

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

THESE

Préparée à

Département d'Electrotechnique de l'Université de Constantine

et présentée par

Monsieur Abdesselam LEBAROUD

Pour obtenir le titre de

Docteur En Sciences

Spécialité: Machines électriques

**Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la
machine asynchrone associée à des sources variables**

Soutenue le : 23 / 09/ 2006

Devant le Jury composé de :

Président:	Monsieur	Mohamed el hadi Latreche	Prof. (Univ. Constantine)
Membres:	Messieurs	Abdelmalek Khezzar	MC (Univ. Constantine)
		Rachid Abdessamed	Prof. (Univ. Batna)
		Abdelnacer Aboubou	MC (Univ. Biskra)
Encadreur:	Messieurs	Amar Bentounsi	MC (Univ. Constantine)
Co-Encadreur:		Kkaled Belarbi	Prof. (Univ. Constantine)

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Messieurs:

- Amar Bentounsi, Maître de conférences au Dept. d'Electrotechnique de Constantine, pour avoir proposé et dirigé cette thèse de doctorat, sans ménager ni son temps ni ses efforts, ainsi que pour ses encouragements et ses précieux conseils ;
- Belarbi Khaled, Professeur au Dept. d'Electronique de Constantine, pour avoir accepté de co-encadrer cette thèse ;
- Mohamed-El-Hadi Latreche, Professeur au Dept. d'Electrotechnique de Constantine, pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury ;
- Rachid Abdessamed, Professeur d'électrotechnique à l'Université de Batna, pour avoir accepté de participer au jury de soutenance ;
- Abdelnacer Aboubou, Maître de conférences en électrotechnique à l'université de Biskra, qui n'a pas hésité à faire partie des membres de ce jury ;
- Abdelmalek Khezzar, Maître de conférences au Dept. d'Electrotechnique de Constantine, qui n'a pas hésité à participer à mon jury de soutenance.

Je tiens aussi à exprimer ma gratitude envers tous ceux qui m'ont aidé et soutenu à l'élaboration de cette thèse durant les sept dernière années, notamment les membres de l'équipe de recherche « *diagnostic* » du Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC), ainsi qu'envers les chercheurs du site CEGELY de l'Université Claude Bernard de Lyon 1, tout particulièrement Le Professeur Guy Clerc qui, dix huit mois durant, n'a ménagé aucun effort pour approfondir la discussion sur les techniques de diagnostic de la machine asynchrone et ce, malgré ses multiples responsabilités, ainsi que le thésard Olivier Ondel pour sa collaboration lors de la campagne d'acquisition des données expérimentales.

Je tiens aussi à remercier Le Professeur Mouloud Feliachi pour m'avoir chaleureusement accueilli et conseillé durant mon stage dans son laboratoire L.R.T.I. de S^t-Nazaire.

Tout comme je remercie Le Professeur agrégé Gilles Rostaing de l'E.N.S.P.Grenoble pour m'avoir intégré dans son équipe du SYREL et pour ses fructueuses discussions.

Je ne terminerai pas sans remercier tous ceux qui m'ont encouragé, chacun à sa manière, à finaliser cette thèse de doctorat.

Dédicace

A

Mes Parents
Ma fiancée Maya
Mes frères et sœurs
Mon défunt frère Abderezak

Je dédie ce travail

Tables des matières

Introduction	5
Chapitre I. Modélisations analytiques et techniques de diagnostic	8
1. Introduction	9
2. Terminologie relative au diagnostic	10
3. Principaux défauts de la machine asynchrone triphasée à cage	11
3.1 Défauts internes et externes	11
3.2 Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone	13
3.2.1 Causes des défauts	13
3.2.2 Principaux défauts	15
3.2.2.1 Défauts statoriques	15
3.2.2.2 Défauts rotoriques	16
4. Modélisation fine de la machine asynchrone orientée vers le diagnostic	17
4.1 Modélisation par les équations du Schéma Multi-Enroulement Equivalent (SMEE).....	17
4.1.1 Simulation du modèle (SMEE) avec une source de tension idéale	20
4.1.2 Simulation du modèle (SMEE) avec une source de tension variable.....	20
4.1.2.1 Principe de la MLI pré calculée	21
4.1.2.2 Résultats de simulation	23
4.1.3 Méthodes de calcul de l'inductance mutuelle	24
4.1.3.1 La fonction d'enroulement	25
4.1.3.2 Calcul de l'inductance par les coefficients des séries de Fourier	26
4.1.3.3 Calcul de l'inductance par les coefficients des fonctions Splines	26
4.1.3.4 Méthode analytique de calcul de l'inductance	27
4.2 Modèle à Circuits Internes Equivalents (CIE)	28
4.3 Méthode des Réseaux de Perméances (RP)	30
4.4 Modèles basés sur l'estimation paramétrique	31
5. Techniques du diagnostic	33
5.1 Approche signal	33
5.1.1 Analyse des grandeurs électrique mesurables	33
5.1.2 Surveillance des fluctuations de la vitesse	34
5.1.3 Surveillance du couple électromagnétique	34
5.1.4 Surveillance du champ magnétique	34
5.2 Approche système	34
6. Conclusion	35
Chapitre II. Modèle élément fini du moteur asynchrone	36
1. Introduction	37
2. Modèle par éléments finis du moteur asynchrone	37
3. Simulation du modèle élément fini	42
4. Effets des défauts sur le modèle éléments finis de la machine asynchrone	44
4.1 Défaut de cassures de barres	44
4.2 Effets de rupture de barres	45
4.3 Simulation de rupture de barres	46

5. Essais sur la machine réelle	49
6. Défauts dans les enroulements statoriques	52
6.1 Court-circuit dans une phase	52
6.1.1 Court-circuit spires-neutre	53
6.1.2 Court-circuit au milieu de la phase	54
6.2 Court-circuit entre phases différentes	55
6.3 Court circuit à l'intérieur de l'encoche	55
6.4 Exemple de court-circuit à l'intérieur d'une encoche	57
7. Conclusion	60

Chapitre III Techniques et Méthodes dédiées à la surveillance et au 61
diagnostic des défauts

1. Introduction	62
2. Détection des défauts par la fréquence instantanée	63
2.1 Composante symétrique instantanée	63
2.2 Principe	64
2.3 Application	66
3. Détection des défauts par l'amplitude instantanée	71
3.1 Principe	71
3.2 Application	72
4. Détection par la Transformée de Fourier Récursive (TFR)	73
4.1 Introduction	73
4.2 Principe	73
4.3 Application	74
5. Technique de la déconnexion de la source d'alimentation	75
5.1 Principe	75
5.2 Détection des tensions induites dans les enroulements statoriques	75
5.3 Périodogramme moyenné	76
5.4 Validation de la technique de déconnexion	77
6. Techniques de calcul de la composante du défaut statorique	79
6.1 Introduction	79
6.2 Synthèse bibliographique et proposition de solution	80
6.3 Système triphasé déséquilibré et pollué	81
6.4 Analyse spectrale du vecteur courant	83
6.4.1 Transformée de Fourier discrète du vecteur courant	84
6.4.2 Transformée de Fourier glissante du vecteur courant	88
6.4.3 Algorithme de Goertzel	89
6.5 Analyse par la démodulation synchrone du vecteur courant	90
6.5.1 Démodulation analogique	91
6.5.2 Démodulation numérique	92
6.6 Validation expérimentale	93
6.7 Etude Comparative	99
6.8 Bilan	100
7. Méthode de surveillance simultanée des défauts de stator et de rotor	101
7.1 Principes théoriques	101
7.2 Analyse spectrale du signal de SVCM	102
7.3 Les indices de défaut dans le SVCM	103
7.3.1 Indices du défaut statorique.....	103
7.3.2 Indices du défaut rotorique	104

7.4 Composition et superposition des indices de diagnostic	104
7.5 Validation expérimentale	107
7.6 Bilan	109
8. Conclusion	109
Chapitre IV. La classification des défauts par les représentations	111
temps-fréquence optimisées	
I. Introduction	112
2. La classification	113
3. Un espace de représentation discriminant	113
4. La classe de Cohen par la RTF	114
5. Existence et signification des interférences	115
6. La classe de Cohen par la fonction d'ambiguïté	116
7. La classification par les RTF	118
8. Conception des noyaux pour la classification	123
8.1 Noyau DCS de moyenne-carrée	124
8.2 Noyau Discriminant linéaire	126
8.3 Noyau discriminant de Fisher	127
9. Application de la RTF optimisée pour la classification des défauts de la machine asynchrone	128
9.1 Application du RDF dans le plan doppler-retard	128
9.2 Conception des noyaux discriminants de Fisher NDF	130
9.2.1 Signaux d'apprentissage	130
9.2.2 Sous échantillonnage des signaux	130
9.2.3 Fonction instantanée d'auto corrélation et le plan d'ambiguïté	131
9.2.4 Conception du noyau discriminant de Fisher	131
9.2.5 Extraction des motifs	132
9.2.6 Le critère de décision (la distance)	132
9.3 Résultats de calcul	133
9.3.1 Noyau défaut stator	133
9.3.2 Noyau défaut rotor	134
10. RTF de classification optimale	134
11. La Décision	136
12. Conclusions	138
Conclusion générale.....	140
Annexes	143
Annexe 1. Calcul des paramètres de la machine asynchrone	144
Annexe 2. Les distances	150
Contribution scientifique	154
Bibliographie	157

Introduction

Les industriels sont de plus en plus confrontés à la sûreté de fonctionnement des outils de production. Cette demande en termes de sûreté est motivée par des impératifs de production et se trouve actuellement au niveau des cahiers de charges imposés par les industriels à leurs fournisseurs. Ce n'est plus seulement le produit qui est vendu mais l'assurance d'un taux de disponibilité garanti.

Ces contraintes imposées par le marché nécessitent un changement dans la politique de la maintenance. Celle-ci qui était principalement corrective dans les applications standard et préventive dans les applications critiques se doit d'être prédictive afin d'optimiser les coûts d'immobilisation et de changement de pièces. La tâche de la maintenance prédictive c'est la surveillance et l'analyse des indicateurs de pannes sur des matériels en fonctionnement.

La surveillance d'un dispositif implique le diagnostic des défaillances: il consiste en la détection d'un changement anormal dans le comportement ou dans l'état d'un système et dans la localisation de sa cause. Les systèmes de surveillance et de diagnostic peuvent être mis en œuvre en cours d'exploitation (en ligne) ou pendant les phases normales d'arrêt d'exploitation. En cours d'exploitation, le but est de garantir la sécurité et la continuité de service et d'enregistrer les événements utiles pour la maintenance curative ou le retour d'expérience. En arrêt d'exploitation (hors ligne), l'objectif est d'évaluer le degré de vieillissement de certains éléments, de décider d'une opération de maintenance préventive ou curative.

La pièce maîtresse des systèmes d'entraînement électrique c'est la machine asynchrone qui, durant les trois dernières décennies, a fait l'objet de nombreuses recherches orientées principalement vers la conception de lois de commande toujours plus performantes. Ses multiples qualités, son faible coût, sa robustesse et ses performances en font une machine particulièrement appréciée en milieu industriel. Actuellement, les impératifs de fiabilité et de productivité des installations nécessitent l'intégration d'un système de détection et de diagnostic des défaillances. Sachant que toute défaillance engendre des surcoûts de production, il faut doter les moteurs asynchrones d'outils de surveillance; ainsi nous pourrions éviter et prévenir les pannes et les arrêts intempestifs.

C'est dans cette optique que cette thèse est orientée. Elle s'intéresse, en effet, à la surveillance et au diagnostic des défauts du moteur asynchrone, en l'occurrence les défauts du stator et/ou du rotor. Elle s'appuie sur des compétences dans les domaines des machines électriques et de traitement du signal. Notre premier objectif en abordant cette thèse était la compréhension et l'analyse des défauts ainsi que leurs effets sur le comportement de la machine.

L'aspect modélisation aussi bien analytique que par élément fini du moteur asynchrone a été traité dans les deux premiers chapitres. Alors que la recherche et le développement d'outils de surveillance et de diagnostic des défauts fut notre second objectif et qui a été abordé avec soin dans les deux derniers chapitres.

Cette thèse s'articule donc autour de quatre chapitres que nous décrivons brièvement :

- Le *chapitre 1* est essentiellement consacré à l'état de l'art que nous avons scindé en deux parties: la première concerne la modélisation de la machine asynchrone orientée vers le diagnostic (discussion de 4 modèles); la deuxième partie traite des techniques qui permettent la mise en œuvre d'une procédure de diagnostic. On s'est étalé sur deux approches principales, à savoir l'approche signal et l'approche système, que nous détaillerons dans les deux derniers chapitres.
- Dans le *chapitre 2* nous avons considéré le modèle par élément fini de la machine, afin d'affiner le modèle précédent. La modélisation a été faite en deux dimensions afin de réduire le temps de calcul ainsi que l'espace mémoire utilisé. Mais dans le souci de préserver l'information pertinente émise par le défaut, nous avons pris en considération dans ce modèle des phénomènes magnétiques ou électriques tels les courants induits, la saturation magnétique, l'effet de la géométrie complexe et les pertes magnétiques dues aux têtes de bobines; par contre, les effets d'extrémités et d'inclinaison d'encoche ont été simplifiés.
- Le *chapitre 3* propose une approche signal qui consiste au traitement et au développement des techniques de calcul et des méthodes sans modèle pour le diagnostic des défauts statoriques et rotoriques. Cette panoplie de techniques servira en tant que boîte à outils de diagnostic afin de répondre aux différents niveaux de difficulté rencontrés. Le point commun de toutes ces méthodes et techniques est l'analyse du courant ou tension statorique: soit par la fréquence et l'amplitude instantanées; soit par le spectre via la transformée de Fourier et de ses différentes variantes; soit par la démodulation synchrone analogique et numérique; soit enfin par le module du vecteur d'espace.
- Le *chapitre 4* propose une approche système qui consiste en l'automatisation de la procédure de détection des défauts à partir de la représentation temps-fréquence; notre approche est basée sur la classification de signaux après apprentissage. La représentation temps-fréquence employée dans ce chapitre est dite "dépendante de la classe du signal (DCS)" dont le plan d'ambiguïté est lissé par un noyau conçu spécialement afin de réaliser une séparation maximale entre le défaut et

la machine saine. Le contraste de Fisher est utilisé pour la séparation de classe. Le critère d'affectation ou du classement d'un nouveau signal est réalisé par la distance Euclidienne.

Chapitre I

Modélisations analytiques et techniques de diagnostic

1. Introduction

Ce chapitre est essentiellement consacré à l'état de l'art du domaine du diagnostic que nous avons scindé en deux parties: (i) la première concerne la modélisation de la machine asynchrone orientée vers le diagnostic; (ii) la seconde traite des techniques de surveillance et de diagnostic. La première partie commence par l'étude des défauts qui affectent la machine asynchrone ainsi que leurs statistiques puis aborde la littérature des modèles existants. Quatre modèles différents ont été étudiés:

- le premier est le Schéma Multi-Enroulement Equivalent (SMEE) qui représente l'un des modèles classiques orientés vers le diagnostic des défauts, principalement rotoriques. Une amélioration lui a été apportée au niveau du calcul des inductances afin de lui permettre la prise en compte des harmoniques d'espace. Dans ce cas de figure plusieurs méthodes de calcul ont été proposées dans la littérature.

- Le second modèle traite des Circuits Internes Equivalents (CIE) de la machine en fonction des résistances, des bobines, des condensateurs et des sources de tension ou de courant.

- Le troisième modèle utilise les Réseaux de Perméances (RP) qui sont basés sur la décomposition du circuit magnétique de la machine en tubes de flux, chaque tube étant caractérisé par sa perméance. Le réseau de perméances ainsi construit est similaire à un circuit électrique.

- Le quatrième modèle est basé sur l'estimation paramétrique; on parlera de la nouveauté des modèles "différentiels" : l'un sensible uniquement aux défauts d'apparition accidentelle, l'autre commun (sain) sensible aux variations paramétriques.

La deuxième partie porte sur les techniques qui permettent la mise en œuvre d'une procédure de diagnostic. On s'est étalé sur deux approches principales: (i) *une approche signal*, basée sur l'analyse des grandeurs mesurables par différentes techniques, issues en grande partie du traitement de signal; (ii) *la seconde est une approche système* qui consiste en la mise en œuvre d'un processus de diagnostic automatique depuis l'acquisition jusqu'à la prise de décision.

2. Terminologie relative au diagnostic

Diagnostic : ensemble d'actions visant à évaluer l'état d'un procédé à partir de la connaissance de son fonctionnement. A partir de l'observation du procédé on détermine, par comparaison avec les divers états de fonctionnement connus, le degré de défaillance du système, l'origine de ces défaillances et leurs causes.

Défaut (panne, défaillance) : évènement engendrant une modification du fonctionnement du procédé. L'état du système ne correspond plus à un fonctionnement normal. Le système n'est plus apte à assurer totalement sa fonction.

Disponibilité : faculté d'un matériel ou d'un système à pouvoir fonctionner chaque fois que cela est nécessaire, chaque fois que l'on le sollicite, c'est-à-dire que l'on assure une fiabilité totale pendant les phases de fonctionnement. La disponibilité nécessite des opérations de maintenance préventive afin de prévenir tout vieillissement ou défaillance.

Fiabilité : capacité d'un système à fonctionner pendant un certain temps sans panne; elle se caractérise par le temps moyen de bon fonctionnement.

Maintenance - Maintenabilité : la maintenance est l'action de mise en état du matériel; elle peut être préventive, afin d'augmenter la fiabilité du système, ou bien être curative, consécutive au diagnostic d'un défaut. La maintenabilité caractérise la facilité de maintenance du procédé; elle peut être largement augmentée par la mise en œuvre d'un système de diagnostic.

Sécurité : ce terme regroupe les caractéristiques concernant l'utilisation du procédé et ses dangers potentiels pour l'utilisateur ou pour le matériel.

Sûreté : elle regroupe les notions de disponibilité, fiabilité, maintenabilité et sécurité du système. Elle caractérise la confiance que l'on peut apporter au fonctionnement.

La maintenance nécessite de connaître les régimes de fonctionnement des systèmes alors que la surveillance donne une réponse aux besoins d'information de la maintenance dans le but de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic est une partie de la surveillance qui a pour objectif de trouver les causes de dysfonctionnement.

Alors qu'actuellement les systèmes de contrôle traitent en grande majorité des informations liées au contrôle-commande; à l'avenir, ils se préoccuperont davantage des informations relatives à la maintenance afin de diminuer l'effet des évolutions des paramètres du système et d'accroître sa disponibilité en prévenant les défaillances comme le montre la figure 1

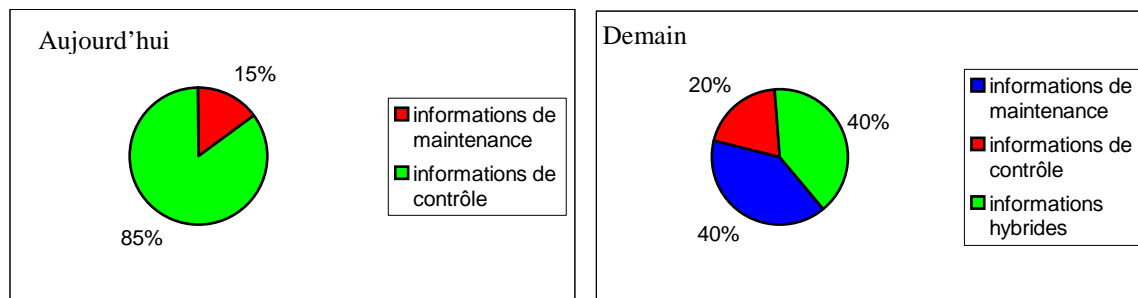


Figure 1: Evolution des informations traitées par le système

3. Principaux défauts de la machine asynchrone triphasée à cage

Nous rappelons brièvement les différents défauts de la machine asynchrone triphasée à cage ainsi que leurs origines sans pour autant prétendre à l'exhaustivité. Ces défauts apparaissent dans les différentes parties constituant la machine.

3.1 Défauts internes et externes

Il existe deux types de défauts principaux : *internes* et *externes*. Les causes de ces défauts sont brièvement et respectivement décrites dans les organigrammes des figures 2 et 3. Nous pouvons ainsi remarquer que les défauts *internes* de la machine sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques rotorique et statorique, bobinages statoriques, entrefer mécanique, cage rotorique,...) alors que les défauts *externes* sont provoqués, soit par les tensions d'alimentation et la charge mécanique, soit par l'environnement de l'utilisation de la machine.

D'après les organigrammes Figure 2 et Figure 3 les origines des défauts sont diverses : thermique, mécanique, électrique ou encore environnementale. A titre indicatif, les démarrages fréquents provoquent des courants élevés dans les barres rotoriques.

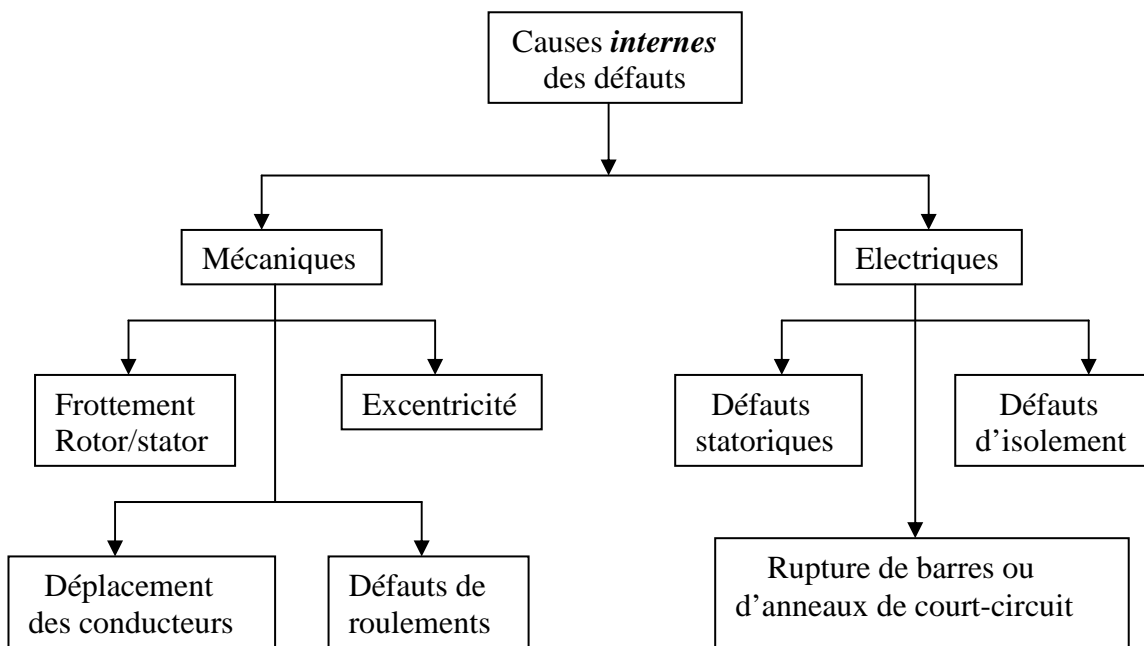


Figure 2: Causes *internes* de défauts de la machine asynchrone triphasée à cage

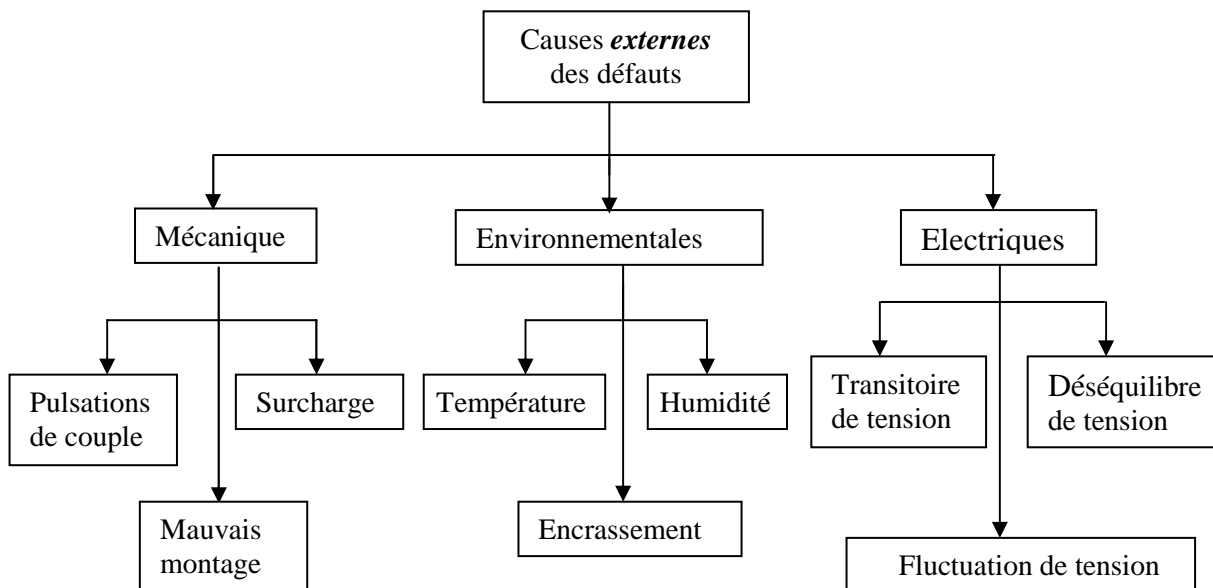


Figure 3: Causes *externes* de défauts de la machine asynchrone triphasée à cage

Celles-ci engendrent par conséquent des suréchauffements et des contraintes **mécaniques** conduisant à terme à des fissures puis à une cassure de barres. Par effet d'avalanche la barre cassée accélère la rupture des barres adjacentes pouvant aboutir jusqu'à la destruction totale du rotor. De même, les efforts électrodynamiques que subissent les conducteurs des phases se

traduisent par des vibrations mécaniques ayant pour effet de détériorer l'isolation. Sur le plan *électrique*, les fronts de tensions générés par les convertisseurs statiques accentuent le phénomène de décharges partielles et réduisent, par conséquent, la durée de vie de l'isolant. Quand aux origines *environnementales*, l'humidité et les produits corrosifs ou abrasifs sont les plus rencontrés.

Au niveau de l'*entrefer*, les défauts se manifestent par une *excentricité* statique, une excentricité dynamique ou une excentricité mixte. Le défaut d'excentricité statique est généralement dû à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. Le défaut d'excentricité dynamique peut être causé aussi bien par une déformation du cylindre rotorique que par une déformation du cylindre statorique. L'excentricité mixte est une combinaison des deux.

Au niveau de la cage, les défauts se manifestent par la rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit. Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents,...), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures).

Au niveau des paliers nous pouvons citer le défaut de décentrage des flasques conduisant généralement à une excentricité statique alors qu'une détérioration de roulements à billes conduit le plus souvent à une excentricité dynamique.

Il est important de signaler que plusieurs études statistiques ont été menées dans le but de quantifier l'impact de chaque type de défaut sur la fiabilité de la machine et leurs pourcentages ont été cités dans plusieurs publications. Les résultats obtenus restent quand même assez différents d'une étude à l'autre. Cependant, toutes les études convergent pour classer les défauts de paliers comme étant les plus fréquents, suivis par les défauts statoriques et, en dernier, les défauts de cage rotorique.

3.2 Etudes statistique des défaillances de la machine asynchrone

Nous allons dresser une liste des principaux défauts pouvant se produire dans les moteurs asynchrones, leurs causes et statistiques d'occurrence [IEE-85, VAA-99].

3.2.1 Causes des défauts

La figure 4 présente les phénomènes à l'origine des défauts dans la machine : la principale source de défauts provient de la mécanique; la deuxième cause de défauts est la

surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants; la troisième cause de défauts référencés est le claquage d'isolants conduisant à des courts-circuits.

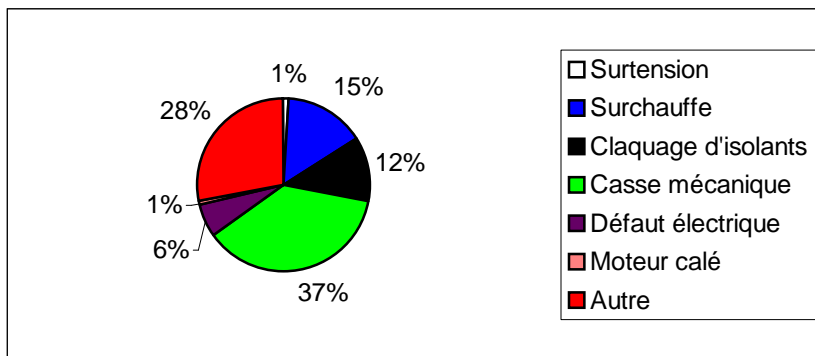


Figure 4: Répartition des causes des défauts pour une machine asynchrone

La figure 5 précise les conditions qui aggravent le défaut: la première source d'aggravation provient de l'usure des éléments avec l'âge et la durée de service. Cette usure est renforcée par les différentes conditions de fonctionnement (surchauffe, humidité, exposition,...).

En règle générale, toute différence par rapport au point de fonctionnement nominal contribue à aggraver le défaut naissant voir à le faciliter.

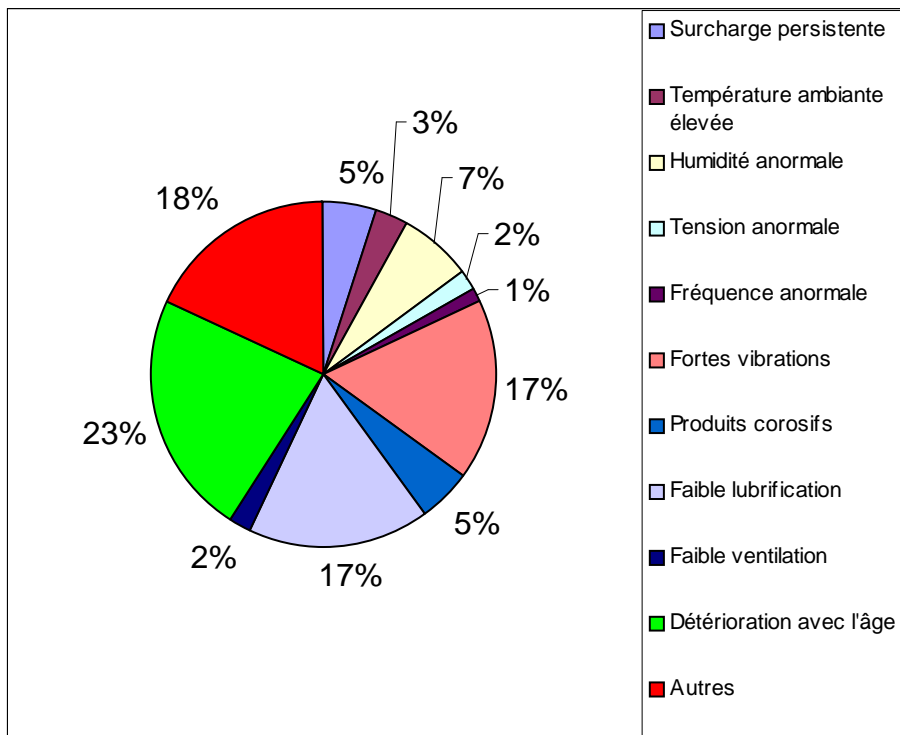


Figure 5: Facteurs aggravant le défaut

3.2.2 Principaux défauts

Les principaux défauts pouvant se produire dans une machine à cage peuvent être classés comme suit [vas-93] :

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

Une étude conduite pour IEEE [IEE-85] a établi une statistique des différents défauts pouvant se produire sur une machine électrique (figure 6)

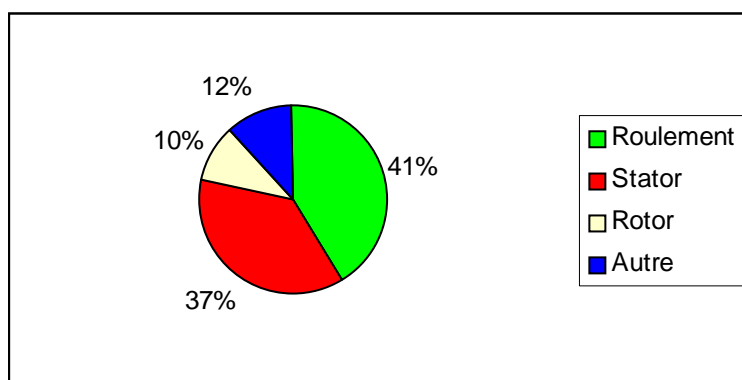


Figure 6: Répartition des défauts.

A signaler que ces statistiques ne sont pas détaillées par type de branches industrielles; par conséquent, elles peuvent avoir des significations différentes selon qu'on parle d'industries d'hydrocarbures ou cimentières ou autres.

Comme nous ne sommes intéressés que par deux types de défaut, à savoir le défaut statorique et le défaut rotorique, nous ne détaillerons que ces deux là.

3.2.1.1 Défauts statoriques

La majeure partie des défauts au stator des machines asynchrones est due à des défauts d'isolement (Figure 7)

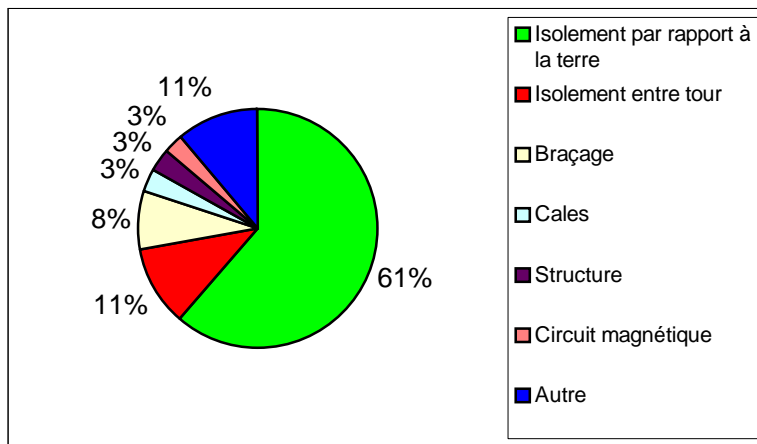


Figure 7: Répartition des défauts stator

L’existence de courants de court-circuit, que ce soit entre phase ou par rapport à la terre, conduit à la destruction des couches de vernis protecteur des enroulements; par conséquent, la machine devient non équilibrée et change également de classe d’isolation.

3.2.1.2 Défauts rotoriques

La majorité des défauts au rotor ont trait à la cage. La seconde source de défauts provient d'une déformation de l'axe du rotor (Figure. 8)

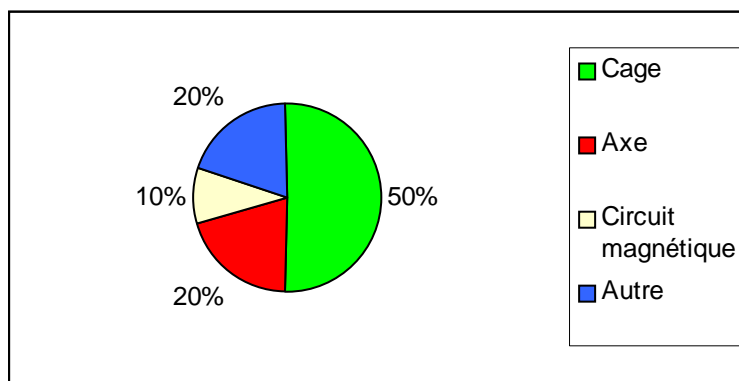


Figure 8: Répartition des défauts rotoriques

Ces deux défauts ont pour origine des contraintes de fonctionnement trop fortes sur la cage qui provoquent sa déformation. Ces défauts s’expliquent par les méthodes employées auparavant pour la construction de la cage; la part de celle-ci dans les défauts rotor et les défauts rotor eux-mêmes ont diminué [Ber 00].

4. Modélisation fine de la machine asynchrone orientée vers le diagnostic

Dans la littérature, la modélisation fine de la machine asynchrone à cage orientée vers le diagnostic a été abordée généralement selon une approche analytique et globale. Sans être exhaustif, nous citerons quatre modèles principaux, à savoir : le schéma multi-enroulements équivalent (SMEE), le modèle à circuits internes équivalents (CIE), la méthode des réseaux de perméances (RP) et les modèles basés sur l'estimation paramétrique. Ces différents modèles sont illustrés dans le cas d'un défaut de rupture de barres et d'un défaut de court-circuit inter-spires dans les bobinages statoriques

4.1 Modélisation selon un schéma multi-enroulement équivalent (SMEE)

Le modèle analytique global [Rit 94], [Tol 96] décrit la machine asynchrone triphasée, constituée d'un stator à bobinage réparti ayant m phases et d'un rotor à cage ayant q barres. Le rotor est représenté par un circuit électrique comportant $q+1$ mailles magnétiquement couplées comme le montre la figure 9. Cependant, l'écriture du modèle triphasé de la machine asynchrone est basée sur un certain nombre d'hypothèses dont les principales sont les suivantes :

- ✓ présence d'une seule cage ;
- ✓ système bidimensionnel (pas d'effets d'extrémités) ;
- ✓ régime linéaire (matériaux ferromagn. non saturés) ;
- ✓ négliger les courants de Foucault, " effet de peau " et influence température ;
- ✓ ne considérer que les fondamentaux des grandeurs périodiques ;
- ✓ distribution sinusoïdale de l'induction d'entrefer ;
- ✓ perméabilité fer infinie et entrefer constant d'épaisseur très faible vis-à-vis du rayon (flux radial et développement linéaire géométrie machine) ;
- ✓ absence de couplage stator - anneaux de court-circuit cage .
- ✓ les courants inter-barres sont négligeables (tôles magnétiques rotoriques isolées des barres et des anneaux de la cage).

Le modèle donne lieu à un réseau à $(N+1)$ mailles indépendantes correspondant aux N barres et à l'anneau de court-circuit interne qui s'adapte bien au problème posé; quand à l'enroulement statorique, il est supposé être triphasé symétrique.

L'auteur [Hou 02] a proposé que la saturation peut être partiellement contournée par l'introduction d'un coefficient de saturation dans l'expression de l'induction d'entrefer permettant la prise en compte de la chute de tension magnétique (f.m.m.) dans le fer.

