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = L_m \cos(\theta_r + (k+1)(j-1)\alpha_r + \delta) \quad (\text{II.37})$$

La nouvelle matrice des résistances devient:

$$R_r = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 \dots & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & & \vdots & & 0 \\ 0 & & & -R_b & & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots \\ \vdots & & -R_b & 2(R_b + (k+1)R_e) & -R_b & \vdots \\ \vdots & & & -R_b & & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \vdots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

On peut récapituler, dans l'appendice 1, la détermination des inductances propres et mutuelles par récurrences.

**II.4 Détermination des paramètres du rotor avec  $k$  – barres cassées**

L'approche proposée a été testée sur une machine asynchrone à cage d'écureuil de 4 kW, 2 paires de pôles, 28 barres où les détails des paramètres sont donnés dans l'appendice 2.

Les défauts sont introduits dans le programme en enlevant les blocs définissant les barres concernées par le défaut, et par introduction des nouvelles inductances et résistances calculées dans la section précédente. La variation de la résistance équivalente et les inductances du rotor sont données sur le tableau.

Nombre de barres cassées	$L_{0j}$ ( $\mu\text{H}$ )	$L_{rij}$ ( $\mu\text{H}$ )	$R_r$ ( $\mu\Omega$ )	$R_r$ ( $\Omega$ )	$L_r$ ( $\mu\text{H}$ )
0	4.3	0.100	117.83	1.5615	0.696
1	7.8	0.230	114.10	1.5642	0.670
2	11	0.356	110.49	1.5688	0.643
3	14	0.474	107	1.5757	0.618
4	16.9	0.593	103.65	1.5885	0.594
5	19.4	0.712	100.4	1.5970	0.571
6	21.7	0.832	97.34	1.6121	0.548
7	23.8	0.950	94.32	1.6307	0.527
8	25.7	1.070	91.50	1.6535	0.506
9	27.3	1.187	88.77	1.6808	0.487
10	28.6	1.301	86.20	1.7131	0.468

TABLEAU.1 VALEURS DES PARAMETRES POUR DIFFERENTS NOMBRES DE BARRES ROTORIQUES CASSEES.

***II.5 Conclusions***

- Un modèle généralisé pour la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil a été développé sur la base de la récurrence mathématique. La détermination des inductances de fuites et mutuelles des mailles rotoriques est faite en utilisant la théorie des fonctions d'enroulements.
- Ce modèle permet l'introduction des défauts et la connaissance des courants réels dans les barres rotoriques ainsi dans l'anneau de court circuit, ce qui est difficile de réaliser avec le modèle triphasé – triphasé.
- On peut déterminer des connaissances analytiques sur la machine afin de produire des informations analytiques et quantifiables.
- L'avantage de ce modèle c'est qu'il est applicable sur des rotors à cage avec un nombre non entier de barres par paire de pôles. L'approche proposée peut aussi être utilisée pour la simulation de la commande des machines asynchrones à vitesse variable avec des défauts au rotor.

# Chapitre III

*Diagnostic par la méthode analytique*

### III. INFLUENCE DES DEFAUTS ROTORIQUES SUR LES CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Les caractéristiques d'un moteur asynchrone correspondent à son alimentation sous sa tension et sa fréquence nominales. [84]

Pour déterminer ces caractéristiques il existe deux méthodes, la méthode graphique « diagramme de cercle » et la méthode analytique « schéma équivalent ».

#### III.1 La méthode graphique

Elle est basée sur le diagramme du cercle mais les résultats de cette méthode ne sont pas précis.

#### III.2 La méthode analytique

Elle est basée sur le diagramme des courants qui permet de compléter les observations faites à partir des relations déduites du schéma équivalent en  $\Gamma$  (gamma inversé) en introduisant le facteur de correction, c'est à dire, en tenant compte de la saturation.

##### III.2.1 Les paramètres de la machine

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1, r_2', x_1, x_2', I_{actif} \cong I_\mu \\ r_{12} = \frac{P_{acier} \cdot 10^3}{3I_\mu^2} \\ Z_1 = r_1 + jx_1 \\ Z_{12} = r_{12} + jx_{12} \\ I_{a_{cact}} = \frac{P_{acier} \cdot 10^3 \cdot 3I_{actif}^2 \cdot r_1}{3.V_1} \end{array} \right. \quad (III.1)$$

**III.2.2 Le facteur de correction**

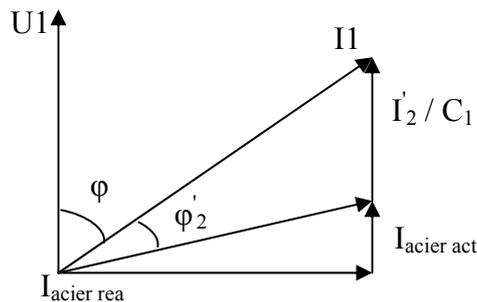
Le facteur de correction s'écrit sous la forme suivant:

$$\begin{cases}
 C_1 = |C_1| e^{j\gamma_1} = |C_1| (\cos \gamma_1 + j \sin \gamma_1) \\
 |C_1| = \sqrt{\frac{(r_1 + r_{12})^2 + (x_1 + x_{12})^2}{r_{12}^2 + x_{12}^2}}, \text{ facteur de correction} \\
 \gamma_1 = \text{atg} \left( \frac{r_{12} \cdot x_1 - r_1 \cdot x_{12}}{r_{12}(r_1 + r_{12}) + x_{12}(x_1 + x_{12})} \right), \text{ angle de déplacement de la ligne du diagramme de cercle} \\
 \text{par rapport à l'horizontal.} \\
 \text{ou encore} \\
 C_1 \approx 1 + \frac{x_1}{x_{12}}, \quad \text{ou} \quad C_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_{12}}
 \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

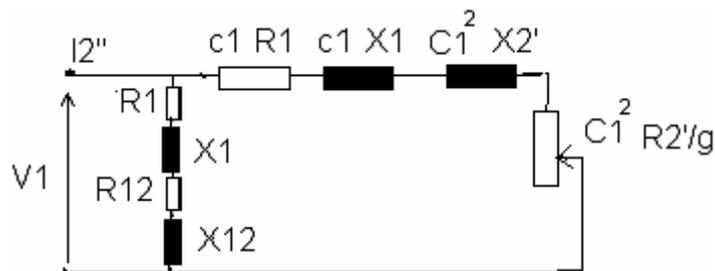
**Remarque**

$$\begin{cases}
 \gamma_1 < 2^\circ \rightarrow \gamma_1 = \text{tg } \gamma_1 \\
 \gamma_1 < 1^\circ \rightarrow \gamma_1 = 0
 \end{cases}$$

**III.2.3 Le diagramme vectoriel**



**III.2.4 Le schéma équivalent**



La résistance équivalente de la branche en gamma inversée du schéma équivalent

$$R = a + a' \frac{r_2'}{g} \quad (\text{III.3})$$

La réactance équivalente de la branche en gamma inversée de schéma équivalent

$$X = b + b' \frac{r_2'}{g} \quad (\text{III.4})$$

L'impédance équivalente de la branche en gamma inversée de schéma équivalent

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (\text{III.5})$$

Avec:

$$\begin{cases} a = r_1 c_1 \cos(\gamma_1) - x_1 c_1 \sin(\gamma_1) - c_1^2 x_2 \sin(2\gamma_1) \\ a' = c_1^2 \cos(2\gamma_1) \\ b = r_1 c_1 \sin(\gamma_1) + x_1 c_1 \cos(\gamma_1) + c_1^2 x_2 \cos(2\gamma_1) \\ b' = c_1^2 \sin(2\gamma_1) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Mais dans le cas où la puissance de la machine est faible et c'est notre cas  $\gamma_1 < 1$ , on a:

$$\begin{cases} a = r_1 c_1 \\ a' = c_1^2 \\ b = x_1 c_1 + c_1^2 x_2 \\ b' = 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

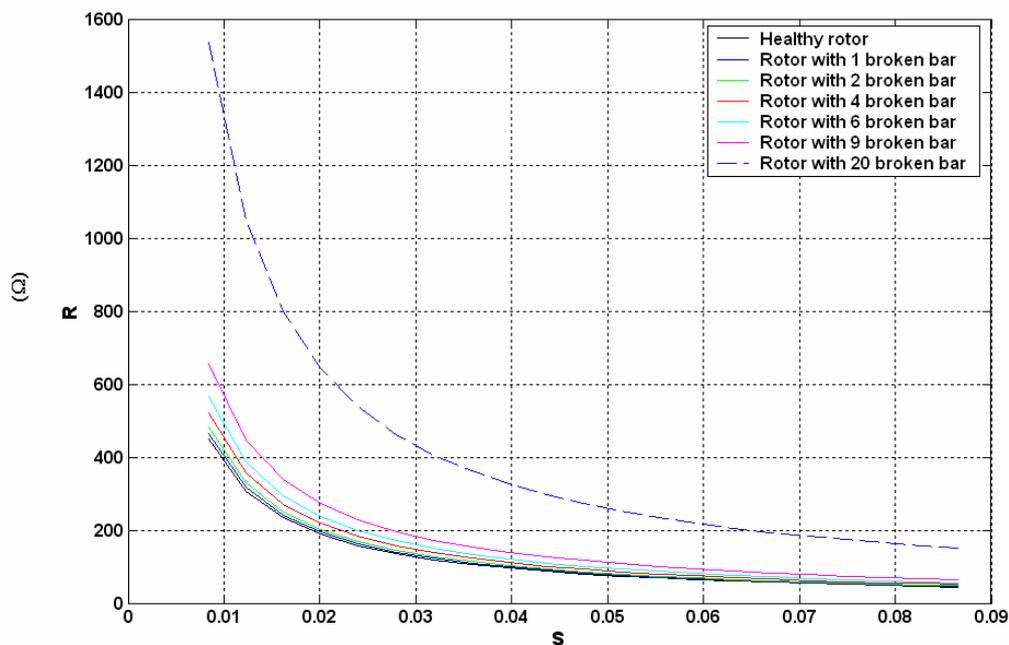
Les caractéristiques de travail du moteur asynchrone en fonction de la puissance utile  $P_u$  (ou de sortie  $P_2$ ) exprimée en kW pour différents moteurs (sain et défectueux) sont déterminées par calculs. Les moteurs défectueux sont des moteurs dont le rotor contient des barres cassées, les cas considérés sont (1, 2, 4, 6, 9 et 20 barres cassées). Cette puissance est nulle à vide, elle croît quand  $g$  augmente, passe par un maximum, puis diminue pour s'annuler à nouveau quand  $g$  égale à 1. Les caractéristiques présentent donc deux branches.

En régime permanent, le moteur peut travailler entre la marche à vide et la marche à puissance utile nominale. Celle-ci est nettement inférieure à la puissance utile maximum; sans décrocher, le moteur doit en effet supporter de fortes surcharges en des instants très courts; suivant les cas  $P_u$  max varie entre 2 et 4 fois  $P_u$  nom. On utilise donc en régime permanent le début de la première branche des caractéristiques. Cette branche correspond d'ailleurs sensiblement à la partie stable de la caractéristique mécanique.

On a tracé ces caractéristiques à l'aide d'un programme de construction, écrit en MATLAB, pour la machine saine et les autres machines défectueuses.