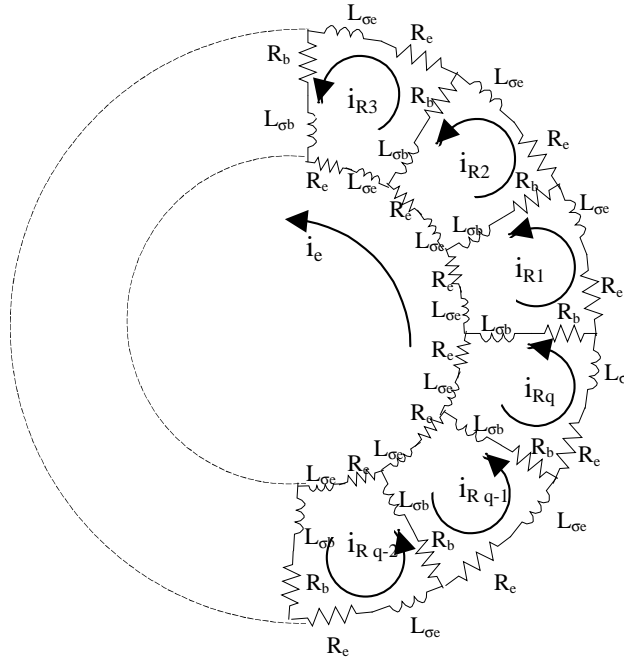


Figure 9: Schéma électrique équivalent de la cage rotorique

Le système complet d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage dans l'espace de phases s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [I] = -[L]^{-1} \cdot \left([R] + \Omega \frac{d[L]}{d\theta_m} \right) [I] + [L]^{-1} [V] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{2J} [I]^t \left\{ \frac{d[L]}{d\theta_m} \right\} [I] - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} \Gamma_L \\ \frac{d\theta_m}{dt} = \Omega \end{cases} \quad [1]$$

La première équation différentielle matricielle de ce système représente l'ensemble des équations électriques des bobinages statoriques et rotoriques de la machine où $[R]$ et $[L]$ sont respectivement la matrice des résistances et la matrice des inductances. Le vecteur des courants $[I]$ et le vecteur des tensions $[V]$ sont exprimés de la façon suivante :

$$[V]^t = [V_S]^t [0]^t = [v_{S1} \ v_{S2} \ v_{S3} \ \dots \ v_{Sm}]^t [0]^t \quad [2]$$

$$[I]^t = \left[[I_S]^t [I_R]^t \right] = \left[[i_{S1} \dots i_{Sm}]^t [i_{R1} \dots i_{Rq} i_e]^t \right] \quad [3]$$

Nous donnons ci-dessous les expressions des matrices globales résistance, R , inductance, L , ainsi que sa dérivée, L' , par rapport à l'angle α :

$$[R] = \left| \begin{array}{ccc|c|ccc|c} R_s & 0 & 0 & & & & 0 \\ 0 & R_s & 0 & & & & 0 \\ 0 & 0 & R_s & & & & 0 \\ \hline & & & R_{rr} & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & R_a \\ [0] & & & \dots & \dots & \dots & & & & R_a \\ & & & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & R_{rr} & R_a \\ \hline 0 & 0 & 0 & R_a & \dots & \dots & & & R_a & N.R_a \end{array} \right| \quad [4]$$

$$[L] = \left| \begin{array}{ccc|c|ccc|c} L_{os} & 0 & 0 & M_{sr} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & L_{ds} & 0 & & 1 & \cos(\alpha) \dots \cos(N-1)\alpha & & & 0 \\ 0 & 0 & L_{qs} & & 0 & \sin(\alpha) \dots \sin(N-1)\alpha & & & 0 \\ \hline [M_{sr}]^t & & & L_{11} & L_{12} & \dots & & L_{1N} & L_a \\ & & & L_{j(j-1)} & L_{jj} & L_{j(j+1)} & \dots & & L_a \\ & & & \dots & \dots & \dots & & L_{NN} & L_a \\ \hline 0 & 0 & 0 & L_a & \dots & \dots & & L_a & N.L_a \end{array} \right|$$

$$[L'] = \left| \begin{array}{ccc|c|ccc|c} 0 & 0 & 0 & M_{sr} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_s - L_s & & 0 & -\sin\alpha \dots -\sin(N-1)\alpha & & & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 & & 1 & \cos(\alpha) \dots \cos(N-1)\alpha & & & 0 \\ \hline [0] & & & [0] & & & & & [0] \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & & 0 & 0 \end{array} \right|$$

avec

$$R_{rr} = 2.(R_a + R_b)$$

$$L_{os} = (L_s + 2.M_s)$$

$$L_{ds} = (L_s - M_s) = L_{qs}$$

$$M_{sr} = \{2\mu_0 N_s D L / \pi e p^2\} . \sin(\alpha/2)$$

$$L_{jk} = \mu_0 D L \pi / e N^2$$

$$L_{j(j+1)} = L_{jk} + L_b$$

$$L_{jj} = (N-1).L_{jk} + 2.(L_a + L_b)$$

4.1.1 Simulation du modèle (SMEE) avec une source de tension idéale

La simulation du modèle SMEE (éq.1) avec une source de tension idéale engendre, lors de rupture de barres, une modulation d'amplitude du courant statorique avec une enveloppe de période $1/2gf$ seconde. Dans la Figure 10 le spectre du courant montre des bandes latérales autour du fondamental à la fréquence $(1 \pm 2kg).f_s$; ceux-ci représentent des indices fiables pour la détection de ce défaut. Mais ces derniers ne sont pas les seuls à apparaître dans le spectre du courant, notamment avec une alimentation non sinusoïdale.

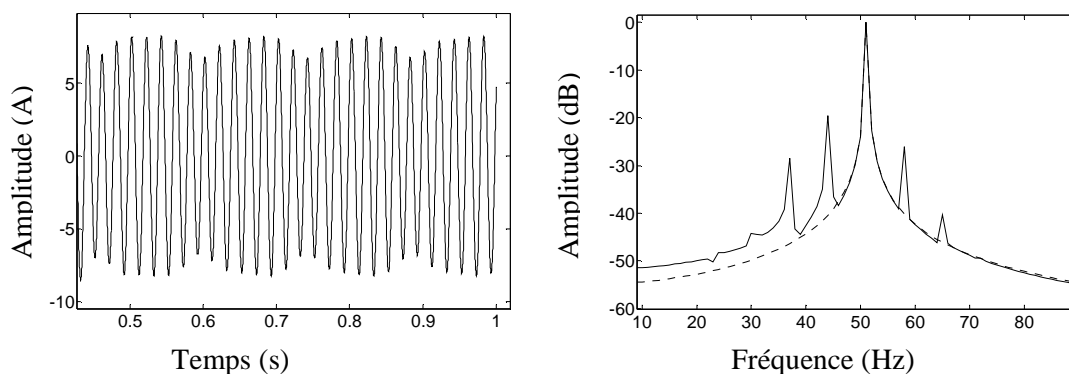


Figure 10: courant statorique et son spectre, cage saine trait discontinu, rupture de quatre barres trait continu

4.1.2 Simulation du modèle (SMEE) avec une source de tension variable

Le modèle multi enroulement est associé à une source variable issue d'un onduleur. Le but recherché est d'analyser l'effet des harmoniques de tension sur le comportement de la machine en défaut, sachant que le défaut de rupture de barre induit dans le courant statorique des composantes harmoniques qui s'étalent jusqu'à la fréquence 500 Hz. Afin d'élucider les interactions et les effets entre composantes harmoniques issues du défaut et celle issues de l'onduleur, nous avons opté pour une tension pilotée par la MLI pré calculée ou également appelée MLI par élimination d'harmoniques. Pour notre étude nous avons choisi l'élimination des harmoniques qui se situent dans la plage fréquentielle réservée au défaut rotorique, c'est-à-dire jusqu'à 550 Hz; ceci afin d'éviter toute forme de ressemblance entre harmoniques.

4.1.2.1 Principe de la MLI pré calculée

L'onduleur triphasé de tension piloté par la MLI pré calculée [Lab 95] génère une onde bipolaire dépourvue d'harmoniques d'ordre indésirable (Figure 11)

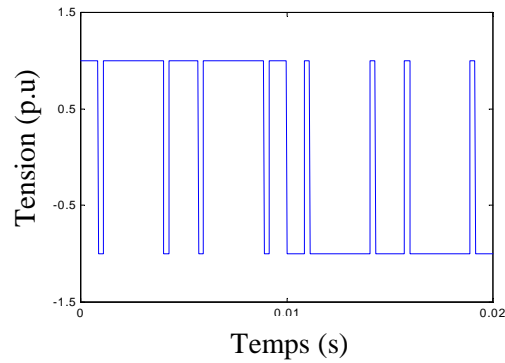


Figure 11: onde de tension

La décomposition de cette onde en séries de Fourier est donnée par la relation :

$$U' = \sum_0^n [A_n \sin(n \cdot \omega \cdot t) + B_n \cos(n \cdot \omega \cdot t)] \quad [5]$$

Avec

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U' \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad [6]$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U' \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad [7]$$

Après intégration

$$A_n = \frac{4 \cdot E_d}{n \cdot \pi} \left[1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n \cdot \alpha_k) \right] \quad [8]$$

$$B_n = 0$$

M : nombre de commutations par demi-période

α_k : Angles de commutation.

E_d : La tension continue

Avec

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \pi/2$$

Les valeurs efficaces sont données par :

$$U_1' = \frac{A_1}{\sqrt{2}} \quad U_2' = \frac{A_2}{\sqrt{2}} \quad U_n' = \frac{A_n}{\sqrt{2}}$$

Pour la variation de la tension de sortie de l'onduleur, nous calculons les k angles en résolvant un système de k équations à k inconnues

En éliminant les harmoniques de rang 5,7 et 11 le système à résoudre devient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} -\cos \theta_1 + \cos \theta_2 - \cos \theta_3 + \dots \pm \cos \theta_c = \frac{U_1'}{2U_{10}'} \\ \frac{1}{2} -\cos 5 \theta_1 + \cos 5 \theta_2 - \cos 5 \theta_3 + \dots \pm \cos 5 \theta_c = 0 \\ \frac{1}{2} -\cos 7 \theta_1 + \cos 7 \theta_2 - \cos 7 \theta_3 + \dots \pm \cos 7 \theta_c = 0 \\ \frac{1}{2} -\cos 11 \theta_1 + \cos 11 \theta_2 - \cos 11 \theta_3 + \dots \pm \cos 11 \theta_c = 0 \end{array} \right. \quad [9]$$

La résolution de ce système d'équations par la méthode itérative de Newton-Raphson donne les solutions présentées Figure 12

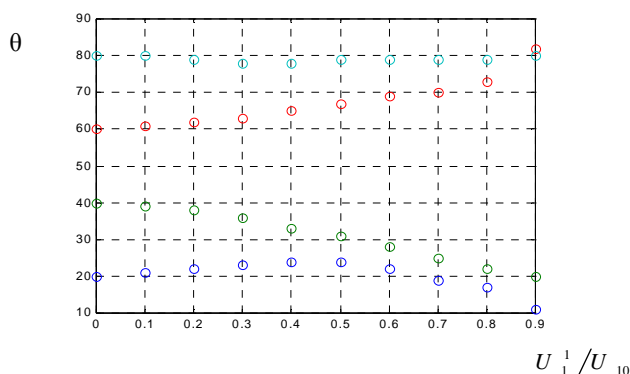


Figure 12: la solution des k angles du système d'équations

$\frac{U_1'}{U_{10}'}$: Le rapport des valeurs efficaces de la tension de sortie de l'onduleur par rapport au fondamental d'une onde pleine.

Pour une variation de la tension de 20% c'est-à-dire $\frac{U_1'}{U_{10}'} = 0.8$ et l'élimination des harmoniques de rang 5, 7 et 11, l'onduleur MLI génère une tension qui contient également des harmoniques. Ceux-ci sont présentés dans Figure 13.

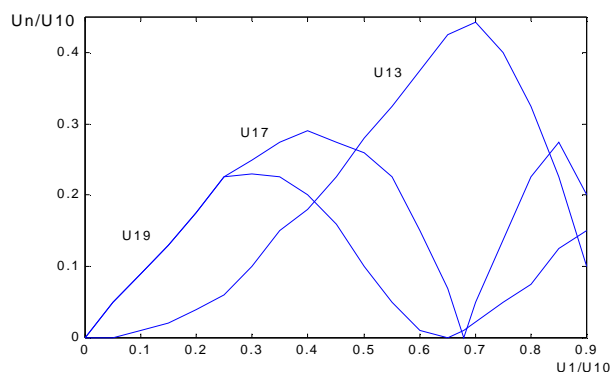


Figure 13: les rangs d'harmoniques générés

4.1.2.2 Résultats de la simulation

La figure (14.a) montre le courant sans défaut; on remarque qu'il est entaché d'harmoniques. La figure (14.b) montre le courant statorique avec la rupture de quatre barres rotoriques; son enveloppe d'amplitude est d'une durée de $1/2gf = 0.33$ seconde avec $g = 3\%$. Dans la figure (15.a) les harmoniques 250, 350 et 550 sont bien éliminés; ils sont inférieurs à -55 dB ce qui correspond à moins de 0.1%. La figure (15.b) montre qu'après la rupture de quatre barres, les harmoniques 250, 350 et 550 Hz réapparaissent après avoir été éliminés initialement de la source de tension. Nous enregistrons une croissance en amplitude de 8 dB pour l'harmonique 250, de 15 dB pour l'harmonique 350, de 20 dB pour l'harmonique 550.

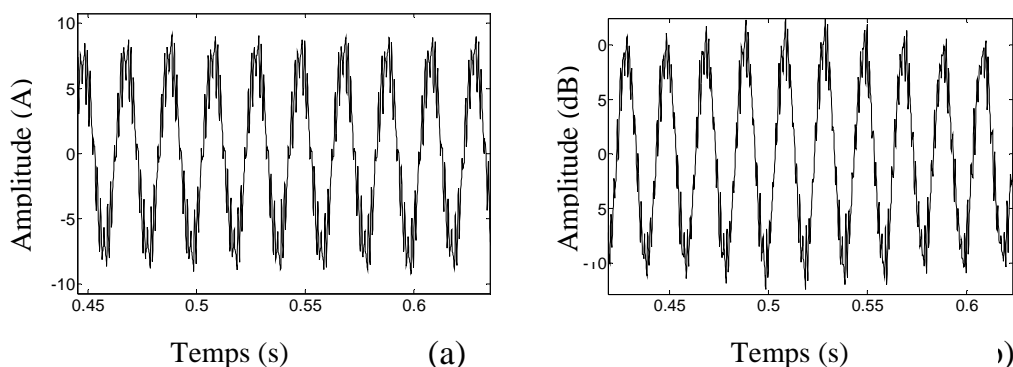


Figure 14: Courant de phase avec quatre barres cassées (alimentation onduleur) alimenté par tension MLI, sans défaut (a), avec quatre barres cassée (b)

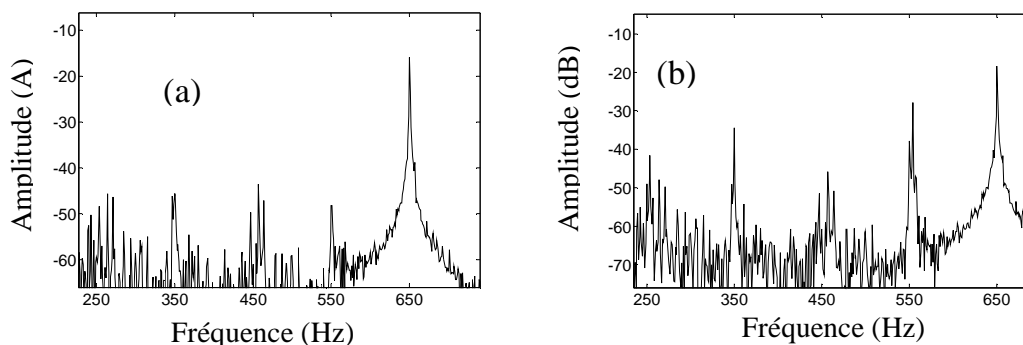


Figure 15: spectre de courant statorique alimenté par tension MLI, sans défaut (a), avec quatre barres cassée (b)

Dans la figure (16) les harmoniques 350 et 550 Hz générés par le défaut de rupture de barres sont entourés de bandes latérales aux fréquences respectives 347, 357 Hz et 547, 557 Hz. Ces fréquences dépendent parfaitement du glissement qui est de 3%. De ce fait, on peut conclure que les harmoniques de tensions jouent un rôle d'excitation active aux défauts de rupture de barres.

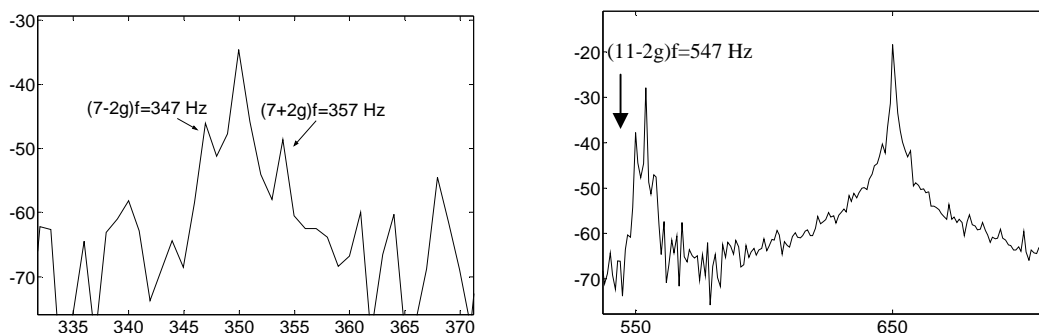


Figure 16: Zoom du spectre de courant statorique alimenté par tension MLI avec quatre barres cassée

4.1.3 Méthodes de calcul de l'inductance mutuelle

L'analyse du système différentiel (1) montre que la précision du modèle (SMEE) dépendra essentiellement de la précision du calcul des inductances et de leurs dérivées en fonction de la position angulaire du rotor par rapport au stator.

Dans la littérature, différentes approches ont été proposées pour prendre en considération le calcul précis des inductances; nous en citerons quatre: la fonction d'enroulement proposée par [Tol 96]; la décomposition en séries de Fourier de l'inductance mutuelle proposé par [Kha 04];

la troisième est basée sur le calcul de l'inductance mutuelle par les coefficients des fonctions splines [Hou 04]; la dernière par un calcul analytique de l'inductance.

4. 1.3.1 La fonction d'enroulement

La fonction d'enroulement (10) permet de calculer avec précision des inductances en tenant compte de la répartition des enroulements dans les encoches. L'inductance mutuelle est calculée en fonction de la position du rotor et permet ainsi d'inclure tous les harmoniques d'espace. Ces derniers peuvent être visualisés sur le spectre du courant statorique. Il est à rappeler que la forme réelle de l'inductance statorique rotorique est une fonction non sinusoïdale qui présente au milieu de chaque alternance un méplat selon la figure (17). Afin de permettre la dérivation de l'inductance, nous augmentons le pas d'intégration pour assurer une convergence lors de l'intégration du système d'équations différentielles (1). Le problème est que le pas d'intégration qui permet au système de converger est inférieur à 10^{-12} . Par conséquent, la fonction d'enroulement est lourdement pénalisée par un temps de calcul trop volumineux.

$$L_{ij}(\theta_r) = \mu_0 l \int_0^{2\pi} r(\theta_r, \phi) g_e^{-1}(\theta_r, \phi) n_i(\theta_r, \phi) N_j(\theta_r, \phi) d\phi \quad [10]$$

θ_r la position angulaire du rotor

ϕ la position angulaire le long de la surface intérieure du stator

$g_e^{-1}(\theta_r, \phi)$ la fonction inverse de l'entrefer

l la longueur et r le rayon moyen de l'entrefer

$n_i(\theta_r, \phi)$ la fonction de distribution de l'enroulement i

$N_j(\theta_r, \phi)$ la fonction d'enroulement (la distribution de la force magnétomotrice

MMF le long de l'entrefer)

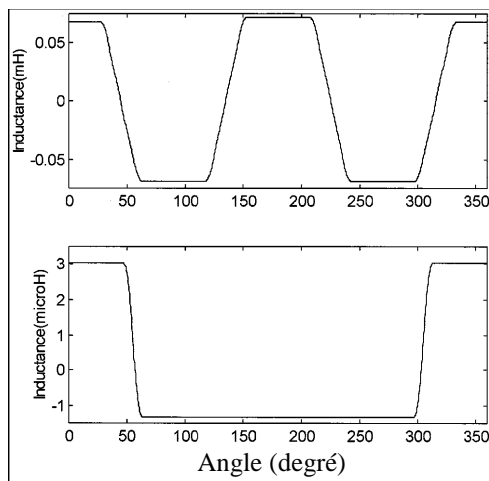


Figure 17: L'inductance mutuelle entre la phase " a" et le rotor cas sain (a) et en défaut de court-circuit (b) [Sub 02]

4. 1.3.2 Calcul de l'inductance par les coefficients des séries de Fourier

[kha 04] a proposé une solution basée sur la fonction d'enroulement citée précédemment. Elle consiste à calculer préalablement sur une période mécanique du rotor la fonction d'enroulement en fonction de la répartition géométrique des bobinages de la machine concernée; puis la décomposition en séries de Fourier de la forme d'onde de l'inductance ainsi obtenue jusqu'au rang 100 et dont les coefficients seront stockés. L'inductance dans le système d'équation sera remplacée par des cosinus et sinus dont les coefficients sont déjà calculés. De ce fait, le calcul des dérivées de l'inductance mutuelle ne pose aucune lourdeur de calcul lors de l'intégration du système d'équations différentielles (1) par une méthode numérique tel que Runge Kutta par exemple.

4. 1.3. 3 Calcul de l'inductance par les coefficients des fonctions splines

Une autre solution de calcul précis des inductances a été proposée par [Dev 03], [Hou 02]. Cette solution fait appel à la théorie des fonctions de distribution et de bobinage. Cette méthode permet une représentation satisfaisante de la répartition géométrique des différents bobinages de la machine tout au long de l'entrefer et offre une grande souplesse de modélisation. Quand au calcul des dérivées des inductances, ils ont œuvré pour un traitement numérique adéquat par le biais des fonctions Splines [Hou 04]. En effet, après un calcul préalable des inductances sur une période mécanique du rotor, les coefficients des fonctions splines sont déterminés et stockés dans un fichier permettant ainsi un calcul rapide des inductances et de

leurs dérivées à chaque pas d'intégration du système d'équations différentielles et ce, à partir de l'estimation de fonctions polynomiales du troisième ordre.

La Figure 18.a montre les résultats de simulations [hou 04] obtenues avec le modèle des équations différentielles (1), tenant compte des harmoniques d'espace décrits par la méthode de [hou 04], ceci dans le cas du défaut de rupture de barres. La Figure 18 (a) montre le spectre du courant statorique, avec cage saine; elle ne contient aucune raie à l'exception du fondamental 50 Hz et des harmoniques multiples. La figure 18 (b) montre le spectre du courant statorique pour un fonctionnement défaillant (une barre cassée). Nous constatons qu'en plus des composantes autour de la fréquence fondamentale, des raies supplémentaires apparaissent aux fréquences données par la relation (13).

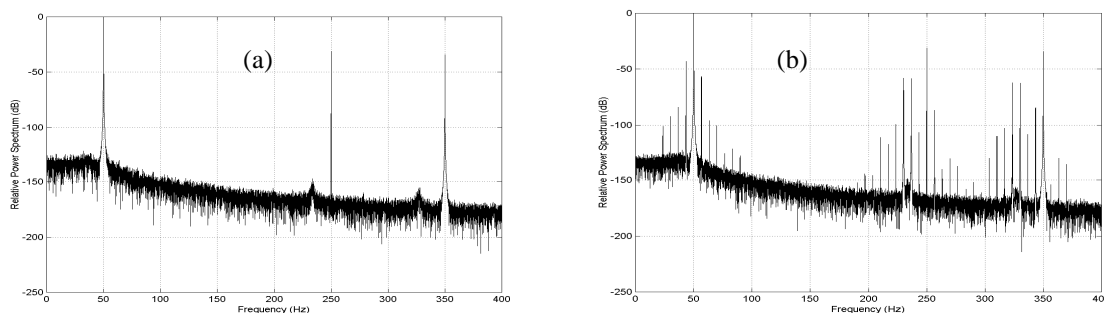


Figure 18: Spectre du courant statorique pour (a) un rotor sain, (b) un rotor ayant une barre cassée [GDR 04]

A souligner que la présence des composantes créées par la prise en compte des harmoniques d'espace dans le spectre du courant statorique permet d'obtenir un complément d'information pertinent pour le diagnostic de défaut de la machine. En effet, ces composantes, au même titre que celles présentes autour du fondamental, augmentent en amplitude dès l'apparition d'une ou plusieurs barres cassées. La présence des harmoniques d'espace laisse apparaître dans le spectre du courant statorique les fréquences de Thomson (Figure 18 (b)):

$$f_b = \left(\frac{k}{p} \cdot (1 - g) \pm g \right) \cdot f_s \quad [13]$$

4. 1.1.4 Calcul analytique de l'inductance

Une solution proposée par [Did] qui consiste en une version simplifiée du modèle précédent, dans la mesure où les inductances sont calculées analytiquement. Cette approche permet de prendre en compte les harmoniques d'espace les plus importants. Dans le modèle

développé, ces harmoniques d'espace sont pris en compte grâce à un développement en séries de Fourier de l'induction d'entrefer. Il en résulte une modification de l'expression des inductances propres et mutuelles intervenant dans le modèle. A titre indicatif, nous donnons l'expression du développement en séries de Fourier des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles de la cage :

$$M_{sirj_{2k+1}} = - \sum_{k=0}^{\infty} M_{sr_{2k+1}} \cos[(2k+1)(\theta + \varphi_{ij})] \quad [11]$$

avec $\varphi_{ij} = (j-1).p. \frac{2.\pi}{Nr} - (i-1). \frac{2.\pi}{3}$

Les équations correspondant au modèle complet ainsi que le système final à résoudre pour obtenir la simulation du moteur asynchrone en présence d'une ou plusieurs barres cassées sont données en détail dans [Did 02].

4.2 Modèle à circuits internes équivalents (CIE)

Cette méthode de modélisation proposée par [Ekw 03], [Del 03] est basée sur la représentation de la machine en fonction des éléments d'un circuit électrique avec des résistances, des bobines, des condensateurs et des sources de tension ou de courant. La représentation discrète des caractéristiques électriques d'un enroulement statorique ou d'une barre rotorique est étroitement liée à l'estimation des paramètres résistifs et inductifs. L'effet d'isolement entre spires est associé à l'effet capacitif mais négligé, compte-tenu du domaine de fréquence étudié. Les auteurs se sont limités volontairement aux basses fréquences inférieures à 2kHz. La modélisation du stator par un circuit électrique équivalent peut être obtenue à partir de la représentation de chaque spire du bobinage de manière indépendante. Pour ce faire, les paramètres tels que la résistance, l'inductance propre, l'inductance mutuelle par rapport aux autres spires du stator, l'inductance mutuelle par rapport aux mailles du rotor peuvent être obtenus en appliquant les lois élémentaires sur les circuits magnétiques. La représentation de la cage rotorique peut être obtenue à partir du modèle associé à chaque maille formée par deux barres et les segments d'anneau de court-circuit correspondants (Figure 19).

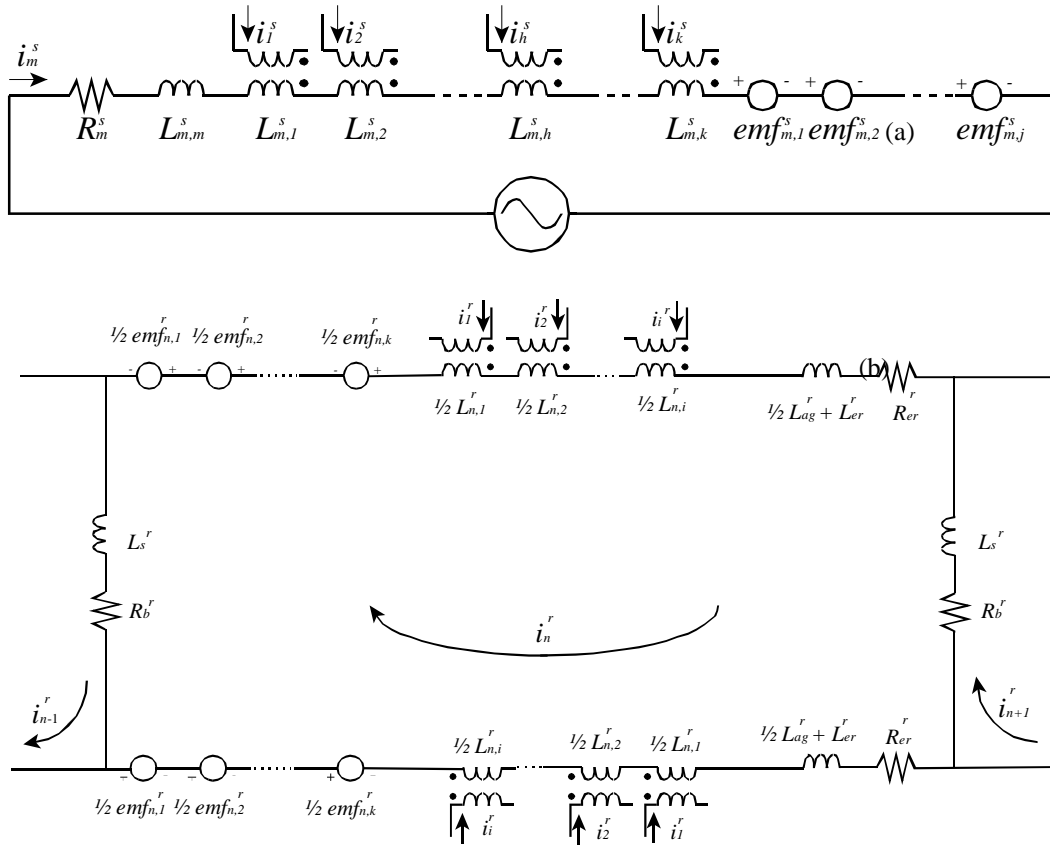


Figure 19: Circuits électriques internes équivalents : a) d'une spire du stator. b) d'une maille du rotor.

La forme correspondant aux variations de l'inductance mutuelle stator-rotor répond à un profil trapézoïdal où l'effet de frange dans l'entrefer n'intervient pas. Les résultats de simulation présentés figure 20 montrent les spectres du courant statorique caractéristiques d'une machine saine et d'une barre cassée.

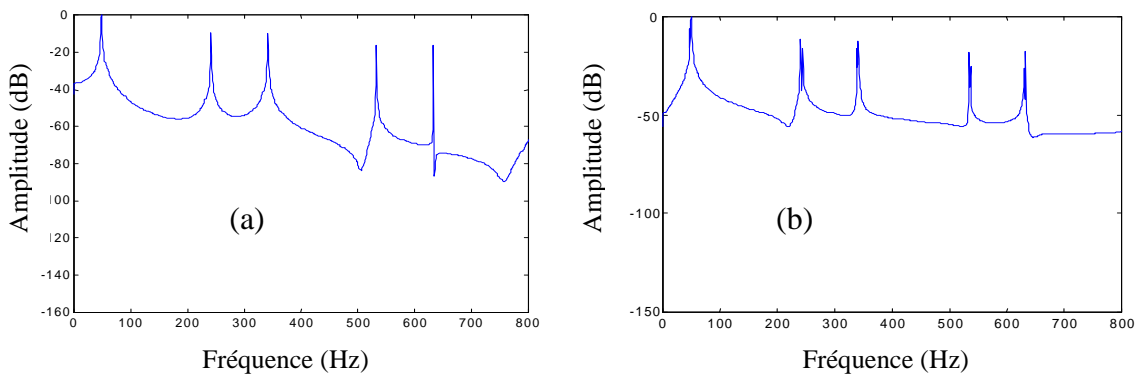


Figure 20: Spectre normalisé du courant statorique par la méthode CIE (vitesse nominale): a) machine saine. b) une barre cassée [GDR 04]

4.3 Méthode des Réseaux de Perméances (RP)

[Jer 02] a proposé la méthode des réseaux de perméances. Celle-ci est basée sur la décomposition du circuit magnétique étudié en tubes de flux, chaque tube étant caractérisé par sa perméance. A partir de cette décomposition, on construit un réseau de perméances, similaire à un circuit électrique, où les grandeurs mises en jeu sont le flux et les différences de potentiels magnétiques. Les sources de forces magnétomotrices (fmm) sont obtenues par la modélisation des couplages avec les circuits électriques externes. Dans le cas particulier de la machine à induction, les sources de fmm sont placées dans les dents statoriques et rotoriques et leurs valeurs dépendent directement du courant dans les bobinages concernés. De par sa géométrie, la machine à induction peut être décomposée en une association de circuits élémentaires, composés d'une dent, d'une encoche et de la portion de culasse concernée. Un circuit élémentaire est modélisé par trois perméances (perméance de dent, perméance de culasse et perméance de fuite de pied d'encoche) et une source de fmm (Figure 21).

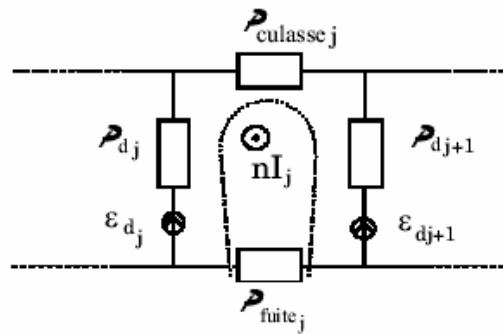


Figure 21: Réseau de perméances élémentaire autour d'une encoche statorique.

Toutes les valeurs de perméances sont calculées par le biais d'une simulation avec la méthode des éléments finis en magnéto-statique et il est possible de prendre en compte la saturation magnétique. La mise en équations, l'obtention et la résolution du système d'équations différentielles non linéaires qui décrit le comportement électromagnétique et dynamique du système, ont déjà été présentées dans [Der 00] ainsi que le logiciel de simulation par réseaux de perméances couplés électriquement (SiRePCE) qui a été développé dans l'environnement MATLAB.

Sur la figure 22 on peut observer les résultats de simulation obtenus pour la machine fonctionnant avec une barre cassée et retrouver les mêmes harmoniques représentatifs de ce défaut dont les fréquences sont données par la relation de Thomson (13).

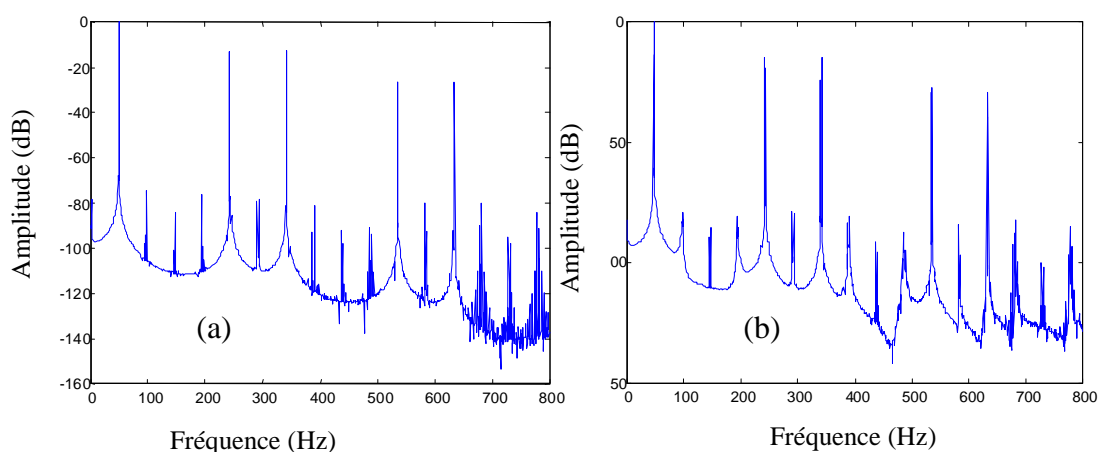


Figure 22: Spectre normalisé du courant statorique par la méthode des réseaux de perméances [GDR 04] (vitesse nominale): a) machine saine. – b) une barre cassée.

4.4. Modèles basés sur l'estimation paramétrique

Ces modèles sont essentiellement basés sur l'hypothèse qu'un défaut se traduit par la variation de l'état paramétrique de la machine (résistance statorique pour le défaut des enroulements statorique et la résistance rotorique pour le défaut de rupture de barres). Le suivi de l'évolution de ses paramètres caractéristiques est donc un bon moyen pour réaliser sa surveillance.

Cependant, ce postulat peut facilement être mis en défaut par le fait que cette méthodologie de base n'est pas capable de distinguer entre une variation paramétrique normale et celle correspondant à un défaut d'apparition aléatoire. En effet, les méthodes de surveillance qui reposent sur des modèles de fonctionnement nominal ne sont pas satisfaisantes car ces modèles ne prennent pas en compte la situation de défaut [GDR 03]

Il a été constaté que le problème du choix du modèle reste posé. En effet, il était irréaliste de considérer des modèles simplifiés, comme celui de Park, en raison des hypothèses restrictives émises. La recherche s'est donc orientée vers une modélisation comportementale plus fine de la machine asynchrone en situation de défaut.

Les auteurs [Tna 02], [Bac 02] ont proposés une modélisation associant un modèle "différentiel", sensible uniquement aux défauts d'apparition accidentelle, et un modèle commun (sain) sensible aux variations paramétriques prévisibles et donc normales (figure 23). C'est dans ce contexte qu'il est possible d'apprécier l'apport de l'information à priori des paramètres physiques sur la qualité de la surveillance.

En cas de défauts statorique ou rotorique, la machine asynchrone présente en plus d'un comportement dynamique classique, un comportement dû au défaut. Deux modèles de défauts, simples de mise en œuvre, ont été définis : le premier permet d'expliquer un court-circuit sur plusieurs phases à travers trois quadripôles de défaut; le second tient compte du déséquilibre de la matrice des résistances rotoriques en situation de défaut du type rupture de barres. Cette modélisation découle de la notion de mode « différentiel » traduit par la création d'un champ magnétique supplémentaire dans la machine en situation de défaut. Enfin, l'association des deux modèles de défaut avec le modèle nominal a permis de définir un modèle global (figure 24) en situation de défauts simultanés stator/rotor. Ce modèle permet une surveillance généralisée de la machine asynchrone à cage.

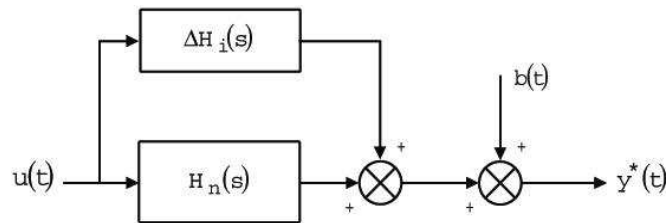


Figure 23: Modèle général du système correspondant au défaut d_i .

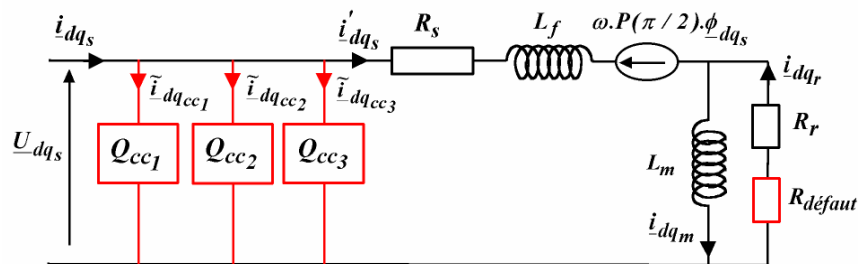


Figure 24: Modèle de défauts statoriques et rotoriques.

Il a été constaté que la procédure d'identification a permis, d'une part, la localisation au stator de spires en court-circuit sur plusieurs phases et la détermination de leur nombre avec une erreur maximale de quelques pour-cents (figure.25(a)) et, d'autre part, de quantifier le nombre de barres cassées au rotor (figure 25(b)) .

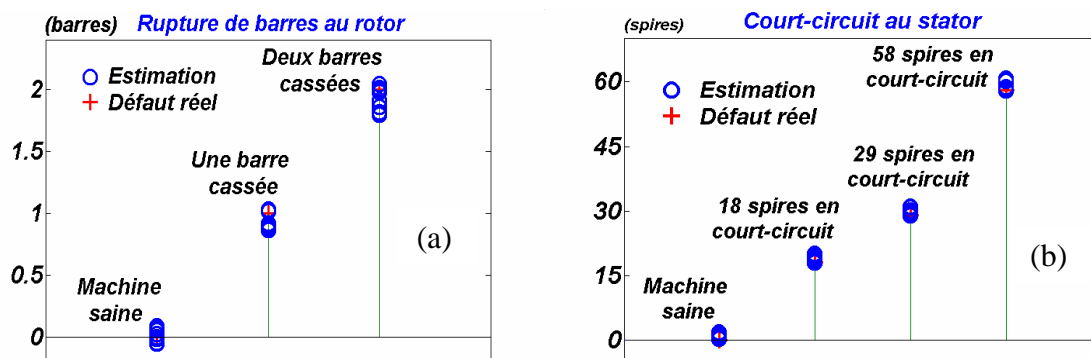


Figure 25: Projection des estimations du nombre de barres cassées(a) et du nombre de spires en court-circuit (b) [GDR 04]

5. Techniques du diagnostic

Dans la littérature, les techniques de diagnostic proposées visent, soit à la mise en valeur ou l'extraction de l'information pertinente contenu dans le signal, soit à la recherche de procédures de traitement automatique depuis l'acquisition jusqu'à la prise de décision. Nous pouvons, de ce fait, classer ces techniques sous deux approches distinctes: (i) *la première est l'approche signal*, elle repose sur la surveillance de l'évolution temporelle ou/et du contenu spectral du signal. Nous lui consacrerons le troisième chapitre pour en étudier plusieurs de ces techniques.); (ii) *le seconde est l'approche système* dont l'objectif est la mise en œuvre d'une procédure de classification ou d'automatisation des défauts. Nous consacrerons le quatrième chapitre pour en traiter une de ces techniques, à savoir le temps-fréquence optimisé pour la classification.

5.1 Approche signal

5.1.1 Analyse des grandeurs électriques mesurables

Les méthodes reposent sur une analyse directe du spectre de la variable mesurée (courant ou tension). Elles permettent d'extraire une fréquence particulière (démodulation, filtrage), une bande de fréquence (filtrage, FFT); il s'agit des méthodes dites MCSA (analyse de la signature du courant statorique du moteur) [Ark 01], [Ben 99], [Cru 01]. D'autres méthodes sont issues des techniques avancées du traitement de signal; elles ont été utilisées notamment pour des grandeurs mesurables non stationnaires (cas la déconnexion de l'alimentation par exemple). Parmi ces méthodes, l'algorithme MUSIC [Fra 04], les ondelettes [Leo 01]... Elles sont très intéressantes et permettent une meilleure représentation du signal.

5.1.2 Surveillance des fluctuations de la vitesse

Détecte les défaillances en mesurant les fluctuations dans la période de rotation du moteur. Cette méthode est particulièrement utile pour détecter les défauts au rotor, les vibrations, l'excentricité, l'asymétrie du rotor, des roulements défaillants et des désalignements d'arbre. Cependant, la machine fonctionnant généralement à vitesse et couple de charge variables, les instruments de mesure doivent être capables de distinguer les variations de vitesse dues au couple de charge et celles dues à des défauts au rotor.

5.1.3 Surveillance du couple électromagnétique

Permet la détection de défauts lors de la mise en service ou en fonctionnement. Cette méthode peut détecter des barres de rotor cassées et des courts-circuits au stator. La forme du couple électromagnétique peut être utilisée pour distinguer des déséquilibres engendrés par des barres de rotor cassées ou des enroulements stator défaillants. Le couple électromagnétique peut être soit mesuré, soit estimé par le biais d'observateur d'état par exemple.

5.1.4 Surveillance du champ magnétique

Permet de détecter les défauts au stator et au rotor qui peuvent causer des modifications de l'évolution du champ magnétique. Les défauts au rotor peuvent être détectés par une spire de mesure placée au stator de la machine. Les défauts cités peuvent introduire des variations dans la répartition du flux d'entrefer et conduire à un flux axial qui peut être détecté par une spire de mesure placée autour de l'axe de la machine ou des capteurs à effet Hall. En surveillant le flux de fuite axial, il est souvent possible d'identifier de nombreux défauts : barre de rotor cassée, court-circuit dans un enroulement stator.

5.2 Approche système

Son principe repose sur un prétraitement du signal et sur sa classification. Après l'adaptation du signal selon l'application désirée (soit par un descripteur, un espace de représentation, une distance...), la classification se fait, en général, soit selon la sévérité du défaut s'il y en a un seul ou par le type de défaut s'il y en a plusieurs. La procédure de classification s'exprime en termes de séparation des classes. Elle est déterminée par un espace de représentation où les classes sont maximalelement séparées et une règle de décision utilisant au

mieux cette séparation. La procédure de classification est constituée d'un certain espace de représentation des données et d'une règle de décision qui affecte un individu à une classe à l'aide d'une fonction discriminante (par exemple une distance d). Ici, l'espace de représentation peut être le domaine temporel, fréquentiel, temps-fréquence, doppler-retard, temps-échelle (ou l'espace des paramètres issus d'une modélisation autorégressive (AR)) [Dav 01]. Dans le quatrième et dernier chapitre nous consacrerons une application sur la classification des défauts basée sur la représentation temps-fréquence dites « dépendante de la classe du signal (DCS).

6. Conclusions

Ce chapitre introductif a permis de dresser un état de l'art des méthodes de la modélisation fine de la machine asynchrone: plusieurs approches ont été décrites, notamment celle du schéma multi-enroulement équivalent (SMEE).

L'introduction d'une source variable, à savoir la tension MLI pré calculée, nous a permis de comprendre l'effet des harmoniques temporels en présence des composants du défaut rotorique par ce qu'on appelle l'excitation active. Une amélioration du modèle SMEE a été apportée par le calcul précis de l'inductance mutuelle, notamment en termes de temps de calcul lors de sa dérivation.

L'approche basée sur l'estimation paramétrique s'est développée grâce au modèle dit « différentiel » qui a contribué à une amélioration sensible de la détection des défauts.

Les techniques et autres outils de diagnostic étant très nombreuses, nous les avons classées en deux approches: (i) *une approche signal* basée sur le traitement de signal des grandeurs mesurables, à savoir le courant et la tension, qui fera l'objet d'une étude dans le troisième chapitre. (ii) *une approche système*, en l'occurrence la classification par les représentations optimisées temps-fréquence, objet d'une étude détaillée dans le quatrième et dernier chapitre

Les améliorations notables apportées aux modèles analytiques pour une modélisation fine dédiée au diagnostic restent néanmoins insuffisantes. Les modèles souffrent de la négligence de certaines d'hypothèses pénalisantes. C'est dans ce contexte que nous avons privilégié *l'approche locale par la modélisation éléments finis* de la machine asynchrone, ceci afin de s'affranchir de la plupart des hypothèses simplificatrices habituelles.

La modélisation par éléments finis fera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

Modèle élément fini du moteur asynchrone

1. Introduction

Les modèles analytiques de la machine asynchrone, à savoir le modèle multi enroulement, multi-spires et le modèle de Park sont pénalisés par des hypothèses simplificatrices. Ils représentent le comportement des circuits électriques équivalents de la machine asynchrone. Ils ne permettent pas de prendre en compte des phénomènes magnétiques ou électriques tels les courants induits, la saturation magnétique, l'effet de la géométrie complexe... ces hypothèses conduisent par conséquent à l'omission d'informations pertinentes sur l'état de la machine.

Pour avoir une modélisation plus précise du moteur, il est nécessaire de considérer son comportement électromagnétique. La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le fonctionnement du moteur, permet de réduire les simplifications introduites dans les modèles précédents et d'avoir un modèle plus proche de la machine réelle.

La modélisation en deux dimensions de la machine asynchrone permet de réduire énormément le temps de calcul ainsi que l'espace mémoire utilisé. Les phénomènes d'extrémités et l'effet de l'inclinaison d'encoche sont simplifiés et les pertes magnétiques dues aux têtes de bobines sont prises en considération.

2. Modèle par éléments finis du moteur asynchrone

L'étude du comportement des systèmes électromagnétiques dépend des conditions de leur fonctionnement. En effet, plusieurs formulations sont possibles tel que: l'électrostatique, l'électrodynamique, le magnétostatique, le magnétodynamique, etc.

Vu que le moteur asynchrone comporte une dynamique que nous ne pouvons négliger lors de l'étude, alors notre choix s'est porté sur une étude en *magnéto-évolutive* ; ceci permet de suivre le comportement transitoire et temporel de la machine

Le logiciel utilisé dans cette étude est *FLUX2d@Cedrat*. Il permet de réaliser le schéma du circuit magnétique en deux dimensions. Notre choix se porte sur le plan perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine et sur lequel se développe le champ électromagnétique.

Le modèle magnéto-évolutive est régi par l'équation suivante :

$$\sigma_e \frac{d\vec{A}}{dt} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu \text{rot}(\vec{A})} \right) = J + \text{rot}(\vec{H}) \quad (1)$$

A : Potentiel vecteur magnétique (Wb/m)

J : Densité de courant uniforme (A/m)

μ : Perméabilité magnétique (H/m)

H : champ magnétique (A/m)

σ_e : conductivité électrique ($1/\Omega.m$)

T : Temps (seconde)

Le circuit magnétique présenté ci-dessous (Figure.1) est celui du moteur asynchrone dont la géométrie est prise des données fournies par le constructeur du moteur asynchrone de 5 kW. Celui-ci est monté dans un banc d'essai au niveau du laboratoire CEGELY de Lyon. L'utilisation de la bande de roulement, une fonction du logiciel *FLUX2d*, nous a permis de considérer la rotation du rotor en étude magnéto-évolutive sans pour autant effectuer un nouveau maillage de la machine à chaque position du rotor.

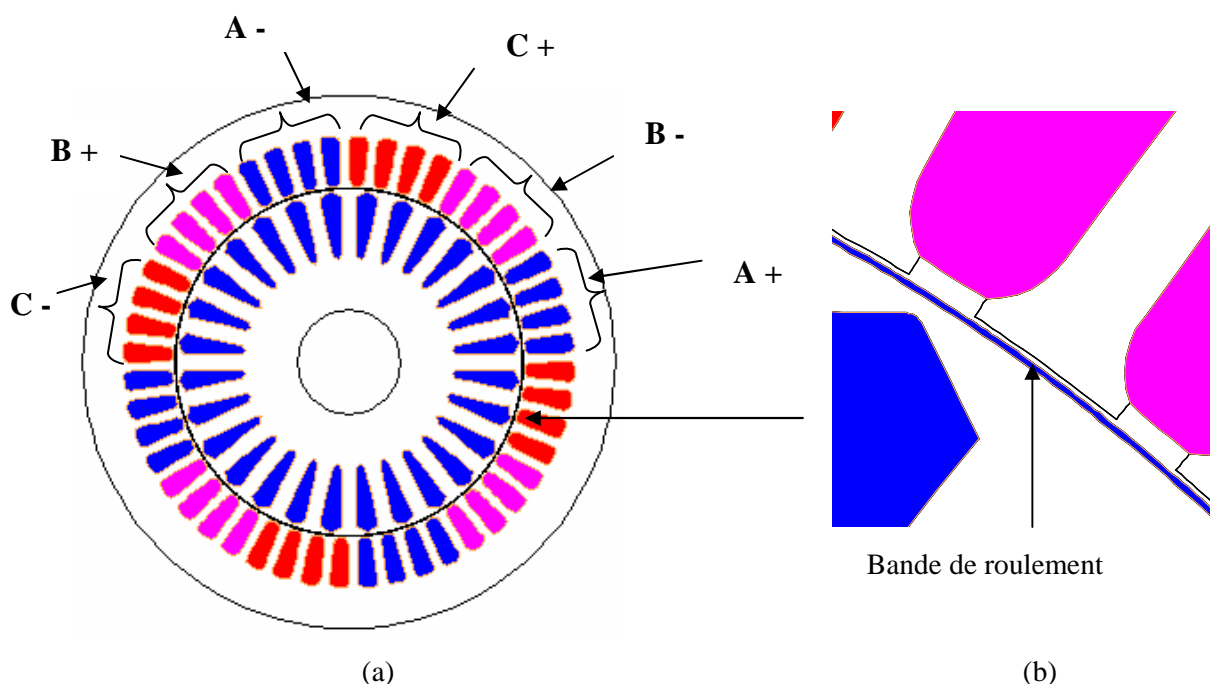


Figure.1 Circuit magnétique du moteur asynchrone

La répartition du bobinage de la machine est montrée dans la figure 1(a), selon une périodicité polaire. La bande de roulement située au niveau de l'entrefer est représentée figure 1(b).

Il est possible de modéliser la moitié ou le quart de la machine en considérant sa symétrie, mais, lors de l'introduction des défauts, cette considération ne serait plus valable, nous avons donc eu recours à la représentation entière de la machine.

Dans cette modélisation, la saturation du circuit magnétique est prise en compte. Le stator et le rotor sont affectés par le matériau dont la courbe d'aimantation est représentée ci-dessous (Figure.2). Il faut aussi considérer la courbe d'aimantation de l'arbre puisqu'il a une influence dans la répartition des lignes de flux.

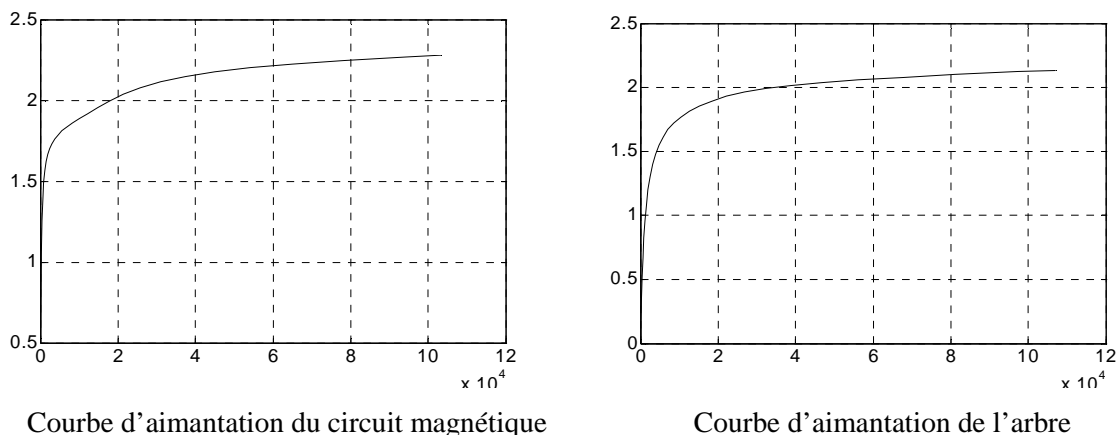


Figure.2. Courbes d'aimantation

La figure 3 montre le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine. Nous remarquons que le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer, là où s'effectuent les échanges électromagnétiques entre stator et rotor. Par contre, le maillage est plus grossier vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse afin d'alléger le temps de calcul sans perte sensible d'information.

La carcasse externe de la machine étant conductrice, elle est généralement reliée à la terre. Pour cette raison, nous avons appliqué dans la simulation la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul.

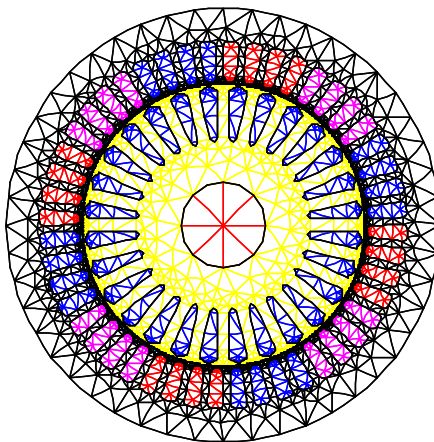


Figure.3 Maillage du circuit magnétique

La partie alimentation de la machine est représentée par un circuit électrique représentant le bobinage statorique et son alimentation (Figure.4). Pour le stator, Nous avons le schéma suivant:

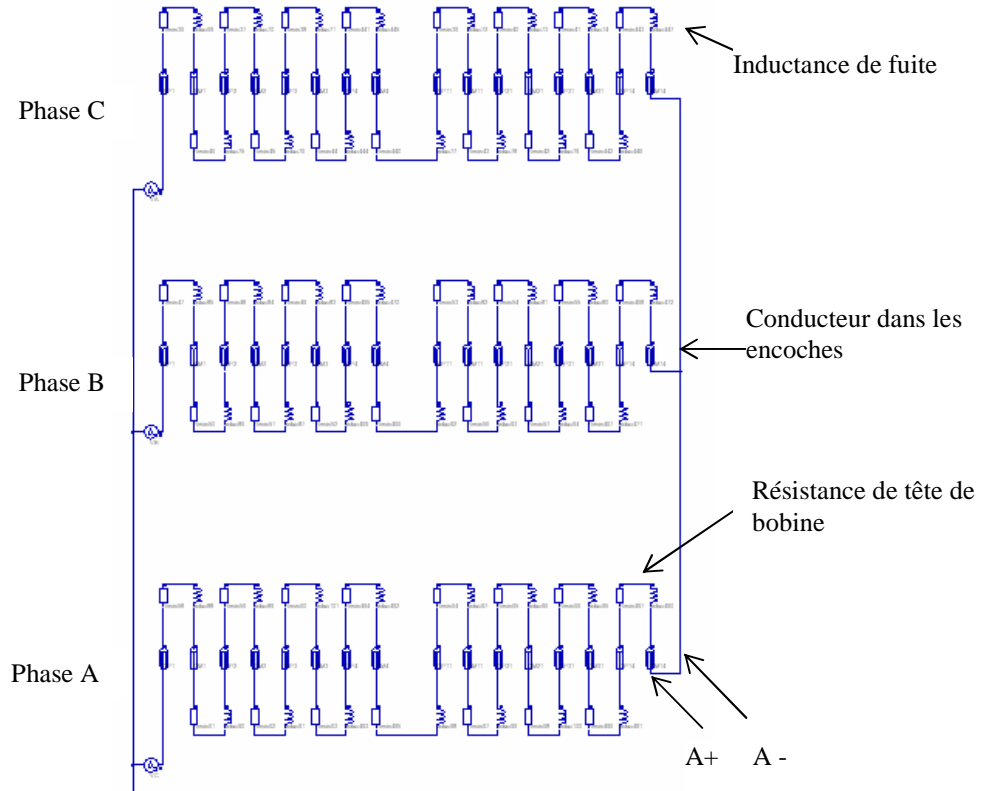


Fig.4 Circuit électrique du stator

Le circuit comporte des bobines qui seront liées au schéma magnétique. Elles représentent les conducteurs qui seront logés dans les encoches statoriques. Entre deux bobines connectées, il y a une résistance qui représente la résistance de la tête de bobine R_{tb} (2) et une inductance L_{fs} qui représente les inductances de fuite d'encoche et des têtes de bobines (3). Leurs calculs sont développés dans l'annexe 1 [Alger 65, Kostenko 69, Segulier 77].

$$R_{tb} = \rho_{Cu} N_w \frac{L_{tb}}{S_{Cu}} \quad (2)$$

$$L_{fs} = \frac{3(2N_w)^2}{N_s} (P_{fes} + P_{ftb}) \quad (3)$$

Le calcul de l'inductance de fuite prend en compte la perméance d'encoche stator car on considère que la surface de l'encoche dans le circuit magnétique est complètement remplie de

cuire. Par contre les perméances d'isthme et de tête d'encoche sont considérées dans la représentation magnétique.

Pour le rotor (Figure.5), nous avons le schéma suivant:

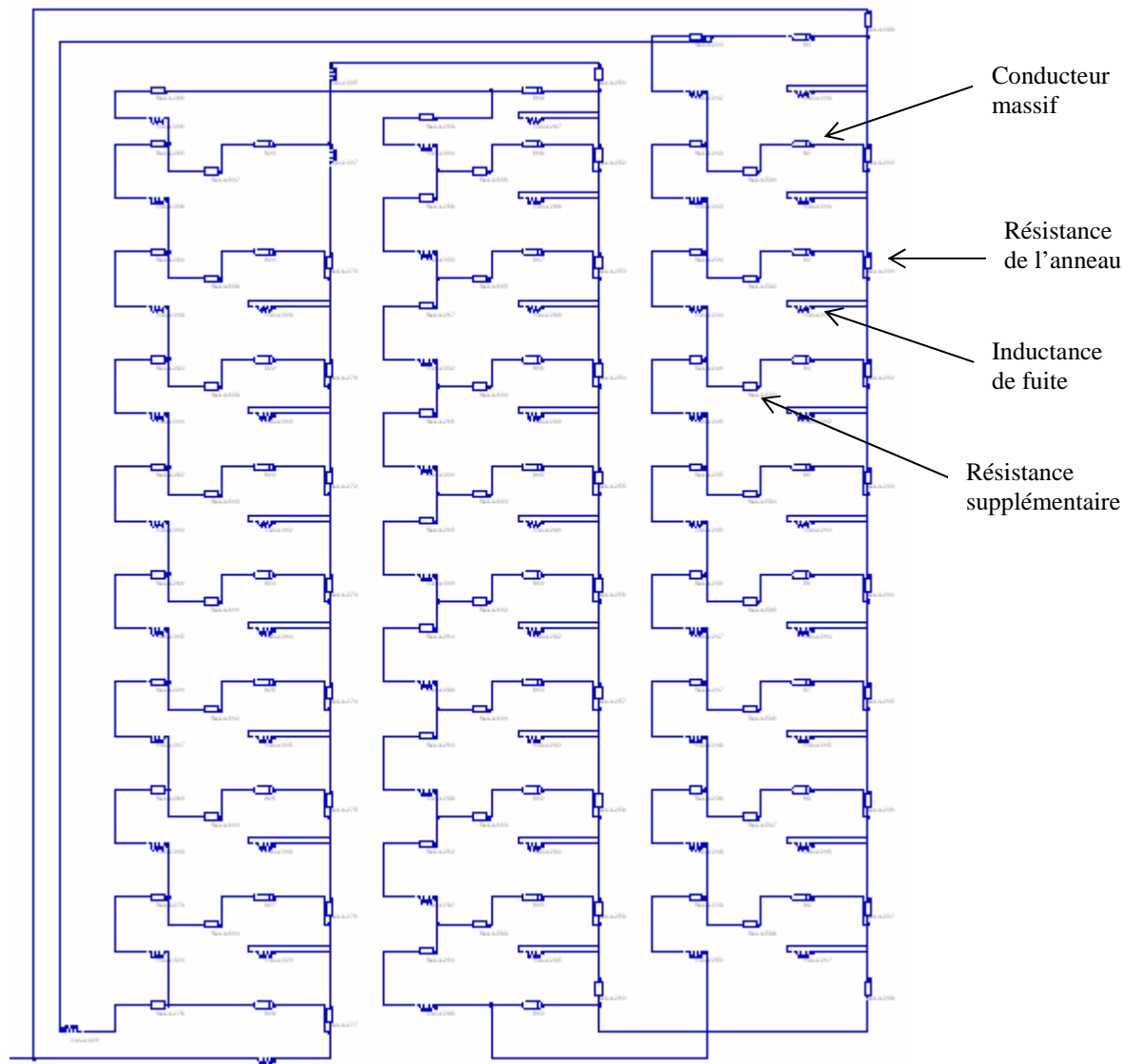


Figure.5. circuit électrique du rotor

Des conducteurs massifs représentent les barres rotatives et ils sont liés au circuit magnétique. Ces conducteurs sont connectés par des résistances et des inductances représentant respectivement les résistances de portions d'anneaux (R_{ann}) (4) et les inductances de fuites L_{fr} de portions d'anneaux et de permanences des barres (5). Leurs calculs sont développés en annexe 1 et sont respectivement de la forme :

$$R_{ann} = \rho_{Al} \frac{l_{an}}{N_R S_{an}} \quad (4)$$

$$L_{fr} = P_{fer} + \frac{P_{fann}}{2 \sin\left(\frac{p\pi}{N_R}\right)^2} \quad (5)$$

L'affectation des éléments des circuits électriques statorique et rotorique au circuit magnétique s'effectue d'une manière interactive par le biais du logiciel flux 2d.

3. Simulation du modèle élément fini

Les éléments des circuits électriques sont affectés vers le circuit magnétique (Figure.6). La magnétisation de la machine à l'état initial est faite par une résolution en magnéto-dynamique. Cette dernière est indépendante du temps. Une fois la machine magnétisée, nous avons lancé la résolution en magnéto-évolutive. De ce fait la vitesse de rotation est imposée au début constante égale à 1440 tr/mn et la simulation du courant statorique passe ainsi par un régime transitoire (Figure.7).

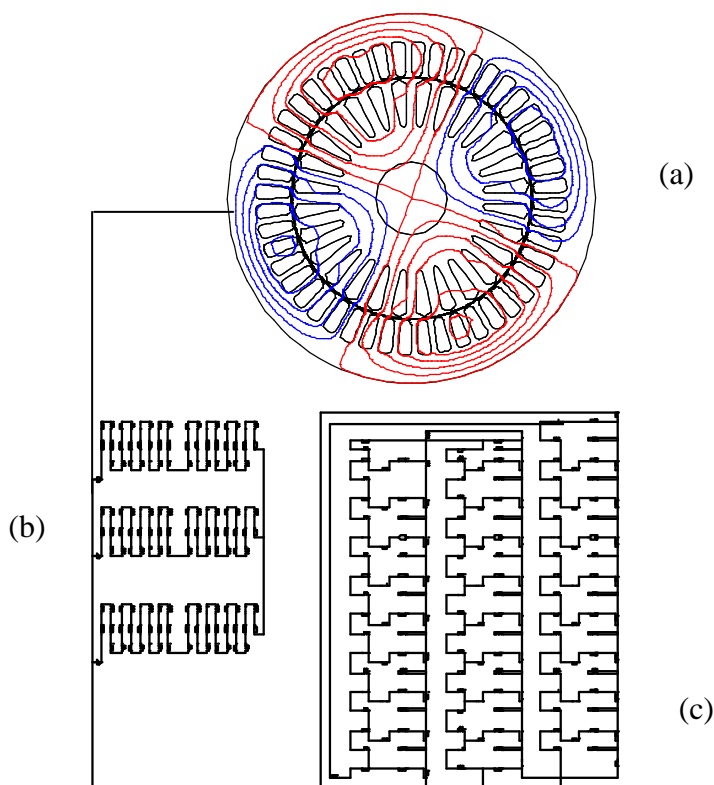


Figure 6. Modèle de la machine asynchrone
 (a) Géométrie du moteur
 (b) Enroulements statorique
 (c) Modèle du rotor

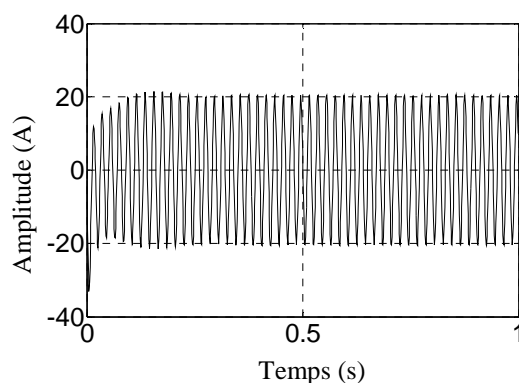


Figure.7 Courant de phase statorique

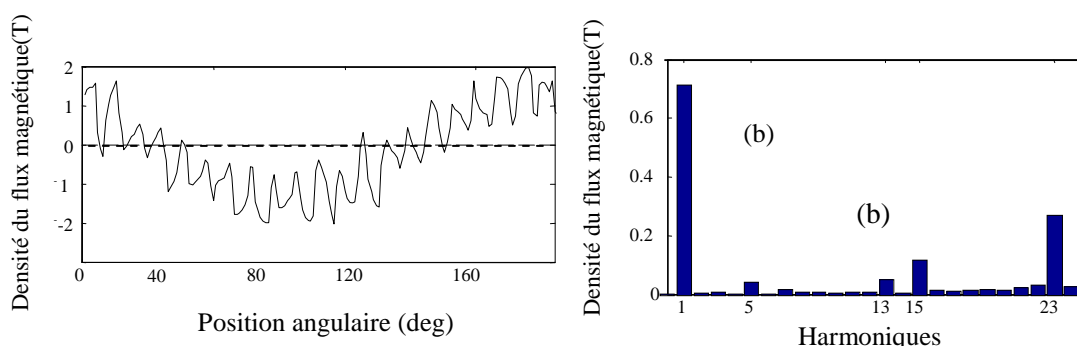


Figure 8. Densité (a) et spectre (b) du flux magnétique dans l'entrefer

La figure 8 (a) montre la densité du flux magnétique dans l'entrefer de la machines saine, le spectre de la densité, figure 8(b), contient le fondamental et les harmoniques impairs. Ces derniers permettent de faire la distinction entre la machine saine et celle en défaut. L'auteur [Ben 98] a montré que le défaut de rupture de barres engendre des distorsions dans la densité du flux magnétique et par conséquent des harmoniques spécifique aux défauts.

La figure 9(a) montre la répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique, avec la présence de symétries par rapport aux axes inter polaires. Les lignes de flux entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor

La répartition de l'induction dans la figure 9 (b) est, elle aussi, quasi-symétrique.

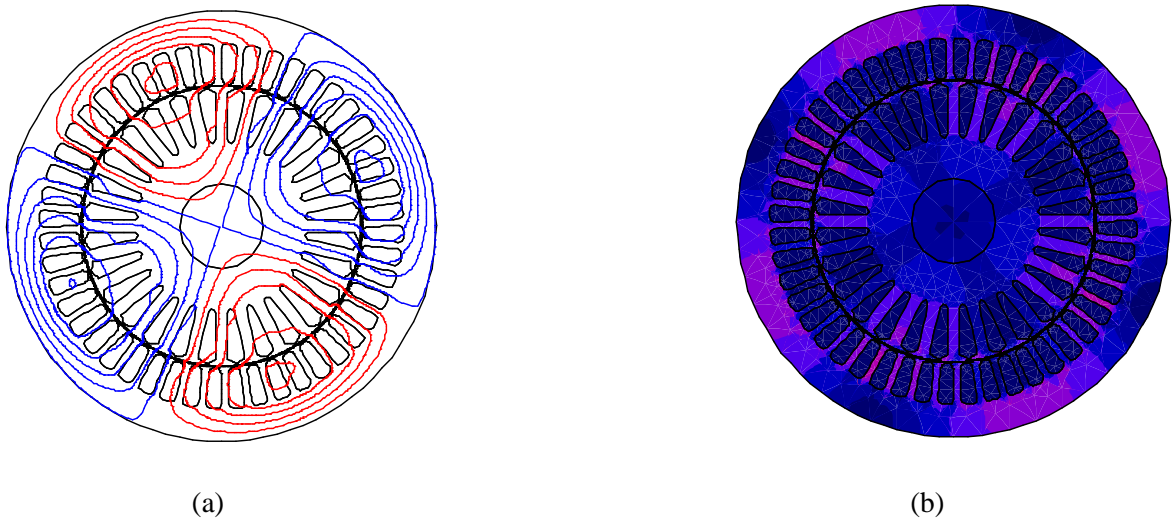


Figure.9 Répartition des lignes équiflux et de l'induction dans le circuit magnétique

4. Effets des défauts sur le modèle éléments finis de la machine asynchrone

4.1 Défaut de cassures de barres

Pour illustrer la cassure de barre dans le modèle de la machine, nous avons affectés une valeur quasi infinie à la résistance qui est en série avec la barre considérée dans le circuit électrique du rotor. La surface représentant la barre cassée dans le circuit magnétique est remplie par un matériau amagnétique. De ce fait, une barre cassée fait que le courant ne circule plus dans celle-ci, mais son matériau a un effet sur la répartition des lignes de champs.

C'est bien connu que la rupture de barres induit des forces électromotrices (f.é.m) dans les enroulements statoriques à des fréquences $(1-2ks)f$ aux alentours du fondamental de courant statorique. Ces f.é.m engendrent une modulation du courant statorique par une enveloppe à la fréquence $2fs$ (Figure.10). Dans cette étude, on veut étudier les manifestations de rupture de barres sur le courant statorique lors d'une alimentation non idéale.

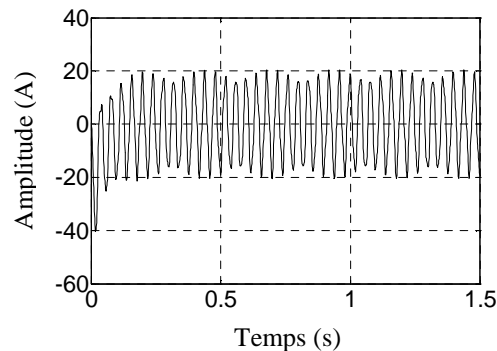


Figure. 10 Courant statorique avec quatre barres cassés

4.2 Effets de rupture de barres

Les recherches sur le déséquilibre rotorique se sont focalisées notamment sur l'expression de Hargis (8), en considérant l'alimentation du moteur idéale. L'expression (8), ne décrit, en effet, que la partie visible du défaut c'est-à-dire la modulation de l'amplitude du courant statorique. Les effets des ruptures de barres ont été largement traités dans la littérature [Kil 88, Vas 94, Fil 96, Nan 99,]. Il a été montré [Kil 88] que ce défaut produit des perturbations significatives et relativement localisées du flux magnétique dans l'entrefer. Tandis que les défauts tels que l'excentricité de rotor produit une perturbation plus propagée des champs tournants mais à des harmoniques plus faibles. Plusieurs équations ont été proposées dans le but de décrire les effets de rupture de barres traduits par l'induction des courants dépendant du glissement dans les enroulements statorique.

Hargis [Har 82] décrit l'effet principal de l'asymétrie rotorique. Ceci se manifeste par la modulation d'amplitude du courant statorique. Cette modulation est causée par deux courants situés aux alentours du fondamental, à la fréquence :

$$f_s(1 \pm 2g) \quad (8)$$

Deleroi [Del 82] explique que le champ dans l'entrefer, produit par l'asymétrie rotorique, induit des forces électromotrices dans les enroulements statoriques. Ceux-ci engendrent des courants qui sont décrits par l'expression suivante :

$$f_s \left[\left(\frac{k}{p} \right) - g \left(\left(\frac{k}{p} \right) \pm 1 \right) \right] \quad (9)$$

où f_s la fréquence fondamentale, $k = 1, 3, 5, 7, \dots$, g le glissement, p nombre de paires de pôles .

Thomson [Tho 88] vérifie également que l'asymétrie du rotor induit des composants harmoniques dans le courant statorique à la fréquence :

$$f_s \left[\left(\frac{R}{p} (1 - g) \pm N \right) \right] \pm 2gf \quad (10)$$

Où $N = 1, 3, 5, \dots$, R encoches rotoriques

Filippetti [Fil 96] explique que l'interaction de l'harmonique $(1-2s)f_s$ avec le fondamental du flux magnétique dans l'entrefer provoque des ondulations dans la vitesse à la fréquence $2sf_s$ et qui engendre par voie de conséquence des répliques de courants harmoniques à la fréquence :

$$f_s(1 \pm 2kg) \quad (11)$$

Perovic [Per 00] montre que si un déséquilibre rotorique est accompagné en même temps d'un déséquilibre statorique (dû soit à la tension d'alimentation soit à un court-circuit statorique) il va y avoir en plus des composantes (11) d'autre courants harmoniques qui apparaissent aux alentours de la composante inverse $(-f_s)$ dans le spectre du vecteur d'espace du courant statorique à la fréquence :

$$-f(1 \pm 2kg) \quad (12)$$

L'analyse du spectre du courant statorique (MCSA) est l'une des techniques les plus utilisées pour le diagnostic des défauts. Son avantage principal est de permettre une détection en ligne des défauts, c'est-à-dire pendant le fonctionnement de la machine. L'intérêt croissant pour le MCSA est dû à son importance pratique et à la disponibilité croissante des outils avancés de matériels et de logiciels pour le traitement de signal. La MCSA vise sur la localisation précise, dans le spectre du courant, des raies spécifiques qui sont habituellement différentes pour chaque type de défaut. Mais avec la multiplication des défauts, la MCSA peut devenir onéreuse par le fait que certains types de défauts peuvent produire des raies semblables aux harmoniques sains [Nan 99].

4.3 Simulation de rupture de barres

La simulation du modèle de la machine dans le cas sain et dans le cas de défaut est montrée dans les figures 11 et 12. Le modèle a été soumis à un déséquilibre de la tension d'alimentation. Le défaut de rupture de deux barres induit des bandes latérales dans le spectre du vecteur d'espace du courant statorique. Ces bandes apparaissent aux alentours du fondamental (f) et de sa composante symétrique inverse ($-f$). Ces bandes sont montrées dans les figures 11 et 12 par le cadre (a). Cependant, les fréquences des bandes latérales correspondent parfaitement aux expressions Hargis (8) et (12). Toutefois, il apparaît également d'autres bandes latérales,

montrés dans les figures 11 et 12 dans les cadres (b), à des fréquences 22, 26 Hz et 70 Hz, 74 Hz mais cette fois-ci correspondent bien à l'expression de Deleroi (9).

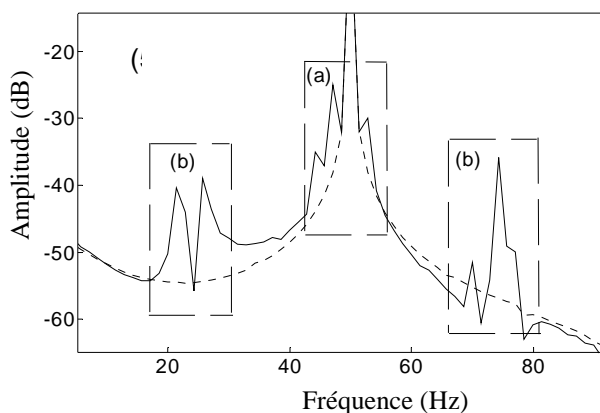


Figure.11 spectre du vecteur courant statorique de la composante directe (Trait continu rupture de quatre barres, trait discontinu cas sain)

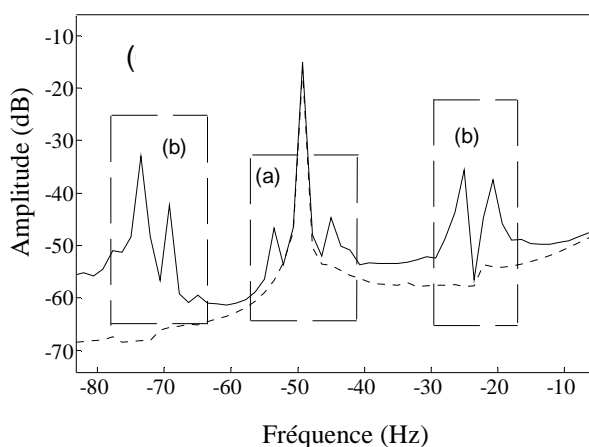


Figure.12 spectre du vecteur d'espace du courant statorique de la composante inverse (Trait continu rupture de quatre barres, trait discontinu cas sain)

Il est à noter que dans ce modèle on n'a pas remarqué l'effet de rupture de barres sur les harmoniques de courant; par contre cet effet a été élucidé dans un autre modèle d'une machine de 1.1 kW simulé d'une manière identique au premier modèle de la machine 5,5 kW. Les détails de cette machine sont reportés dans [Leb 03 a], [Leb 03 b]. Il a été montré (Figure.13 a ,b,c) que les bandes latérales apparaissent également aux alentours des courants harmoniques 5 et 7.

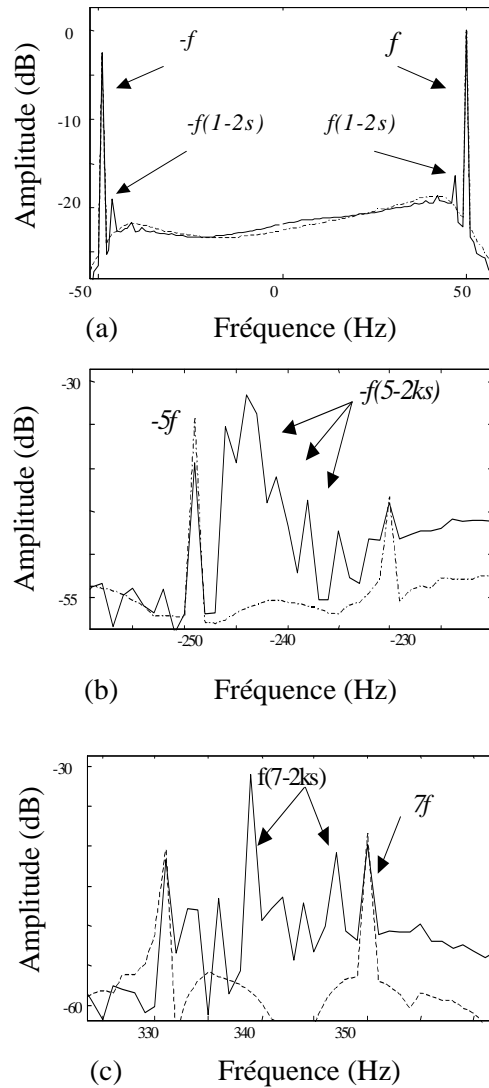


Figure.13 spectre du vecteur courant statorique de la composante directe et inverse (a), du 5 th harmonique (b), du 7 th harmonique (c) (Trait continu rupture de deux barres, trait discontinu cas sain)

En d'autres termes, tous les harmoniques du courant statorique de fréquence $(6k \pm 1)f$ sont modulés en amplitude à la fréquence $2(6k \pm 1)gf$. Néanmoins, leurs enveloppes n'apparaissent pas dans la forme d'onde du courant vu leurs faibles amplitudes devant le fondamental. Par conséquent nous pouvons généraliser le phénomène de modulation des courants statorique par l'expression suivante :

$$((6k \pm 1) \pm 2kg)f, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

5. Essais sur la machine réelle

La machine utilisée a été fournie par LEROY-SOMMER. Le modèle présenté plus haut a été élaboré sur les caractéristiques techniques de cette machine. Un banc moteur a été monté pour effectuer différents essais; il est constitué du moteur asynchrone de 5.5 KW, 230V, 50 Hz, $p=4$, 1470 t/mn. Il est alimenté soit par le réseau ou soit par un onduleur avec une boucle de régulation de vitesse. La charge du moteur, en bout d'arbre, est une génératrice à courant continu de 7 kW à excitation indépendante. Elle débite sur une charge résistive variable, ce qui nous permet de varier le couple de charge du moteur. Il est possible d'acquérir de ce banc la mesure des tensions d'alimentation et des courants statoriques de la machine asynchrone.