### III.3 Résultats et interprétation

#### III.3.1 La résistance du schéma équivalent en gamma

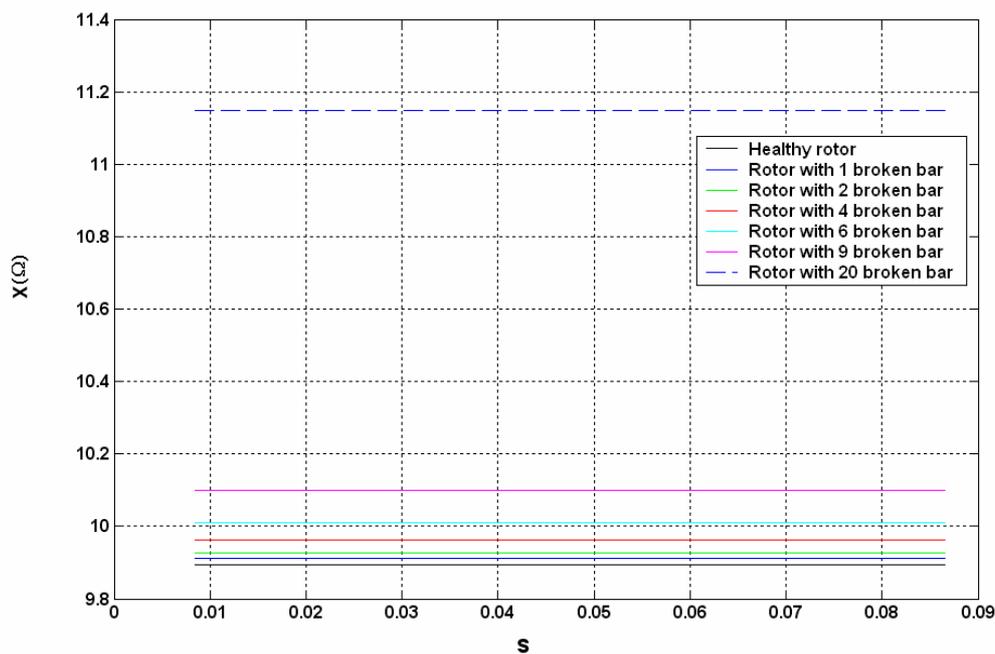


**Fig.III-1.** Variation de la résistance équivalente du schéma équivalent en gamma inversé en fonction du glissement et du nombre de barres cassées

D'après l'équation (III.3) la variation de la résistance du schéma équivalent est fonction du glissement et de la résistance rotorique ramenée au stator, or la résistance rotorique varie légèrement avec le défaut cela signifie que  $R$  dépend plus de  $g$  que de  $r_2$  au voisinage de forts glissements, donc la variation de  $R$  est inversement proportionnelle à  $g$ .

La figure.1 montre aussi que pour des glissements relativement faibles, la valeur de la résistance R est proportionnelle au défaut.

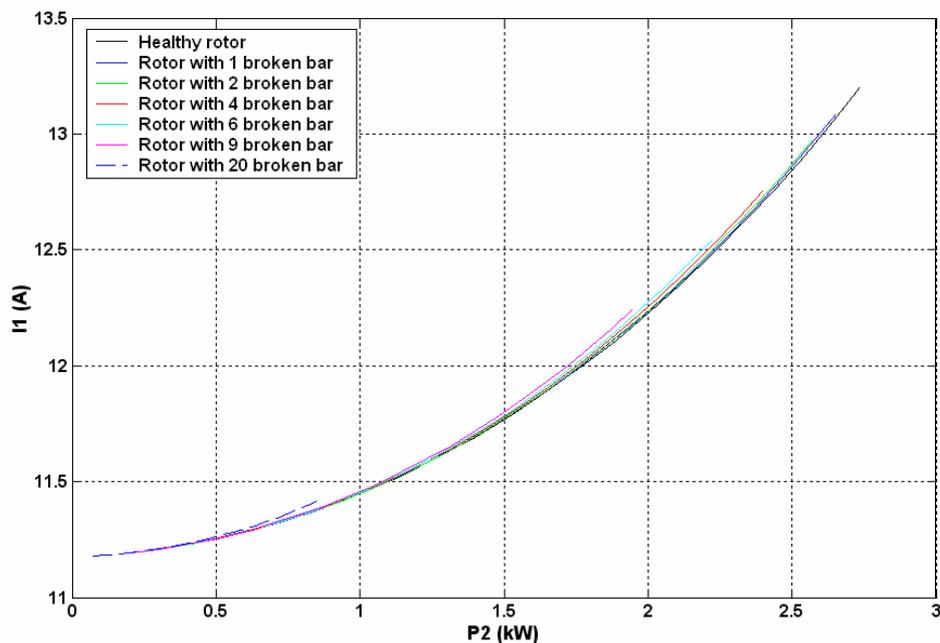
### III.3.2 La réactance du schéma équivalent en gamma



**Fig.III-2.** Variation de la réactance équivalente du schéma en gamma inversé en fonction du glissement et du nombre de barres cassées

L'équation (III.3) exprime la variation de la réactance du schéma équivalent en fonction du glissement et de la résistance rotorique ramenée au stator. On remarque que la réactance reste constante quand le glissement augmente cela est dû à l'angle de charge  $\gamma$  qui a une relation avec la puissance du moteur, il est nul pour des moteurs à faible puissance, alors la réactance équivalente ne dépendra que des deux réactances de fuite  $x_1$  et  $x_2'$  qui sont à leurs tours fonction du nombre de barres cassées, Fig.III-2.

### III.3.3 Le courant absorbé $I_1$

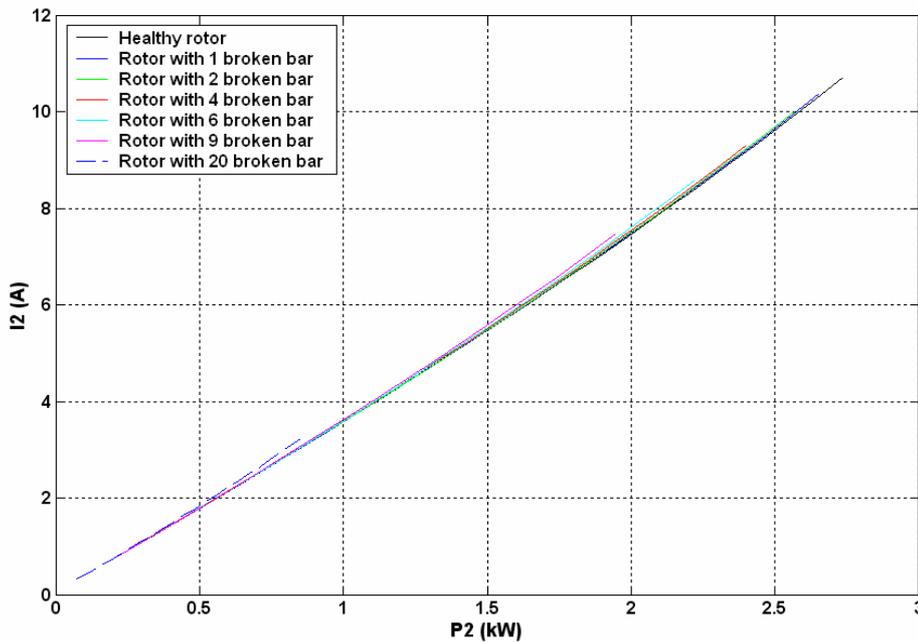


**Fig.III-3.** Variation du courant absorbé ( $I_1$ ) en fonction de la puissance de sortie ( $P_2$ ) et du nombre de barres cassées

Au démarrage de la machine le courant  $I_1$  passe à une valeur relativement forte, 5 à 7 fois de la valeur nominale, pour limiter cette valeur on construit la machine asynchrone à cage d'écureuil avec un entre fer très étroit, contrairement à la machine synchrone qui a un bobinage inducteur pour créer le flux, la machine asynchrone crée son flux à partir de la puissance réactive prise du réseau.

D'après la figure.III-3,  $I_1$  augmente au fur et à mesure que le glissement augmente. Le nombre de barres cassées influence aussi sur l'allure du courant  $I_1$ , il diminue avec l'augmentation du nombre de barres cassées.

### III.3.4 Le courant absorbé $I_2'$

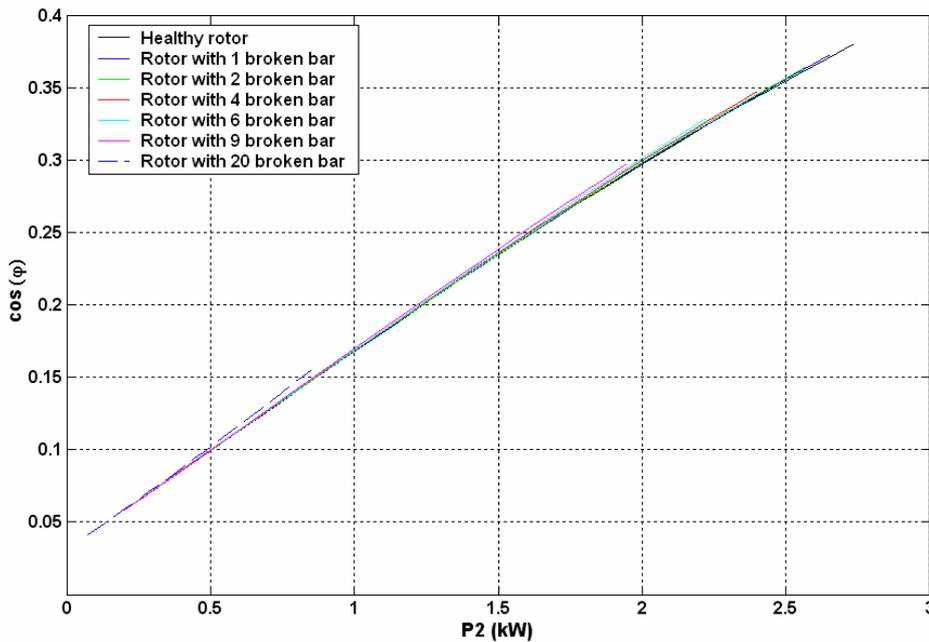


**Fig.III-4.** Variation du courant ( $I_2'$ ) en fonction de la puissance de sortie ( $P_2$ ) et du nombre de barres cassées

D'après la figure.III-4. On remarque que le courant  $I_2'$  est nul au démarrage de la machine, et il augmente avec le glissement, c.à.d, avec la puissance  $P_2$ .

Et on remarque aussi que le courant  $I_2'$  diminue quand le nombre de barres cassées augmente car la résistance  $R$  augmente, cette diminution devient remarquable ou importante à partir de deux barres cassées.

### III.3.5 Le facteur de puissance $\cos\phi$

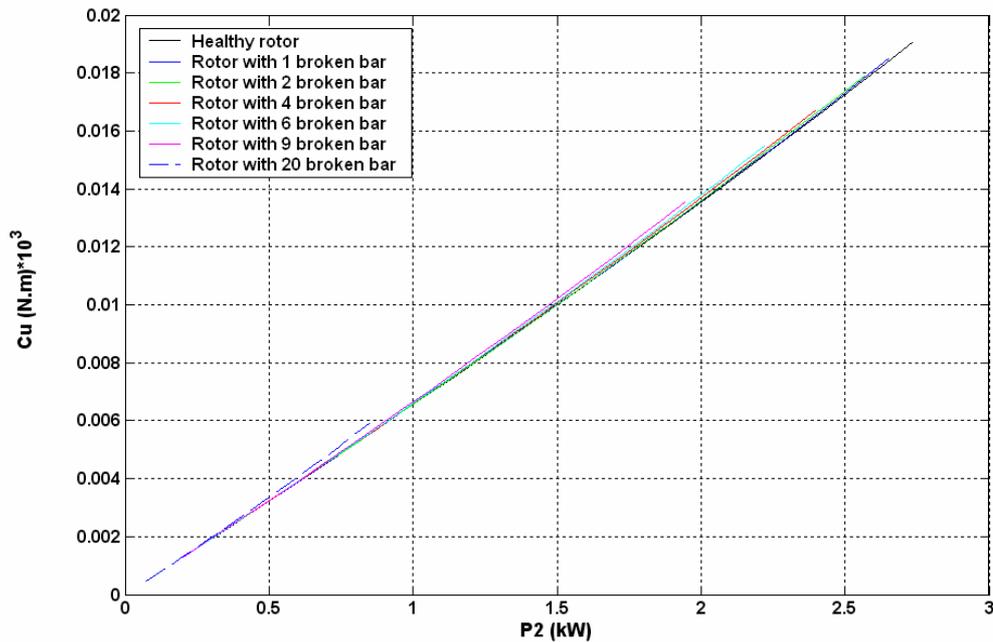


**Fig.III-5.** Variation de facteur de puissance ( $\cos\phi$ ) en fonction de la puissance de sortie ( $P_2$ ) et du nombre de barres cassées

D'après la figure.III-5. On remarque au démarrage de la machine que le facteur de puissance est faible, il augmente avec  $g$ , c.à.d, avec  $P_2$ . On s'efforce d'obtenir le maximum de  $\cos\phi_1$  au voisinage du fonctionnement nominal.

Et on remarque aussi que le facteur de puissance diminue quand le nombre de barres cassées augmente. Cette diminution devient remarquable ou importante à partir de deux barres cassées.

### III.3.6 Le couple utile

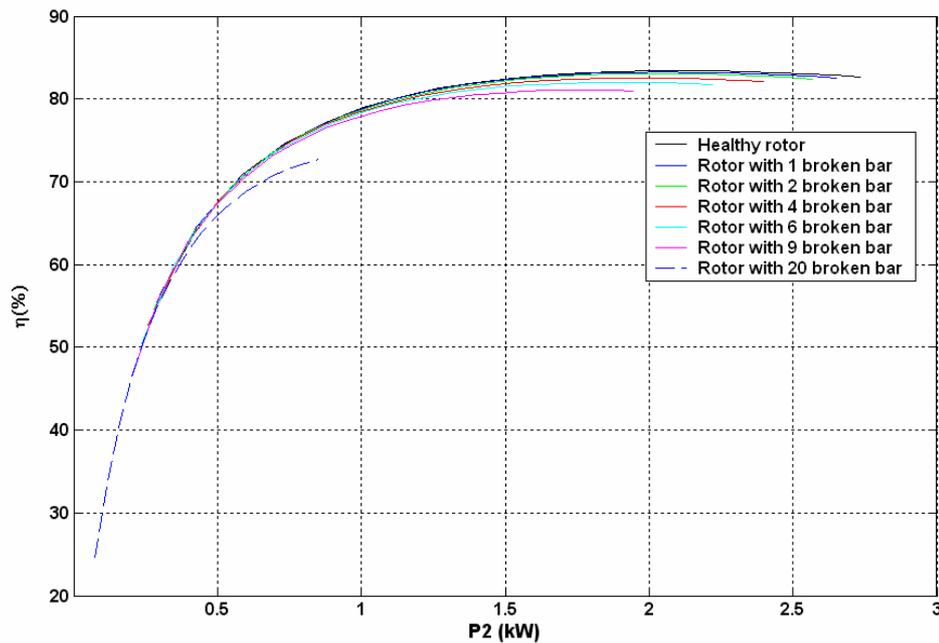


**Fig.III-6.** Variation du couple utile ( $C_u$ ) en fonction de la puissance de sortie ( $P_2$ ) et du nombre de barres cassées

D'après la figure.III-6. on remarque qu'au démarrage de la machine le couple est nul, puis croît à peu près proportionnellement à  $P_u$  quand  $g$  est faible puisque  $C_u = P_u / \Omega(1-g)$ . Et on remarque aussi que le couple diminue quand le nombre de barres cassées augmente. Cette diminution devient remarquable ou importante à partir de deux barres cassées.

### III.3.7 Le rendement $\eta$

Le rendement part de zéro à vide et croît avec  $P_u$  suivant une caractéristique ayant à peu près la même allure pour toutes les machines tournantes. Il doit avoir une valeur voisine de son maximum pour le fonctionnement nominal. Il est d'autant meilleur que l'on n'impose pas au rotor d'être résistant et que les conditions d'utilisation du moteur permettent un mode de refroidissement plus efficace.



**Fig.III-7.** Variation de rendement ( $\eta$ ) en fonction de la puissance de sortie ( $P_2$ ) et en fonction de nombres de barres cassées

D'après la figure.III-7 on remarque que le rendement augmente avec la puissance  $P_2$ , ainsi que le rendement diminue quand le nombre de barre cassée augmente, cette diminution devient remarquable ou importante à partir de deux barres cassées.

***III.4 Conclusion***

La combinaison des relations déduites du schéma équivalent et le calcul analytique nous à permet de tracer les caractéristique de travail du moteur asynchrone pour différentes charges, ces caractéristiques dépendent aussi de la puissance de la machine et de son mode de fonctionnement.

Cette méthode parait d'être efficace pour l'utilisation dans le domaine du diagnostic de défauts rotorique car elle montre clairement la variation des différentes caractéristiques en fonction du défaut.

# Chapitre IV

*Diagnostic par le traitement des signaux*

## Introduction

L'observation de l'évolution d'un signal peut nous renseigner sur son début et sa fin, la durée de ses éléments caractéristiques, ses discontinuités, ses changements de rythme, etc. En revanche, une représentation temporelle renseigne peu sur les périodicités présentes dans le signal.

### IV.1 L'analyse de Fourier

L'objectif de cette section n'est pas de fournir une description détaillée de l'analyse de Fourier et de ses fondements, description que l'on pourra trouver dans la littérature. Il s'agit plutôt de présenter cette méthode d'analyse afin de pouvoir situer l'intérêt de l'analyse en ondelettes [85].

La transformée de Fourier (TF) est l'un des outils les plus utilisés par la communauté du Traitement du Signal. Elle permet, en décomposant le signal selon un ensemble de sinusoïdes, de passer du domaine *temps* au domaine *fréquence*.

La transformée de Fourier de  $x(t)$  dans  $L^2$  est donnée par :

$$X(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t).e^{-j2\pi\nu.t} dt \quad (\text{IV-1})$$

La transformée de Fourier inverse représente  $x(t)$  comme une sommation de sinusoïdes :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\nu).e^{j2\pi\nu.t} dt \quad (\text{IV-2})$$

En vertu du principe d'incertitude, un signal ne peut être localisé finement à la fois dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel. Par exemple, plus un signal est localisé dans le temps, plus son spectre soit étendu.

Dans l'analyse de Fourier, le spectre  $X(\nu)$  fait disparaître toute l'information du domaine temporel: le début et la fin du signal ne sont plus localisables.

La fréquence associée à un signal est inversement proportionnelle à sa période. Donc, si l'on veut obtenir des informations sur un signal basse-fréquence, l'intervalle sur lequel on doit l'observer doit être grand. Inversement, un signal haute fréquence peut être observé sur un intervalle de temps court. Il serait donc intéressant de disposer d'une méthode d'analyse qui puisse prendre en compte la fréquence du signal à analyser.

Ces considérations amènent à envisager des méthodes d'analyse s'appuyant sur des fonctions à fenêtre (TFCT) qui permettent une analyse temps-fréquence.

#### IV.2 La transformation de Fourier à court terme (TFCT).

La suite de cette étude fait ressortir certaines limitations de la transformée de Fourier, quant aux traitements de signaux non-stationnaires. La notion de fenêtre a été introduite ; cette notion consiste à analyser le signal par transformée de Fourier par portion à l'aide de fenêtres temporelles dont la position centrale est déplacée sur tout le long du signal.

La fenêtre est déplacée sur l'échelle des temps par l'incrément désiré par l'utilisateur. L'information tirée peut être plus ou moins pertinente selon l'incrément et la longueur de la fenêtre qui doit atténuer la distorsion des spectres obtenus par la Transformée de Fourier.

Donc la transformée de Fourier à fenêtres glissantes peut être comparée à une analyse à banc continu de filtre uniforme, c'est à dire la largeur de bande constante, par conséquent

le rapport  $\frac{\Delta f}{f}$  est variable.

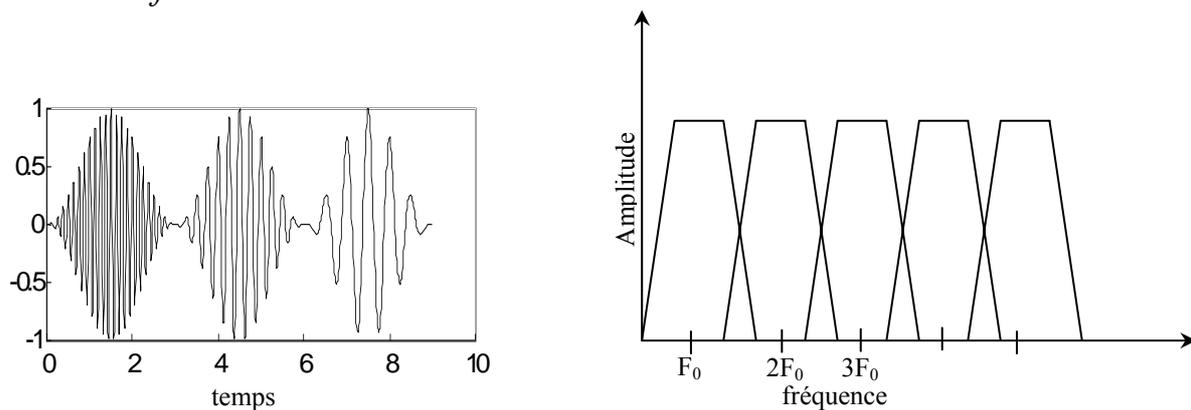


Figure IV-1 Banc contenu de filtre uniforme

On peut constater qu'avec une fenêtre courte  $\omega(t)$  on obtient une bonne résolution temporelle de la TFCT et qu'une bonne résolution fréquentielle s'obtient avec un filtre à bande étroite donc une large fenêtre temporelle. Par conséquent une analyse ne peut pas se faire avec une grande précision à la fois temporelle et fréquentielle.

#### IV.3 Limitations de la transformée de Fourier à court terme

Les problèmes majeurs de la TFCT sont :

- Une fois la fenêtre choisie, les résolutions fréquentielle et temporelle sont à leur tour définitivement fixées.

- Le signal doit être stationnaire dans la fenêtre utilisée par la TFCT.
- Une fenêtre étroite permet d'obtenir une bonne localisation du signal en temps par contre la localisation fréquentielle sera mauvaise.
- Une fenêtre large temporelle conduit à une mauvaise résolution temporelle et une bonne résolution fréquentielle.
- Du moment où la longueur de la fenêtre est fixée une fois pour toute, l'analyse simultanée des phénomènes dont les échelles du temps sont différentes, est impossible.

Pour palier à tous ces inconvénients, un autre outil de traitement est utilisé, c'est la transformée en ondelettes. L'apport principal de ce nouvel outil est la représentation conjointe temps-échelle de signaux non-stationnaires et c'est l'objet du paragraphe suivant.

#### ***IV.4 Transformée en Ondelettes***

##### ***IV.4.1 Historique***

D'un point de vue historique, l'analyse des ondelettes est une nouvelle méthode, bien que ses sous-oeuvres remontent au travail de Joseph Fourier au dix-neuvième siècle. Fourier a créé les bases avec ses théories d'analyse fréquentielle, qui se sont avérées énormément importantes et influentes [86].

L'attention des chercheurs a graduellement tourné de l'analyse fréquentielle à l'analyse à base d'échelle lorsqu'il est apparu clairement que les fluctuations moyennes de mesure d'une approche à différentes échelles pourraient s'avérer moins sensible au bruit.