L'acquisition des données des courants statoriques a été réalisée par une fréquence d'échantillonnage de 10Khz et un temps d'acquisition de 10 s. ceci afin d'obtenir une très bonne résolution spectrale de $\Delta f = \pm 0.1$ Hz.

Le machine asynchrone était initialement testée saine. La rupture partielle est simulée par une demi-coupe de la barre rotorique, par contre la cassure de barre est simulée par une coupe complète.

Nous avons traité des courants statoriques non sinusoïdaux, issus de l'alimentation de la machine par l'onduleur notamment par la présence de la 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques. Un déséquilibre de tension a été également introduit afin de créer une composante symétrique inverse du courant statorique. L'acquisition des courants a été faite dans les cas suivants : rotor sain, rupture partielle d'une barre et cassure de quatre barres rotoriques.

La figure 14 montre le spectre du vecteur d'espace de courants statoriques. Nous constatons que le défaut de rupture de barre a induit des bandes latérales aux alentours des fréquences suivantes : le fondamental (f), la composante inverse de séquence négative ($-f$), et les harmoniques 5 et 7 (figure 15). Par conséquent ces résultats corroborent avec ceux de la simulation. Il a noté également que les bandes latérales situées dans les cadres (a) et (b) de la figure (5 a) correspondent parfaitement aux expressions respectives (8,9,12)

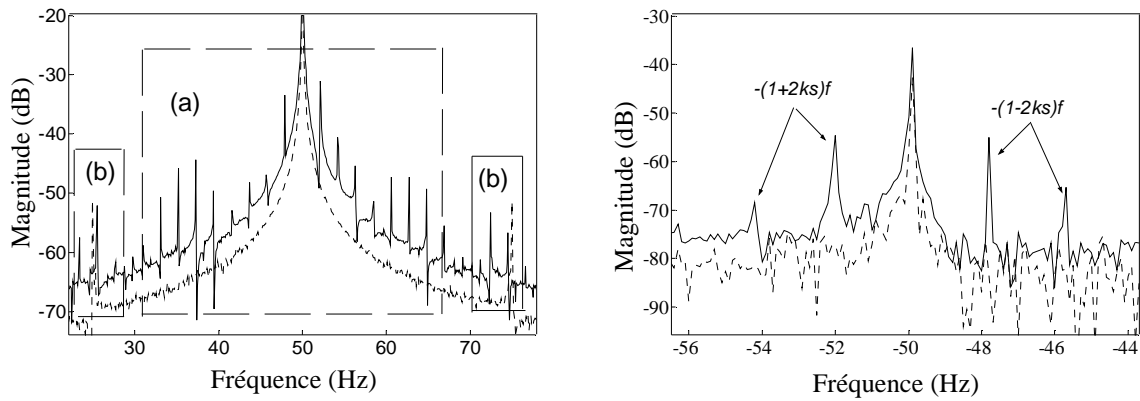


Figure 14. Spectre du vecteur d'espace du courant statorique, trois barres cassées (Solide), saine (discontinu)

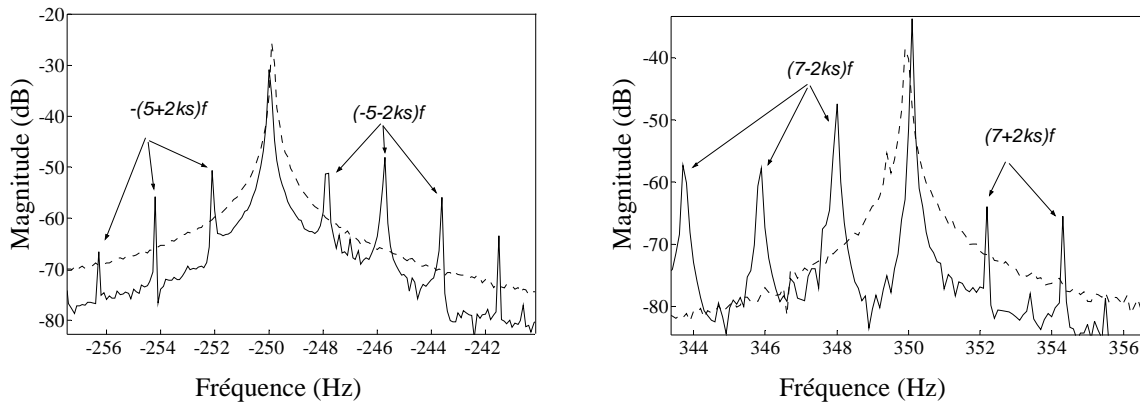


Figure 15. Spectre du vecteur d'espace du courant statorique, trois barres cassées (Solide), saine (discontinu)

La figure 16 montre la rupture partielle d'une barre, il est clair que les bandes latérales $(1-2ks)f$ n'apparaissent pas mais d'autres raies font leur apparition à la fréquence 25 Hz, 30 Hz et 70, 75 Hz (Figure.16 a). Il est à constater également que les raies 25 et 75 Hz apparaissent dans le cas sain et dans le cas de défauts. Cela peut s'expliquer, en effet, par l'existence de faible déséquilibre dû à la fabrication du rotor. Cependant les bandes latérales spécifiques à la rupture partielle d'une barre se manifestent comme suit : 25 et 75 Hz autour de la fondamentale ; les -30 et -70 Hz autour de la composante inverse ; les -270 et -230 autour de la 5ème harmonique ; les 330 et 370 Hz autour de la 7ème harmonique. Nous constatons bien que ces bandes spécifiques se localisent à $\pm 30\text{Hz}$ de l'harmonique considéré.

Par conséquent ces raies représentent un bon indice de diagnostic précoce du défaut de rupture de barre.

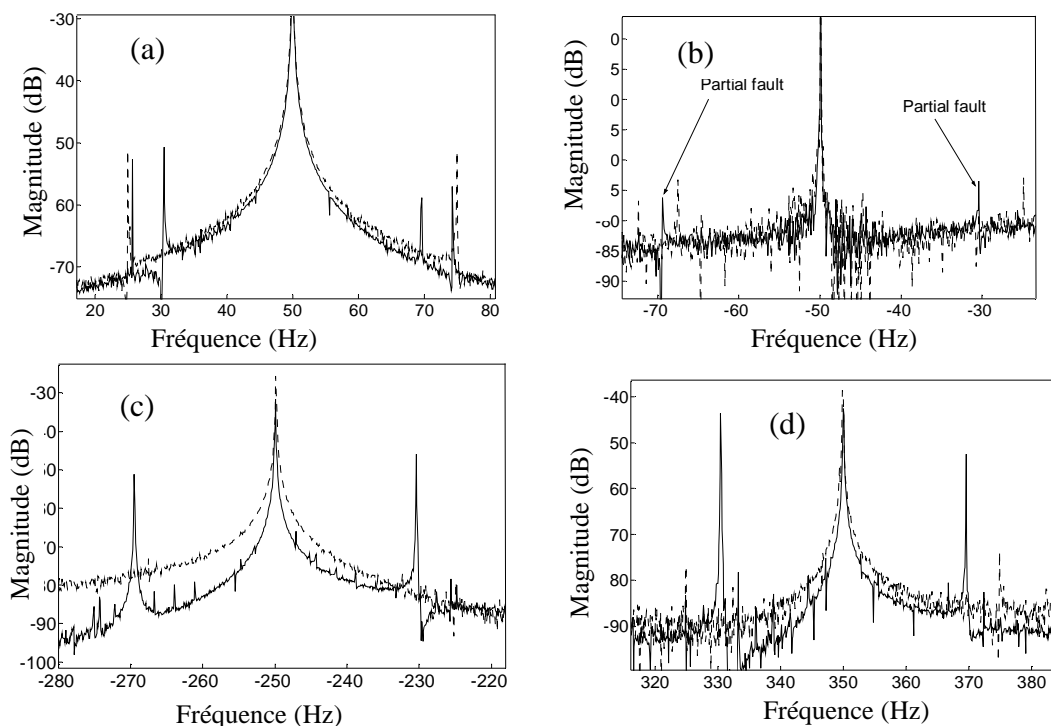


Figure 16. Spectre du vecteur d'espace du courant statorique, rupture partielle d'une barre (Solide), saine (discontinu)

Le tableau ci-dessous décrit et généralise toutes les nouvelles raies du défaut de rotor induites dans les enroulements statoriques avec la considération de l'alimentation non sinusoïdale du moteur.

Fréquences	Les raies du défaut rotorique
f	$f(k/p) - s((k/p) \pm 1), \quad k = 1, 3$
	$f(1 \pm 2ks)$
$-f$	$-f(1 \pm 2ks)$
$-f(6n - 1)$ $n = 1, 2, \dots$	$-f(6n - 1)(k/p) - s((k/p) \pm 1), \quad k = 1, 3$
	$-f((6k - 1) \pm 2ks)$
$f(6n + 1)$	$f(6n + 1)(k/p) - s((k/p) \pm 1), \quad k = 1, 3$
	$f((6k + 1) \pm 2ks)$

Tableau 1 Récapitulation des raies induites dans enroulements statoriques

6. Défauts dans les enroulements statoriques

Un défaut de court circuit se schématise par la connexion franche entre deux points du bobinage. Un court circuit intervient généralement dans des bobines de phases différentes et dans les têtes de bobines puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de différentes phases se croisent.

Dans les enroulements statoriques, il peut y avoir cinq cas de défauts à savoir :

- court-circuit entre spires
- court-circuit à la tête de la bobine
- ouverture de la phase
- court-circuit phase à phase
- court-circuit phase- terre.

Ces derniers sont clarifiés dans la figure 17

Dans cette étude, les courts-circuits sont simulés dans le circuit électrique du modèle par la connexion de spires à l'aide d'un conducteur. La géométrie de la machine a été modifiée afin d'effectuer des courts-circuits à l'intérieur même des encoches.

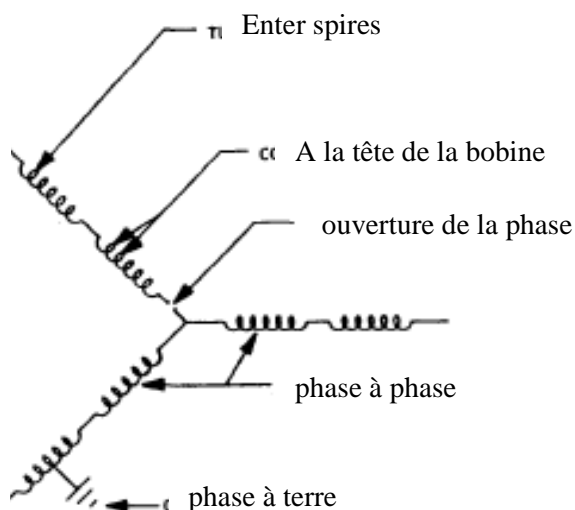


Figure 17. Les courts-circuits dans les enroulements statoriques

6.1 Court-circuit dans une phase

Parmi ces cinq défauts, le court-circuit inter spires représente l'origine et la cause principale des autres cas des défauts. Les convertisseurs de fréquence associés aux moteurs en est la cause

principale. Les transistors (IGBT), éléments constitutifs de ces convertisseurs, peuvent créer des dizaines de centaines de front d'impulsion par seconde avec un temps très court de montée d'impulsions de moins de 50 nanosecondes. Ce grand nombre de front de tension mène inévitablement à la détérioration progressive de l'isolation de spires et par conséquent à un court-circuit inter spires. La persistance de ce dernier favorisera l'apparition des autres cas de court-circuit.

Un court-circuit inter spires de la même phase peut se manifester soit entre des spires et le neutre ou soit entre des spires au milieu du bobinage.

6.1.1 Court-circuit spires-neutre

Ce court-circuit est simulé par la connexion des spires à l'aide de conducteur lié au neutre, comme il est montré dans la figure 18

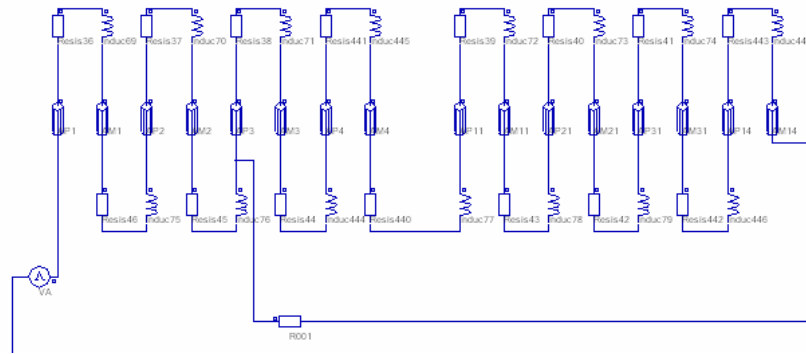


Figure. 18 Exemple de courts-circuits spires-neutre

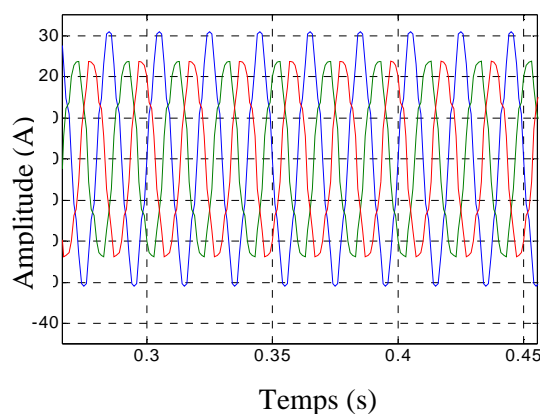


Figure.19. Courants statoriques du défaut de courts-circuits inters spires- neutre

La figure 19 présente les courants statoriques dans le cas du court-circuit spires-neutre. On constate que l'amplitude du courant dans la phase détériorée augmente par rapport aux deux

autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont augmentés par rapport au cas du moteur sain. Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants.

6.1.2 Court-circuit au milieu de la phase

Si le court-circuit se manifeste au milieu du bobinage (20% de spires en court-circuit) (Figure.20), on enregistre, dans la figure 21, une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée. Une légère variation de l'amplitude est constatée pour les autres phases. La différence par rapport au court-circuit relié au neutre est la dissymétrie entre les courants des phases non affectées par le défaut.

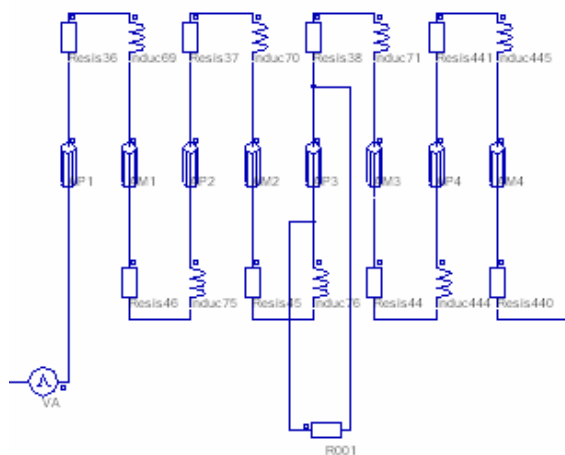


Figure.20 Exemple de courts-circuits inters spires au milieu de la bobine

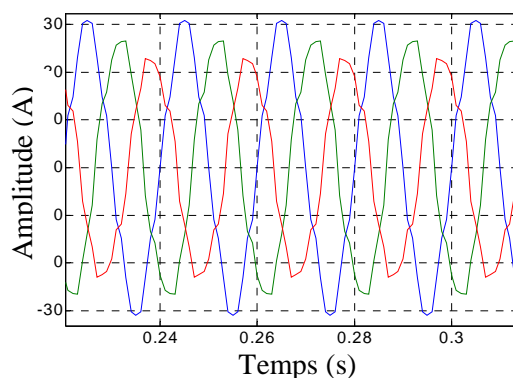


Figure 21. Courants statoriques du défaut de courts-circuits au milieu de la bobine

6.2 Court-circuit entre phases différentes

Un court-circuit entre phases différentes proche de l'alimentation (figure 22) provoquerait des courants très forts qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation. Et par conséquent l'arrêt immédiat de la machine par le biais des relais de protection. Cependant, un court-circuit proche du neutre entre deux phases provoque un déséquilibre et sans engendrer l'arrêt de la machine figure (23).

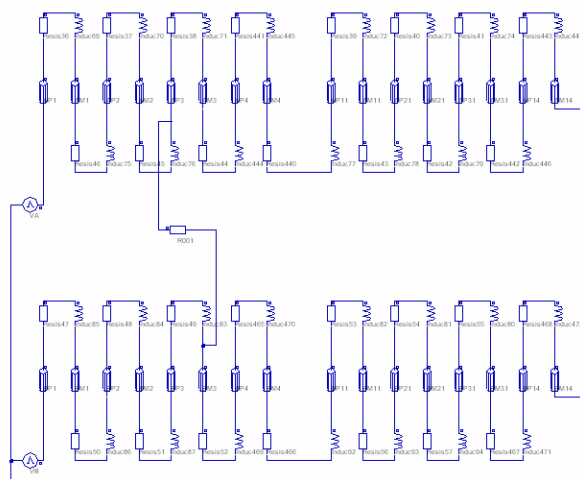


Figure. 22 Exemple de courts-circuits interspires au milieu de la bobine

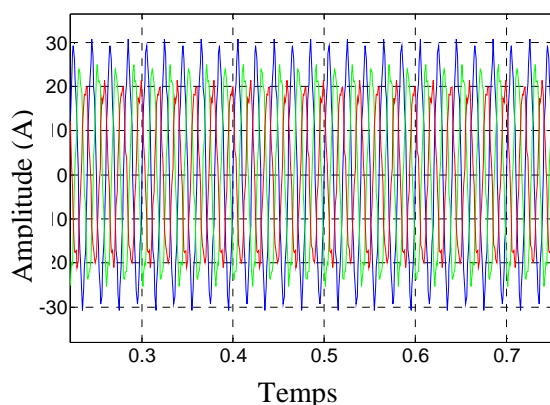


Figure 23. Courants statoriques du défaut de courts-circuits entre phases différentes

6.3 Court circuit à l'intérieur de l'encoche

Le modèle de la machine précédemment présenté ne permet pas d'envisager ce cas de défaut. Afin d'élucider le court-circuit entre spires à l'intérieur de l'encoche, nous avons porté des modifications dans la géométrie initiale ainsi que dans le circuit électrique du stator. La nouvelle géométrie (Figure.24) de la machine asynchrone est caractérisée par la division de

chaque encoche statorique en deux régions distinctes. La première région est du côté de l'entrefer la seconde est située au fond de l'encoche. Il n'existe pas de séparation magnétique entre les deux régions de l'encoche. La nouvelle géométrie de la machine reste identique à la machine réelle et ne change pas ces caractéristiques électriques et magnétiques. Cette géométrie va permettre le choix de l'affectation de la bobine en défaut soit dans la première ou la deuxième région.

L'avantage de la nouvelle géométrie est qu'elle permette d'envisager des court-circuits à l'intérieur des encoches de n'importe quelle phase et avec un nombre précis de spires court-circuités.

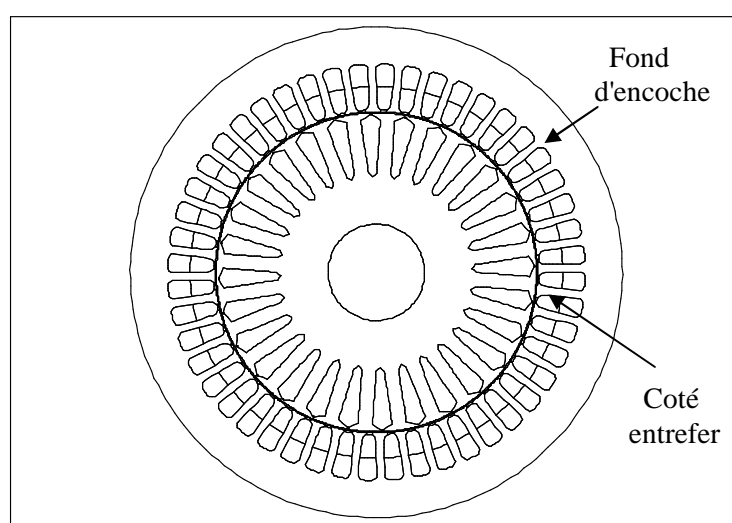


Figure.24 nouvelle géométrie de la machine asynchrone

Dans le circuit statorique modifié (Figure.25) chaque bobine de phase est également divisée en deux bobines en série d'une valeur égale en nombre de spires. Lors de l'affectation du circuit électrique au circuit magnétique, les deux bobines en série seront affectées aux deux régions de la même encoche. Cependant le choix de l'endroit du défaut dans une des phases statorique est possible que ce soit au début au milieu ou du côté de neutre. Il est possible également d'affecter à la bobine en défaut une ou plusieurs spires et de la situer soit du côté de l'entrefer ou au fond de l'encoche.

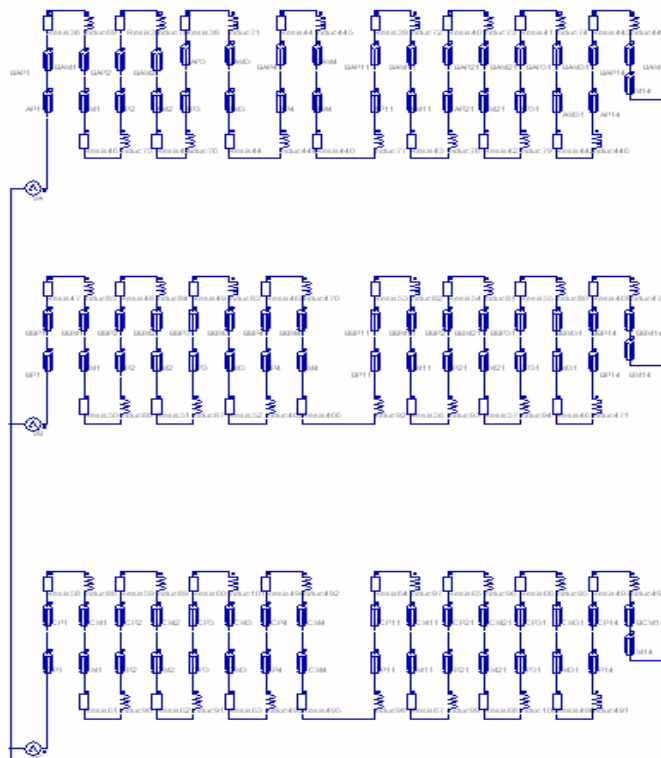


Figure.25 nouveau circuit au stator

6.4 Exemple de court-circuit à l'intérieur d'une encoche

Dans le circuit électrique (Figure 26) nous avons simulés un court-circuit dans la deuxième bobine de la phase A (B33) du premier pôle dans le sens positif de la bobine. La bobine B33 est située au fond de l'encoche. Elle comporte 10 spires d'une résistance totale de $1/32$ (32 c'est le nombre des bobines par phase) d'une valeur 0.0313 ohm.

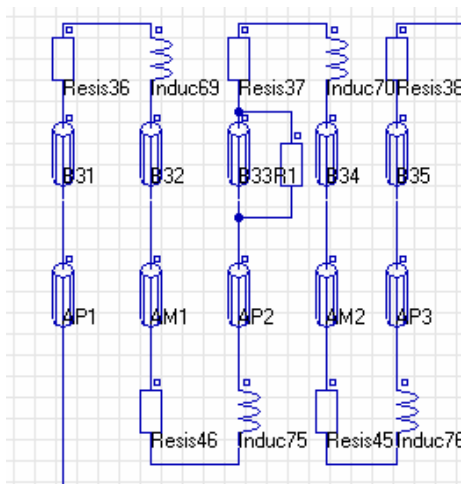


Figure.26 court-circuit de 10 spires de la bobine B33

Le circuit électrique du stator comporte $16 \times 2 \times 3$ bobines et qui correspondent lors de leurs affectations aux encoches du circuit magnétique au nombre de 48×2 .

La figure 27 montre le courant de court-circuit de 10 spires de la bobine B33. Il est deux fois plus grand que le courant de la bobine non affecté. Le courant présente également des déformations dans sa forme d'onde. Le spectre de ce courant (Figure. 28) montre qu'au delà de la composante connue de court-circuit $3f$ il apparaît également des nouvelles composantes dans la bobine affectée à la fréquence 80, 120, 250 et 280 Hz

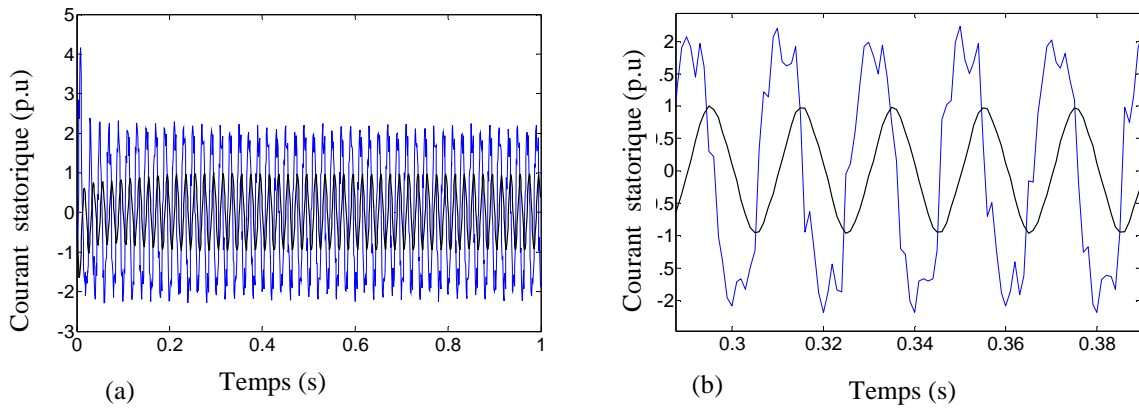


Figure.27 courants statoriques lors du court circuit de 10 spires
courant de court circuit (bleu), sain (noire), zoom (b)

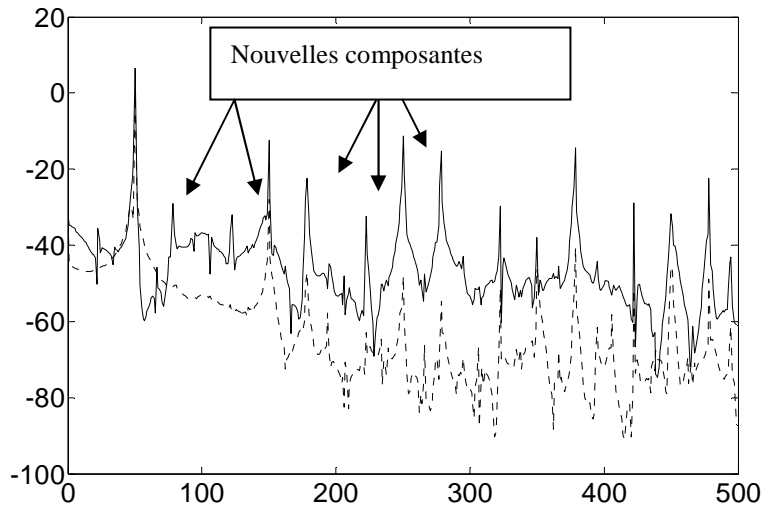


Figure.28 Spectre du courant de court-circuit b33 (trait continu) bobine saine
AP2 (trait discontinu)

La simulation de court circuit de la première spire de la phase A est montrée dans la figure 29. La spire en défaut est représentée par la bobine AP1. D'un autre côté, la bobine BAP1 présente le reste des spires sans défaut et qui sont au nombre de 19 spires.

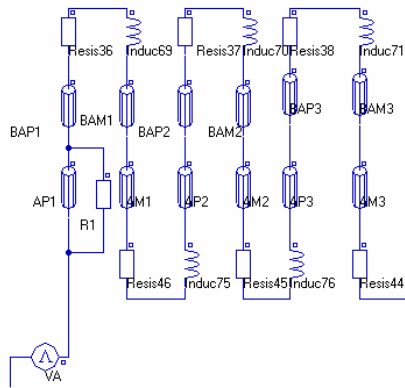


Figure.29 Partie de circuit électrique de la phase A

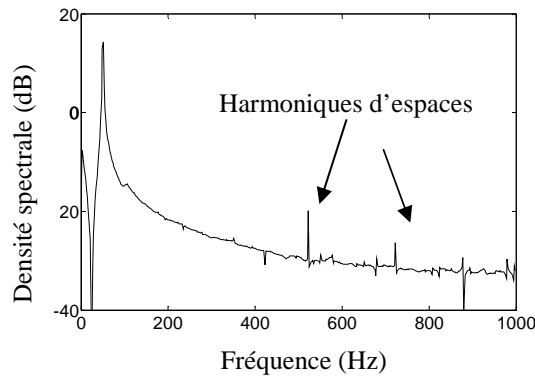


Figure.30 Spectre du courant de la bobine saine

La figure 30 montre le spectre du courant statorique sans défaut, nous constatons bien la présence des harmoniques d'espaces. La figure 31 (a) montre le rapport entre le courant dans la spire court-circuitée et le courant des spires saines de la même bobine. Le rapport enregistré est de 25 fois. Nous constatons dans la figure 31(b) l'amplification des harmoniques notamment la 3^{ème} harmonique, par rapport aux spires restantes de la même bobine. Des raies apparaissent également dans le spectre de courant dans la plage de fréquence 200 et 500 Hz.

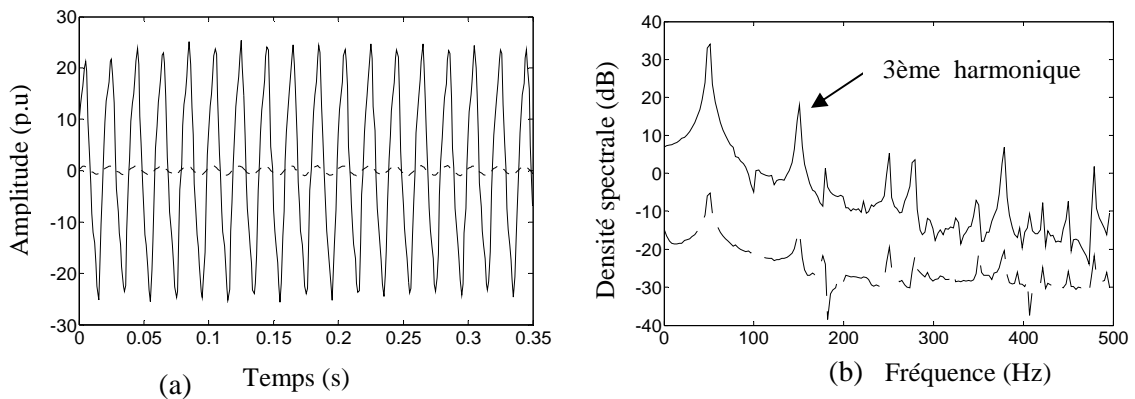


Figure.30 courant statorique(a) son spectre (b) de la première bobine de la phase A (trait continu court-circuit dans la première spire, trait discontinu le courant dans les spires restantes de la bobine)

7. Conclusions

La simulation par élément fini de la machine asynchrone a permis d'obtenir des bonnes précisions sur le comportement électrique de la machine dans le cas sain et dans le cas de défaut. La simulation des ruptures de barres a permis de mettre en évidence toutes les bandes latérales relatives au défaut. Une détection précoce est possible à partir des raies localisées aux alentours des fréquences du fondamental (f), de sa composante inverse ($-f$) ainsi qu'aux alentours des fréquences impaires. La simulation du défaut de court-circuit a permis d'envisager divers cas qui peuvent avoir lieu. L'handicap de la simulation de court-circuit à l'intérieur de l'encoche statorique a été surmonté par une modification géométrique de la machine asynchrone et dont les caractéristiques électriques et magnétiques sont semblables à la machine réelle.

Chapitre III

Techniques et Méthodes dédiées à la surveillance et au diagnostic des défauts

1. Introduction

Ce chapitre traite et développe des techniques de calcul et des méthodes sans modèle pour le diagnostic des défauts statoriques et rotoriques. Cette panoplie de techniques servira en tant que boîte à outils de diagnostic afin de répondre aux différents niveaux de difficulté rencontrés. Ainsi, lors du diagnostic plusieurs interférences peuvent avoir lieu entre moteur, charge et alimentation et qui risquent d'induire en erreur le processus du diagnostic.

Des situations telles que un entraînement à faible charge, un mauvais accouplement moteur-charge, un déséquilibre de la charge, une pollution et déséquilibre du réseau d'alimentation, toutes ces situations ne peuvent être traitées avec une seule méthode ou technique; on est dans ce cas de figure confronté aux dilemmes de diagnostic du cas par cas. C'est dans cette optique que nous avons présenté dans ce chapitre plusieurs méthodes et techniques afin de balayer le plus de cas possibles.

Le point commun de toutes ces méthodes et techniques est l'analyse du courant ou tension statorique: *(i)* soit par la fréquence et l'amplitude instantanées; *(ii)* soit par le spectre via la transformée de Fourier et de ses différentes variantes; *(iii)* soit par la démodulation synchrone analogique et numérique; *(iiii)* soit enfin par le module du vecteur d'espace.

Les bases théoriques de ces méthodes et techniques sont présentées et leurs performances comparées.

2. Détection des défauts par la fréquence instantanée

2.1 Composante symétrique instantanée

D'après [For 18], un système triphasé d'un phaseur harmonique (i_{ah}, i_{bh}, i_{ch}) peut être décomposé en 2 systèmes équilibrés de phaseurs harmoniques: un de séquence directe $(i_{pk}, a^2 i_{pk}, ai_{pk})$, l'autre de séquence inverse $(i_{nk}, ai_{nk}, a^2 i_{nk})$.

L'opérateur $a = \exp(j2\pi/3)$ définit une rotation de $2\pi/3$ dans le sens contraire des aiguilles d'une montre. Les phaseurs harmoniques i_{pk} et i_{nk} sont des composantes symétriques harmoniques de séquence positive et négative respectivement. Ils sont décrits comme suit :

$$i_{pk}(t) = \frac{1}{3}(i_{ak} + ai_{bk} + a^2 i_{ck}) \quad (1)$$

$$i_{nk}(t) = \frac{1}{3}(i_{ak} + a^2 i_{bk} + ai_{ck}) \quad (2)$$

[Lyo 54] introduit la composante symétrique instantanée afin de prédire le comportement transitoire de la machine électrique. La composante symétrique instantanée de séquence directe est donnée par :

$$i_p(t) = \frac{\sqrt{2}}{3}(i_a(t) + ai_b(t) + a^2 i_c(t)) \quad (3)$$

Dans l'équation ci-dessus, le coefficient $\sqrt{2}/3$ a été introduit pour la convenance de calcul à la place du coefficient original $1/3$, proposé par [Lyo 54]. La composante symétrique instantanée de séquence inverse est un conjugué complexe de la composante symétrique instantanée de séquence directe, elle est donnée par :

$$i_n(t) = \frac{\sqrt{2}}{3}(i_a(t) + a^2 i_b(t) + ai_c(t)) \quad (4)$$

La relation entre la composante symétrique instantanée de séquence directe et les composantes symétriques harmoniques est définie par:

$$\text{Re } i_p(t) = -\frac{j}{2} \sum_k (i_{pk} + i_{nk}) \exp(jk\omega t) + \frac{j}{2} \sum_k (i_{pk}^* + i_{nk}^*) \exp(-jk\omega t) \quad (5)$$

$$\text{Im } i_p(t) = -\frac{1}{2} \sum_k (i_{pk} - i_{nk}) \exp(jk\omega t) - \frac{1}{2} \sum_k (i_{pk}^* - i_{nk}^*) \exp(-jk\omega t) \quad (6)$$

L'astérisque (*) définit le conjugué complexe

Cependant on peut écrire :

$$i_p(t) = -j \sum_k i_{pk} \exp(jk\omega t) + j \sum_k i_{nk}^* \exp(-jk\omega t) \quad (7)$$

La composante symétrique instantanée de séquence directe définie dans l'équation (7) peut être mesurée à un intervalle de temps régulier Δt par l'intermédiaire d'un convertisseur A/N ayant au moins deux voies d'acquisitions de données pour deux courants à partir desquels on extrapole le troisième courant. En effet il suffit d'acquérir des échantillons de deux courants pour calculer :

$$\text{Re } i_p(m) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a(m\Delta t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_b(m\Delta t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_c(m\Delta t) \quad (8)$$

$$\text{Im } i_p(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} i_b(m\Delta t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_c(m\Delta t) \quad (9)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots$$

Rappelons que les signaux mesurés sont filtrés, ceci afin d'éviter le problème de repliement. En désignant par k_m le rang de l'harmonique ayant la fréquence maximale après filtrage, l'équation (7) prend la forme discrète suivante [And 90] :

$$i_p(m) = -j \sum_{k=1}^{k_M} i_{pk} \exp(jk\omega m\Delta t) + j \sum_{k=1}^{k_M} i_{nk}^* \exp(-jk\omega m\Delta t) \quad (10)$$

2.2 Principe

La fréquence instantanée $f(t)$ utilise la notion de la phase instantanée du signal; elle se définit comme la dérivée de la phase $\varphi(t)$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (11)$$

Avec f en Hertz

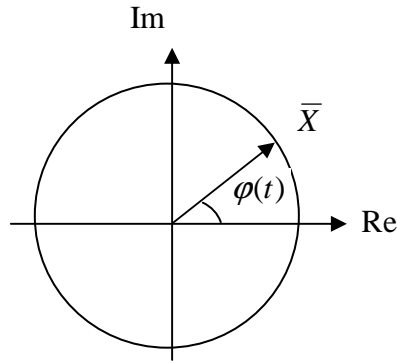


Figure.1 représentation vectorielle

Supposant un signal réel $x(t)$, on obtient sa phase $\varphi(t)$ à partir du signal $y(t)$ associé en quadrature. Ce dernier est déterminé par la transformée de Hilbert qui, à partir du signal réel, fournit la forme complexe :

$$x(t) + j y(t)$$

La phase φ est alors l'arc tangent entre $y(t)$ et $x(t)$.

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \arctan\left(\frac{y}{x}\right) = \frac{1}{2\pi} \frac{xy' - yx'}{x^2 + y^2} \quad (12)$$

Avec $x' = dx/dt$

La composante symétrique instantanée nous permet d'avoir directement deux grandeurs déphasées de 90 degrés qui sont les composantes réelles et imaginaires du vecteur courant $i(t)$.

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt}(\varphi) \quad (13)$$

Si les courants sont échantillonnés périodiquement de sorte que l'angle entre deux instants d'échantillonnage $\Delta\varphi$ soit faible, on peut obtenir dans ce cas la fréquence instantanée de la composante symétrique instantanée de séquence positive.

$$\Delta\varphi \cong \sin(\varphi_m - \varphi_{m-1}) \quad (14)$$

$$\Delta\varphi \cong \sin \varphi_m \cos \varphi_{m-1} - \sin \varphi_{m-1} \cos \varphi_m \quad (15)$$

D'après les équations (8) et (9) on peut écrire pour un système triphasé équilibré :

$$\operatorname{Re} i_p(m) = i_m \cos(\varphi_m) \quad (16)$$

$$\operatorname{Im} i_p(m) = i_m \sin(\varphi_m) \quad (17)$$

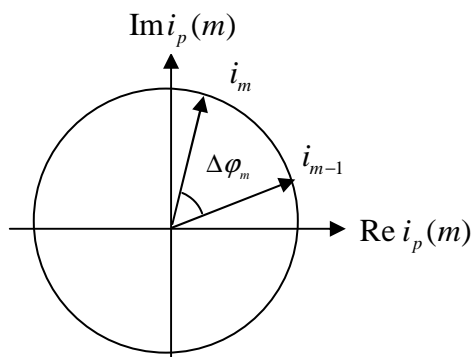


Figure.2 représentation vectorielle du vecteur instantané

La composante symétrique instantanée suivant les axes α et β s'écrit:

$$i_{\alpha m} = \operatorname{Re} i_p(m)$$

$$i_{\beta m} = \operatorname{Im} i_p(m)$$

$$i_m = \sqrt{i_{\alpha m}^2 + i_{\beta m}^2}$$

Soit :

$$f_i = \frac{1}{2\pi T} \frac{1}{i_m i_{m-1}} (i_{\beta m} i_{\alpha m-1} - i_{\beta m-1} i_{\alpha m}) \quad (18)$$

2.3 Application

La fréquence instantanée est appliquée sur des données expérimentales de la machine asynchrone 5.5 Kw (voir chap.2), alimentée dans le premier cas par le réseau et dans le second cas par un onduleur. Les courants statoriques de la machine ont été acquis en charge et pendant le régime permanent sur trois cas de figure : machine saine, rupture de barres rotoriques et déséquilibre statorique.