La première appellation du terme "ondelette" était en 1909, dans une thèse par Alfred Haar.

Le concept des ondelettes dans sa présente forme théorique était premièrement proposé par Jean Morlet et l'équipe au Centre de la Physique Théorique de Marseille sous les travaux de Alex Grossmann en France.

Les méthodes d'analyse des ondelettes ont été développées principalement par Y. Meyer et ses collègues, qui ont assuré la diffusion des méthodes. La date du principal algorithme remonte au travail de Stephane Mallat en 1988. Ensuite, la recherche sur les ondelettes est devenue internationale. Une telle recherche est en particulier active aux Etats-Unis, où elle est lancée par le travail des scientifiques comme Ingrid Daubechies, Ronald Coifman, et Victor Wickerhauser.

Partout autour de nous sont les signaux qui doivent être analysés. Tremblements sismiques, discours humains, vibrations de moteur, données financières, musique, et

beaucoup d'autres types de signaux doivent être efficacement encodés, comprimés, nettoyés, reconstruit, décrit, simplifiés, modelés, distingués, ou situés.

L'analyse des ondelettes est un nouvel ensemble d'outils et de techniques pour faire ceci.

#### IV.4.2 Les ondelettes dans le cas continu

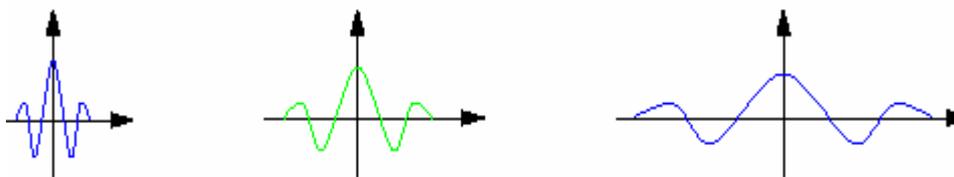
Fondamentalement, la transformée en ondelettes se calcule de la même façon que la transformée de Fourier fenêtrée : on regarde la corrélation, au sens du produit scalaire sur  $L^2(\mathbb{R})$ , entre le signal à analyser et une famille de fonctions  $\{\psi_{a,b}(t), a \in \mathbb{R}_+^*, b \in \mathbb{R}\}$  bien localisées en temps et en fréquence :

$$C_x(a,b) = \langle x, \psi_{a,b} \rangle = \int_{\mathbb{R}} x(t) \psi_{a,b}^*(t) dt. \quad (\text{IV-3})$$

Les coefficients  $C_x(a,b)$  s'interprètent comme la projection du signal  $x(t)$  sur la famille  $\{\psi_{a,b}(t)\}$  des fonctions obtenues par dilatation de  $a$  et translation de  $b$  de l'ondelette mère

$$\psi : \psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right). \quad (\text{IV-4})$$

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



Fonctions de base

Le facteur  $\frac{1}{\sqrt{a}}$  normalise  $\psi_{a,b}$  afin de préserver l'énergie du motif analysant:

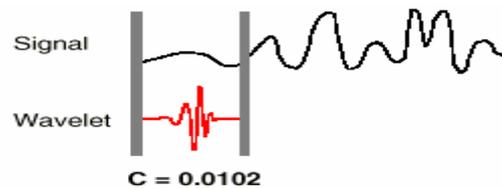
$$\|\psi_{a,b}\|_2^2 = \int_{\mathbb{R}} |\psi_{a,b}(t)|^2 dt = 1 \quad (\text{IV-5})$$

La procédure de calcul des coefficients  $C_x(a,b)$  s'effectue comme suit :

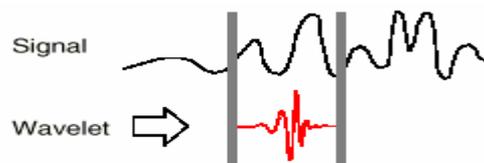
On multiplie le signal et la fonction analysante et l'on calcule l'intégrale du produit.

C'est un processus assez simple; en fait il se déroule en cinq étapes:

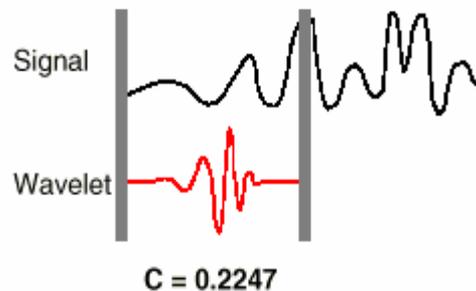
1. On prend une ondelette et on la compare à une section au début du signal original.
2. On calcule le coefficient  $C_x(a,b)$  qui représente le degré de corrélation de l'ondelette avec cette portion du signal.



3. On translate l'ondelette vers la droite et on répète les étapes (1) et (2) jusqu'à ce que le signal soit couvert en entier.



4. On dilate l'ondelette et on répète les étapes une (1) à trois (3).



5. On recommence l'opération pour toutes les étapes à différentes échelles.

Le signal peut être reconstruit à partir de ses coefficients en ondelettes sous réserve que l'ondelette  $\psi$  vérifie la condition d'admissibilité, c'est à dire que l'intégrale suivante existe et soit finie :

$$C_\psi = \int_0^{+\infty} \frac{|\hat{\psi}(f)|^2}{|f|} df < +\infty \quad (\text{IV-6})$$

où  $\hat{\psi}(f)$  désigne la transformée de Fourier de  $\psi(t)$ . La formule de reconstruction fait intervenir ce coefficient de normalisation  $C_\psi$  :

$$x(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_{b \in \mathbb{R}} \int_{a > 0} C_x(a, b) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) db \frac{da}{a^2} \quad (\text{IV-7})$$

Pour garantir l'existence finie de  $C_\psi$ , il faut s'assurer de la convergence de l'intégrale aux bornes. A l'infini, il faut que le spectre de l'ondelette mère ait une décroissance au moins en  $|f|^{-1/2}$ . Par contre, autour de l'origine, le spectre doit s'annuler pour assurer la convergence de l'intégrale en zéro :

$$\hat{\psi}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (\text{IV-8})$$

Cette condition impose à l'ondelette d'être à moyenne nulle. Ainsi, son amplitude passe forcément par zéro et présente donc quelques oscillations ; c'est ce qui fait qu'on lui attribue le nom d'ondelette.

Finalement, l'approche fréquentielle permet la réécriture de l'équation (I-18) sous la forme :

$$C_x(a, b) = \int_{\mathbb{R}} x(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \Psi^*(af) e^{2j\pi fb} \sqrt{a} df \quad (\text{IV-9})$$

Cette formule conduit à une interprétation plus physique des coefficients d'ondelettes que l'on peut percevoir comme la série temporelle d'un banc de filtres. Chaque banc de filtre se déduit d'un filtre unique par un changement d'échelle (voir fig.I-2). Le banc de filtre obtenu n'est pas uniforme si l'on regarde la largeur de bande absolue de chacun des filtres. Par contre, son invariant est la largeur de bande relative de chacun des filtres car  $\Delta f/f = \text{constante}$ . On peut relier la transformée en ondelette à une méthode d'analyse plus ancienne connue sous le nom d'analyse surtension constante ou Q constant. Cette propriété qu'ont les ondelettes d'être à bande constante si l'on travaille avec une échelle logarithmique, coïncide avec une réalité physiologique. En effet, l'oreille humaine entend sur une échelle logarithmique, de même que l'œil humain.

### IV.4.3 Analyse multirésolution et ondelette.

La première construction de base orthonormales d'ondelettes pour  $L^2(\mathbb{R})$  découle de travaux de Y.Meyer. Il découvre qu'en choisissant la fonction analysante  $\psi$  de manière plus précise (à spectre borné, de classe  $C_a$  et à décroissance rapide) et en discrétisant les paramètres  $a$  et  $b$  ( $a = 2^{-j}$ ,  $b = k2^{-j}$ ), alors :  $\{\psi_k^j(t)\}_{j,k \in \mathbb{Z}} = \{2^{j/2} \psi(2^j t - k)\}_{j,k \in \mathbb{Z}}$  forment une base de  $L^2(\mathbb{R})$ .

La décomposition sur une base d'ondelette orthonormale signifie que le signal est décomposé de manière unique et minimale et que les coefficients  $S_{a,b}$  sont indépendants. D'autres bases ont été proposées. L'une des plus remarquables est découverte par Ingrid Daubechies. Sa découverte a été effectuée dans le cadre de la construction des bases d'ondelettes à support compact, de façon à ne mettre en jeu qu'un nombre fini de coefficients dans les filtres associés. La théorie des ondelettes se développe vraiment lorsque S. Mallat propose un algorithme rapide pour le calcul des coefficients d'ondelettes. Son algorithme s'inspire d'algorithme pyramidal introduit dans les années 70 pour la décomposition en sous-bandes. Il a montré que la théorie des ondelettes s'intègre dans la notion d'analyse multirésolution. Celle-ci se formalise à partir de l'idée intuitive selon laquelle tout signal peut être construit par raffinements successifs, c'est-à-dire par l'ajout de détails à une approximation, et l'itération du processus.

La transformée en ondelette est un opérateur linéaire, invariant par translation et par dilatation. Quelle que soit l'échelle et quel que soit l'endroit, l'analyse du signal se fait avec la même fonction.

Si la base engendrée par l'ondelette n'est pas orthogonale, on a une redondance d'informations et un risque d'instabilité lors de la reconstruction du signal analysé. Par ailleurs, la transformée en ondelette d'un signal n'est pas unique, elle dépend de l'ondelette mère utilisée.

Le traitement numérique des données nécessite la discrétisation de l'analyse en ondelettes. Il faut se donner un réseau de points de discrétisation. Le principal problème réside dans la reconstruction du signal. Il y a plusieurs manières de traiter ce problème. Mallat, par exemple, introduit l'analyse multirésolution. D'une façon générale, les bases d'interpolation dans  $L^2$  (espace des fonctions continuellement dérivables) permettent de bien décrire l'analyse en ondelettes discrète. L'algorithme de transformation en ondelettes discrètes

le plus simple consiste alors à convoluer le signal avec l'ondelette, en dilatant ou en contractant la forme de celle-ci, suivant l'échelle à laquelle on veut faire l'analyse.

**IV.5 Comparaison entre la TFCT et la TOC**

La TFCT (qui peut être interprétée comme la projection d'un signal sur un ensemble de fonctions de base) on peut générer une distribution énergétique du signal qu'on appelle le spectrogramme. Précédemment on a montré que la TOC représente aussi une projection du signal sur un ensemble des fonctions ondelettes. Ainsi, la TOC peut se rattacher à l'analyse

temps-fréquence .en posant  $\nu = \frac{\nu_0}{\nu}$ , ce qui permet de construire le scalogramme défini par

$$|C_x(a,b)|^2.$$

Pour comparaison avec la TFCT, on présente sur la figure suivante les bancs de filtres correspondants à la TFCT et à la TO et également, les pavages temps-fréquence correspondants.