La figure(3) représente le cas théorique d'une tension d'alimentation idéale. La fréquence instantanée appliquée à un courant d'une phase statorique est quasiment constante, au-delà de la première demi période qui manifeste des légères perturbations

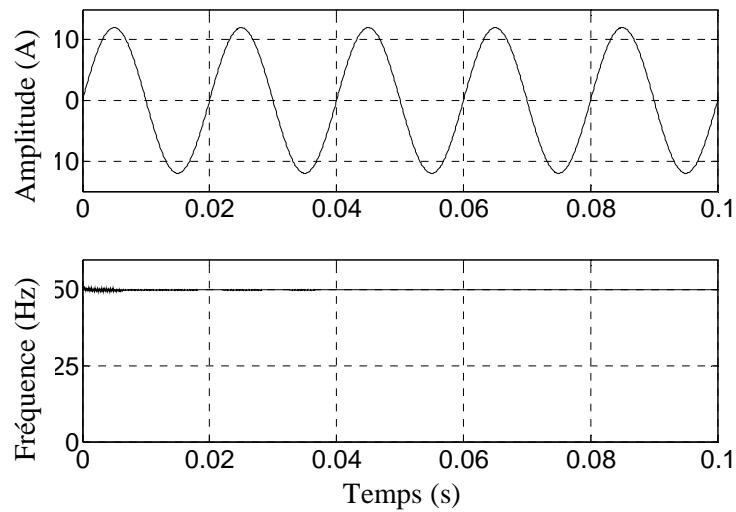


Figure.3 fréquence instantanée d'un moteur sain alimenté par une tension idéale

La figure(4) montre le cas d'une alimentation par le réseau de la machine en fonctionnement sain: on constate que malgré une forme faiblement déformée du courant statorique cela a provoqué tout de même une forte fluctuation de la fréquence instantanée entre 25 et 75 Hz. Par conséquent, on ne peut pas caractériser le fonctionnement sain de la machine.

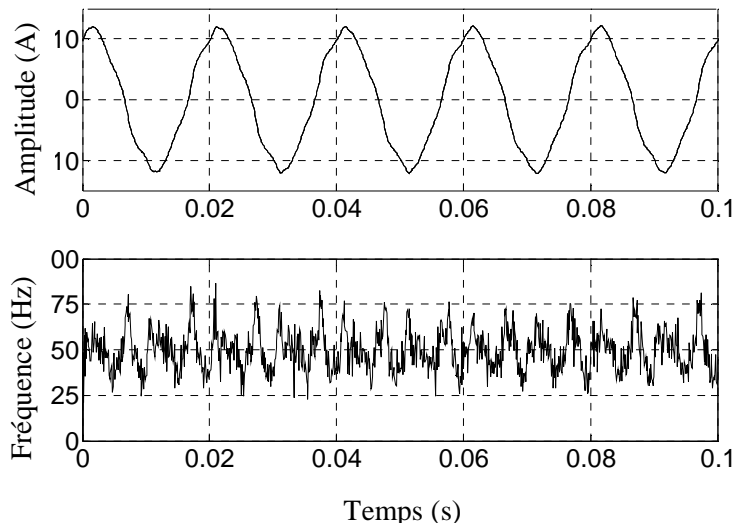


Figure.4 fréquence instantanée d'un moteur sain alimenté par le réseau

La figure(5) montre le cas d'une alimentation par onduleur de la machine en fonctionnement sain: on constate une forte déformation du courant statorique qui a engendré par voie de conséquence une très forte fluctuation de la fréquence instantanée et qui varie entre -500 et 500 Hz. Par conséquent on ne peut pas caractériser le fonctionnement sain de la machine et encore moins un fonctionnement avec défaut.

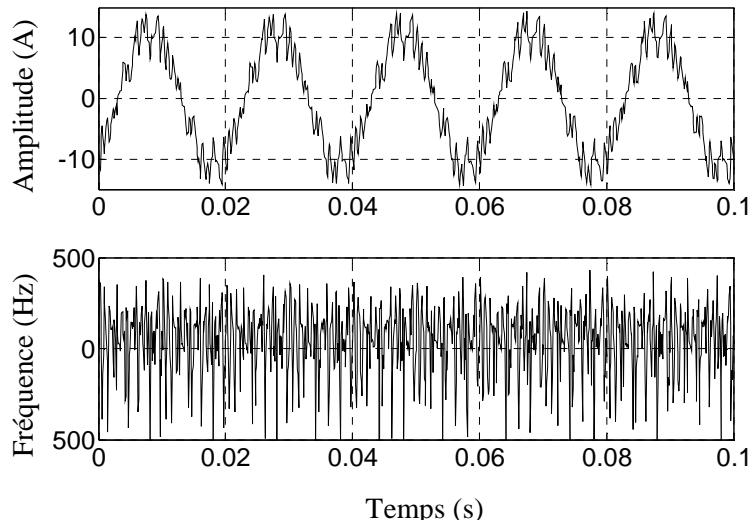


Figure.5 Fréquence instantanée d'un moteur sain alimenté par onduleur

Le courant statorique comporte une plage fréquentielle très large qui varie en fonction de la fréquence d'échantillonnage, dans notre cas de 0 à 10000 Hz; la fréquence instantanée fait en sorte que toutes les fréquences existantes dans les courants agissent simultanément, ce qui rend vaine toute tentative de caractérisation ou éventuellement d'extraction de signature pertinente. Notons que les fréquences intéressantes ont des faibles valeurs que ce soit pour le cas sain ou en défauts ; la fréquence fondamentale $f = 50 \text{ Hz}$ caractérise le fonctionnement sain, la fréquence $2gf$ (g , le glissement) caractérise l'enveloppe du défaut de rupture de barres rotoriques, la fréquence $2f$ est celle du déséquilibre statorique. Cependant on peut réduire la plage fréquentielle initiale jusqu'à une limite proche des fréquences pertinentes en l'occurrence 160 Hz.

La figure(6) montre la fréquence instantanée d'une phase du courant statorique d'un moteur sain alimenté par onduleur: on constate que la forte déformation du courant statorique (trait rouge) a été atténuée par la réduction de la plage fréquentielle jusqu'à 160 Hz (trait noir) et qui a engendré par voie de conséquence une atténuation de la fluctuation de la fréquence instantanée. Par conséquent, malgré une très faible modulation autour de 50Hz, on peut la caractériser en tant que fonctionnement sain de la machine.

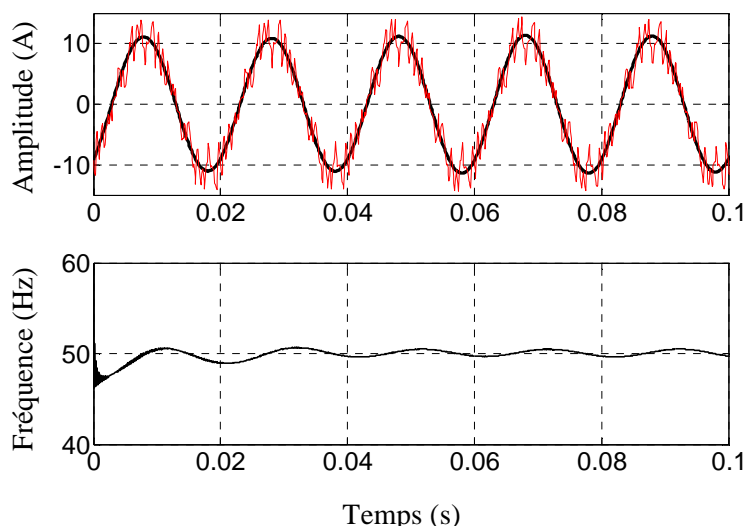


Figure.6 Fréquence instantanée du courant d'une phase d'un moteur sain alimenté par onduleur
Bande fréquentielle de 160 Hz

La figure(7) montre la fréquence instantanée de la composante symétrique instantanée, toujours dans le cas d'une alimentation par onduleur de la machine en fonctionnement sain: nous constatons que la forte déformation des parties réelle et imaginaire du courant statorique (traits noir et bleu) ont été atténuées par la réduction de la plage fréquentielle jusqu'à 160 Hz (trait rouge) et qui a engendrée par voie de conséquence une atténuation de la fluctuation de la fréquence instantanée. Par conséquent, malgré une très faible perturbation autour de 50Hz, on peut la caractériser en tant que fonctionnement sain de la machine.

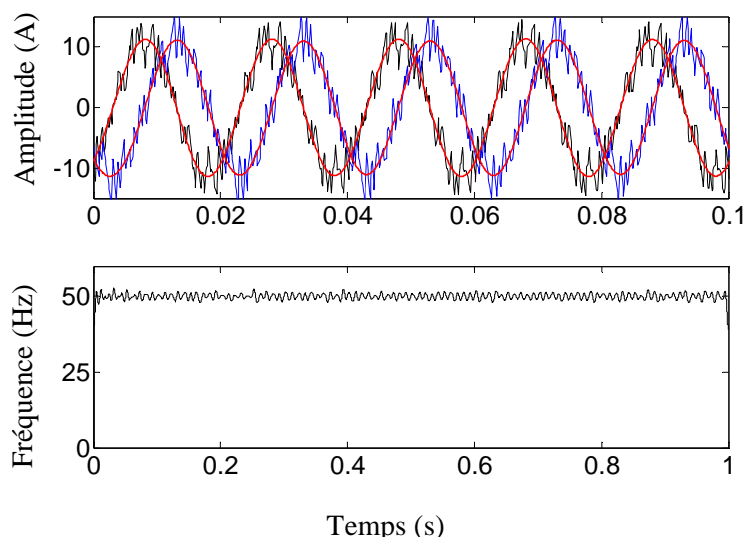


Figure.7 fréquence instantanée de la séquence positive d'une CSI d'un moteur sain alimenté par onduleur bande fréquentielle de 160 Hz

La figure(8) montre la fréquence instantanée d'une phase de courant statorique dans le cas d'une alimentation par onduleur de la machine avec défaut de rupture de quatre barres: on constate que la modulation de l'amplitude du courant statorique se manifeste également par une forme d'enveloppes d'une durée $1/2gf$ de 0.3 seconde

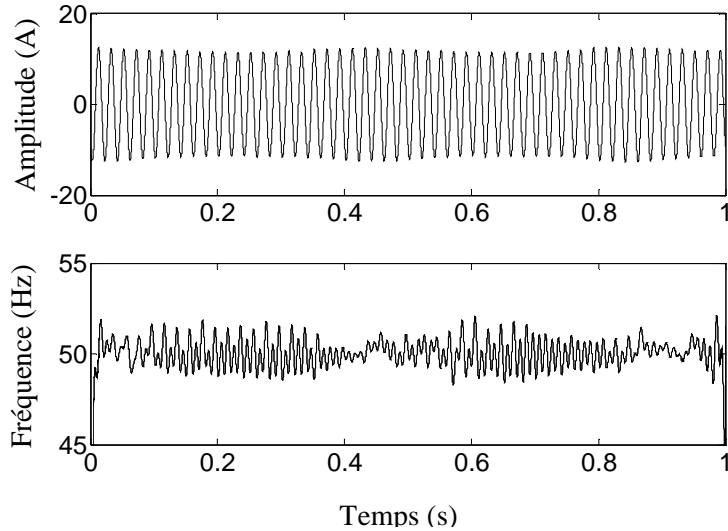


Figure.8 fréquence instantanée d'une phase d'un moteur avec 04 barres cassées alimenté par onduleur, bande fréquentielle de 160 Hz

La figure(9) montre la fréquence instantanée de la composante symétrique instantanée dans le cas d'une alimentation par onduleur de la machine avec un défaut de déséquilibre statorique. Ce dernier s'est caractérisé par des formes de pics équidistants d'une durée de 0.02s, ce qui rend cette caractérisation particulière et significative au défaut de déséquilibre statorique.

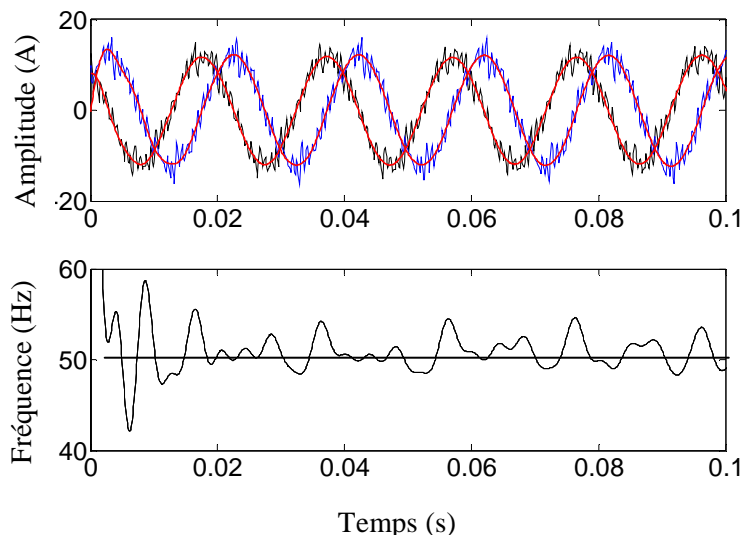


Figure.9 fréquence instantanée d'une phase d'un moteur avec déséquilibre statorique alimenté par onduleur, Bande fréquentielle de 160 Hz

3. Détection des défauts par l'amplitude instantanée

3.1 Principe

Le courant dans une phase statorique d'un moteur électrique peut être développé en séries de Fourier :

$$i_a(t) = \sum_k \sqrt{2} I_{ak} \sin(k\omega t + \varphi_{ak}) \quad (19)$$

Notons que k_M représente l'ordre de l'harmonique ayant la fréquence maximale après le filtrage du courant $i_a(t)$

$$i_a(m) = \sum_{k=1}^{k_M} \sqrt{2} I_{ak} \sin(k\omega m \Delta t + \varphi_{ak}) \quad (20)$$

Où k est un réel positif représentant le rang des composants harmoniques.

$I_{ak}, k\omega, \varphi_{ak}$ sont respectivement la valeur efficace, la fréquence angulaire et l'angle de phase de la k^{th} harmonique. Chaque harmonique $i_a(t)$ peut être représenté par le phaseur harmonique.

$$I_{ak} = I_{ak} \exp(j\varphi_{ak}) \quad (21)$$

Etant un signal réel, en l'occurrence le courant de phase statorique de l'expression (20), l'amplitude instantanée est le module du transformé d'Hilbert du signal considéré. Vu que le signal est à bande large et contient des harmoniques d'origines diverses (pollution de la source ou harmoniques induits par la machine elle-même), nous supprimons les harmoniques indésirables en filtrant le signal du courant par un filtre passe bas avec une fréquence de coupure de 100 Hz. Le principe de l'amplitude instantanée est illustré dans la figure (10)

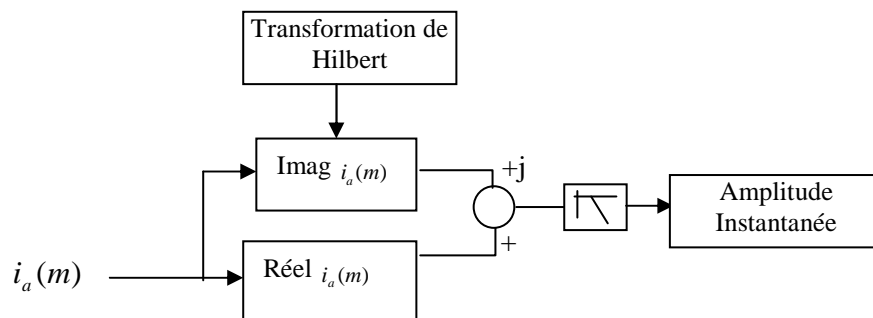


Figure.10 Principe de l'amplitude Instantanée

3.2 Application

La figure 12 montre l'amplitude instantanée; son avantage est la prise en compte que de la partie oscillante détentrice de l'information utile et sans la présence du fondamental. Le spectre (figures 13) illustre bien la composante dominante indicatrice du défaut à savoir la rupture de barres rotoriques. La fréquence instantanée (figures 14) est également modulée par la même composante autour de la fréquence électrique 50Hz. Son spectre (figures 15) illustre la composante modulateur qui est la même en fréquence que l'amplitude instantanée.

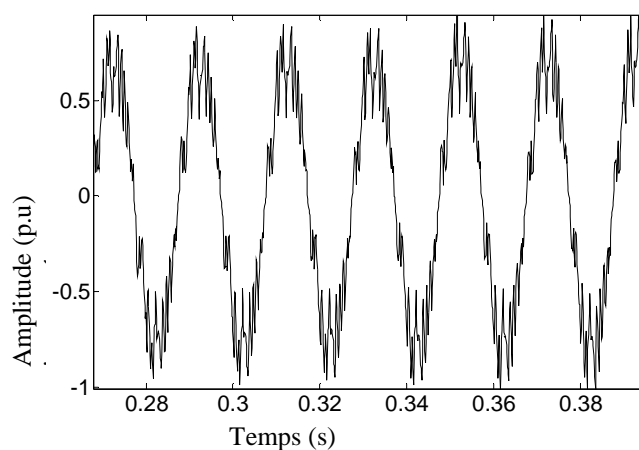


Figure.11 Courant statorique d'un moteur (en défaut) alimenté par un onduleur

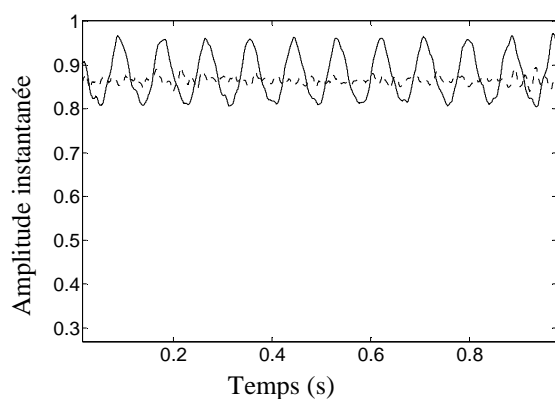


Figure.12 Amplitude instantanée avec un indice de l'amplitude instantanée avec un indice modulation de 6%

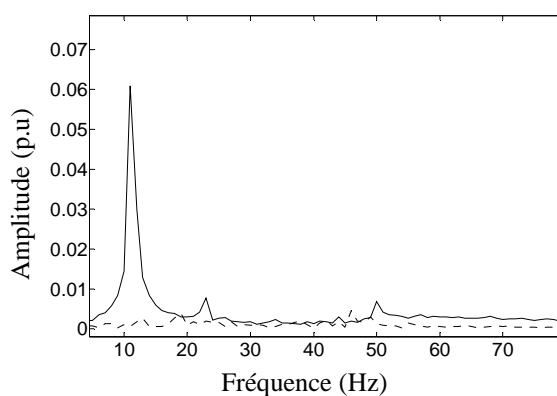


Figure.13 Spectre de l'amplitude instantanée de modulation de 6%

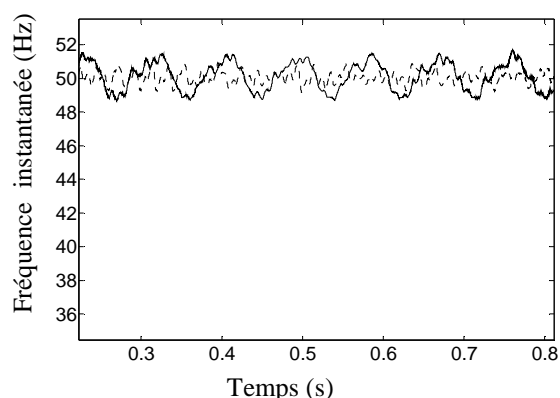


Fig.14 Fréquence instantanée

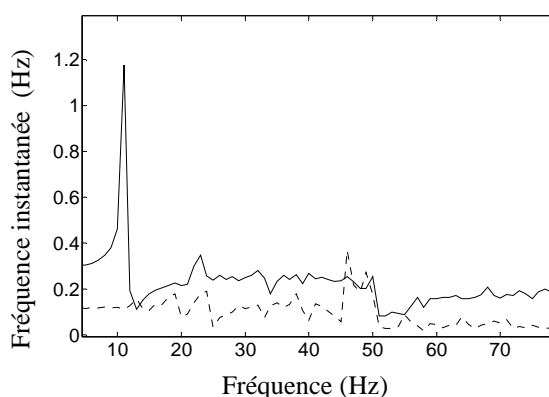


Fig.15 spectre de la fréquence instantanée

4. Détection par la Transformée de Fourier Récursive (TFR)

4.1 Introduction

Les défauts induisant des fluctuations de couple et de vitesse sont nombreux (entre autres, les problèmes d'accouplement moteur charge, jeux angulaires, rupture de barres rotoriques...); ils se manifestent par une modulation d'amplitude et de fréquence du courant statorique. Cette modulation est caractérisée par des basses fréquences généralement inférieures à celle du fondamental. Vu la grandeur du fondamental vis-à-vis des autres composantes de courant l'élimination du fondamental à temps réel permet de:

- Améliorer l'acquisition du signal ;
- Améliorer la détection des composantes proches du fondamental

4.2 Principe

La moyenne récursive de la Transformée de Fourier est une technique itérative capable de dépister l'amplitude et la phase de n'importe quelle harmonique mais à condition que sa fréquence soit connue. La technique exige que la fréquence d'échantillonnage doive être un multiple de la fréquence de l'harmonique recherché.

La technique récursive de la transformée de Fourier permet une implémentation à temps réel.

Supposant que le fondamental est l'harmonique recherché dans le signal (20), le fondamental est donné par la transformée de Fourier :

$$I_a = I_A \cos(\omega_0 m \Delta t) + I_B \sin(\omega_0 m \Delta t) \quad (22)$$

Les amplitudes I_A et I_B sont calculées récursivement par [Cos 04] :

$$I_A(m) = I_A(m-1) + \frac{2}{N} [I_a(m) - I_a(m - N_p)] \cos\left(\frac{2\pi m}{N_p}\right) \quad (23)$$

$$I_B(m) = I_B(m-1) + \frac{2}{N} [I_a(m) - I_a(m - N_p)] \cos\left(\frac{2\pi m}{N_p}\right) \quad (24)$$

N est le nombre d'échantillons. L'amplitude et la phase du fondamental sont données par :

$$I_a = \sqrt{I_A^2 + I_B^2} \quad (22)$$

$$\varphi_0 = \arctan \frac{I_A}{I_B} \quad (23)$$

La largeur de la fréquence à supprimer doit être déterminée comme suit :

$$\Delta f = \pm \frac{f_e}{N} \quad (24)$$

f_e : Fréquence d'échantillonnage,

N : Nombre d'échantillons

4.3 Application

Soit le courant statorique de la figure (11) qui représente un défaut de barre rotorique. La fréquence d'échantillonnage de l'acquisition du signal est de 10 kHz, le nombre d'échantillons $N=2000$; la largeur de la fréquence est : $2\Delta f = 10$ Hz.

Avec l'élimination du fondamental et le filtrage passe bas de 160 Hz les spectres des défauts situés dans la bande fréquentielle [0 150] Hz sont visibles et bien distincts figure (16).

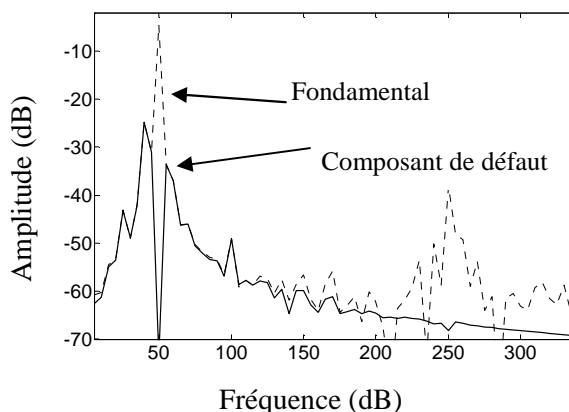


Figure.16 Spectre de courant statorique, défaut de rotor sans fondamental (trait continu) avec le fondamental (trait discontinu)

5. Technique de la déconnexion de la source d'alimentation

5.1 Principe

Cette technique se base sur la déconnexion de la tension d'alimentation d'un moteur asynchrone en marche. De ce fait, la source d'alimentation n'aura aucun effet sur les f.é.m résiduelles générées dans les enroulements statoriques par le rotor dont la vitesse s'amortie exponentiellement du fait de son inertie. La méthode de la déconnexion présente plusieurs avantages car les harmoniques temporels n'influent pas sur la détection et que cette dernière peut être effectuée avec ou sans la charge couplée à l'arbre du moteur. Lors de la déconnexion, le défaut de ruptures de barres engendre une distorsion de la force magnétomotrice générée par le rotor. Quelques harmoniques induites dans les enroulements statoriques augmentent leurs amplitudes. La technique de diagnostic est basée sur la surveillance des ces tensions harmoniques via l'estimation non paramétrique de la densité spectrale de Welch; cette technique permet de mettre en avant les fréquences harmoniques et réduit considérablement l'effet du bruit.

5.2 Détection des tensions induites dans les enroulements statoriques

Après la déconnexion de la source d'alimentation, les courants dans les enroulements statoriques s'annulent instantanément; par contre, les courants dans le rotor tendent exponentiellement vers zéro, dépendant des paramètres électriques du rotor. jusqu'à l'amenuisement des courants rotoriques. Il est possible de mesurer les tensions induites dans les enroulements statoriques.

La force magnétomotrice du rotor (FMM) F_r , exprimée dans un repère de référence rotorique est donnée par:

$$F_r = \sum_{n=1}^{\infty} F_m \cos(np\theta + \psi_n) \quad (25)$$

Avec p le nombre de paires de pôles, n le rang d'harmonique, θ est la position angulaire du rotor. Pour un moteur sain, il est possible de démontrer que les harmoniques principales qui contribuent à la FMM ont un rang n donné par l'expression suivante:

$$n = k \left(\frac{R}{P} \right) \pm 1 \quad (26)$$

Avec R le nombre de barres du rotor, $k = 1, 2, 3, \dots$.

La FMM du rotor dans un repère de référence statorique est donnée par:

$$F_r^s = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos(np(\theta + \omega_r t) + \varphi_n) \quad (27)$$

La FMM génère des composantes de flux harmoniques, Seulement quelques composantes particulières sont capables d'induire des tensions dans les enroulements statoriques et ils sont identifiables par le rang de $6m \pm 1$ avec $m = 1, 2, 3, \dots$ [Mil 99]. Les ruptures de barres rotoriques engendrent des harmoniques d'amplitude significative dans la FMM. Ces harmoniques ne sont pas nécessairement inclus dans l'expression (27). Néanmoins, les composantes de flux harmoniques, qui sont capables d'induire des tensions dans les enroulements statoriques, ont un rang de $6m \pm 1$. Egalement, dans un moteur sain, le rotor n'est pas parfaitement symétrique; on trouve des harmoniques du flux de faibles amplitudes. Cependant, la présence de barres cassées est détectable par la surveillance des harmoniques de tension induites dans les enroulements statoriques à la fréquence $f(6m \pm 1)$. Les courants rotoriques s'amenuisent rapidement. Si la taille de la fenêtre est choisie large, le signal ne peut être considéré stationnaire. L'emploi direct de la FFT ne permet pas de mettre en évidence les composantes de défaut. Pour y parvenir nous avons fait appel au périodogramme modifié et au périodogramme moyenné. Ces derniers ont été utilisés pour l'amélioration de la détection des indices $6m \pm 1$ et notamment les 5^{ème} et 7^{ème} Harmoniques de tension.

5.3 Periodogramme moyenné

Le periodogramme moyenné est appelé également l'estimateur de Welch de la densité spectrale de puissance. Il consiste à diviser les données du vecteur temps N dans k segments de longueur M .

$$v_M^{(i)}(k) = v_M(iM + k), \quad \text{avec } 0 \leq i \leq k-1, \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (28)$$

La multiplication de k segments du signal, $v(k)$, par une fenêtre non rectangulaire, $w_M(k)$:

$$v_M^{(i)}(k) \cdot w_M(k) = v_w^{(i)}(k) \quad (29)$$

Le principe de l'estimation de Welch est basé sur le calcul de chaque segment en moyennant son estimation de densité spectrale de puissance (DSP).

$$\hat{P}_w(f) = \frac{1}{Sk} \sum \frac{|V_w^{(i)}(f)|^2}{M} \quad (30)$$

$$S = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} w_M^2(k) \quad (31)$$

La moyenne du périodogramme modifiée tend à décroître l'estimation de variance relative au périodogramme estimé d'un enregistrement entier de données. Malgré le chevauchement entre segments qui tend à introduire une information redondante, on y remédie par l'utilisation d'une fenêtre non rectangulaire qui réduit les effets de bord des segments

5.4 Validation de la technique de déconnexion

Le moteur asynchrone d'essai est de puissance 1.1-kW quatre pôles, 50-Hz (Figure.26). Le moteur est alimenté par le réseau, sans charge sur son arbre. Le défaut est simulé par la rupture de barres rotoriques; les resultants obtenus sont comparés aux grandeurs de référence du moteur sain testé initialement. L'acquisition était faite sur une tension de phase statorique avec une fréquence d'échantillonnage de 10 KHz et une période d'observation d'une seconde.

L'analyse spectrale de la tension d'une phase montre des composantes à des fréquences de rang $6m \pm 1$, avec $m = 1,2,3...$ qui sont présentes dans les deux spectres avec et sans défaut. Ceci peut s'expliquer par le fait que les circuits du stator et du rotor ne sont pas parfaitement symétriques. Avec les ruptures de barres, les amplitudes de ces harmoniques augmentent. Ces amplitudes sont un bon indice pour identifier la présence de la rupture de barres.

Un des points clés de cette technique de diagnostic nécessite un compromis entre la stationnarité du signal et sa résolution spectrale. Si la taille de la fenêtre est choisie grande, le signal ne peut être considéré stationnaire parce que la fréquence et l'amplitude décroissent avec le temps; si par contre la fenêtre est choisie assez petite, la résolution spectrale de la FFT est altérée. La distance minimale, qui sépare deux fréquences consécutives $6m \pm 1$ est de 100 Hz. Celle-ci doit être plus grande que f_s/N . Dans notre cas, la fréquence d'échantillonnage est $f_s = 5kHz$ et le nombre d'échantillons, qui permet la distinction des fréquences principales, est $N = 256$. Afin d'identifier les composants harmoniques dus aux défauts, la taille minimale de la fenêtre qui donne des résultats satisfaisants est $2^8/5000$ seconde. Le chevauchement entre deux segments est choisi à 50%. La résolution spectrale est ainsi égale à 20 Hz, elle permet une détection correcte des harmoniques de fréquence impaire.

La figure (17 a) montre la densité spectrale de puissance (DSP) du périodogramme dans le cas d'un moteur est sain, estimé avec une fenêtre rectangulaire. La figure (17 b) montre le périodogramme dans le cas d'un moteur ayant trois barres cassées, estimé également avec une fenêtre rectangulaire. Il est à signaler que les harmoniques de tensions n'apparaissent pas dans le périodogramme modifié. Ceci est dû, probablement, au niveau haut des bandes latérales causées par le fenestrage rectangulaire ou aux fuites spectrales causées par la troncature brute du signal par le fenestrage rectangulaire. Figure (18 a) montre la DSP du périodogramme, dans le cas d'un moteur sain, estimé avec une fenêtre non rectangulaire (Parzen). Les effets de bord de la troncature du signal sont atténués, les harmoniques principales impaires 5^{th} et 7^{th} deviennent assez visibles mais pas suffisamment.

La figure (18 b) montre la DSP de Welch estimée avec la fenêtre de Parzen. Les harmoniques principales impaires sont bien distinctes. La 5^{th} et 7^{th} sont très claires dans le cas d'un moteur en défaut et pas dans le cas d'un moteur sain. Dans la figure 19 la détection de la $5^{\text{ème}}$ et $7^{\text{ème}}$ est améliorée par l'estimation de Welch avec la fenêtre de Kaiser; cette amélioration est visible que ce soit pour la cage rotorique saine ou avec rupture de barres.

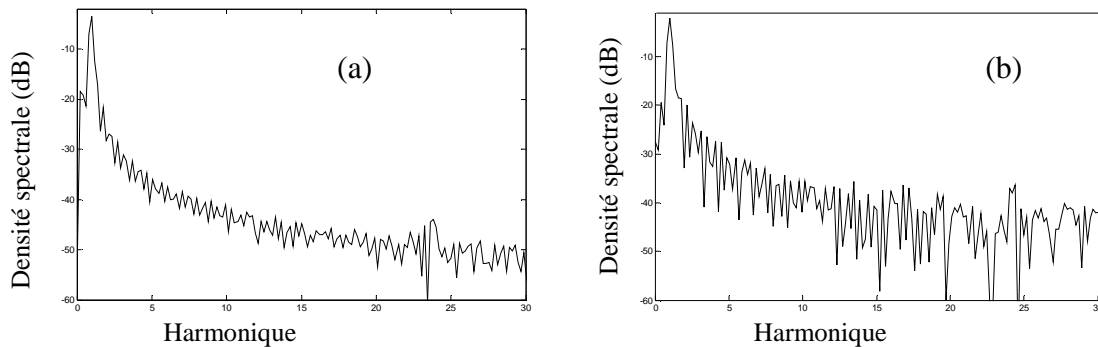


Figure 17. PSD Periodogramme estimé avec la fenêtre rectangulaire : (a) cage saine (b) trois barres cassées

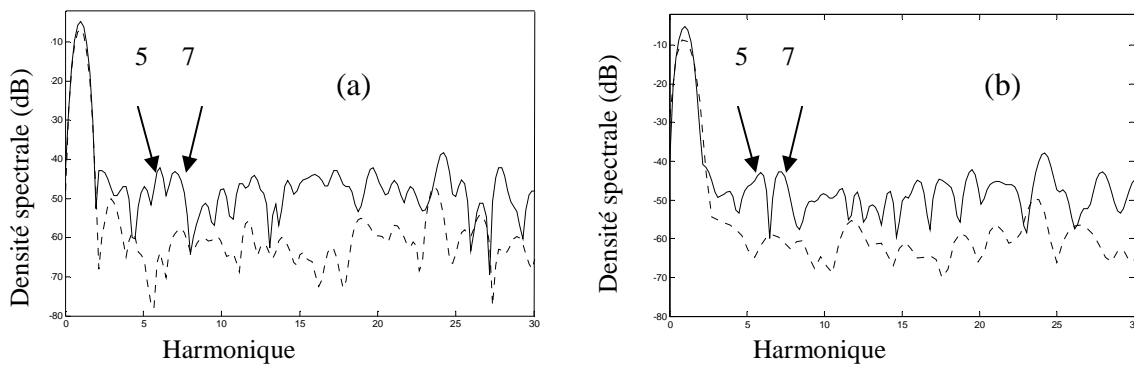


Figure 18. DSP Periodogramme estimé (a) et estimation de Welch (b) avec la fenêtre de Parzen cage saine (trait interrompu) trois barres cassées (trait continu)

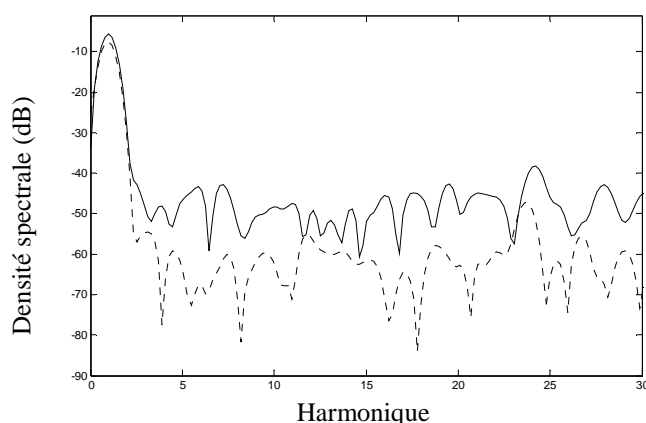


Figure 19. Estimation de Welch avec la fenêtre de Kaiser cage saine (trait interrompu) trois barres cassées (trait continu)

6. Techniques de calcul de la composante inverse du défaut statorique

6.1 Introduction

Les défauts au stator des moteurs asynchrones qui représentent 30 à 40% des défauts [Nan 99] sont dus en grande partie aux défauts d'isolement qui engendrent des court-circuits, que ce soit entre phases ou par rapport à la terre. A terme, ces défauts destructifs pour les couches de vernis protecteur des enroulements conduisent à une machine non équilibrée et à une modification de sa classe d'isolation.

L'isolation du stator ou de l'armature peut être détériorée pour diverses raisons :

- ✓ Augmentation de la température des enroulements ou de l'armature statorique;
- ✓ Déconnexion des attaches des enroulements;
- ✓ Contamination due à l'humidité et à la saleté;
- ✓ Court-circuits ou contraintes de démarrage;
- ✓ Décharges électriques.

Un autre cas de déséquilibre est celui de la tension d'alimentation. Il contribue également à un sur-échauffement des enroulements statoriques. Tous ces défauts réduisent la durée de vie des machines en précipitant le défaut de court-circuit entre spires. Vu le caractère imprévisible de ces défauts, une surveillance en ligne, périodique ou continue, de l'état statorique du moteur permet de garantir un entraînement sécurisé et de prévenir des événements indésirables.

6.2 Synthèse bibliographique et proposition de solution

La surveillance et la détection des défauts statoriques des moteurs asynchrones ont été largement abordées dans la littérature. Il en ressort deux grandes approches: (i) une approche système [Goo 93, Sho 95, Nej 00, Ben 01, Tan 01], qui concerne la détection des défauts par les réseaux de neurones, la logique floue, le neuro-floue, la reconnaissance de formes; (ii) une approche signal, qui est la plus répandue dans la littérature. Son principe repose sur la surveillance de l'évolution temporelle ou du contenu spectral des variables électriques tensions et courants statoriques [Cru 01, Kos 00, Ark 99, 01, Leb 03a,b, Ben 98, Ben 99, che 96]. Le déséquilibre est caractérisé par l'apparition, dans le spectre du vecteur courant et tension statorique, d'une composante inverse à la fréquence -50 Hz. De ce fait, le calcul de l'impédance inverse a été utilisé pour la surveillance des défauts statoriques [Hen 00]. Son avantage majeur est qu'elle ne dépend pas du glissement mais elle nécessite, tout de même, une longue procédure de calcul des variables électriques courants et tensions.

La FFT est bien adaptée à la procédure de surveillance quoiqu'elle ne soit réalisable qu'en hors-ligne. La DFT à fenêtre de pondération consiste à extraire du spectre les fréquences caractéristiques du défaut considéré [Hen 00] Toutefois cette méthode nécessite une puissance de calcul importante. Une autre méthode permettant le calcul en ligne et en temps réel est la DFT glissante [Abe 01]. Cette méthode permet d'obtenir la DFT à chaque enregistrement d'un échantillon du signal à partir de la DFT calculée au pas précédent. L'avantage majeur de cette méthode est d'avoir un nouveau spectre à chaque période d'échantillonnage, ce qui permet une détection précoce de la composante spécifique au défaut ; néanmoins cette technique nécessite le calcul à priori de la FFT des échantillons précédents. De ce fait, le passage par la DFT ou par l'une de ses variantes est presque incontournable pour le calcul de la composante inverse des variables mesurées.

La démodulation synchrone du vecteur courant statorique consiste au filtrage analogique et numérique de toutes les composantes alternatives dont les fréquences sont des multiples de 50 Hz, ceci afin de ne conserver que la composante continue désirée. Cette technique est efficace et n'exige pas de grands moyens de calcul pour sa mise en œuvre.

Dans cette partie nous présentons une étude comparative de deux approches différentes,

- L'une issue des transformées de Fourier, en l'occurrence la DFT (transformée de Fourier discrète), la SDFT (transformée de Fourier discrète à fenêtre glissante) et l'algorithme de Goertzel
- L'autre émanant de la démodulation synchrone analogique et numérique du vecteur courant statorique.