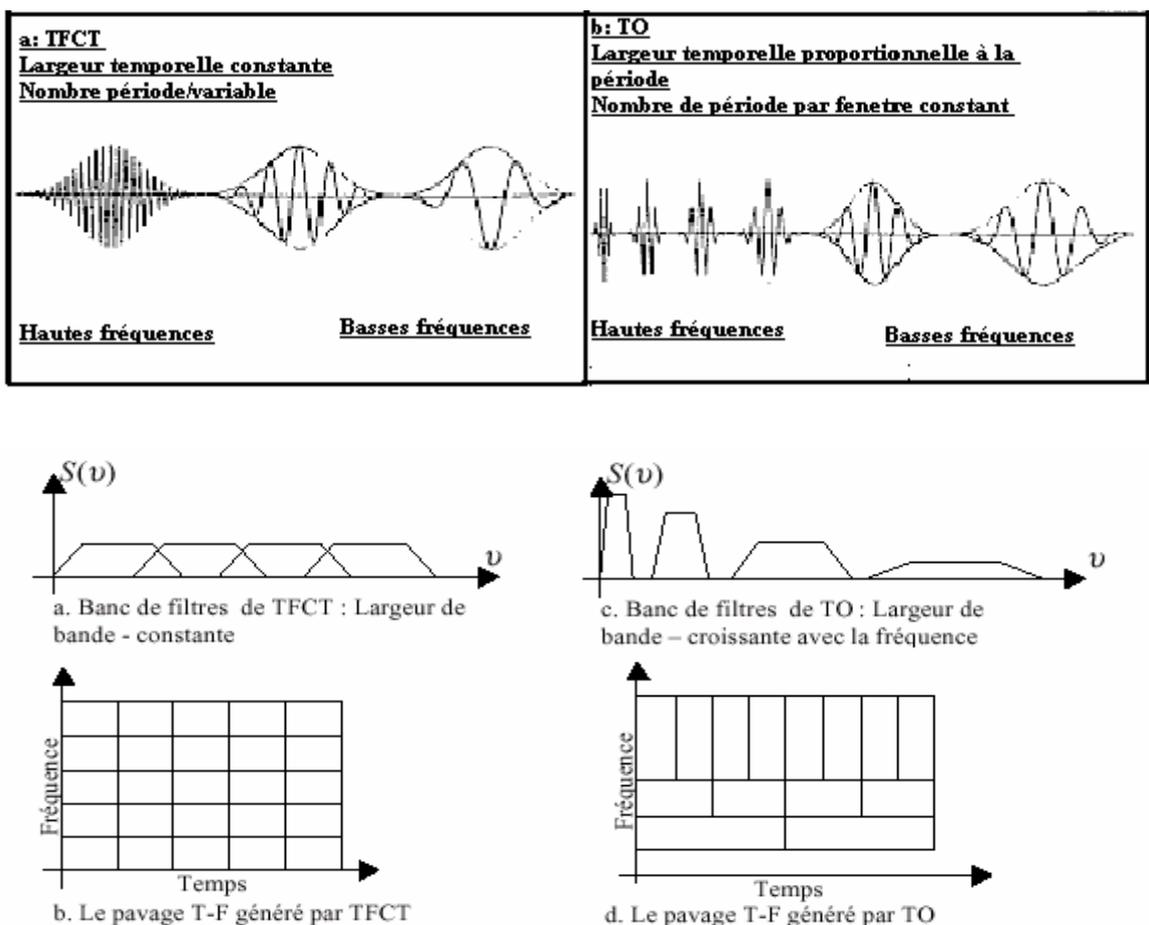


Figure IV-2 Comparaison entre TFCT et TOC

La différence principale avec la transformée de Fourier à court terme est que les résolutions ne sont pas identiques en tous les points du plan temps-fréquence :

dans le cas de changements brusques ou de structures très localisées, la transformée en ondelettes existera essentiellement dans le domaine des petites échelles, aptes à «voir » des détails fins du signal; cependant, puisque ces petites échelles sont traduites par une ondelette analysante de support temporel réduit, il s'en suit que son support fréquentiel est étendu, ce qui limite la résolution fréquentielle absolue; réciproquement, une résolution fréquentielle importante n'est possible qu'avec une ondelette analysante longue, soit à de grandes échelles d'observation. Dans la zone du plan temps- fréquence où le gain en résolution fréquentielle est possible, celui-ci se fait donc encore au détriment de la résolution temporelle. L'analyse en ondelettes présente cependant l'avantage de ne pas correspondre à une résolution fixée a priori par le choix du signal élémentaire : c'est fondamentalement une analyse multi-échelles.

### IV.6 Exemple d'application

Dans cette section on se propose d'analyser la signature du courant statorique du moteur asynchrone par les méthodes traditionnelles qui se résument dans la transformé de Fourier rapide (FFT), la transformé de Fourier à court terme (STFT), la représentation par spectrogramme en suite en compare ces résultats avec les résultats obtenus à l'aide de la transformé en Ondelette en utilisant comme logiciel Matlab.

#### Présentation du banc d'essai

Plaque signalétique du moteur

- La tension nominale: 220/380 V
- La fréquence d'alimentation : 50 Hz
- La vitesse nominale : 1425 tr/min
- La puissance utile nominale : 4 kW
- Le facteur de puissance :  $\cos\varphi = 0.84$
- Le courant nominal : 15.2/8.8 A
- Le nombre de paires de pôles :  $p = 2$
- Le nombre de barres  $Z = 28$

On dispose de 4 moteurs :

- Moteur sain ;
- Moteur avec une barre cassée ;
- Moteur avec deux barres cassées ;
- Moteur avec une portion d'anneau de court circuit enlevée.

La GS2020, un capteur de signaux transmis en suite vers un PC.

Les signaux relevés sont :

- les courants statorique pour chaque moteur;
- la vitesse de rotation.

Les figure ci-dessous montrent les signaux relevés.

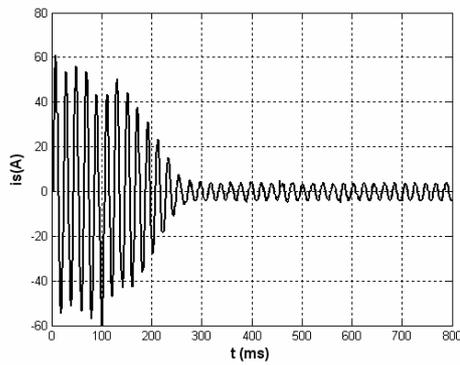


Fig.IV-3. Courant statorique d'un moteur sain

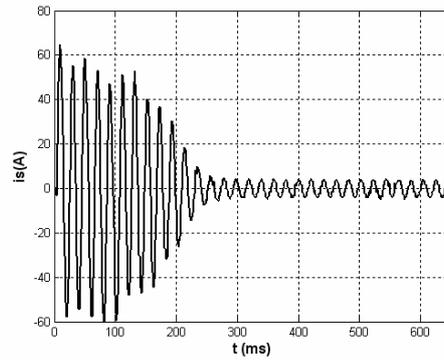


Fig.IV-4. Courant statorique d'un moteur avec une barre cassée

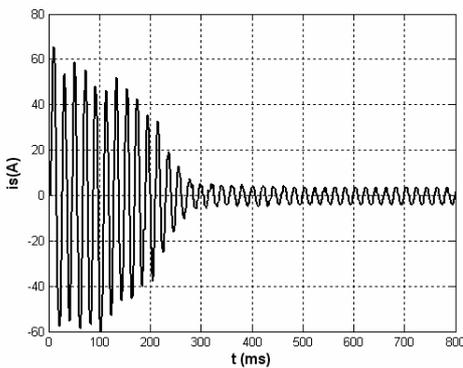


Fig.IV-5. Courant statorique d'un moteur Avec deux barres cassées

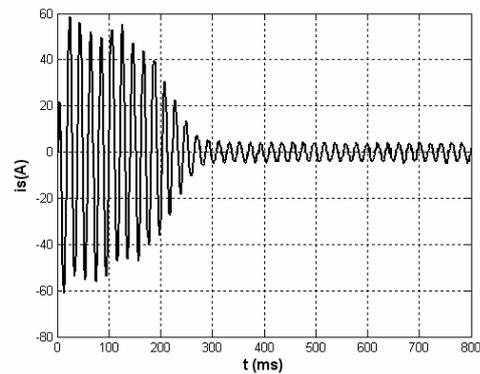


Fig.IV-6. Courant statorique d'un moteur avec une portion d'anneau de c-c enlevée

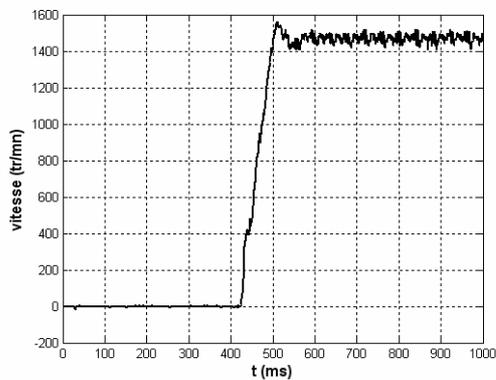


Fig.IV-7. vitesse du moteur sain

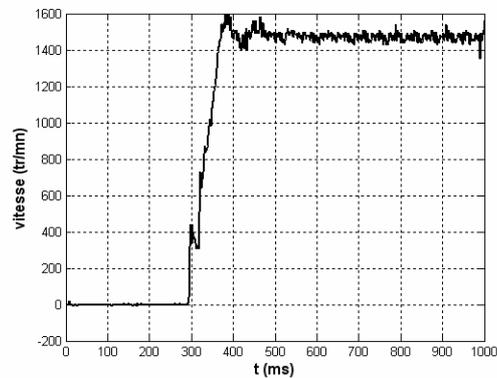


Fig.IV-8. vitesse du moteur avec une barre cassée

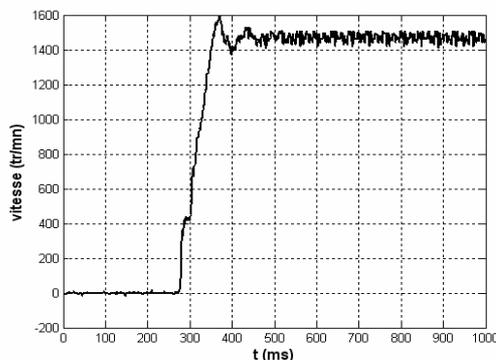


Fig.IV-9. vitesse du moteur avec deux barres cassées

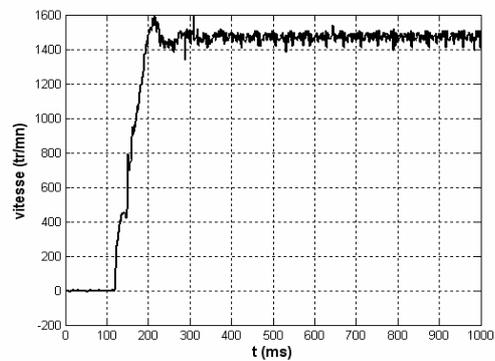


Fig.IV-10. vitesse du moteur avec une portion d'anneau de c-c enlevée

Le but de l'étude expérimentale qui se suit est de montrer la différence entre l'analyse spectrale traditionnelle qui s'appuie sur la transformée de Fourier et l'analyse moderne c-à-d l'analyse des Ondelettes et de prouver aussi son efficacité.

La figure ci-dessous représente la DSP (densité spectral de puissance) en utilisant différentes techniques de fenêtrage. Commencent par la gauche en haut de la figure, les méthodes suivantes sont utilisées:

- transformé de Fourier fenêtrée en utilisant une fenêtre rectangulaire,
- transformé de Fourier fenêtrée en utilisant une fenêtre de bartlett,
- transformé de Fourier fenêtrée en utilisant une fenêtre de hamming,
- transformé de Fourier fenêtrée en utilisant une fenêtre hanning,
- transformé de Fourier fenêtrée en utilisant une fenêtre de blackman,
- transformé de Fourier fenêtrée en utilisant une fenêtre gaussienne.