Dans tous les cas, la machine asynchrone est associée à une source de tension riche en harmoniques (onduleur ou réseau pollué).

Les techniques proposées ont été appliquées au calcul de la composante symétrique inverse du courant induit par un défaut de court-circuit dans une phase statorique d'un moteur asynchrone. Les méthodes ont été validées sur un banc d'essais d'un moteur asynchrone de 1.1 kW.

6.3 Système triphasé déséquilibré et pollué

Un système triphasé de courant équilibré représente uniquement un système de séquence directe; par contre, un système triphasé de courant déséquilibré peut être représenté par l'association d'un système direct, d'un système inverse et d'un système homopolaire. Dans un système où le neutre n'est pas relié, le courant dans la phase m s'écrit de façon générale sous la forme:

$$i_m(t) = \sum_{k \in \{-1,1\}} \sum_{h=0}^n I_{6h+k} \sqrt{2} \cos\left((6h+k)\omega_s t + \varphi_{h,k} - k(m-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (32)$$

Où I_{6h+k} est la valeur efficace des termes fondamentaux ($h=0$) ou harmoniques ($h \neq 0$) directs ($k=1$) ou inverses ($k=-1$).

Une représentation vectorielle des courants statoriques peut être définie de façon générale par:

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} \sum_{m=1}^3 i_m(t) \cdot a^{(m-1)} \quad \text{où : } a = e^{j2\pi/3} \quad (33)$$

A partir des équations (32) et (33) le vecteur des courants statoriques s'écrit :

$$\begin{aligned} \bar{i}_s = I_1 \sqrt{2} e^{j(\omega_s t - \varphi_1)} + \sum_{h=1}^n I_{6h+1} \sqrt{2} e^{j((6h+1)\omega_s t - \varphi_{6h+1})} + \\ + I_{-1} \sqrt{2} e^{-j(\omega_s t - \varphi_{-1})} + \sum_{h=1}^n I_{6h-1} \sqrt{2} e^{-j((6h-1)\omega_s t - \varphi_{6h-1})} \end{aligned} \quad (34)$$

En définissant les amplitudes complexes des différentes composantes par :

$$\bar{I}_{6h+k} = I_{6h+k} e^{kj(6h+k) - \varphi_{(6h+k)}} \quad (35)$$

Le vecteur des courants statoriques devient:

$$\bar{i}_s = \sum_{h=0}^{n1} \bar{I}_{6h+1} e^{j(6h+1)\omega_s t} + \sum_{h=0}^{n1} \bar{I}_{6h-1} e^{-j(6h-1)\omega_s t} \quad (36)$$

L'expression du vecteur courant statorique est composée de deux systèmes, l'un de séquence positive:

$$\bar{i}_d = \sum_{h=0}^{n1} \bar{I}_{6h+1} e^{j(6h+1)\omega_s t} \quad (37)$$

et l'autre de séquence négative :

$$\bar{i}_i = \sum_{h=0}^{n1} \bar{I}_{6h-1} e^{-j(6h-1)\omega_s t} \quad (38)$$

soit :

$$\bar{i}_s = \bar{i}_d + \bar{i}_i \quad (39)$$

Le fondamental du vecteur courant de séquence directe a une forme circulaire. Lors du déséquilibre, il apparaît une séquence inverse de courant qui transforme le vecteur de la forme circulaire à une forme elliptique [Mar 99] comme illustré dans la figure 20.

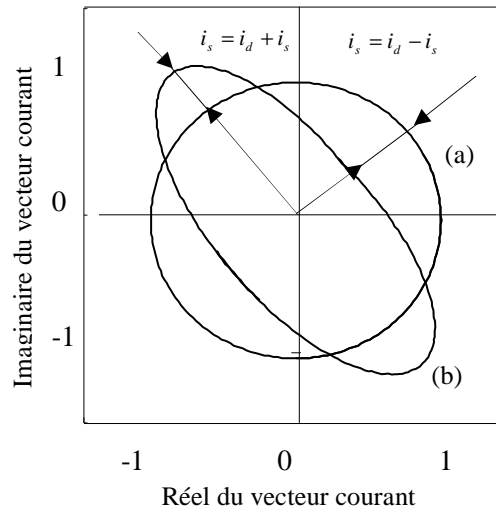


Figure 20. Vecteur courant sain (a) et déséquilibré (b)

L'extraction de la composante inverse du vecteur courant statorique peut se faire selon deux méthodes : la première est spectrale à base des transformées de Fourier, la seconde est temporelle car basée sur la démodulation synchrone.

6.4 Analyse spectrale du vecteur courant

L'analyse spectrale du courant statorique est un outil d'analyse performant qui permet de mettre en évidence la présence des fréquences caractéristiques et notamment celles liées aux défauts. Le spectre de courant d'une phase ne permet pas d'avoir la composante inverse de courant, par contre l'analyse spectrale du vecteur d'espace des courants statoriques permet de séparer deux séquences de spectres (Figure 21) : l'une directe définit dans la plage fréquentielle $[0 \quad f_{\max}]$ l'autre inverse définit dans la plage fréquentielle $[-f_{\max} \quad 0]$.

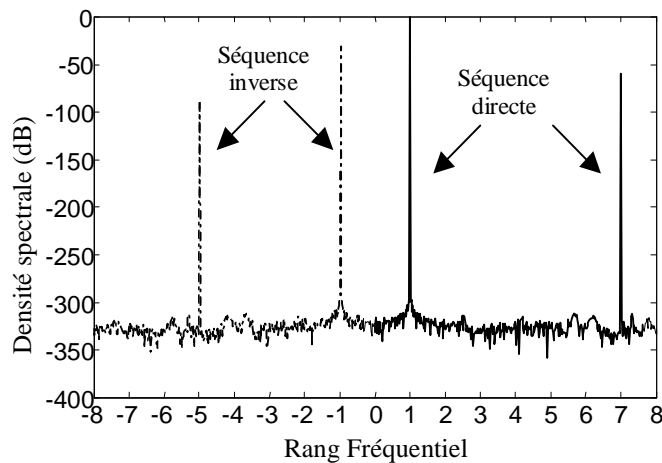


Figure 21. Exemple de spectre d'un vecteur d'espace de courants déséquilibrés

L'analyse de Fourier fait partie des méthodes non paramétriques d'estimations spectrales. Son application pour analyser le vecteur courant statorique va fournir de plus amples informations sur son contenu spectral. Différentes versions de transformées de Fourier ont été comparées pour évaluer leurs performances respectives dans le cas d'une utilisation hors-ligne ou on-ligne.

6.4.1 Transformée de Fourier discrète du vecteur courant

Le vecteur courant statorique [34] après discrétisation devient :

$$[\bar{i}_s(n)] = \left[\bar{I}_1 e^{\frac{2\pi n f_s}{N}} + \sum_{h=1}^n \bar{I}_{6h+1} e^{\frac{2\pi n(6h+1)f_s}{N}} + \bar{I}_{-1} e^{\frac{2\pi n f_s}{N}} + \sum_{h=1}^n \bar{I}_{6h-1} e^{\frac{2\pi n(6h-1)f_s}{N}} \right] \quad (40)$$

La transformée de Fourier discrète de ce vecteur est évaluée au sens de [Pro 92], [And 90] pour déterminer des harmoniques d'une série de Fourier:

$$\bar{I}(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{i}_s[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (41)$$

En posant :

$$W^{k \cdot n} = e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (42)$$

On obtient la notation suivante avec

$$[\bar{I}(f_k)] = \frac{1}{N} [W^{kn}] [\bar{i}_s(n)] \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (43)$$

où $[W^{kn}]$ est la matrice de rotation de dimension (N, N) .

On rappelle que l'emploi de la DFT est gouverné par trois règles définissant le domaine temporel, le domaine fréquentiel et la fréquence de Nyquist :

$T = \frac{N}{f_e}$	Domaine temporel
$f_{\max} = \Delta f \cdot N / 2$	Domaine fréquentiel
$f_e = 2 \cdot f_{\max}$	Fréquence de Nyquist.

où :

N : Nombre d'échantillons.

Δt : Pas d'échantillonnage temporel.

$\Delta f = \frac{f_e}{N} = \frac{1}{N\Delta t} = \frac{1}{T}$: Incrémentation fréquentielle (résolution spectrale).

f_{\max} : Fréquence maximale du signal.

Dans l'équation (11), $[\bar{I}(f_k)]$ est un vecteur représentant les k harmoniques du vecteur courant statorique i_s dans le domaine fréquentiel, tandis que le vecteur $[\bar{i}_s(n)]$ représente les N échantillons du vecteur courant statorique dans le domaine temporel.

Le calcul par la DFT des k composantes de fréquences à partir des N échantillons de vecteur courant nécessite N^2 multiplications complexes pour $k = N$, ce qui représente un énorme volume de calcul.

Beaucoup d'éléments de la matrice de rotation $[W^{kn}]$ sont égaux au signe près. La transformée de Fourier rapide (FFT) exploite cet avantage pour réduire le volume de calcul. L'algorithme de Cooley-Tukey est le plus connu et le plus utilisé parmi plusieurs autres algorithmes de la FFT. On passe ainsi de N^2 opérations complexes à $(N/2)\log_2(N)$ opérations de calcul. Par exemple, avec un nombre d'échantillons $N = 1000$, la DFT nécessite un million d'opérations complexes, alors que la FFT n'exige que 4982 opérations, une réduction de l'ordre de 200 fois. C'est pourquoi l'algorithme de la FFT est largement utilisé pour le traitement fréquentiel des signaux temporels.

La matrice de rotation $[W^{kn}]$ dans l'équation (12) ne garde pas le même signe: de la ligne $k=1\dots N/2$, la matrice est de sens directe, par contre de la ligne $k=N/2\dots N$ la matrice est de sens inverse [Arr 85]; ceci permet d'écrire la matrice sous la forme suivante:

$$[W^{kn}] = \begin{bmatrix} W_d^{nk} \\ W_i^{nk} \end{bmatrix} \quad (44)$$

La multiplication de la matrice de rotation $[W^{nk}]$ par le vecteur courant permet de séparer les deux séquences directe et inverse contenues dans le vecteur courant comme :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{f_1} \\ \vdots \\ \bar{I}_{f_s} \\ \vdots \\ \bar{I}_{(6\eta+1)f} \\ \vdots \\ \bar{I}_{(6\eta-1)f} \\ \vdots \\ \bar{I}_{-f_s} \\ \vdots \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} \sum_{h=0}^{n1} \bar{I}_{(6h+1)} W^{(1-(6h+1)f_s)n} + \sum_{h=0}^{n1} \bar{I}_{(6h-1)} W^{(1+(6h-1)f_s)n} \\ \vdots \\ \bar{I}_1 + \sum_{h=1}^{n1} W^{6hf_s n} + \bar{I}_{-1} W^{2f_s n} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{(6h-1)} W^{6hf_s n} \\ \vdots \\ \bar{I}_{(6\eta+1)} + \sum_{h=0, h \neq \eta}^{n1} I_{(6h+1)} W^{6(\eta-h)f_s n} + \sum_{h=0}^{n1} I_{(6h-1)} W^{6(\eta+h)f_s n} \\ \vdots \\ \sum_{h=0}^{n1} I_{(6h+1)} W^{(6(\eta-h)-2)f_s n} + \bar{I}_{(6\eta-1)} + \sum_{h=0, h \neq \eta}^{n1} I_{(6h-1)} W^{(6(\eta+h)-2)f_s n} \\ \vdots \\ \bar{I}_1 W^{-2f_s n} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{(6h+1)} W^{-(6h+2)f_s n} + \bar{I}_{-1} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{(6h-1)} W^{(6h-2)f_s n} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$[\bar{I}(f_k)]^t = [\dots, \bar{I}_1, \dots, \bar{I}_7, \dots, \bar{I}_{6h+1}, \dots, \bar{I}_{6h-1}, \dots, \bar{I}_5, \dots, \bar{I}_{-1}, \dots] \quad (46)$$

Le spectre des fréquences donné sur la figure 4 montre que le calcul de la composante inverse \bar{I}_{-1} passe inévitablement par le calcul des composantes de séquences directes $k = 1\dots N/2$, $[I(f_{6h+1})]$, ce qui représente un calcul long et inutile. Pour éviter de commencer par les composantes directes, on propose de calculer la FFT du vecteur d'espace inverse:

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} (i_a(t) + a^2 \cdot i_b(t) + a \cdot i_c(t)) \quad (47)$$

La discrétisation du vecteur courant inverse est présentée comme suit :

$$[i_i(n)] = \left[\bar{I}_{-1} W^{-nf_s} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{6h-1} W^{-n(6h-1)f_s} + \bar{I}_1 W^{nf} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{6h+1} W^{n(6h+1)f_s} \right] \quad (48)$$

Il s'avère possible de calculer la composante inverse directement à partir du vecteur courant. Alors que le spectre entier de la DFT contient des fréquences moins intéressantes, particulièrement les basses fréquences inférieures à 50 Hz, qui nécessitent une durée d'acquisition de 0,98 s pour une résolution spectrale de 1 Hz (l'équivalent de 49 périodes fondamentales), il suffit d'une seule période pour calculer la composante inverse. On peut dans ce cas réduire la durée de mesure à une période. De ce fait le nombre d'échantillons devient :

$$N = \frac{f_e}{f_s} \quad (49)$$

Avec f_s : Fréquence statorique.

Les composantes de fréquences supérieures à 50Hz et qui sont contenues dans la période fondamentale deviennent importantes dans la mesure où l'on veut travailler avec des fréquences d'échantillonnage faibles. Dans ce cas, un effet de repliement risque de surgir et d'engendrer des résultats erronés.

Si la fréquence d'échantillonnage est inférieure à la fréquence de Nyquist, une composante continue peut être mesurée sur une période. Cet effet peut avoir lieu si la fréquence d'échantillonnage est inférieure à la fréquence des harmoniques.

L'effet de repliement, dans ce cas, peut mettre en évidence une composante de déséquilibre même si les courants sont équilibrés. Il peut également, si les courants sont déséquilibrés, additionner à la composante inverse des composantes continues émanant des harmoniques de fréquence supérieure à la fréquence de Nyquist.

La transformée de Fourier discrète exécutée par l'algorithme de la FFT exige, tout de même, un nombre assez élevé d'opérations de multiplications et d'additions complexes. Ainsi le calcul systématique de toutes les fréquences contenues dans le signal représente un volume important de calculs. Pour assouplir cette technique, on doit extraire uniquement la composante inverse de déséquilibre. En traitement du signal, plusieurs algorithmes à base de DFT ont fait leurs preuves pour le calcul de fréquences particulières. Parmi elle, on trouve la transformée de Fourier glissante (SDFT).

6.4.2 Transformée de Fourier glissante du vecteur courant

Le calcul de la DFT à l'instant p/f_e s'écrit :

$$[\bar{I}_p(f_k)] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{i}(p-n) \cdot W^{nk} \quad (50)$$

La transformée en Z de cette équation conduit à :

$$z([\bar{I}_p(f_k)]) = z\left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{i}(p-n) W^{nk}\right) \quad (51)$$

$$z([\bar{I}_p(f_k)]) = \frac{1}{N} I(z) \sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} W^{nk} \quad (52)$$

L'expression $\sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} W^{nk}$ est une suite géométrique dont la somme est donnée par

$$\sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} W^{nk} = \frac{1 - z^{-N}}{1 - W^k z^{-1}} \quad (53)$$

Ce qui donne :

$$z([\bar{I}_p(f_k)]) = \frac{1}{N} I(z) \frac{1 - z^{-N}}{1 - W^k z^{-1}} \quad (54)$$

Par conséquent, l'expression de la DFT à l'instant p est définie par :

$$[\bar{I}_p(f_k)] = \left(\frac{\bar{i}(p) - \bar{i}(p-N)}{N}\right) + W^k [\bar{I}_{p-1}(f_k)] \quad (55)$$

où $[\bar{I}_{p-1}(f_k)]$ est la DFT calculée précédemment à l'instant $p-1$

Le choix d'une portion d'un spectre est appelé « effet de zoom » définie par la relation suivante:

$$[\bar{I}_p(f_k)] = \left(\frac{\bar{i}(p) - \bar{i}(p-N_2)}{N_2}\right) + \exp\left(\frac{-j2\pi k}{N_2}\right) [\bar{I}_{p-1}(f_k)] \quad (56)$$

N_2 : le nombre d'échantillons de la SDFT

L'avantage principal de la SDFT est de pouvoir être utilisée en tant qu'outil de calcul efficace pour la surveillance en ligne et en temps réel de la composante inverse. Toutefois, elle demande un calcul initial de la DFT. Elle ne représente, enfin de compte, que l'effet de zoon sur une fenêtre choisie préalablement. Ce qui rend cet algorithme plus pénalisant en termes de coût et de temps de calcul. L'algorithme de Goertzel peut remédier à ces inconvénients.

6.4.3 Algorithme de Goertzel

L'algorithme de Goertzel de second ordre consiste à déterminer le spectre $[\bar{I}_{f_k}]$ du vecteur courant $[\bar{i}_s(n)]$ d'une manière rapide et récursive [Ton 00]. Il permet de réduire le nombre d'opérations de calcul, en passant de $N/2 \log_2(N)$ opérations exigées par la FFT à moins de $\log_2(N)$ opérations. Ce spectre coïncide à l'instant n avec la sortie d'un filtre RII défini par la relation à la différence suivante :

$$y_k(n) = x_k(n) - W^k x_k(N-1) \quad (57)$$

$$I(f_k) = y_k(N) \quad (58)$$

La fonction de transfert de l'algorithme de Goertzel est définie par :

$$H_k(z) = \frac{1 - W^k z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi k / N) z^{-1} + z^{-2}} \quad (59)$$

L'implémentation de l'algorithme est la suivante :

$$\bar{x}_k(n) = \bar{i}_s(n) + 2 \cos(2\pi k / N) \cdot \bar{x}_k(n-1) - \bar{x}_k(n-2) \quad (60)$$

La forme canonique du filtre est donnée par la figure 22.

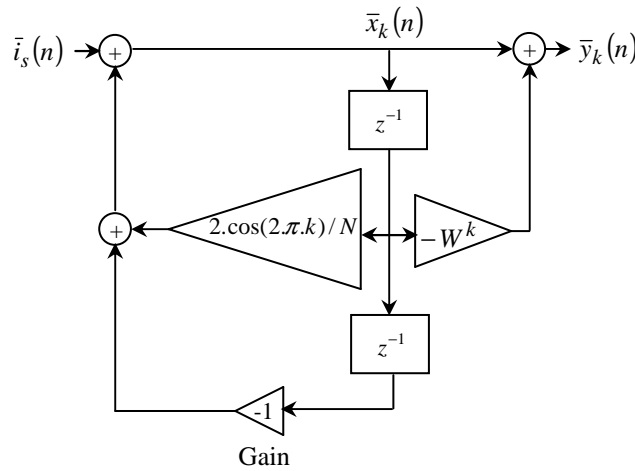


Figure 22. Représentation graphique de la fonction de transfert de l'algorithme de Goertzel

L'algorithme de Goertzel calcule la DFT sur une portion choisie d'un long signal ; il apporte une souplesse et une réduction du temps de calcul assez conséquente relativement aux méthodes précédentes.

6.5 Analyse par la démodulation synchrone du vecteur courant

Cette nouvelle méthode se base sur la transformation des grandeurs triphasées i_1, i_2 et i_3 dans un repère fixe de coordonnées α, β suivie d'une autre transformation dans un repère tournant de coordonnées d, q dans le sens inverse au fondamental statorique (figure 4). Elle s'apparente aux méthodes de détermination de la composante fondamentale des courants de ligne dans les méthodes de filtrage actif [Khe 98].

La transformation du système de courants triphasés [48] dans un repère de coordonnées fixes conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$i_{\alpha\beta} = i_\alpha + ji_\beta = \bar{I}_1 e^{j\omega_s t} + \bar{I}_{-1} e^{-j\omega_s t} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{6h\pm 1} e^{\pm j(6h\pm 1)\omega_s t} \quad (62)$$

La transformation du vecteur courant d'un repère fixe de coordonnées $i_{\alpha\beta}$ vers un repère tournant dans le sens inverse du fondamental donne :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) & -\sin(\omega_s t) \\ \sin(\omega_s t) & \cos(\omega_s t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (63)$$

$$\bar{i}_{dq} = i_d + ji_q = \bar{I}_{-1} + \bar{I}_1 e^{j2\omega_s t} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{6h\pm 1} e^{\pm j(6h\pm 2)\omega_s t} \quad (64)$$

Le vecteur courant statorique (64) contient

- ✓ Une composante fondamentale à deux fois la fréquence statorique ;

$$\hat{I} = \bar{I}_1 e^{j2\omega_s t} \quad (65)$$

- ✓ Une composante alternative due aux harmoniques ;

$$\tilde{I} = \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{6h\pm 1} e^{j(6h\pm 2)\omega_s t} \quad (66)$$

- ✓ Une composante continue correspondant à la composante inverse ;

$$I = \bar{I}_{-1} \quad (67)$$

La transformation d'un système de courants triphasé à un système de courants diphasé fait glisser toutes les fréquences d'un rang (figure 23). Par conséquent, la composante inverse à $-fs$ se glisse vers la composante continue.

La matrice de Park, dans ce cas de figure, ressemble à la matrice de rotation de la transformée de Fourier discrète.

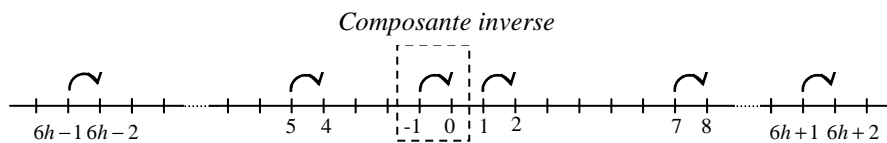


Figure 23. Déplacement des différents harmoniques par la transformation de Park.

6.5.1 Démodulation analogique

La démodulation analogique se base sur le filtrage passe-bas de deux composantes, une composante à deux fois la fréquence statorique \hat{I} (65) et une composante alternative due aux harmoniques \tilde{I} (66) ; ceci afin de ne conserver que la composante continue (67).

La sommation des carrés de chaque terme i_{d-1} et i_{q-1} (figure 24) permet d'obtenir l'amplitude de la composante inverse. Le choix de la fréquence de coupure ne pose pas de problème car les fréquences courantes sont des multiples de la fréquence électrique. Cette approche offre une réponse rapide dépendant uniquement de la réponse transitoire du filtre.

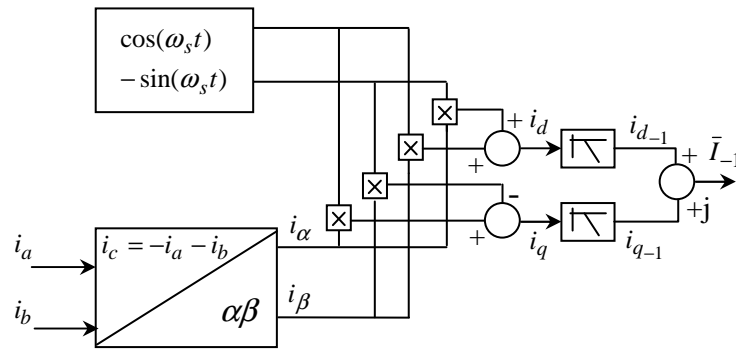


Figure 24. Démodulation analogique du vecteur courants statorique

6.5.2 Démodulation numérique

Le principe de la démodulation numérique (figure 25) est similaire à celui de la démodulation analogique. La seule différence réside dans la moyenne numérique de la sommation des carrés de chaque terme des i_d et i_q qui se substitue au filtrage passe-bas. Par conséquent, les composantes alternatives (65, 66) de fréquences multiples à la fréquence fondamentale s'annulent. Ceci permet de conserver uniquement la composante continue.

Le choix approprié de la fréquence d'échantillonnage permet de préserver l'amplitude de la composante inverse, des autres composantes continues qui peuvent être ajoutées par effet de repliement lors de calcul de la moyenne numérique. Les basses fréquences notamment la 5^{ème} et 7^{ème} sont les plus concernées si on considère que l'alimentation est perturbée. Afin de s'assurer de leur annulation par la démodulation numérique, la fréquence d'échantillonnage devait être choisie supérieure à 400 Hz.

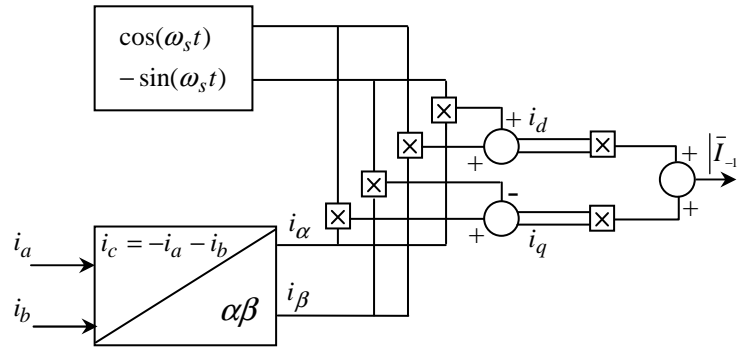


Figure 25. Démodulation numérique du vecteur courants statorique

La discrétisation du vecteur courant \bar{i}_{dq} (64) permet d'écrire :

$$\bar{i}_{dq}[n] = \left[\bar{I}_{-1} + \bar{I}_1 W^{-2nf_s} + \sum_{h=1}^{n1} \bar{I}_{6h\pm 1} W^{\mp(6h\pm 2)nf_s} \right] \quad (68)$$

Le calcul de la composante inverse s'effectue à partir de l'expression suivante :

$$\bar{I}_{-1} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_{dq}[n] \quad (69)$$

6.6 Validation expérimentale

Le banc d'essai est le même que celui utilisé précédemment (figure 26). Les enroulements statoriques de la machine asynchrone sont rebobinés de telle sorte qu'ils permettent de créer des court-circuits de spires. Une plaque à bornes est montée à l'extérieur de moteur afin de permettre de varier le nombre de spires à court-circuiter. Un rhéostat est branché en série avec la phase pour limiter les courants de court-circuit. Le pilotage et la mesure est assuré par un PC équipé d'une carte d'acquisition DAS 1702ST-DA et du logiciel de gestion d'instruments Test point. La carte possède deux convertisseurs numériques/analogiques, dispose de 16 entrées analogiques 12 bits et d'un taux d'échantillonnage de 167 ksample/s. Les filtres anti-repliement sont du huitième ordre et de fréquence de coupure programmable.



Figure 26. Banc d'essai du LEG (Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble)

Les formes d'onde des figures (27 a) et (27b) représentent respectivement les courants statoriques du moteur asynchrone sans court-circuit et avec un court-circuit dans une phase. La durée d'acquisition est d'une seconde avec une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz.

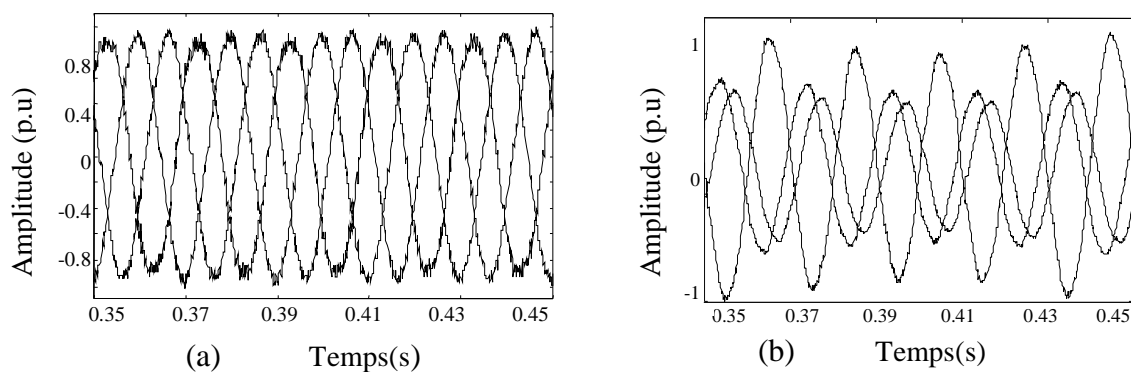


Figure 27. Courants statoriques d'un moteur sain alimenté par un onduleur de tension (a) et déséquilibre des courants dû à un court-circuit entre spires d'une phase statorique de 30% (b)

La figure 28 montre le vecteur courant statorique relative à un moteur sain. Etant entaché d'harmoniques de sources diverses, il apparaît dans sa forme une concentration de contours autour du cercle parfait du fondamental.

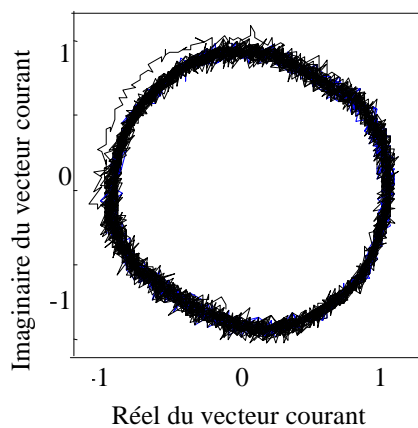


Figure 28 Vecteur courants statoriques: pour un moteur sain

Le déséquilibre du vecteur courant se manifeste par la déformation des contours circulaires en une forme elliptique (figure 29). Cette déformation est causée par la soustraction de deux courants, l'un direct et l'autre inverse $i_s = i_d - i_i$, illustrée dans le premier quadrant de la figure 29; dans le second quadrant, c'est l'effet inverse avec l'addition de deux courants $i_s = i_d + i_i$; il en est de même pour les deux autres quadrants.

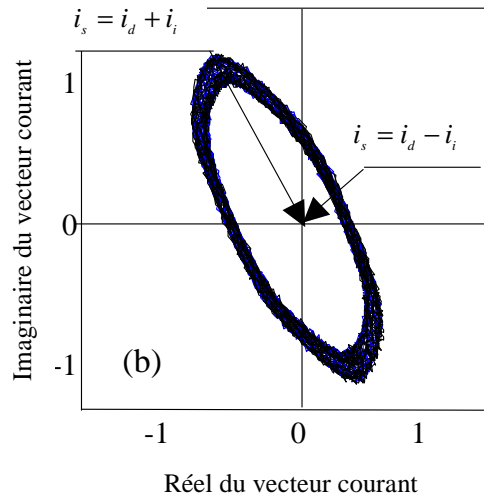


Figure 29. Vecteur courants statoriques : pour un moteur ayant un court-circuit entre spires d'une phase statorique de 30%

Le vecteur courant équilibré ne présente pas de composante inverse (figure. 30). Un court circuit dans les enroulements statoriques engendre un déséquilibre de courant qui se manifeste par l'apparition d'une composante spectrale inverse $-f_s$ (figure 31); cette dernière évolue en densité avec la sévérité du défaut. Elle est considérée comme un indice fiable de diagnostic.

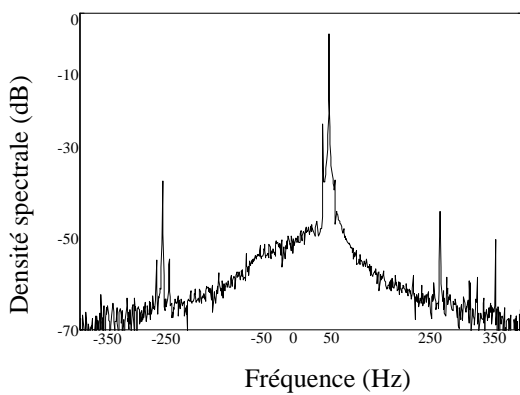


Figure 30. Spectre du vecteur courant statorique sain

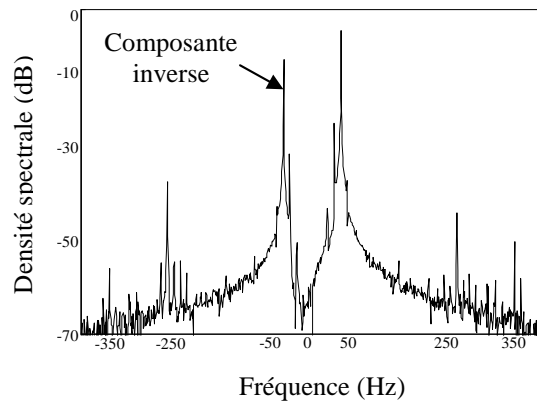


Figure 31. Spectre du vecteur courant statorique déséquilibré de 30%

Les séquences directes et inverses se suivent respectivement. On peut, dans ce cas, se passer du vecteur courant de séquence directe et ne prendre en considération que celui de séquence inverse. Pour ce faire, il suffit de calculer le spectre du vecteur courant inverse \bar{i}_i . Dans la figure 32, ce procédé a permis de réduire de moitié le temps de calcul $k=1\dots N/2$ où N est le nombre d'échantillons mesuré.

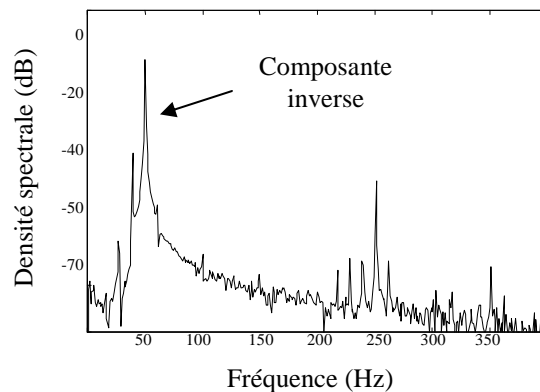


Figure 32. Spectre du vecteur courants statoriques inversé avec un court-circuit de 30% .

La composante inverse a une période de 0.02 seconde. La mesure du courant statorique durant cette seule période (au lieu d'une seconde d'acquisition comme précédemment) permet de réduire le nombre d'échantillons de 5000 jusqu'à 200 ; seule la résolution spectrale change, elle est alors de $\pm 50\text{Hz}$. L'information sur l'amplitude de la composante inverse (-10dB) de la figure 33 n'a pas changé par rapport aux résultats de la figure 32 obtenus avec une résolution de 1 Hz.

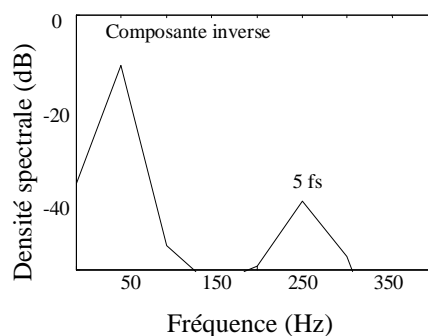


Figure 33. DFT du vecteur courants statoriques sur une période

Evidemment la précision de calcul dépend de la fréquence d'échantillonnage. La figure 34 montre que la valeur -10 dB de la composante inverse n'est atteinte qu'à partir d'une fréquence d'échantillonnage supérieure à 1 kHz.

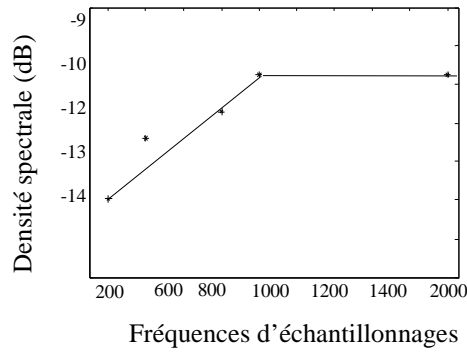


Figure 34. Choix de la fréquence d'échantillonnage

La figure 35 présente le calcul par la SDFT de la composante inverse. La fenêtre glissante est définie sur la plage fréquentielle $k_1 = 45\text{Hz}$ et $k_2 = 55\text{Hz}$. La densité spectrale -10 dB reste inchangée, et la résolution spectrale reste suffisante.

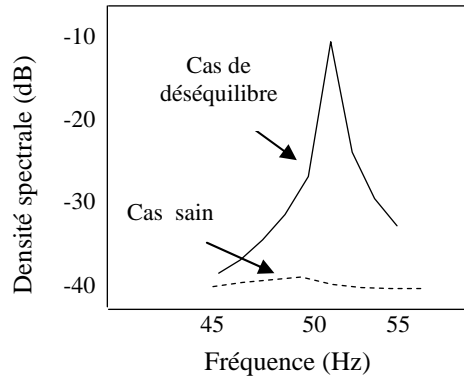


Figure 35. Extraction de la composante de déséquilibre par la SDFT

La figure 36 montre l'extraction de la composante inverse du vecteur courant statorique par l'algorithme de Goertzel. Une très bonne résolution spectrale de $\pm 1\text{Hz}$ est obtenue avec un nombre d'échantillons $N=10$ d'un signal qui comptait initialement $N=10000$ échantillons. L'amplitude de 30% du fondamental est restée presque exacte comme dans les cas précédents, sachant que cette amplitude correspond en densité spectrale à $20\log(0.28) = -11.05\text{dB}$ avec une faible erreur estimée à -1 dB équivalent à 2% de l'amplitude du fondamental.

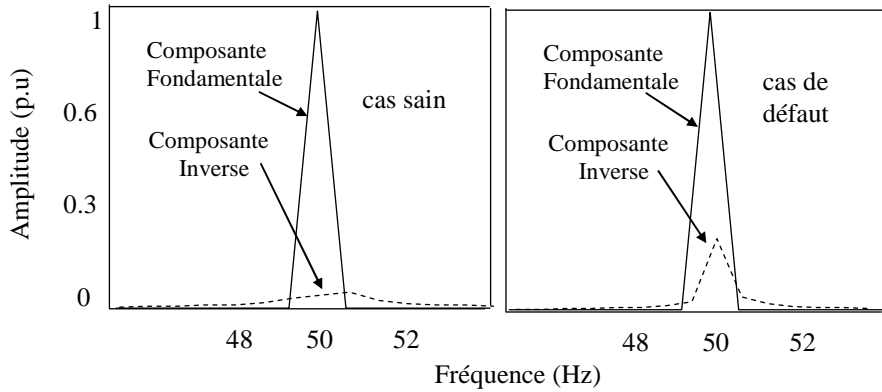


Figure 36. Extraction de la composante inverse de déséquilibre par l'algorithme de Goertzel

On constate d'après la figure 37 que la démodulation analogique du vecteur courant a permis l'extraction de la composante inverse. Son amplitude de 30% (-10 dB) du fondamental n'est atteinte qu'après 0.37 seconde ce qui rend cette technique plus adaptée à une surveillance en ligne.

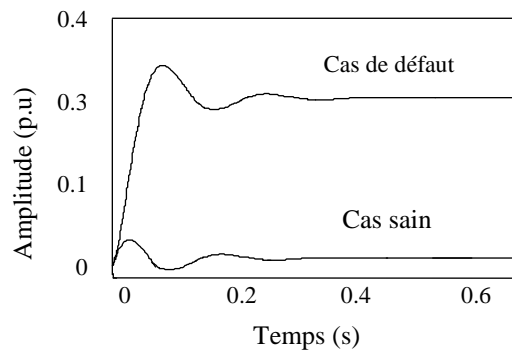


Figure 37. Extraction de la composante inverse par démodulation analogique du vecteur courants statorique

La démodulation numérique du vecteur courant a été calculée pour un signal ayant une fréquence d'échantillonnage 10 kHz; le prélèvement de différents nombres d'échantillons (100, 1000, 10000) nous a permis de conserver l'amplitude de la composante inverse (tableau 1). La différence enregistrée n'est pas liée à la précision de la méthode, elle est causée par la présence dans le signal de courant mesuré d'une composante inférieure à 50 Hz (figure 30) qui a engendrée une erreur de 3% de la valeur du fondamental.

Le nombre 100 d'échantillons qui correspond au rapport $f_e/2f_s$ représente le minimum d'échantillons qui permet d'avoir des moyennes nulles des toutes les composantes alternatives du vecteur courant statorique ayant une fréquence supérieure à 100Hz.

Nombre d'échantillons	100	1000	10000
Amplitude composante inverse	0.33	0.31	0.30
Erreur %	3%	1%	0%

Tableau1. Démodulation numérique du vecteur courant statorique

6.7 Etude Comparative

La transformée de Fourier DFT et sa version rapide FFT permettent de calculer la composante inverse de déséquilibre de courant avec une bonne précision et une bonne résolution spectrale, quoiqu'elles nécessitent un nombre d'échantillons très élevé ainsi qu'une forte puissance de calcul ; par conséquent, ces techniques ne sont réalisables qu'en hors ligne. Malgré la souplesse de calcul apportée par la transformée de Fourier glissante (SDFT) et l'algorithme de Goertzel, ces derniers ne sont, en fait, que des effets de zooms sur une partie d'un spectre initialement obtenu à une fréquence d'échantillonnage f_e et avec un nombre d'échantillons $N = f_e$ sur une seconde ; néanmoins ils peuvent être utilisés en ligne mais ils nécessitent une forte puissance de calcul. La démodulation du vecteur courant fait appel à des transformations de Park souvent utilisées en électrotechnique, notamment lors de la commande vectorielle de la machine asynchrone. Cependant la technique de démodulation analogique ou numérique, au-delà de son aspect pratique et économique, particulièrement moins coûteuse et moins encombrante, est plus compatible avec les différents schémas de commande de la machine actuellement utilisés. L'étude comparative de toutes ces techniques est résumée dans le tableau ci-dessous (tableau.2).

Techniques	FFT	SDFT	Goertzel	Démodulation analogique	Démodulation numérique
Nombre d'échantillons	10000	1	10	100	100
Fréquence d'échantillonnage (kHz)	10	10	10	10	10
Temps d'acquisition (s)	1	1	1	0.01	0.01
Temps de calcul (s)	0.062	0	0.015	0.25	0
Temps Total (s)	1.062	1	1.015	0.26	0.01
Applications	Hors ligne	Temps réel	En ligne	En ligne	En ligne
Calcul initial	non	oui	oui	non	non

Tableau.2. Tableau comparatif des différentes techniques

6.8 Bilan

La composante symétrique inverse du courant statorique représente un indice fiable pour la surveillance en ligne des déséquilibres statoriques des moteurs asynchrones. Deux approches ont été employées pour analyser et calculer la composante inverse, à savoir l'approche spectrale à base des transformations de Fourier et l'approche temporelle à base de la démodulation synchrone.

La transformée de Fourier discrète DFT permet de calculer avec précision la composante symétrique inverse quoiqu'elle nécessite un grand nombre d'opérations de calcul et qui sont fortement liées à la résolution spectrale. La réduction du volume de calcul est possible par la SDFT ; elle offre l'avantage de pouvoir être utilisée en temps réel mais elle demande un calcul préalable de la DFT. L'algorithme de Goertzel permet de réduire considérablement le nombre d'opérations de calcul (1000 fois moins qu'une DFT) ; il représente ainsi un bon choix pour une surveillance en-ligne moins pénalisant en terme de temps de calcul.

La démodulation synchrone du vecteur de Park est par contre très efficace et facile à mettre en œuvre. Le temps de réponse correspond uniquement au régime transitoire du filtre passe-bas pour l'analogique. Pour la démodulation numérique le temps d'acquisition de données est de 0.01s, par contre le temps de calcul est presque nul. Aussi cette technique présente une bonne alternative aux techniques issues des transformées de Fourier.

7. Méthode de la détection simultanée des défauts par la MVCS

La méthode se base sur l'analyse du spectre de la composante alternative du Module du Vecteur d'espace du Courant Statorique (MVCS). Le but c'est la surveillance simultanée de deux défauts en l'occurrence le défaut de rupture de barres rotoriques et le défaut de court-circuit. L'alimentation de la machine est considérée non idéale. Cette approche peut identifier les composantes spécifiques aux défauts, leurs fréquences et leurs origines.

7.1 Principes théoriques

Les courants équilibrés du stator d'un enroulement triphasé symétrique définissent un vecteur d'espace qui représente la somme de vecteurs d'espace des différentes phases [Kos 00] :

$$\vec{i}_{sb} = \frac{2}{3} [i_a(t) + ai_b(t) + a^2 i_c(t)] \quad (70)$$

où $a = e^{j2\pi/3}$ un opérateur d'espace.

Cependant, pour un système, avec une présence quelconque de composant additionnel d'amplitude I_{comp} , de fréquence angulaire ω_{comp} et de phase ϕ_{comp} engendrée par le défaut du stator, le défaut de rotor ou tout autre déséquilibre, les courants triphasés peuvent être écrits comme suit.

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I \begin{bmatrix} \cos(\omega_s(t + \phi)) \\ \cos(\omega_s t + \phi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t + \phi - 4\pi/3) \end{bmatrix} + \sum_{i=1}^n I_{comp,i} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{comp,i} t + \phi_{comp,i}) \\ \cos(\omega_{comp,i} t + \phi_{comp,i} - k \cdot 2\pi/3) \\ \cos(\omega_{comp,i} t + \phi_{comp,i} - k \cdot 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (71)$$

où $k = -1$ lorsque le composant additionnel est de séquence négative et $k = +1$ et quand le composant additionnel considéré tourne dans la sens positif.

Par la substitution de (71) dans (70), les courants peuvent être exprimés sous la forme d'un vecteur d'espace :

$$\vec{i}_s = I \cdot e^{j(\omega_s t + \phi)} + \sum_{i=1}^n I_{comp,i} e^{j(\omega_{comp,i} t + \phi_{comp,i})} \quad (72)$$

Le vecteur d'espace résultant est la somme du fondamental et des composants additionnels correspondant aux vecteurs d'espace. La forme du vecteur de l'espace n'est plus un cercle parfait

et son module contient deux niveaux: un dominant et continu, l'autre alternatif. L'existence de ce dernier est directement liée aux composants additionnels émanant du moteur ou de circuit de la tension d'alimentation.

Après quelques transformations trigonométriques, le module du vecteur d'espace du courant peut être écrit comme suit :

$$|\vec{i}_s|^2 = \sum I_i^2 + 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=2}^n I_i I_j \cos((\omega_i - \omega_j)t + (\phi_i - \phi_j)) \quad (73)$$

$$f_i' = f_i - f_j \quad (74)$$

$$\phi_i' = \phi_i - \phi_j \quad (75)$$

Afin de distinguer l'information contenue dans le module du vecteur courant de l'espace, nous appliquons l'analyse spectrale au niveau alternatif du MVCS.

7.2 Analyse spectrale du signal de SVCMM

Dans le but distinguer les bandes latérales, dépendant directement du glissement, la résolution spectrale doit être imposée afin d'éviter le chevauchement entre le fondamental et ces bandes latérales. Lors du défaut de rupture de barres, le courant statorique est modulé à une fréquence $2sf$. Afin de visualiser l'enveloppe du courant de durée $1/2sf$, il faut le respect des conditions suivantes:

$$T \geq 1/2sf \quad : \text{durée d'acquisition}$$

$$f_{\max} = \Delta f (N/2) \quad : \text{fréquence maximale (théoreme de Shanon.)}$$

$$f_e = 1/\Delta t = 2f_{\max} \quad : \text{fréquence d'échantillonnage}$$

$$\Delta f = 2f_{\max} / N = 1/N\Delta t \quad \text{avec } \Delta f \leq 2sf \quad (76)$$

T : durée d'observation

N : nombre d'échantillons

Δt : pas d'incrément

f_{\max} : fréquence maximale

Δf : résolution spectrale

s : glissement

En supposant par exemple qu'une acquisition contient 2000 échantillons, la résolution fréquentielle obtenue est $\Delta f = 5\text{Hz}$; elle est suffisante pour séparer les différents composants harmoniques, la largeur de la lobe de l'harmonique est de $\pm 2sf = \pm 5\text{Hz}$.

Cependant les fréquences désirées dépendent du glissement qui à son tour dépend de la variation de la vitesse. Ceci signifie que dans le contexte industriel la méthode de diagnostic devrait fonctionner depuis le fonctionnement sans charge jusqu'au régime permanent. Ceci implique que la résolution du spectre courant doit séparer les fréquences pour de faibles valeurs du glissement.

7.3 Les indices de défaut dans le SVCMM

Le défaut dans le rotor, telle que les ruptures de barres, provoque une asymétrie dans le rotor. Les courants dans les barres du rotor, qui sont à la fréquence sf , se décomposent en deux séquences $\pm sf$ dans les sens direct et inverse. Par conséquent, les courants rotoriques de séquence inverse ramenés aux courants statoriques s'expriment à la fréquence suivante :

$$-sf + f_r = -sf + f - sf = (1-2s)f \quad (77)$$

Les bandes latérales $(1\pm 2s)f$ aux alentours du fondamental sont généralement employées pour détecter les défauts ruptures de barres. L'inertie de l'ensemble moteur-charge affecte également l'amplitude de ces bandes latérales. Cependant, dans la pratique, les bandes latérales autour du fondamental apparaissent même lorsque la machine est saine. Ceci peut être dû à la résistance inégale de barre de rotor en raison du processus de moulage mécanique sous pression, de l'asymétrie de rotor... etc.

7.3.1 Indices du défaut de stator

Si en plus de l'asymétrie de rotor s'ajoute un déséquilibre du stator (causé soit par un court-circuit ou par un déséquilibre de la tension d'alimentation), le rotor induit des tensions dans les enroulements du stator qui se produisent en deux séquences directe et inverse. Par conséquent, le vecteur d'espace du courant contient les composants additionnels aux fréquences suivantes: $-f$ due au déséquilibre du stator, $-(1\pm 2kg)f$ dus au déséquilibre des courants du stator résultant de l'asymétrie du rotor [Kos 00].

L'asymétrie du stator qui produit le composant de fréquence $-f$, engendre une ondulation de couple à la fréquence $2gf$ et par conséquent une ondulation de la vitesse, celle-ci étant filtrée par l'effet de l'inertie machine-charge.

D'un autre côté, le composant $-f$ apparaît dans le spectre du MVCS à deux fois la fréquence du fondamental :

$$f' = f_s - f_1 = f - (-f_s) = 2f \quad (78)$$

7.3.2 Indice du défaut rotorique

Le défaut dans le rotor, tel que les ruptures de barres, engendre de nouveaux composants dans le spectre de MVCS à la fréquence.

$$f' = f - f_2 = f - (1 - 2kg)f = 2gkf \quad (79)$$

[Kos 00] a montré que la composante $2sf$ dans le spectre de la fluctuation angulaire du vecteur d'espace (SVAE) est indépendant de l'inertie du moteur; il est considéré comme un indice fiable de diagnostic. Considérant un moteur défectueux alimenté avec une tension d'alimentation avec ou sans onduleur PWM. L'effet des harmoniques de temps sur les grandeurs électriques et mécaniques est bien connu. Elles produisent des distorsions de la forme d'onde du courant statorique aussi bien que l'ondulation de couple.

Vérifiant l'effet des harmoniques de temps ainsi que les différents composants engendrés par les défauts, dans le courant statorique, sur les indices de diagnostic $2gf$, $2f$ respectivement de rotor et du stator. Pour cela, supposant deux courants harmoniques, les 5^{ème} et 7^{ème}, aussi bien que la composante du défaut du stator $-f$ et celle du défaut de rotor $\pm(1 \pm 2kg)f$.

On note que l'influence des courants harmoniques sur les composants de défauts dans le spectre du MVCS ne peut avoir lieu qu'à partir de $4f$; ils n'affectent pas ainsi les indices de diagnostic $2gf$, $2f$.

7.4 Composition et superposition des indices de diagnostic

Le niveau alternatif de la SVCM (73) exprimé par une double sommation laisse différencier divers défauts en terme de fréquence, de phase et d'amplitude. Ceci dans le cas d'une présence multiple des défauts. Le niveau alternatif de la SVCM est généré par la

superposition de divers courants induits, soit par la source de tension non idéale, soit par les défauts de stator et de rotor.

D'après l'équation (73), la superposition du courant fondamental d'amplitude I_1 et de fréquence f avec les composants de défaut de rotor d'amplitude I_2 et de fréquence $f_2 = (1 \pm 2s)f$ produit, en effet, dans le SVCM un nouveau composant d'amplitude $I'_1 = I_1 I_2$ et de fréquence $f'_1 = 2sf$ (11). Cette dernière caractérise le défaut de rotor dans le SVCM.

$$|f'_3| = f - f_2 = f - (1 \pm 2g)f = 2gf \quad (80)$$

la superposition du composant de défaut rotorique d'amplitude I_3 et de fréquence $f_3 = -(1 - 2g)f$ avec la composante de défaut de stator d'amplitude I_4 et de fréquence $f_4 = -f$ produit une nouvelle composante à la même fréquence que dans le cas précédent $f'_1 = 2gf$ (11) mais avec une amplitude différente $I'_2 = I_3 I_4$

$$|f'_1| = f_3 - f_4 = -(1 - 2g)f - (-f) = 2gf \quad (81)$$

Cependant, on peut conclure que l'indice de diagnostic $2gf$ est la superposition de deux défauts différents, l'un émanant du rotor, l'autre du stator. L'amplitude précise de la composante associée à la fréquence $f'_1 = 2gf$ est I_{1f} définie comme suit :

$$I_{1f} = I'_1 + I'_2 = I_1 I_2 + I_3 I_4 \quad (82)$$

D'après l'équation (4), la superposition du fondamental avec le composant de défaut statorique $(-f)$ produit dans le SVCM un nouveau composant d'amplitude $I'_3 = I_1 I_4$ associé à la fréquence $f'_2 = 2f$ (13) ; cette dernière caractérise le défaut de stator dans le spectre du SVCM.

$$|f'_2| = f_1 - f_4 = f_s - (-f) = 2f \quad (83)$$

La superposition de deux composantes du défaut de rotor d'amplitudes I_2 et I_3 et de fréquences respectives f_2 et f_3 , produit également la même fréquence spécifique que précédemment $f'_2 = 2f$ (14).

$$f_2' = f_2 - f_3 = (1-2g)f - (-(1+2g))f = 2f \quad (84)$$

L'amplitude précise de la composante associée à la fréquence $2f$ est I_{2f} définie comme suit :

$$I_{2f} = I_3' + I_4' = I_1 I_4 + I_2 I_3 \quad (85)$$

Cependant, l'effet de superposition affecte l'indice de défaut de rotor $2gf$, ainsi que l'indice de défaut de stator $2f$.

Les bandes latérales proches de la fréquence $2f$ sont des superpositions des raies de défaut rotorique tel que:

$$f_1' = (1 \pm 2kg)f - (-(1 \pm 2kg))f = 2f(1 \pm 2kg)$$

Il est à préciser que les indices des défauts de stator et de rotor aux fréquences respectives $2f$ et $2gf$ ne présentent l'effet de superposition que dans le cas de leurs apparitions simultanées. Autrement dit, seule l'amplitude des indices est affectée. Elle dépend principalement du signe de leurs phases (6). Deux cas de figure peuvent se présenter :

$$\text{si } \phi_1' > 0 \text{ et } \phi_2' > 0, \text{ avec } \phi_1' = \phi_1 - \phi_2 \text{ et } \phi_2' = \phi_3 - \phi_4 \quad (86)$$

On obtient dans ce cas une superposition additive, c'est-à-dire la somme géométrique des amplitudes des deux composants de défaut

$$\text{si } \phi_1' > 0 \text{ and } \phi_2' < 0 \text{ (ou inversement)} \quad (87)$$

La superposition dans ce cas est soustractive, c'est-à-dire la différence d'amplitudes des deux composantes de défaut.

7.5 Validation expérimentale

L'acquisition des données était faite sur le même stand d'essai du moteur asynchrone de 1,1 Kw (figure.26). La figure (38) montre le spectre du vecteur d'espace du courant statorique pour un moteur sain alimenté par le réseau (figure 38 a) et par le convertisseur de fréquence (figure 38 b). Les fréquences qui apparaissent sont comme suit: $(-f)$ composant dû à un déséquilibre dans le stator engendré probablement par un vice de fabrication ou lors du rebobinage des enroulements statoriques. Le reste des courants harmoniques est induit par la distorsion de la source de tension que ce soit celle du réseau ou celle du convertisseur.

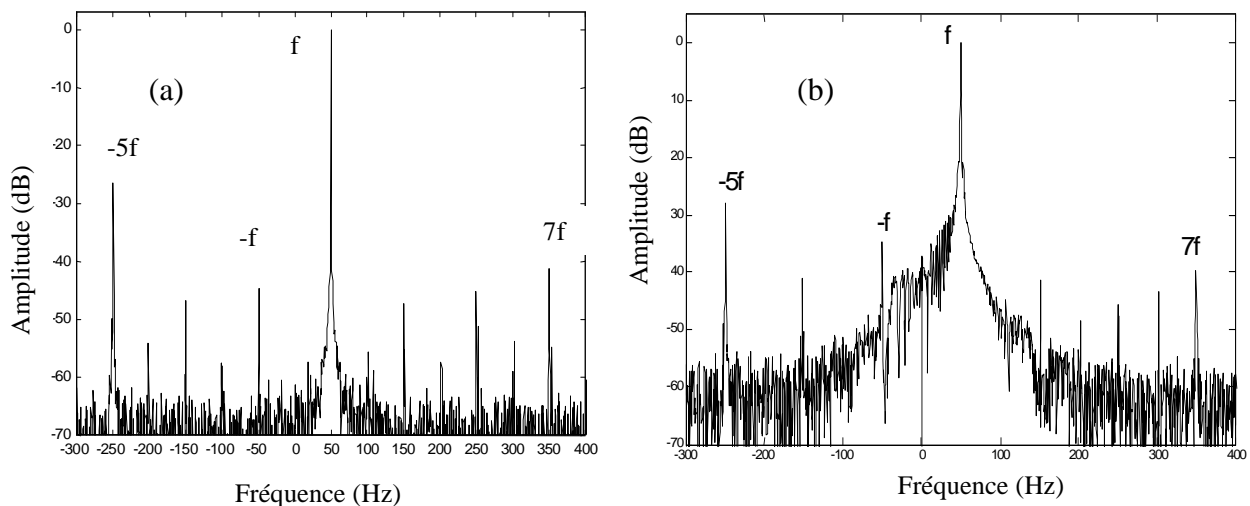


Figure.38. Spectre du vecteur d'espace du courant statorique pour un moteur sain alimenté par le réseau (a) et par le convertisseur de fréquence (b)

Figure.39 montre le spectre du vecteur d'espace du courant statorique avec deux défauts simultanés : trois barres cassées et 20% de court-circuit d'une phase du stator. La composante inverse du défaut de stator $(-f)$ augmente de -40 dB par rapport au cas sain. Les bandes latérales positives et négatives $\pm(1-2kg)f$ du défaut rotor sont bien distinctes. Des bandes latérales apparaissent également aux alentours des courants harmoniques de rang 5 et 7 à la fréquence respective $-(5 \pm 2kg)f$ et $(7 \pm 2kg)f$, avec un glissement $s=0.11$.

Les bandes latérales $\pm(1+2kg)f$ n'apparaissent pas à droite du fondamental f et à gauche de la composante inverse $-f$ à cause de la forte inertie de l'entraînement de la machine à courant continu.

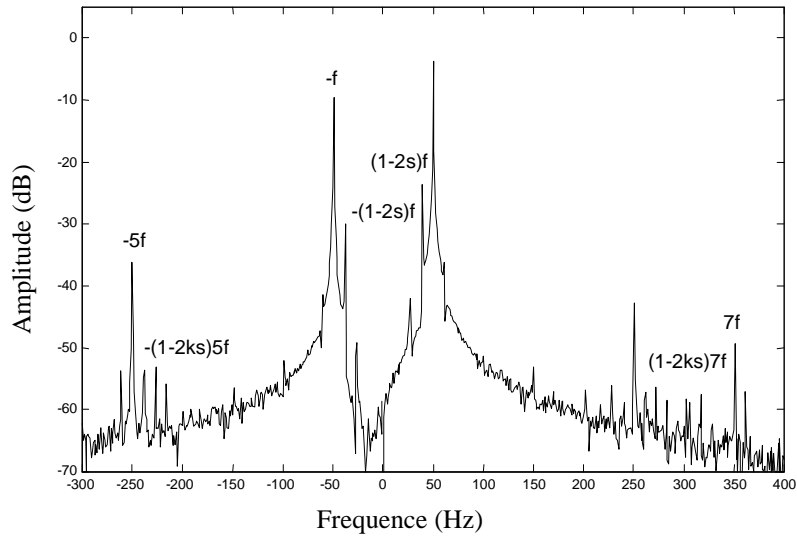


Figure.39 Spectre du vecteur d'espace du courant statorique avec trois barres cassées et 20% de spire en court-circuit

La figure.40 confirme que les indices $2gf$ et $2f$ des défauts respectivement de rotor et de stator, apparaissent dans le spectre du SVCM.

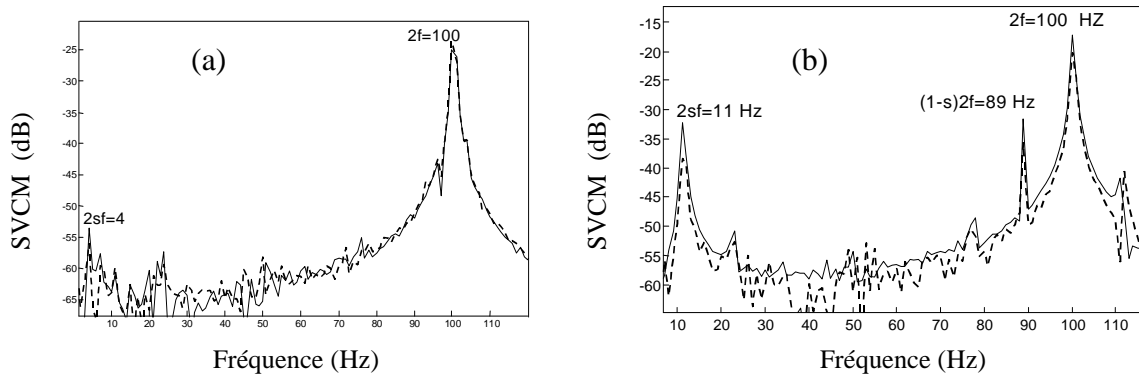


Figure.40 Spectre du MVCS avec une barre cassée et 5% de court-circuit (a), trois barres cassées et 20% de court-circuit (b) alimentation du réseau (trait continu), du convertisseur MLI (trait interrompu)

La figure.40 montre que l'effet de superposition des composants des deux défauts n'apparaît pas à cause de leurs faibles amplitudes. On peut par conséquent négliger ce phénomène de superposition et ne considérer, par voie de conséquence, que les indices de diagnostics $2gf$ et $2f$ qui seront strictement liés aux défauts de stator et de rotor respectivement. On montre également que les courants harmoniques générés soit par la source de tension du réseau ou soit par le convertisseur MLI n'influe guère sur les indices de diagnostic. De ce fait, on peut

considérer que les indices de diagnostic $2gf$ et $2f$ sont fiables vis à vis des composants du même défaut et vis à vis de la distorsion de la tension d'alimentation.

7.6 Bilan

Le module du vecteur d'espace du courant statorique a été utilisé comme source fiable des données pour le diagnostic des défauts de stator et de rotor. La tension d'alimentation est considérée non idéale afin de mettre en lumière les différentes superpositions qui peuvent avoir lieu. La SVCMM est définie comme méthode qui renseigne sur l'état du rotor et des enroulements du stator, ceci par l'analyse des indices issue de la SVCMM; ces indices ainsi que leurs origines sont données dans le tableau.1

Indices de diagnostic	défaut	Origines
$2gf$	Rupture de barre	$(1-2g)f$ $-(1-2g)f$ $-f$
$2f_s$	Court-circuit dans phase statorique	$(1-2g)f$ $(1\pm 2g)f$ $-(1\mp 2g)f$

Les défauts de stator et de rotor se manifestent par l'apparition respective des raies $2gf$ et $2f$; la superposition peut avoir lieu seulement dans le cas d'une apparition simultanée des deux défauts. L'effet de la superposition se manifeste par de faibles changements d'amplitude des raies de défaut. Cependant ces raies restent spécifiques à chaque type de défaut et ils ne peuvent en aucun cas être bi-équivoque, c'est-à-dire un défaut génère les deux indices ou ces deux indices génèrent un seul défaut.

Les indices de diagnostic ne sont pas affectés par la distorsion de la tension d'alimentation car les courants harmoniques ont des fréquences très supérieures à celles des fréquences des indices.

8. Conclusions

Le courant statorique représente un support riche d'informations: sa forme classique sinusoïdale est dominée par le fondamental à amplitude souvent élevée qui inhibe les

composantes des défauts. La représentation d'une partie du signal en l'occurrence la fréquence instantanée ou l'amplitude instantanée permet de soustraire le fondamental et ne figurer en fin de compte que l'information pertinente. Etablir la relation de cause à effet est possible par la technique de déconnexion. La rupture de barres induit dans les enroulements statoriques la 5^{ème} et 7^{ème} harmonique de tension. Afin d'améliorer la détection de ces composantes de défauts, l'estimateur de Welch avec le fenêtrage de Parzen a permis de distinguer les harmoniques impaires de défauts et ceci dans le cas sain ou en défaut. Les transformées de Fourier via la DFT glissante ou l'algorithme de Goertzel permet de réduire le volume de calcul ainsi qu'un diagnostic en ligne. La démodulation analogique est très efficace en termes de précision et de temps de réponse qui ne dépend que du régime transitoire du filtre utilisé. Ce temps perdu est récupéré par la démodulation numérique qui substitue le filtre par un calcul d'une valeur moyenne. Cette technique est applicable en ligne et ne nécessite, en fin de compte, que la moitié d'une période électrique 0.01 seconde. Le module du vecteur d'espace permet d'envisager la surveillance des défauts de rotor et de stator, la superposition est théoriquement approuvée mais pratiquement elle est sans incident majeur. Les composants des défauts sont insensibles aux distorsions de la tension d'alimentation et se prête bien pour être de bons indices de diagnostic.

Chapitre IV

La classification des défauts par les représentations temps-fréquence optimisées

I. Introduction

Ce chapitre traite de l'automatisation de la procédure de détection des défauts à partir de la représentation temps-fréquence; notre approche consiste en la classification de signaux après apprentissage. Ce problème peut s'énoncer ainsi : nous disposons d'un ensemble de signaux qui correspondent à différents états de fonctionnement de la machine saine ou en défaut, des signaux à priori expertisés et réparti en différentes classes. Ces derniers forment une base de données, dite ensemble d'apprentissage: la problématique consiste alors à affecter un nouveau signal, inconnu, dans la bonne classe. La représentation temps-fréquence employée dans ce chapitre est dite "dépendante de la classe du signal (DCS)" dont le plan d'ambiguïté est lissé par un noyau conçu spécialement afin de réaliser une séparation maximale entre le défaut et la machine saine. Le contraste de Fisher est utilisé pour la séparation de classe. Le critère d'affectation ou du classement d'un nouveau signal est réalisé par la distance Euclidienne.

2. La classification

On distingue généralement deux modes de classification : la classification non supervisée et la classification supervisée. La première consiste à répartir un ensemble de données en classes, mais sans apprentissage. La seconde, qui nous intéresse ici, passe par une étape d'apprentissage. Nous nous plaçons dans le contexte supervisé, pour deux raisons principales

- ✓ La plupart des problèmes concrets de classification consistent à automatiser une procédure existante qui fait intervenir un expert; aussi, un ensemble d'apprentissage est souvent disponible ;
- ✓ Les taux d'erreur de classification obtenus dans le cas supervisé sont plus faibles que dans le cas non supervisé car l'information sur le problème est plus riche. En pratique, la classification non supervisée est réservée aux cas où l'on n'a aucune information préalable ou lorsque cette information est susceptible de varier.

La classification supervisée nécessite deux étapes: l'apprentissage de la base de données expertisée et le test. Cette dernière étape requiert trois outils : un espace de représentation, un outil de comparaison dans cet espace (contraste de Fisher...) et un classifieur (distance) qui permet d'affecter un signal à sa classe.

La phase d'apprentissage doit permettre de définir un espace de représentation qui soit discriminant par l'outil de comparaison utilisé, donc qui mette en avant les différences entre les classes et supprime les ressemblances. Dans les rares cas où l'on connaît toute la statistique des données, on peut déterminer d'une manière optimale l'espace de représentation, l'outil de comparaison et le classifieur à employer. C'est ce qu'on appelle l'apprentissage bayésien. Malheureusement on doit souvent procéder de manière empirique car ces informations ne sont presque jamais connues. Il est toutefois possible de juger objectivement les performances de classification en prenant en compte le nombre des erreurs et leur coût. La mise au point de toute procédure par apprentissage, empirique ou non, passe par la minimisation du coût global des erreurs. La définition d'un classifieur, d'un outil de comparaison et d'un espace de représentation se fait donc dans le respect de ce critère.

3. Un espace de représentation discriminant

Les signaux issus de la machines électrique sont très riches en information. Cette richesse est contenue dans trois composantes pertinentes à savoir l'énergie, le temps et de la

fréquence. L'espace de représentation qui tient en compte de ces trois composantes est un choix idéal permettant de maintenir l'intégralité de l'information contenue dans le signal. Il existe d'innombrables moyens pour construire un espace de représentation prenant en compte ces trois composantes. Prenons par exemple le couple spectre d'énergie - énergie instantanée. Energie, temps et fréquence y sont présents mais cela ne constitue pas un espace de représentation discriminant car il ne fournit pas la localisation temps-fréquence. Par exemple deux signaux à évolutions fréquentielles très différentes au cours du temps peuvent avoir la même représentation dans cet espace.

La classification des signaux requiert également que l'espace de représentation soit discriminant, c'est-à-dire dans lequel les caractéristiques communes aux signaux d'une même classe sont peu visibles, mais où les dissemblances entre signaux de classes différentes sont évidentes. Notons également que les domaines unidimensionnels (domaine temps, domaine fréquence, . . .) ne sont pas discriminants, donc inadaptés pour la classification. La grandeur physique énergie est essentielle pour discriminer les signaux entre les classes. Par conséquent nous sommes conduits à rechercher un espace conjoint temps-fréquence de représentation de l'énergie du signal.

Plusieurs formulations d'un tel espace ont été proposées. Ces solutions semblent à priori d'inspirations différentes, mais de résultats finalement proches [dav 98]. Le spectrogramme et la distribution Wigner-Ville sont deux représentations quadratiques pour le signal analysé et font partie de la classe de Cohen. Il existe d'autres distributions d'énergie, hors de cette classe. Toutefois, l'énergie d'un signal étant par essence une quantité quadratique, il est logique de se tourner vers des représentations ayant cette propriété.

4. La classe de Cohen par la RTF

La localisation temps-fréquence se trouve confrontée au problème de la transformation mathématique qui permet de passer du signal analysé à sa représentation temps-fréquence. C'est une limitation fondamentale, connue sous le nom de principe d'incertitude, qui exclut toute localisation temporelle précise d'une fréquence. Il a pour conséquence qu'on ne pourra jamais considérer une transformation comme la seule transformation temps-fréquence correcte parce que la localisation temps-fréquence ne peut pas être vérifiée de manière exacte. Cette ambiguïté qui a donné lieu à la définition d'une grande diversité de transformations temps-fréquence se caractérise aujourd'hui par une multitude de transformations (ou représentation) différentes.

Elles sont regroupées dans différentes classes, en l'occurrence la classe affine, la classe Cohen, la classe hyperbolique. Parmi ces classes, nous avons choisi la classe de Cohen qui admet une formulation en termes de noyau.

La classe de Cohen est particulièrement intéressante car elle fournit un ensemble illimité de représentations connues et paramétrables par la simple donnée d'une fonction bidimensionnelle (le noyau). L'expression générale de la classe est :

$$C_x^\phi(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi(s-t, \nu-f) w_x(s, \nu) ds d\nu \quad (1)$$

où ϕ est le noyau de la représentation temps-fréquence, et $w_s(t, f)$ est la distribution de Wigner-Ville. Dans le cas de deux signaux x et y , cette dernière s'écrit :

$$w_s(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) y^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2)$$

Toute représentation temps-fréquence s'obtient par la double convolution temps-fréquence de la distribution de Wigner-Ville. On remarque que le choix du noyau ϕ est arbitraire; de ce choix découlent les propriétés de la représentation temps-fréquence de Wigner-Ville $w_s(t, f)$. Le respect des propriétés particulières de la distribution de $w_s(t, f)$ est conditionné par des contraintes imposées au noyau. Pour que ce soit effectivement des distributions d'énergie il faut vérifier la condition :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(t, f) dt df = 1 \quad (3)$$

5. Existence et signification des interférences

La représentation d'un signal égal à une somme de deux signaux n'est pas égale à la somme des représentations de chacun des deux signaux :

Si $y(t) = x_1(t) + x_2(t)$

$$RTF_y(t, f) = RTF_{x_1}(t, f) + RTF_{x_2}(t, f) + RTF_{x_1x_2}(t, f) + RTF_{x_2x_1}(t, f) \quad (4)$$

$$RTF_{x_1x_2}(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi(t-\nu, \tau) x_1\left(\nu + \frac{\tau}{2}\right) x_2^*\left(\nu - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\nu d\tau \quad (5)$$

Les termes supplémentaires $RTF_{x_1x_2}(t, f)$ et $RTF_{x_2x_1}(t, f)$ de l'équation (4) sont appelés termes croisés d'interférence, alors que les termes dus aux composantes prises indépendamment sont appelés les termes propres ou motif.

Si la représentation temps-fréquence conserve l'énergie du signal, ces termes croisés d'interférence distribuent le produit scalaire des deux composantes ainsi :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} RTF_y(t, f) dt df = \int_{-\infty}^{\infty} |x_1(t) + x_2(t)|^2 dt \quad (6)$$

Donc

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [RTF_y(t, f) - RTF_{x_1}(t, f) - RTF_{x_2}(t, f)] dt df = 2 \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) x_2^*(t) dt \right\} \quad (7)$$

Leur présence est donc une condition sine qua non pour que la propriété de conservation de l'énergie soit vérifiée [HLA 97]. Mais la localisation et l'importance de ces termes supplémentaires constitue souvent un gêne qui ne facilite pas l'utilisation et l'interprétation de ces représentations, et peut même l'interdire lorsque le signal comporte un grand nombre de composantes.

6. La classe de Cohen par la fonction d'ambiguïté

La définition de la classe de Cohen par la fonction d'ambiguïté est très intéressante car elle permet en pratique l'optimisation du noyau, rendant la longueur des calculs acceptable. En effet, dans le plan des ambiguïtés, on peut écrire :

$$C_x^\phi(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\xi, \tau) A_x(\xi, \tau) e^{j2\pi(t\xi - f\tau)} d\xi d\tau \quad (8)$$

Où Φ est la transformation de Fourier de ϕ et $A_x(\xi, \tau)$ la fonction d'ambiguïté du signal, définie par :

$$\begin{aligned} A_x(\xi, \tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\xi t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_x(t, f) e^{j2\pi(-t\xi + f\tau)} d\xi d\tau \end{aligned} \quad (9)$$

Ainsi, le produit de convolution temps-fréquence de l'équation (1) est diagonalisé : il s'exprime comme le produit simple de A_x et Φ , obtenus par transformations de Fourier directes

et inverses de w_x et de ϕ . En pratique, il est éminemment plus rapide de passer dans le plan des ambiguïtés, multiplier A_x par Φ et revenir dans le plan temps-fréquence par transformations de Fourier. La figure 1 donne les notations et les règles de passage entre les domaines temps-fréquence et doppler-retard.

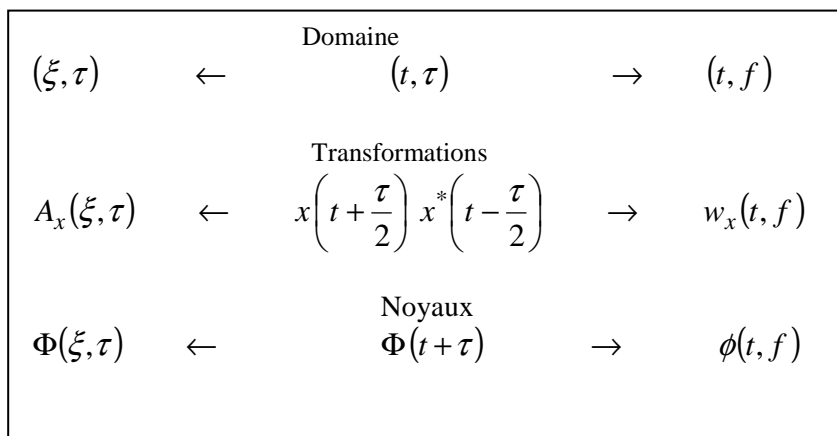


Figure. 1 [Dav 00] Règle des passage et notations pour les domaines temps-fréquence et doppler-retard (les flèches indiquent les transformées de Fourier directes).

Les domaines temps-fréquence et doppler-retard sont duaux, mais on utilise souvent en dernier lieu le domaine temps-fréquence. L'une des raisons majeures est que la fonction d'ambiguïté est généralement à valeurs complexes, le module et la phase portant des informations de nature différentes, alors que l'on peut s'arranger pour obtenir des représentations temps-fréquence à valeurs réelles. En pratique, il est éminemment plus rapide de passer dans le plan des ambiguïtés, et revenir dans le plan temps-fréquence par transformations de Fourier.

L'atout principal du plan doppler-retard est son invariance en module aux translations temporelles et fréquentielles des signaux, tout en contenant la même information que le plan temps-fréquence c'est-à-dire en tenant compte cette fois du module et de la phase. Dans le plan d'ambiguïté le temps de calcul est peu coûteux car la dimension de l'espace de représentation est réduite à $N_{\text{point}}/4$; en effet, la fonction d'ambiguïté d'un signal est symétrique par rapport au point $(\eta = 0; \tau = 0)$, elle est donc redondante.

Le plan d'ambiguïtés joue un rôle important. Il a été employé intensivement dans les domaines du radar, du sonar, de l'astronomie par radio, des communications et des systèmes optiques [Gil 98].

7. La classification par les RTF

Les représentations quadratiques temps-fréquence peuvent être caractérisées uniquement par la fonction caractéristique. La recherche en temps-fréquence a été plus focalisée sur la conception des noyaux qui permettent notamment la réduction au minimum des interférences quadratiques [Coh 95]. Bien qu'une partie des RTF puisse offrir des avantages pour la classification de certains types de signaux [Wan.W 95, Bent 98, Huy 98], le but de la détection ou de la classification a rarement été un but explicite de la conception de noyau. Ces quelques méthodes qui proposent d'optimiser le noyau pour la classification contraignent la forme du noyau aux fonctions paramétriques prédéfinies avec les symétries qui peuvent ne pas être appropriées à la détection ou à la classification [Hei 95, Dav 98].

L'objectif classique de la recherche en RTF consiste à concevoir une fonction qui décrira la densité d'énergie d'un signal simultanément en temps et en fréquence (c.-à-d. une distribution temps-fréquence). Pour raisonner en termes de classification, il n'est pas nécessairement souhaitable de représenter avec précision la distribution d'énergie d'un signal en temps-fréquence. En fait, une telle représentation peut être à l'encontre de l'objectif de la classification car celle-ci tend à produire une RTF qui maximise la séparabilité de différentes classes de RTF (le terme classe est utilisé pour définir un groupe, arbitraire ou autre, des données "semblables"). Il peut être avantageux de concevoir une RTF qui accentue spécifiquement les différences entre les classes. En outre un signal peut être représenté par un nombre infini de RTF (figure 2a). Cependant, une RTF optimale pour une tâche de classification s'avère nécessaire pour l'extraction des motifs. Il a été montré que le spectrogramme, une RTF populaire, n'est pas optimal à n'importe quelle tâche de classification de signaux. En effet, l'objectif d'un spectrogramme est de décrire la densité d'énergie d'un signal simultanément dans des domaines de temps et de fréquence alors que le but d'une classification RTF est de maximiser la séparabilité des signaux de différentes classes [wan. M 04]. Par conséquent, il est souhaitable de concevoir une RTF qui permet une classification optimale, une RTF_i (figure.2,B) qui maximise les distances entre classes. Des motifs sont ainsi extraits en représentant chaque signal avec RTF_i

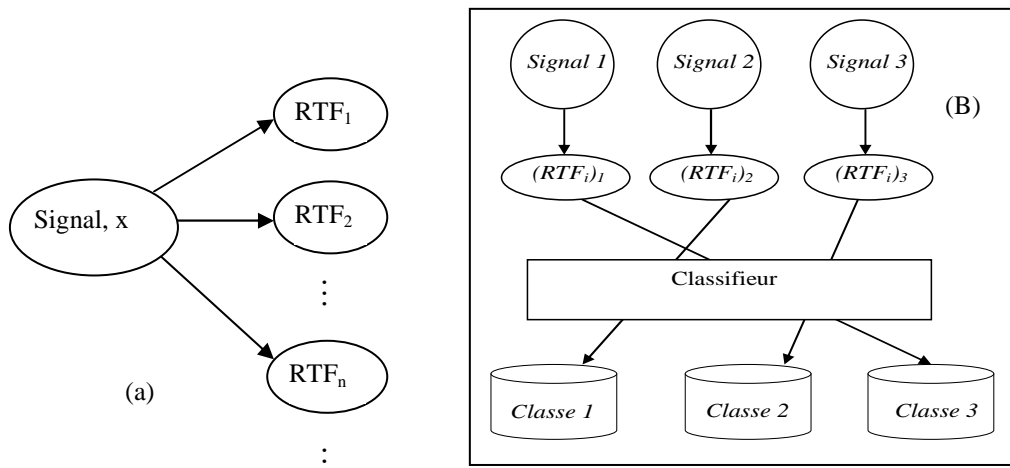


Figure.2 RTF orientée vers la classification

Dans la classification traditionnelle, les données étaient souvent transformées en une RTF standard (par exemple, le spectrogramme ou le Wigner-Ville TFR); puis, une projection est appliquée à la RTF pour aboutir à un espace (Figure. 3.A) de dimension réduite [Hay 97]. Le choix d'une RTF et d'un algorithme de projection doivent être conjointement optimisés ; ceci étant prohibitif en termes de temps de calcul, il vaudrait mieux utiliser une RTF optimale qui puisse être directement classifiée (Figure.3.B). Nous nous sommes intéressés dans cette étude à la conception des RTF optimisées pour la classification des défauts de la machine asynchrones.