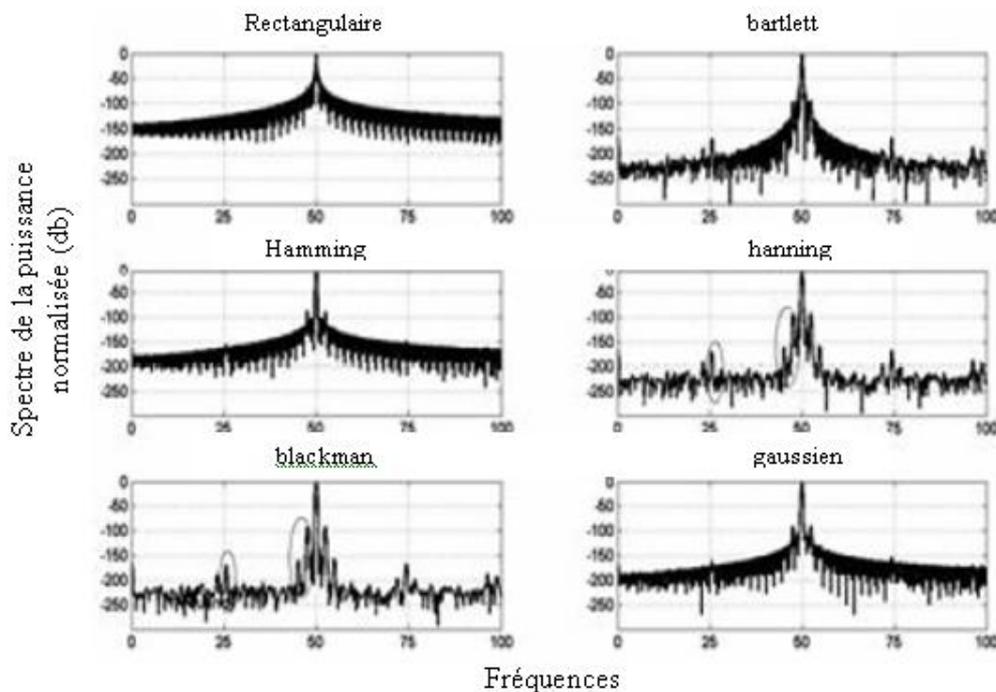


Fig.IV-11. DSP normalisée du courant statorique d'une phase d'une machine asynchrone à deux barres cassées

Comme on peut le voir, l'utilisation de la fenêtre a un rôle important dans la discrimination des composantes fréquentielles qui indiquent les conditions de défaut, nous avons de bons résultats avec les fenêtres de hanning et blackman.

**Remarque**

Si on applique les mêmes techniques d'analyse sur le module du vecteur courant d'espace, la détection des composantes spectrales indiquant la présence du défaut sera très claire et indépendante de la fenêtre utilisée.

Dans la figure suivante, le spectrogramme du moteur asynchrone à deux barres cassées est montré. L'analyse est effectuée pour 4 différentes fenêtres temporelles. Comme il est espéré, faire augmenter le temps de la fenêtre donne une bonne résolution fréquentielle.

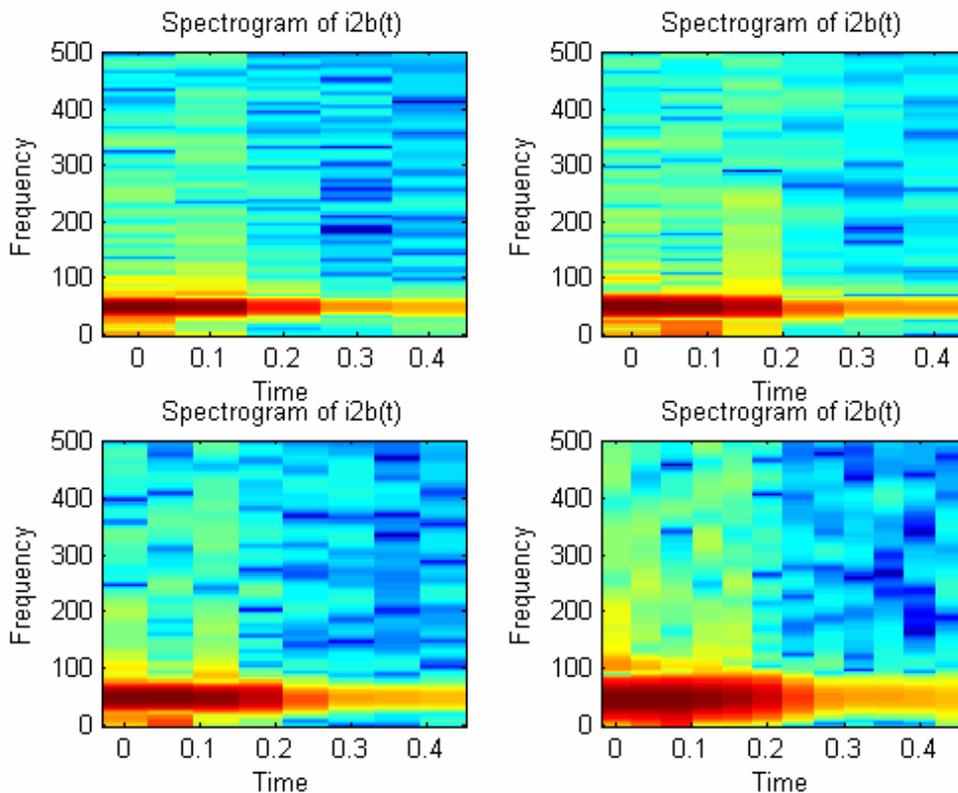


Fig IV-12. Spectrogramme du courant d'une phase statorique d'un moteur asynchrone à deux barres cassée pour 4 fenêtre de largeur temporelle différente

Pour l'analyse en ondelette du courant statorique, l'ondelette de Morlet, montrée sur la figure (9), est utilisée comme ondelette mère. L'ondelette de Morlet est une fonction complexe; la partie imaginaire est montrée par un trait discontinu.

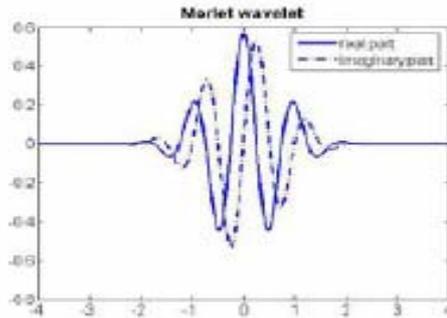


Fig.IV-13. l'ondelette de Morlet (partie réelle et imaginaire).

Les figures ci-dessous montrent le scalogramme (les coefficients de la Transformé en Ondelette Continue TOC) du courant statorique d'une phase pour des échelles entre 0 et 50 du moteur sain et les trois autres moteurs défectueux respectivement.

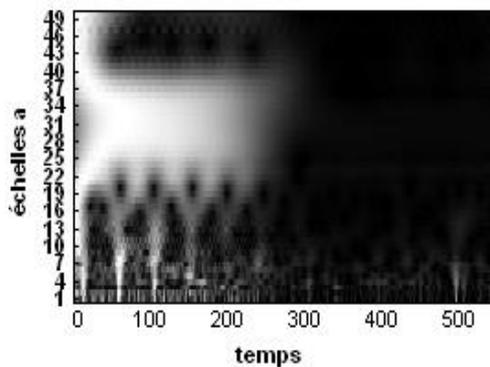


Fig.IV-14. Scalogramme du courant statorique d'une phase d'un moteur sain (ondelette de Morlet)

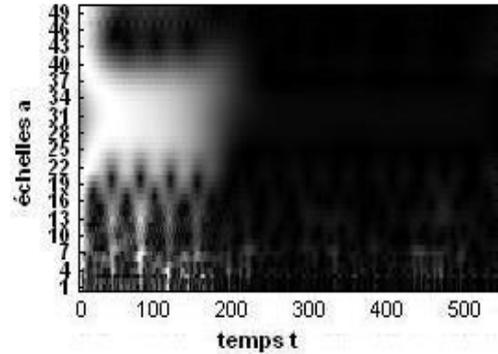


Fig.IV-15. Scalogramme du courant statorique d'une phase d'un moteur avec une barre cassée (ondelette de Morlet)

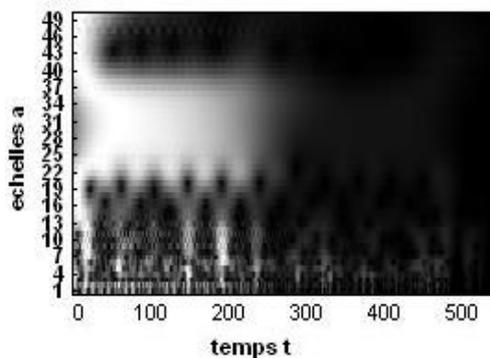


Fig.IV-16. Scalogramme du courant statorique d'une phase d'un moteur avec 2 barres cassées (ondelette de Morlet)

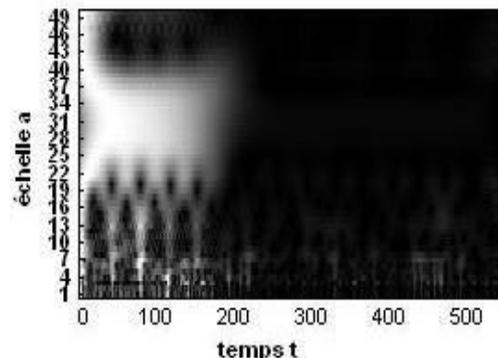


Fig.IV-17. Scalogramme du courant statorique d'une phase d'un moteur avec une portion d'anneau de c-c enlevée (ondelette de Morlet)

Il est clair que l'influence des barres cassées sur le courant statorique n'est pas visible.

Les figures 14 et 15 montrent le scalogramme du vecteur d'espace du courant dans le cas d'un moteur sain et un moteur avec deux barres cassées respectivement. Ici la différence entre le moteur sain et le moteur défaillant est claire.

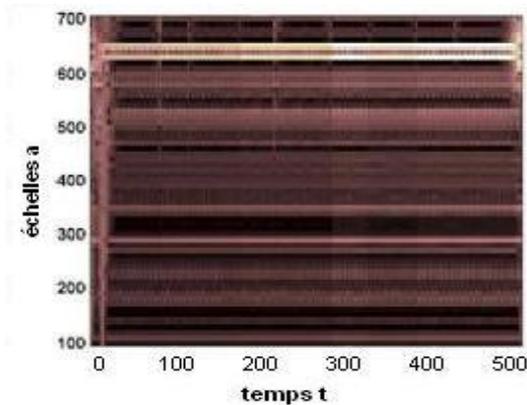


Fig.IV-18. Scalogramme du courant statorique d'une phase d'un moteur sain (ondelette de Morlet)

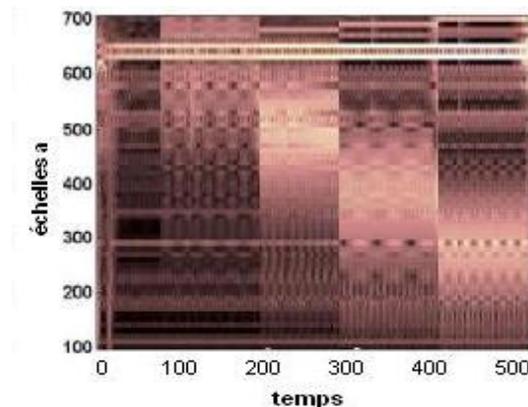


Fig.IV-19. Scalogramme du courant statorique d'une phase d'un moteur avec 2 barres cassées (ondelette de Morlet)

#### IV.7 Conclusion

Le choix de la fenêtre et sa largeur a un rôle très important lors de l'analyse fréquentielle pour avoir un signal contenant le plus d'information afin de pouvoir l'utiliser pour le diagnostic de défauts.

L'analyse du vecteur d'espace du courant statorique donne de bons résultats que l'analyse du courant d'une phase.

La transformée en ondelette continue (TOC) du courant de la phase et le vecteur d'espace du courant indique également que dans le deuxième cas (le vecteur d'espace du courant) les défauts sont mieux observés.

## **Conclusions générales**

Dans ce travail on a essayé de donner un aperçu général sur les différentes méthodes de diagnostic et de détection de défauts dans la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil.

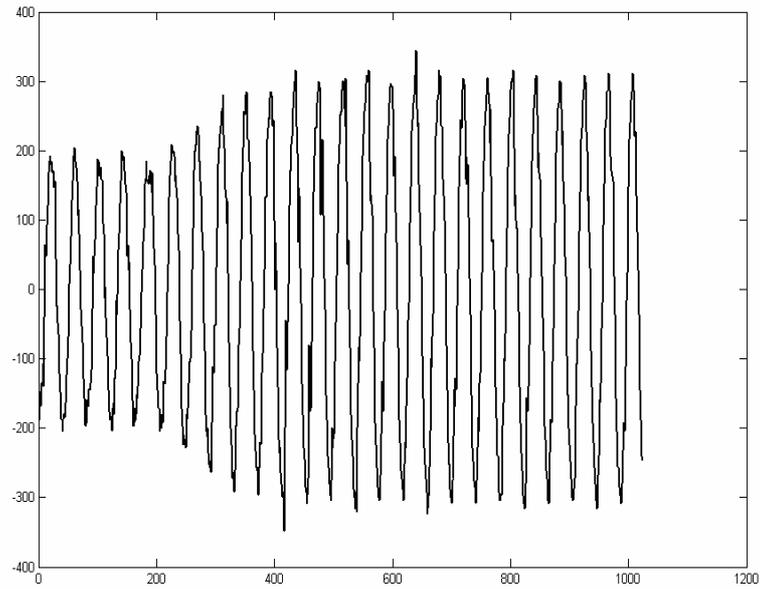
On a choisi deux méthodes parmi les différentes méthodes citées dans le premier chapitre.

- La première méthode est une méthode analytique basée sur le schéma équivalent en gamma renversé dont les paramètres sont calculés à l'aide d'un programme de construction des machines et on a montré l'influence du défaut de rupture de barres sur les caractéristiques de travail de la machine asynchrone. Les résultats obtenus par cette méthode la rend efficace pour le diagnostic de défauts.
- La deuxième méthode est basée sur l'analyse spectrale de la signature du courant du moteur. Cependant, la transformée de Fourier ne convient pas à tous les types de signaux, notamment les signaux non-stationnaires qui se caractérisent par l'apparition d'événements transitoires, elle est aussi insuffisante pour mettre en évidence les caractéristiques évolutives du signal. Pour palier à tous ces inconvénients, un autre outil de traitement est utilisé, c'est la transformée en ondelettes.
- Les résultats de l'analyse du vecteur d'espace du courant sont plus significatifs que celle du courant de phase.

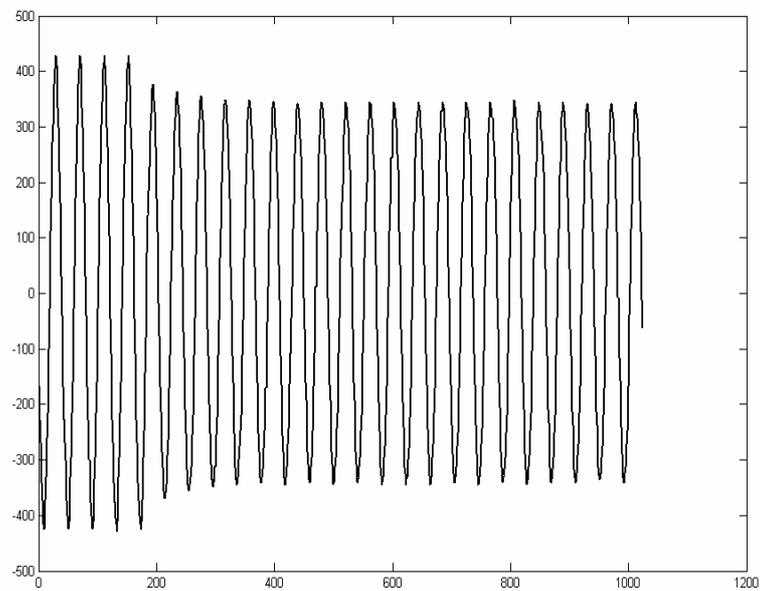
D'autre part, en raison des propriétés intéressantes qu'offre l'analyse des Ondelettes, nous espérons que des recherches soient orientées dans ce sens.

## *Annexe A*

Le courant et la tension statorique d'une machine asynchrone avec l'ouverture d'une phase



Le courant statorique de la machine asynchrone avec défaut statorique



La tension statorique d'une machine asynchrone avec défaut statorique

## **Annexe B**

### **Le facteur de correction**

$$C_1 = |C_1| e^{j\gamma_1} = |C_1| (\cos \gamma_1 + j \sin \gamma_1)$$

$$|C_1| = \sqrt{\frac{(r_1 + r_{12})^2 + (x_1 + x_{12})^2}{r_{12}^2 + x_{12}^2}}$$

### **L'angle de déplacement de la ligne du diagramme de cercle par rapport à l'horizontal**

$$\gamma_1 = \text{atg} \left( \frac{r_{12} \cdot x_1 - r_1 \cdot x_{12}}{r_{12}(r_1 + r_{12}) + x_{12}(x_1 + x_{12})} \right)$$

$$a' \frac{r_2'}{g}$$

$$\frac{b' r_2'}{g}$$

### **La résistance équivalente de la branche en gamma inversée du schéma équivalent**

$$R = a + a' \frac{r_2'}{g}$$

### **La réactance équivalente de la branche en gamma inversée de schéma équivalent**

$$X = b + b' \frac{r_2'}{g}$$

### **L'impédance équivalente de la branche en gamma inversée de schéma équivalent**

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

### **Avec**

$$a = r_1 c_1 \cos(\gamma_1) - x_1 c_1 \sin(\gamma_1) - c_1^2 x_2 \sin(2\gamma_1)$$

$$a' = c_1^2 \cos(2\gamma_1)$$

$$b = r_1 c_1 \sin(\gamma_1) + x_1 c_1 \cos(\gamma_1) + c_1^2 x_2 \cos(2\gamma_1)$$

$$b' = c_1^2 \sin(2\gamma_1)$$

$$I_2'' = V/Z$$

$$\cos \varphi_2 = R/Z$$

$$\sin \varphi_2 = X/Z$$

### **Le courant actif primaire**

$$I_{1\text{actif}} = I_{0\text{ca}} + I_2'' \cos \varphi_2$$

### **Le courant réactif primaire**

$$I_{1\text{reactif}} = I_m + I_2'' \sin \varphi_2$$

***Le courant primaire***

$$I_1 = \sqrt{I_{1\text{actif}}^2 + I_{1\text{reactif}}^2}$$

***Le courant secondaire***

$$I_2' = c_1 I_2''$$

***La puissance absorbée***

$$P_1 = 3 V I_{1\text{actif}} 10^3$$

***Les pertes cuivre primaires***

$$P_{\text{cu1}} = 3 r_1 I_1'^2 10^3$$

***Les pertes cuivre rotoriques***

$$P_{\text{cu2}} = 3 r_2' I_2'^2 10^3$$

***Les pertes supplémentaires***

$$P_{\text{sup}} = 0.005 P (I_1 / I_N)^2$$

***Somme totale des pertes***

$$\sum P = P_{\text{cu1}} + P_{\text{cu2}} + P_0 + P_{\text{sup}}$$

***le rendement***

$$\eta = 1 - \sum P / P_1$$

***La puissance utile***

$$P_2 = P_1 - \sum P$$

***Le facteur de puissance***

$$\cos \varphi = I_{1a} / I_1$$

***Le couple utile***

$$C_u = P_2 / \Omega (1-g)$$

## Bibliographie

- [1] E. Scheffer, "Diagnostic des machines asynchrones: Modèles et Outils paramétriques dédiés à la simulation et la détection de défauts", *Thèse de Doctorat, Université de Nantes*, Décembre 1999.
- [2] R. Keith Mobley. *La maintenance prédictive*. Collection Organisation Industrielle, 1985.
- [3] D. CARREAU et M. SIDAHMED. « Enquête CETIM-CERMAT ». *CETIM information*, 110, 1989.
- [4] C. Pachaud. « Détection des défauts électromagnétiques dans les moteurs asynchrones de grande puissance par analyse spectrale des vibrations et du courant d'alimentation et par démodulation amplitude - fréquence des composantes cinématiques de base ». *CETIM Senlis-France*, 1992.
- [5] W.T. Thomson. « Failure identification of offshore induction motor using on-line condition monitoring ». *Proceedings of Fourth National Reliability Conference*, page 1/11, juillet 1983.
- [6] W.T. Thomson et D. Rankin. « Case histories of on-line rotor cage fault diagnosis ». *Condition monitoring conferences proceedings, Swansea*, pages 789–819, 1987.
- [7] S. Williamson et Abdel-Magied. « Steady-state analysis of double-cage induction motors with rotor cage faults ». *IEE proceedings*, 134(4):199–206, 1987.
- [8] J.F. Watson et J.F. Elder. « Transient Analysis of the line Current as a Fault Technique for 3-Phase Induction Motors ». *International Conferences on Electrical Machines*, pages 1241–1245, 1992.
- [9] F. Filippetti, M. Mattelli, G. Franceschini, et C. Tassoni. « Development of expert system knowledge base to one-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors ». *Conf. Rec. 27th Ann. Ind. Applicat. Soc. Meeting, Houston*, pages 92–99, 1992.
- [10] Randy R. Schoen et T. G. Habetler. « Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(4) :900–906, July-August 1995.
- [11] R.F. Walliser et C.F. Landy. « Determination of interbar currents in the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors ». *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 9(1) :152–158, march 1994.
- [12] A.G. Innes et R.A. Langman. « The detection of broken bars in variable speed induction motor drives ». *International Conferences on Electrical Machines*, 1994.
- [13] W.T. Thomson. « On-line current monitoring to diagnose shaft misalignment in three-phase induction motor drive system ». *International Conferences on Electrical Machines*, page 238/241, december 1994.
- [14] J.R. Cameron, W.T. Thomson, et A.B. Dow. « One-line current monitoring of induction motors-a method for calculating the level of airgap eccentricity ». *IEE Conferences on Electrical Machines and Drives*, 282 :173–177, 1987.
- [15] J. Penman, H.G. Sedding, B.A. Lloyd, et W.T. Fink. « Detection and location of Interturn Short Circuits in the stator winding of operating motors ». *IEEE Winter Power Meeting*, février 1994.
- [16] T.W.S. Chow et G. Fei. « Three phase induction machine asymmetrical faults identification using bispectrum ». *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 10(4) :688–693, december 1992.
- [17] T.G. Phemister et G. Gregory. « Monitoring fractional shorted turns on generator rotors ». *International Conferences on Electrical Machines*, 1992.
- [18] Joseph Sottile et Jeffery L. Kohler. « An on-line method to detect incipient failure of turn insulation in random-wound motors ». *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 8(4) :762/768, December 1993.

- [19] J. Erdman, R.J. Kerkman, D. Schlegel, et G. Skibinski. «Effect of PWM Inverters on AC Motor bearing currents and shaft voltages ». *APEC '95*, pages 24–28, 1995.
- [20] G.B. Kliman et J. Stein. « Induction motor fault detection via passive current Monitoring ». *International Conferences on Electrical Machines*, 1990.
- [21] Hamed Yahoui. «Contribution à la surveillance et au diagnostic des machines électriques». *Thèse de doctorat, Université Claude-Bernard, Lyon 1*, 1995.
- [22] Jiang Jianguo, Jiang Zhiping, Su Pengshang, et Wang Xiangheng. « Time frequency spectrum of line current during starting process - A tool for diagnosing failure of induction motor ». *International Conferences on Electrical Machines*, 1992.
- [23] Alain Ducasse. « Estimation de sous-harmoniques à l'aide de méthodes paramétriques ». *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse*, 1997.
- [24] Michelle Vieira. « Estimation bayésienne par des méthodes MCMC - Application à la surveillance des moteurs asynchrones ». *Thèse de doctorat, Université de Nice - Sophia-Antipolis*, 1999.
- [25] E Schaeffer, M.E. Zaïm, et E. Le Carpentier. « Le projet diagnostic de la machine asynchrone - Bilan des activités - PRC GDR Automatique », 1997.
- [26] Paul M. Frank. « Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy - A survey and some new results ». *Automatica*, pages 459–474, 1990.
- [27] Ron J. Patton. « Robust model-based fault diagnosis: the state of the art ». *Safeprocess*, pages 1–23, 1994.
- [28] Smaïl BACHIR « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique ». Thèse de Doctorat de l'université de Poitiers 17 décembre 2002
- [29] A. Mezhoud, "Détection et Localisation des Pannes dans les Systèmes de Commande : Approche à base d'observateurs", *Thèse de Magister, ENP, Alger*, 2000.
- [30] T.M. LALEG. "Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la Commande Tolérante aux Défauts Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA", *PFE, ENP Alger*, 2004.
- [31] LABARRERE M. (1980). Detection de pannes de capteurs d'avions par utilisation de la redondance analytique. Nato Advisor Group for Aerospace Research and Development, Lecture Series n°109, p. 4.1-4.17, Neuilly-sur-Seine, France.
- [32] MIRONOVSKII L.A. (1980). "Functional diagnosis of dynamic system – a survey". *Automation Remote Control* (traduit de Avtomatika I telemekhanika), vol. 41, p. 1122-1143.
- [33] CHOW E.Y. et WILLSKY A.S.. (1984). "Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems". *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-29, n°7, p. 603-614.
- [34] LOU X.C, WILLSKY A.S. et VERGHESE G.C. (1986). "Optimally robust redundancy relations for failure detection in uncertain systems". *Automatica*, vol.22, n°3, p. 333-344.
- [35] Potter J.E. et Suman M.C. « Thresholdless redundancy management with arrays of skewed instruments » AGARDOGRAPH-224, 15-11 to 15-25 (1977).
- [36] Luenberger D.G. « An introduction to observers ». *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. AC-16, p. 596-602.(1971).
- [37] Bouchon P. Dauphin-Tanguy G. Richard J.P. Rotella F. et Zambettakis I. « Modélisation et identification des processus. Editions Technip, Paris.(1990).
- [38] J. Richalet, A. Rault & R. Pouliquen, Identification des processus par la méthode du modèle, Gordon & Breach, Théorie des systèmes, N°. 04, 1971.
- [39] D. M. Himmelblau, Applied non linear programming, Mc Graw Hill, USA, 1972.
- [40] D. W. Marquardt, An algorithm for least-squares estimation of non linear parameters, Journal of Soc. Indust. Appl. Math. VOL. 11, N°. 02, pp. 431-441, 1963.
- [41] L. Ljung, System identification : Theory for the user, Prentice Hall, New Jersey, USA, 1987.

- [42] H. Kabbaj, Identification d'un modèle type circuit prenant en comptes les effets de fréquence dans une machine asynchrone, Thèse de doctorat, L.I.N.P. de Toulouse, France, 1997.
- [43] B. Raison, Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [44] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini & C. Tassoni, Towards a correct quantification of induction machines broken bars through input electric signals, ICEM'00, Espoo, Finland, pp. 781-785, 28-30 août 2000.
- [45] L. Baghli, L. Hein, H. Razik & A. Rezzoug, Modelling rotor cage induction motors for default detection, IEEE International SDEMPED'97, Carry-le-Rouet, France, pp. 41-47, Septembre 1997.
- [46] M. G. Mal\_ero, M. F. Cabanas, F. R. Faya, C. H. Rojas & J. Solares, Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors, EPE'99, Lausanne, Suisse, September, 1999.
- [47] R. Hirvonen, "On-line condition monitoring of defects in squirrel cage motors," in Proc. Int. Conf. Elect. Mach., vol. 2, Paris, France, 1994, pp.267-272.
- [48] R. L. Schiltz, "Forcing frequency identification of rolling element bearings," Sound & Vibration, pp. 16-19, May 1990.
- [49] R. R. Schoen et al., "Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 900-906, July/Aug. 1995.
- [50] M. E. H Benbouzid. Bibliography o induction motor faults detection and diagnosis. *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol.14, pp.1065-1074, Dec.1999.
- [51] A. M. Trzynadlowski et al., "Diagnostics of mechanical abnormalities in induction motors using instantaneous electric power," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 14, pp. 417-423, Dec. 1999.
- [52] T. W. S. Chow et al., "Three phase induction machines asymmetrical faults identification using bispectrum," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 10, pp. 688-693, Dec. 1995.
- [53] S. M. Kay, Modern Spectral Estimation, ser. Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.
- [54] A. A. Da Silva et al., "Rotating machinery monitoring and diagnosis using short-time fourier transform and wavelet techniques," in Proc. Int. Conf. Maintenance Rel., vol. 1, Knoxville, TN, USA, 1997, pp. 14.01-14.15.
- [55] A. J. M. Cardoso et al., "Computer-aided detection of air-gap eccentricity in operating three-phase induction motors by Park's vector approach," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, pp. 897-901, Sept./Oct. 1993.
- [56] S. M. A. Cruz et al., "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by extended park's vector approach," in Proc. Int. Conf. Elect. Mach., vol. 3, Istanbul, Turkey, 1998, pp. 1844-1848.
- [57] B. Boashash, "Time-frequency signal analysis," in Advances in Spectrum Analysis and Array Processing, S. Haykin, Ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 418-517.
- [58] B. Yazici et al., "An adaptive statistical time-frequency method for detection of broken bars and bearing faults in motors using stator current," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pp. 442-452, Mar./Apr. 1999.
- [59] J. Erdman, R.J. Kerkman, D. Schlegel, etG. Skibinski. «Effect of PWM Inverters on AC Motor bearing currents and shaft voltages ». *APEC '95*, pages 24-28, 1995.
- [60] J. Milimonfared et al., "A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pp. 1000-1006, Sept./Oct. 1999.

- [61] Fiorenzo Filippetti, Giovanni Franceschini, Carla Tassoni, and Peter Vas. "Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques", *IEEE Trans. Ind. Electronic*, VOL. 47, NO. 5, OCTOBER 2000
- [62] P. Vas, *Artificial-Intelligent-Based Electrical Machines and Drives. Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic-Algorithm-Based Techniques*. Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 1999.
- [63] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "A fuzzy logic approach to on-line induction motor diagnostics based on stator current monitoring," in *Proc. Int. Symp. Stockholm Power Technology—Electrical Machines and Drives*, Stockholm, Sweden, June 1995, pp. 270–274.
- [64] M. Y. Chow, R. N. Sharpe, and J. C. Hung, "On the application and design of artificial neural networks for motor fault detection (Part I and Part II)," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, pp. 181–197, Apr. 1993.
- [65] E. Ritchie, E. Xiaolan Deng, and T. Jokinen, "Diagnosis of rotor faults in squirrel cage ind. motors using a fuzzy logic approach," in *Proc. ICEM'94*, vol. 2, Paris, France, Sept. 1994, pp. 348–352.
- [66] P. V. Goode and M. Y. Chow, "Using a neural/fuzzy system to extract knowledge of incipient fault in induction motors (Part I and Part II)," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, pp. 131–146, Apr. 1995.
- [67] M. E. H Benbouzid. Bibliography of induction motor faults detection and diagnosis. *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol.14, pp.1065-1074, Dec.1999.
- [68] M. T. Rangarajan, Sang-Bin Lee, Greg Stone, G. B. Kliman, Jiyeon Yoo, T. G. Habetler and R.G. Harley. A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines. *SDEMPED'2003*, Atlanta, GA, USA, 24-26 August, pp.35-46.
- [69] S. Williamson and M. J. Rabinson. Calculation of cage induction motor equivalent circuit parameters using finite elements," *IEEE Proceedings-B*, Vol.138, No. 5, pp. 263-276, Sep.1991.
- [70] J. F. Bangura, Povinelli R. J, N. A. O. Demerdash, R. H. Brown. Diagnostics of eccentricities and bars/end-ring connectors breakage in polyphase induction motors through a combination of time series data mining and time-stepping coupled FE-state space techniques. *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol.39, N°4, pp.1005-1013, July/August 2003.
- [71] Meshgin-Kelk, H. Milimonfared, J. and Toliyat G. A. Interbar Currents and Axial Fluxes in Healthy and Faulty Induction Motors. *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol.40, N°1, pp.128-134, Jan./Feb 2004.
- [72] Vinod V. Thomas, Krishna Vasudevan, and V Jagadeesh Kumar. Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra. *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 18, N°2, pp.265-270, June 2003.
- [73] K. R. Cho, J. H. Lang, and S.D. Umans. Detection of broken rotor bars in induction motors using stat and parameter estimation. *IEEE Trans. On Industry Appl.* pp.702-709, vol.28, N°3, May/June 1992.
- [74] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas. Broken bar detection in induction machines: comparison between current spectrum approach and parameter estimation approach. *IEEE-IAS, Annual Meeting Conf.* pp.95-102, vol.2, Denver USA, 1994.
- [75] H. R. Fuden and Ong C. M. Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics. Pt. I, II and III. *IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-102, N°8, pp.2608-2628, Aug 1985.
- [76] Alfredo R. Muñoz and Thomas Lipo. Complex vector model of the squirrel cage inductance machine including instantaneous rotor bar currents. *IEEE Trans. On Industry applications*, vol.35, N°6, pp.1332-1340, 1999.

- [77] Xianogang Luo, Yuefeng Liao, and H.A. Toliyat. Multiple coupled circuit modeling of induction machines. *IEEE Trans. On industry applications*, vol.31, N°2, pp.311-318, March/April 1995.
- [78] T. A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, University of Wisconsin-WisPERC, 1996.
- [79] A. K. Wallace et A. Wright, "Novel simulation of cage windings based on mesh circuit model" *IEEE Transactions on Power App. And systems*, Vol. PAS-93, No. 1, January/February 1974, pp. 377-382.
- [80] T. A. Lipo, *Theory and Control of Synchronous Machines*, ECE 511 Class Notes, ECE department, university of Wisconsin-Madison, 1991.
- [81] N. L. Schmitz and D. W. Novotny, *Introductory Electromechanics*, Ronald Press, New York, 1965.
- [82] H. A. Toliyat and T. A. Lipo. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol.10, N°2, pp.241-247, June 1995.
- [83] Touhami O. Course notes on construction of electric machines. *National Polytechnic School of Algiers*, Electrical Engineering Departement, years 1994-2006.
- [84] Guy Segulier, Francis Notelet "Electrotechnique Industrielle" 2<sup>ème</sup> Edition -1982.
- [85] F. SAHRAOUI, Z. HOURIA, "Contribution de l'analyse multirésolution de la Transformée discrète d'ondelette en traitement de signal". Institut Des Télécommunications Abdelhafid Boussouf -Oran-. PFE 2003
- [86] M. Misiti, Y. Misiti, G. Oppenheim, J. Poggi, " *wavelet user's guid*".