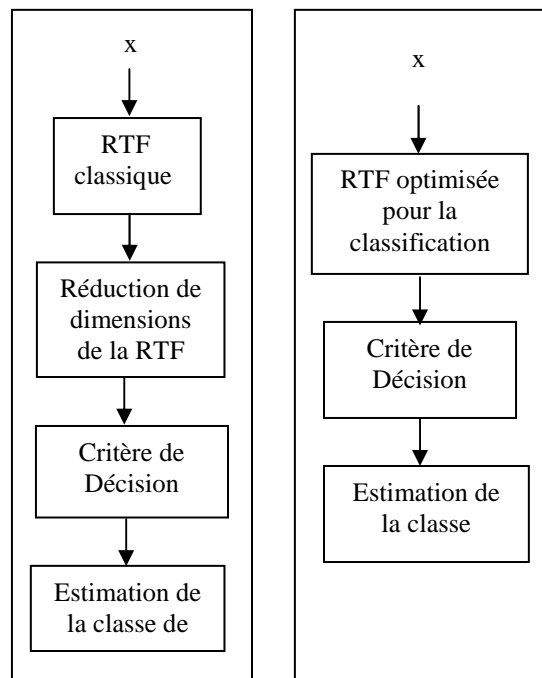


Figure.3 Procédure de classification par la RTF

La méthode choisie est la RTF dite "dépendante de la classe du signal (DCS)". Celle-ci n'exige à priori aucune forme paramétrique et prédéfinie du noyau. La méthode proposée nécessite deux étapes principales : l'extraction de motif et la classification. L'extraction de motif saisit l'information pertinente des signaux à classifier et fournit les motifs comme des entrées pour le système de classification. Plusieurs classifieurs sont adaptés au procédé de la classification; nous opterons ici pour la distance Euclidienne en tant que critère de décision.

Nous proposons une méthode pour concevoir des noyaux optimisés, et par conséquent des RTF optimisées pour la discrimination entre les ensembles prédéfinis de classes. Les noyaux résultants ne sont restreints à aucune fonction prédéfinie mais, plutôt, sont arbitraires dans la forme. Au lieu de faire des hypothèses à priori au sujet du type de lissage temps-fréquence, notre approche établit le lissage approprié pour réaliser la meilleure performance de la classification.

La conception de la RTF résulte d'une transformée de Fourier discrète en n (temps discret) appliquée à la fonction d'auto-corrélation instantanée :

$$R[n, \tau] = x^*[n] x[(n + \tau)_N] \quad (10)$$

Ainsi, la fonction d'auto ambiguïté est définie par :

$$A[\eta, \tau] = F_{n \rightarrow \eta} \{R[n, \tau]\} = \sum_{n=0}^{N-1} R[n, \tau] e^{-j \frac{2\pi}{N} n \eta} \quad (11)$$

η et τ sont respectivement Doppler et retard discrets. La RTF correspondante qui est une version discrète de la RTF du Rihaczek [Rih 68] est donnée par :

$$\begin{aligned} R[n, k] &= F_{\eta \rightarrow n}^{-1} \{F_{\tau \rightarrow k} \{A[\eta, \tau]\}\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{\eta=0}^{N-1} \sum_{\tau=0}^{N-1} A[\eta, \tau] e^{-j(2\pi/N)k\tau} e^{j(2\pi/N)\eta n} \end{aligned} \quad (12)$$

Où k est la fréquence discrète. La fonction caractéristique [Coh 95] de la RTF discrète du Rihaczek est simplement $A[\eta, \tau]$.

Il existe un noyau $\phi[\eta, \tau]$ qui opère par la multiplication bidimensionnelle sur la fonction d'auto-ambiguïté [Cla 80]. La RTF correspondante est donnée par :

$$\begin{aligned}
 G[n, k] &= F_{\eta \rightarrow n}^{-1} \{ F_{\tau \rightarrow k} \{ \phi[\eta, \tau] A[\eta, \tau] \} \} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{\eta=0}^{N-1} \sum_{\tau=0}^{N-1} \phi[\eta, \tau] A[\eta, \tau] e^{-j(2\pi/N)k\tau} e^{j(2\pi/N)n\eta} \quad (13)
 \end{aligned}$$

La fonction caractéristique de $G[n, k]$ est $\phi[\eta, \tau] A[\eta, \tau]$. Tout élément non nul du noyau $\phi[\eta, \tau]$ en termes de η et/ou τ peut effectuer un lissage sur la RTF originale (12) de Rihaczek, $R[n, k]$, en temps et/ou en fréquence respectivement. $G[n, k]$ est une version lissée de $R[n, k]$. L'avantage du noyau est que toutes les RTF peuvent être obtenues à partir de $R[n, k]$ par l'application d'un noyau approprié. Ainsi $G[n, k]$ peut être considéré comme RTF généralisée [Coh 95].

Le plan d'ambiguïté a des propriétés très appropriés pour la classification. Une seule position (η_i, τ_i) dans ce plan offre des informations "globales" sur la structure temps-fréquence du signal. Si $\phi[\eta, \tau] = 0$ pour toutes les valeurs exceptées celles sur l'axe $\eta = 0$, alors toute l'information temporelle est lissée, et seulement l'information de la fréquence stationnaire est maintenue dans $G[n, k]$ (RTF résultante lissée). Si $\phi[\eta, \tau] = 0$ pour toutes les valeurs exceptées celles sur l'axe $\tau = 0$, alors toute l'information spectrale est lissée et seulement l'information temporelle est retenue. Les points qui ne sont pas sur l'un ou l'autre axe correspondent à une structure temps-fréquence non stationnaire.

Quand le noyau $\phi[\eta, \tau]$ est conçu dans le but de la classification, nous nous référons à lui en tant que noyau dépendant de la classe du signal (DCS). Ce noyau est décrit par $\phi_{DCS}[\eta, \tau]$. En outre, nous nous référons à la RTF correspondante, $RTF_{DCS}[\eta, \tau]$ comme la RTF dépendante de la classe du signal; elle est décrite par :

$$RTF_{DCS}[n, k] = F_{\eta \rightarrow n}^{-1} \{ F_{\tau \rightarrow k} \{ \phi_{DCS}[\eta, \tau] A[\eta, \tau] \} \} \quad (14)$$

Il est possible de visualiser la RTF dépendante de la classe du signal et d'observer la structure de temps-fréquence exploité par un classifieur.

La RTF de Rihaczek sert de représentation de base puisque la fonction d'ambiguïté et la fonction caractéristique de la RTF Rihaczek sont les mêmes. Généralement, d'autres RTF peuvent être utilisés comme des représentations de base. Pour décrire cette généralisation,

définissons un noyau multiplicatif de transformation $\phi_T[\eta, \tau]$ qui transforme la RTF de Rihaczek en une autre RTF quadratique: $\phi_T[\eta, \tau]A[\eta, \tau]$ est la fonction caractéristique de cette nouvelle RTF. Puisque le noyau de transformation est imposé avant l'application du noyau dépendant de la classe du signal, le "nouveau" noyau dépendant de la classe du signal $\phi_{DCS}[\eta, \tau]$, lié à la nouvelle représentation de base, est donné par :

$$\phi_{DCS}[\eta, \tau] = \frac{\phi_{DCS}[\eta, \tau]}{\phi_T[\eta, \tau]} \quad (15)$$

Ce noyau produit une RTF dépendante de la classe du signal par :

$$RTF_{DCS}[n, k] = F_{\eta \rightarrow n}^{-1} \left\{ F_{\tau \rightarrow k} \left\{ \phi_{DCS}[\eta, \tau] (\phi_T[\eta, \tau] A[\eta, \tau]) \right\} \right\} \quad (16)$$

D'après (15), l'unique critère pour toute RTF de base est que

$$|\phi_T[\eta, \tau]| \neq 0 \quad (17)$$

pour tout η et τ , préservant toute l'information dans la fonction originale d'auto-ambiguïté. Les RTF qui satisfont (17) sont la classe des RTF régulières définies par [Hla 92].

Une alternative particulière est la RTF discrète de Wigner-Ville [Ric 98]. Le noyau de transformation de Wigner-Ville est un exponentiel de modulation complexe. Par conséquent, la RTF de Wigner-Ville répond aux exigences de (7). La classification sera équivalente à la RTF de Rihaczek (le meilleur qui peut être réalisé en utilisant la technique décrite ci-dessus). En revanche, le noyau de la transformation du spectrogramme peut être nul dans certaines régions, selon la fenêtre utilisée [Coh 95]. Par conséquent, le spectrogramme, en général, ne répond pas aux exigences de (7). Ainsi, pour les signaux arbitraires, les RTF de Rihaczek et de Wigner-Ville permettent une meilleure classification par rapport au spectrogramme ou à toute autre RTF singulière (c.-à-d., toute RTF qui n'est pas régulière). Ce résultat n'est pas spécifique à cette approche. Dans [Hlaw 92], l'auteur note que la détection optimale ne peut pas être effectuée en utilisant des RTF singulières.

Dans l'article [Hay 97], l'auteur effectue une réduction de la dimensionnalité sur une RTF Wigner-Ville. Il justifie son utilisation par le fait que cette RTF est régulière ; par conséquent, la perte d'information en raison de la transformation est réduite au minimum.

En général, toute technique de classification de temps-fréquence qui emploie une RTF singulière comme forme de représentation ne dépassera jamais les performances de la même technique en utilisant une RTF régulière. L'utilisation d'une RTF singulière écarte implicitement l'information sans déterminer explicitement si elle est appropriée à la tâche de classification [Bra 98]. Les RTF régulières n'ont pas été largement acceptées parce qu'il est difficile de les interpréter visuellement. Les termes croisés d'interférence altèrent la teneur réelle du signal en temps-fréquence. Cependant, pour la classification, il n'est pas nécessairement souhaitable de représenter le signal précisément en temps et en fréquence. La bonne séparation entre les classes est l'unique objectif. Dans ce contexte, les termes croisés d'interférence peuvent réellement être utiles. La présence ou l'absence d'un terme croisé peut être un excellent motif pour la classification.

8. Conception des noyaux pour la classification

Supposant qu'il y ait N exemples d'apprentissage dans un ensemble d'apprentissage pour une classe particulière. Notons que $y_i^{(c)}$ décrit le i ème exemple d'apprentissage de la c th classe. Le but est de concevoir un classifieur pour déterminer l'appartenance de classe d'un vecteur x . Ceci est fait en utilisant les exemples d'apprentissage, sachant que le vecteur x ne figure pas dans l'ensemble de d'apprentissage.

Théoriquement, le classifieur est réalisé par l'intermédiaire d'une fonction de décision $\alpha(x) \in \{1 \dots c \dots C\}$ [Dud 73]. Celle-ci est habituellement réalisée, dans la pratique, par l'extraction des motifs à partir d'une RTF standard (par exemple, le spectrogramme) et par la classification directe de ces motifs. Cela suppose des hypothèses implicites concernant le type de lissage temps-fréquence requis pour la classification. Comme nous l'avons indiqué, ceci peut dégrader les performances de la classification si la RTF standard n'est pas régulière.

Nous proposons de concevoir un classifieur directement dans le plan d'auto ambiguïté. Puisque toutes les RTF peuvent être dérivées du plan d'auto-ambiguïté, aucune hypothèse à priori n'est faite concernant le lissage exigé pour la classification. Le noyau $\phi_{DCS}[\eta, \tau]$ est conçu pour chaque tâche spécifique de classification. Ce procédé de conception utilise $A_{Y_i^{(c)}}$ (la représentation de matrice de la fonction d'auto-ambiguïté calculée à partir des exemples $y_i^{(c)}$) pour déterminer directement le lissage exigé. x est classé via $\alpha(\phi_{DCS} \circ A_x) \in \{1 \dots c \dots C\}$, où \circ est le produit élément par élément.

L'approche de la conception du noyau et de la classification est une généralisation de la méthode « dépendante de la classe du signal » (DCS) décrite dans [Atl 97, McL 97] .

Dans ce qui suit nous proposons la conception de trois types de noyaux pour la classification: le premier est le noyau DCS; le second utilise la fonction discriminante linéaire qui offre une forte puissance discriminatoire comparée à la première; le troisième est le noyau discriminant de Fisher.

8.1 Noyau DCS de moyenne-carrée

La conception d'un noyau DCS décrit dans [Atl 97, McL 97] cherche un simple noyau ϕ_{DCS} qui maximise la distance, dans le sens de la moyenne-carrée, entre la moyenne des RTF

lissées pour chacune des différentes classes C . Cette RTF moyenne lissée est définie par :

$$\bar{G}^{(c)} = \frac{1}{I} \sum G_{y_i^{(c)}} \quad (18)$$

$G_{y_i^{(c)}}$ est la représentation de la matrice de la RTF généralisée dérivée de $y_i^{(c)}$. Le noyau dépendant de la classe est donné par :

$$\phi_{DCS} = \arg \max_{\phi} \left\{ \sum_{i=1}^C \sum_{j=1}^C \left\| \bar{G}^{(i)} - \bar{G}^{(j)} \right\|_F^2 \right\} \quad (19)$$

où $\| \cdot \|_F^2$ est la norme de Frobenius de la matrice. Les auteurs dans [McL 97] ont montré que le noyau qui réalise cette maximisation peut être obtenu directement dans le plan d'auto-ambiguïté. Elle est décrite par :

$$\phi_{DCS} = \arg \max_{\phi} \left\{ \sum_{i=1}^C \sum_{j=1}^C \left\| \phi \circ \bar{A}^{(i)} - \phi \circ \bar{A}^{(j)} \right\|_F^2 \right\} \quad (20)$$

$\bar{A}^{(c)}$ est la fonction d'auto-ambiguïté "moyenne" de la classe c , qui est définie par

$$\bar{A}^{(c)} = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I A_{y_i^{(c)}} \quad (21)$$

La contrainte de l'énergie unitaire est imposée au noyau donné par (12)

$$\|\phi_{DCS}\|_F^2 = 1 \tag{22}$$

Le noyau qui résulte de la maximisation de (20), contraint par (22), est "1" à la position η, τ là où les $\bar{A}^{(c)}[\eta, \tau]$ sont les plus séparés et "0" ailleurs. Les auteurs dans [McL 97] ont prouvé que ce noyau correspond à celui qui maximise l'équation (19); par conséquent, il est considéré comme un noyau DCS " dépend de la classe du signal ".

Dans la pratique, la conception de noyau DCS est effectuée par le choix de rangs des points du noyau qui assure la séparation des moyennes entre classes, ceci par la sélection des points les plus élevés. Ce noyau prend la valeur "1" à la position correspondante au point de rang le plus élevé. Pour la classification réelle d'une série x inconnue, la fonction d'auto-ambiguïté correspondant à l'exemple inconnu A_x est multipliée, en η et τ , par un noyau binaire déterminé précédemment. x est assigné à la classe la plus proche en termes de distance euclidienne.

Un noyau particulier ϕ_{DCS} est optimisé pour séparer les RTF moyennes de C classes spécifiques. Ce noyau, en général, ne s'étendra pas à d'autres ensembles de classes. Un nouveau noyau doit être estimé pour chaque problème particulier de classification. Toutefois, le noyau ϕ_{DCS} optimisé par le critère de la distance de moyenne-carrée est inapproprié pour traiter des grands écarts de variance inter-classe, souvent rencontrés dans des applications réelles. L'approche décrite précédemment choisit seulement le point en (η et τ) qui maximise :

$$\sum_{i=1}^C \sum_{j=1}^C \bar{A}^{(i)}[\eta, \tau] - \bar{A}^{(j)}[\eta, \tau] \tag{23}$$

Elle représente la position dans le plan d'auto-ambiguïté avec des moyennes des classes maximalelement séparées; ce qui correspond à la séparation maximale des RTF moyennes. Pour une classification précise, ce qui n'est pas le cas pour le noyau DCS, non seulement des classes doivent être bien séparées par la moyenne, mais la variance inter-classe doit être relativement petite à cette séparation. En outre, le "choix" de points multiples de noyau est essentiel pour une classification performante sur une large gamme de signaux. Afin de dépasser les insuffisances du noyau DCS, nous proposons la conception du noyau par la fonction discriminante linéaire. Celle-ci offre une forte puissance discriminatoire comparée au premier noyau DCS.

8.2 Noyau Discriminant Linéaire (NDL)

Dans le noyau discriminant linéaire, les points peuvent prendre toutes les valeurs complexes possibles si la contrainte d'énergie unitaire (12) est satisfaite. Le noyau est optimisé en utilisant l'erreur estimée de la classification. Une approche simple et peu coûteuse en calcul: elle consiste à supposer un classifieur discriminant linéaire et d'optimiser, ainsi, le noyau par le critère de l'erreur de la moyenne-carrée; le noyau résultant dans ce cas de figure est optimal pour la classification [Dud 73].

Avec une fonction discriminante linéaire, la règle de classification estime la classe de l'exemple inconnu basée sur la valeur de $\|\phi_{DCS} \circ A_x\|_F^2$. Cette expression est une extension de matrice de l'analyse discriminante linéaire [Dud 73]. Les points dans la fonction d'auto-ambiguïté prennent le rôle de motif et le noyau prend le rôle de poids. Ceci a une interprétation intéressante dans le domaine temps-fréquence. Le noyau optimal sépare les classes par l'énergie dans le plan d'auto-ambiguïté (ou d'une manière équivalente le plan temps-fréquence).

Précédemment, le critère pour le noyau DCS a été défini explicitement (20) sous la contrainte de l'énergie unitaire. Ce critère est inapproprié pour une classification réelle [Bra 01]. Ceci soulève la question suivante : quel critère satisfait le noyau discriminant linéaire? Le noyau essaie de réduire au minimum le risque prévu de classification. Le risque minimum de classification s'appelle le risque de Bayes [Dud 73, Kil 96]. En général, il est difficile d'optimiser le noyau en utilisant le critère minimum de risque de Bayes ; l'idée est de concevoir un noyau qui approxime le noyau de risque minimum de Bayes. En fait, le noyau discriminant linéaire approche le critère de Bayes par l'approximation du minimum « erreur-moyenne-carrée ». Toutefois, les valeurs estimées du noyau (c.-à-d. les poids discriminants linéaires) deviennent incertaines [Fri 89] lorsqu'on applique cette technique aux données réelles où le nombre d'exemples est limité.

Nous proposons une troisième méthode de conception des noyaux toujours dépendante de la classe du signal, en l'occurrence le noyau discriminant de Fisher. Cette méthode alternative permet la classification des ensembles de données de taille limitée, avec une perte minimale d'information, comparée au noyau discriminant linéaire qui nécessite des grands ensembles d'apprentissages.

8.3 Noyau discriminant de Fisher

Cette méthode est appropriée pour les cas réels où le nombre d'exemples d'apprentissage est limité. Cette méthode sépare deux étapes principales; la conception du noyau et la classification. Dans ce cas de figure, les valeurs du noyau sont contraintes telles que :

$$\phi_{DCS}[\eta, \tau] \in \{0, K^{-1/2}\} \quad (24)$$

où K est le nombre de points non nuls du noyau ϕ_{DCS} . Ceci assure que la contrainte de l'énergie unitaire est satisfaite. Le noyau ϕ_{DCS} choisit des "motifs" à partir de l'ensemble de points qui composent la fonction d'auto-ambiguïté. Ces "motifs" peuvent être utilisés pour estimer la classe de l'exemple inconnu en utilisant n'importe quelle architecture de classifieur. Pour approximer étroitement le noyau discriminant linéaire, nous cherchons les points dans le noyau qui maximisent le rapport discriminant de Fisher (RDF) donnés par :

$$RDF[\eta, \tau] = \frac{\sum_{i=1}^C \sum_{j=1}^C \bar{A}^{(i)}[\eta, \tau] - \bar{A}^{(j)}[\eta, \tau]^2}{\sum_{i=1}^C (\sigma^{(c)}[\eta, \tau])^2} \quad (25)$$

Où

$$\sigma^{(c)}[\eta, \tau] = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |A_{y_i^{(c)}}[\eta, \tau]|^2 - |\bar{A}^{(c)}[\eta, \tau]|^2 \quad (26)$$

$\sigma^{(c)}[\eta, \tau]$ est l'écart type estimé en un point particulier en η et τ pour I exemple d'apprentissage de la classe c . Le RDF offre les positions des points au noyau pour la classification. Le RDF est maximisé quand la séparation entre les moyennes des classes est grande et la variance inter-classe est petite. Le nombre optimal de points non nuls est déterminé par l'évaluation des performances du classifieur en utilisant les K meilleurs points du noyau (c.-à-d. les K points avec le plus grand RDF). Pour beaucoup de signaux, des corrélations existent dans le plan d'auto-ambiguïté. Le RDF range les motifs en une seule dimension, malgré qu'il n'explique pas cette corrélation. La corrélation améliore souvent les performances globales de la classification et devrait, ainsi, être expliquée.

9. Application de la RTF optimisée pour la classification des défauts de la machine asynchrone

Le noyau DCS souffre de manque de précision car il ne prend pas en considération la variance interclasse, ce qui peut engendrer un noyau incertain et une classification incorrecte. Le noyau discriminant linéaire offre une forte discrimination de classe et s'approche ainsi du critère optimal de Bayes; son seul inconvénient est qu'il nécessite des grands ensembles d'apprentissages, ce qui est rare dans les signaux réels. La conception d'un noyau par le rapport discriminant de Fisher (RDF) offre l'avantage de traiter des exemples d'apprentissage de nombre limité et de prendre en considération la variance inter-classe.

Notre démarche consiste à constituer un ensemble d'apprentissage à partir des signaux de courant statorique. Ceux-ci représentent les différents états de fonctionnement de la machine saine et en défaut. Cet ensemble d'apprentissage servira comme base de données qui permettra l'affectation d'un nouveau signal non classé, par le biais d'un classifieur.

9.1 Application du RDF dans le plan doppler-retard

L'équation (25) peut également s'écrire comme l'équation (27). Le contraste de Fisher pour les s points qui maximise $J_F(s)$ est :

$$J_F(s) = \frac{(m_1 - m_2)^2}{V_1^2 + V_2^2} \quad (27)$$

m représente la moyenne des classes 1 et 2,

V^2 représente la variance des classes 1 et 2

Soit un ensemble de signaux qui représentent les courants statoriques dans le cas sain, déséquilibre rotorique et déséquilibre statorique. Un nombre total de $N-1$ noyaux doit être conçu pour N classes. Dans notre cas nous avons trois classes: classe moteur sain, classe défaut rotor et classe défaut stator. Ces classes sont conçues pour un régime de fonctionnement du moteur à vide et en charge. Pour chaque régime de fonctionnement nous concevons deux noyaux: Le premier noyau sert à séparer la classe défaut stator de la classe du moteur sain, le second noyau sert à séparer la classe défaut rotor de la classe moteur sain.

Comme montré dans Figure. 4, après le calcul du plan d'ambiguïté de tous les signaux d'apprentissage, la fonction discriminante de Fisher est appliquée pour la conception de noyau. Supposant qu'il y ait n classes et un total de N_i exemples d'apprentissage pour la classe i . La

notation $A_{ij}[\eta, \tau]$ représente le plan d'ambiguïté du $j^{\text{ème}}$ exemple d'apprentissage dans la $i^{\text{ème}}$ classe. Dans cette méthode statistique un certain nombre de données d'apprentissage pour chaque classe est nécessaire pour le rang des motifs.

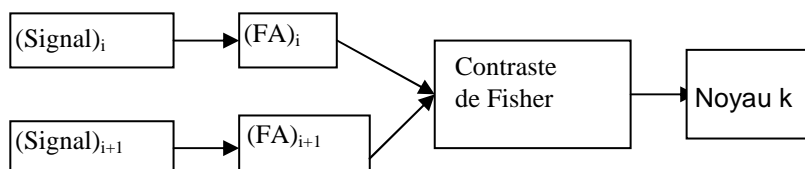


Figure. 4 Conception des noyaux

Dans la conception du noyau i , les points discriminants de Fisher sont calculés pour chaque position sur le plan d'ambiguïté

$$J_{Fi}(\eta, \tau) = \frac{(m_{\text{défaut}}[\eta, \tau] - m_{\text{sain}}[\eta, \tau])^2}{V_{\text{défaut}}^2[\eta, \tau] + V_{\text{sain}}^2[\eta, \tau]} \quad (28)$$

$m_{\text{défaut}}[\eta, \tau]$ et $m_{\text{sain}}[\eta, \tau]$ représentent la moyenne de la classe i dans le plan doppler-retard

$$m_{\text{défaut}}[\eta, \tau] = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N A_{\text{défaut},j}[\eta, \tau] \quad (29)$$

$$m_{\text{sain}}[\eta, \tau] = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N A_{\text{sain},j}[\eta, \tau] \quad (30)$$

$V_{\text{défaut}}^2[\eta, \tau]$ et $V_{\text{sain}}^2[\eta, \tau]$ représentent deux variances de la classe i dans le plan doppler-retard

$$V_{\text{défaut}}^2[\eta, \tau] = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (A_{\text{défaut},j}[\eta, \tau] - m_{\text{défaut},j}[\eta, \tau])^2 \quad (31)$$

$$V_{\text{sain}}^2[\eta, \tau] = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (A_{\text{sain},j}[\eta, \tau] - m_{\text{sain},j}[\eta, \tau])^2 \quad (32)$$

Les positions des points les plus élevés sont choisies comme position de motif. Le plan d'ambiguïté du signal est symétrique, seuls les points sur un quart du plan sont considérés.

9.2 Conception des noyaux discriminants de Fisher (NDF)

La conception des noyaux discriminants de Fisher (NDF) s'effectue sur plusieurs étapes (Figure.5) :

9.2.1 Signaux d'apprentissage

L'ensemble des signaux d'apprentissage a été acquis avec une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz et une durée d'observation de 10 s. De ce fait, le nombre d'échantillons par signal s'élève à $N=100000$. Le moteur est alimenté par deux types d'alimentation: une alimentation réseau ou une alimentation convertisseur. La dimension de la matrice d'autocorrection instantanée comportera la dimension de $N^2 = 10^{10}$, ce qui représente un volume de calcul très coûteux; afin de réduire la dimension du signal il est nécessaire de réduire le nombre d'échantillons par signal, tout en préservant les signatures fréquentielles caractéristiques. Le sous échantillonnage permet, en effet, de réduire le montant du signal, ceci par la réduction de la fréquence d'échantillonnage.

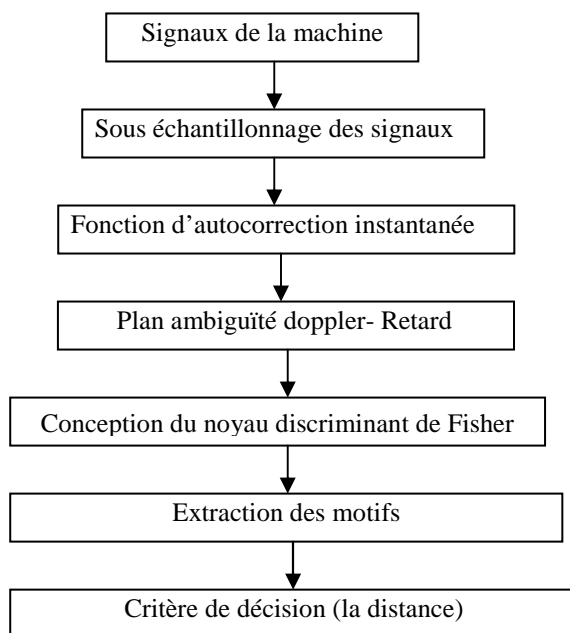


Figure.5 démarche de la classification

9.2.2 Sous échantillonnage des signaux

Le sous échantillonnage consiste à réduire la fréquence d'échantillonnage initiale; celle-ci contient des fréquences qui ne sont pas utiles à notre étude, seule la plage des fréquences recherchées est préservée. La fréquence des ruptures de barres se situe dans la plage fréquentielle

35 à 50 Hz, et la fréquence de défaut statorique correspond, en module, à la fréquence fondamentale 50Hz. Afin de conserver toutes ces fréquences caractéristiques, le signal original est sous échantillonné à 25 fois la fréquence d'échantillonnage initiale. Par conséquent, la dimension de signal va être considérablement réduite, ainsi que le temps de calcul. En outre, le bruit électrique va également être supprimé. Par ce procédé, nous réduisons de 500 fois le signal initial; de même, chaque signal de l'ensemble d'apprentissage comportera 200 points avec la conservation des signatures fréquentielles des signaux originaux.

9.2.3 Fonction instantanée d'auto corrélation et le plan d'ambiguïté

Nous calculons la fonction instantanée d'auto corrélation $R[n,t]$ de signal i (33) par l'expression (10); le signal de courant est donné par le vecteur :

$$i = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ \dots \ i_{n-1} \ i_n] \quad (33)$$

Le plan d'auto-ambiguïté du signal est obtenu par la transformée de Fourier inverse de la fonction d'auto corrélation instantanée (11). La dimension du plan d'auto ambiguïté est 200x200. Nous choisissons des points directement de N à partir de ce plan en tant que vecteur de motif. Les points sur l'axe $\eta = 0$ résultent une structure temps-fréquence stationnaire dans le temps. De même, les points sur l'axe $\tau = 0$ correspondent à une structure de temps- fréquence stationnaire en fréquence [Gil 99].

9.2.4 Conception du noyau discriminant de Fisher

Les plans d'auto-ambiguïtés sont distincts pour chaque signal de courant (sain et avec défaut). Nous voulons déterminer les coordonnées des N' points du plan d'ambiguïté $N \times N$, telles que les valeurs en ces endroits soient très semblables pour des signaux de la même classe, alors qu'elles changent de manière significative pour des signaux de différentes classes.

La conception du noyau est basée sur la fonction discriminante de Fisher pour obtenir les coordonnées de N' endroits du plan d'ambiguïté. Ici le noyau est conçu par les signaux d'apprentissage de chaque classe.

La fonction de Fisher est maximisée quand la séparation entre les moyennes des classes est grande et la variance interclasse est faible. La fonction de Fisher est conçu par un ensemble d'apprentissage dans un plan de dimension $N \times N$.

Nous transformons la fonction de Fisher en matrice binaire (le noyau) en remplaçant les points les plus élevés par 1 et les autres points par 0.

9.2.5 Extraction des motifs

Des motifs peuvent être extraits directement à partir de $A[\eta, \tau] \phi_i[\eta, \tau]$. Le noyau $\phi_i[\eta, \tau]$ a les mêmes dimensions que le plan d'ambiguïté. Dans cette application, le noyau $\phi_i[\eta, \tau]$ est défini comme une matrice binaire où chaque élément est soit 1 ou 0 :

$$A[\eta, \tau] \phi_i[\eta, \tau] = \begin{cases} A[\eta, \tau], & \text{si } \phi_i[\eta, \tau] = 1 \\ 0, & \text{si } \phi_i[\eta, \tau] = 0 \end{cases} \quad (34)$$

Les points de motif sont les points du plan d'ambiguïté de position (η, τ) quand $\phi_i[\eta, \tau] = 1$. Par conséquent, le processus d'extraction de motifs doit choisir les points qui sont optimaux pour la tâche de la classification dans le plan d'ambiguïté [Wan. M 04].

En multipliant la forme binaire de la fonction de Fisher avec le plan de l'ambiguïté d'un certain signal, nous trouverons des points de motif de N pour ce signal qui sont présentés par un ordre décroissant dans un vecteur motif (figure 6).

On peut interpréter la sélection de points dans le plan doppler-retard comme le masquage de la fonction d'ambiguïté d'un signal par une fonction binaire adaptée, laquelle peut être vue comme un noyau ϕ optimal. Cette méthode est peu coûteuse en termes de temps de calcul, puisqu'elle réduit l'espace de représentation à $N_{\text{point}}/2$ dimensions, soit ici 3 points par noyau.

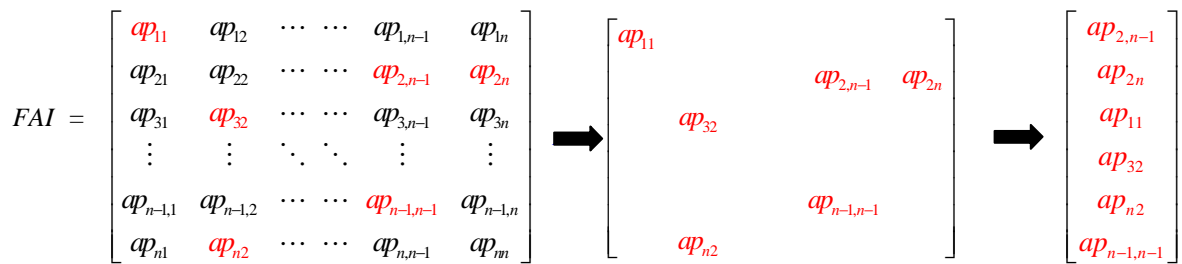


Figure. 6 Extraction du vecteur motif

9.2.6 Le critère de décision (la distance)

Le critère de décision fait appel à des distances ou plutôt des indices de divergences. Les distances sont utilisées en temps-fréquence mais elles sont valables dans les domaines temps,

fréquence.... Elles ont comme point commun de regrouper en une seule valeur des comparaisons effectuées point par point du domaine concerné.

Trois familles de distances sont utilisées classiquement: l'une considère les représentations temps-fréquence comme des images (distances types L_q), une autre les voit comme des densités de probabilité, une dernière les assimile à des spectres bidimensionnels.

Nous présentons ici la distance euclidienne qui nous intéresse. Le reste des distances est présentés en annexe 2.

La distance euclidienne est un cas particulier des distances dites L_q dont l'expression est :

$$d_{L_q}(C_{x1}^\phi, C_{x2}^\phi) = \left[\int \int |C_{x1}^\phi(t, f) - C_{x2}^\phi(t, f)|^q dt df \right]^{\frac{1}{q}} \quad (35)$$

On remarque quelques cas particuliers:

$q=1$: distance de Manhattan

$q=2$: distance euclidienne.

$q \rightarrow \infty$: déviation maximale

9.3 Résultats de calcul

Le noyau discriminant de Fisher (NDF) est appliquée à l'extraction des motifs de l'ensemble d'apprentissage que représentent les courants statoriques du moteur asynchrone. Trois NDF ont été calculés et qui correspondent aux trois classes que constitue l'ensemble d'apprentissage : une classe pour chaque type de défaut et la troisième pour le cas sain). Pour chaque classe, nous prévoyons quinze exemples par signal; de ce fait, l'ensemble d'apprentissage sera constitué de 3 x 10 exemples de signaux, chaque signal contenant 200 échantillons. En outre, d'autres signaux de test et qui ne font pas partie de l'ensemble d'apprentissage sont également prévus pour la validation de la méthode NDF.

9.3.1 Noyau défaut stator

Ce noyau est conçu pour l'obtention des points de séparation maximale entre deux classes: la classe défaut stator et la classe moteur sain. La dimension de la matrice de Fisher contient initialement $200 \times 200 = 40000$ points; vu la symétrie par rapport à l'origine, nous prenons le quart des valeurs de la matrice ce qui correspond à $N=10000$. Dans la figure 7, parmi les 10000 points de Fisher les plus discriminants entre les deux classes nous trouvons 15 points pour un moteur en charge et 5 points pour un moteur à vide.

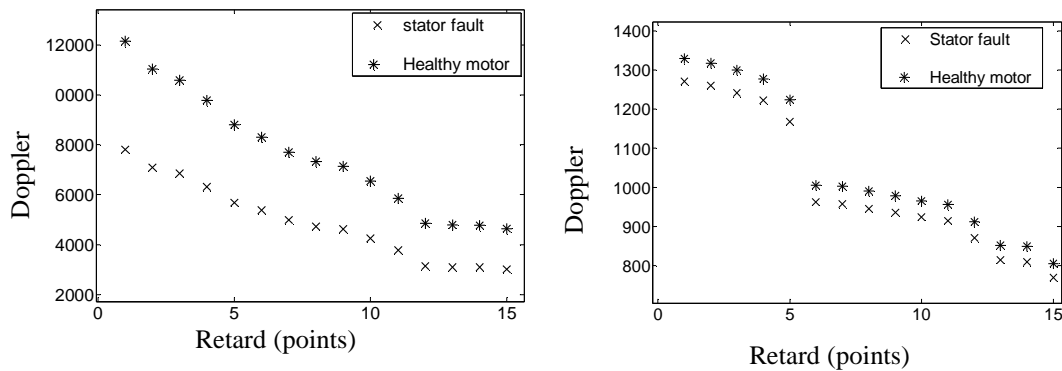


Figure.7 Points optimaux de séparation entre classes de l'ensemble d'apprentissage

9.3.2 Noyau défaut rotor

Ce noyau est conçu pour l'obtention des points de séparation maximale entre deux classes: la classe défaut rotor et la classe moteur sain. La dimension de la matrice de Fisher est la même que précédemment parmi les 10000 points de Fisher les plus discriminants; entre les deux classes nous trouvons (Figure.8) 14 points par noyau en régime de charge; le premier point est enlevé car il est loin du reste des points les plus discriminants. Pour le noyau en régime à vide nous retenons les huit premiers points.

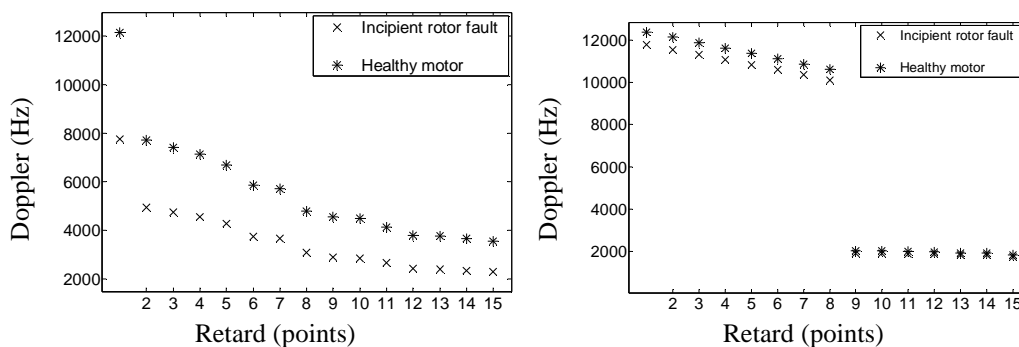


Figure.8 points optimaux de séparation entre classes de l'ensemble d'apprentissage

10. RTF de classification optimale

Les RTF de classification optimale correspondant aux deux noyaux conçus sont calculés à partir de l'équation (4) et représentés selon (Figure. 9 et Figure. 10), Comme souligné dans la partie théorique, il est plus pratique de travailler avec le plan d'ambiguïté lissé par un noyau approprié à l'application que d'utiliser directement la RTF. Sachant qu'on peut faire le passage du plan d'ambiguïté à la RTF. Ces derniers sont montrés dans ce paragraphe parce que l'idée initiale de la méthode proposée est de concevoir la RTF qui est optimisée pour la classification.

Il y a de deux RTF pour chaque noyau (Figure. 9 et Figure. 10): la RTF moyenne du défaut stator et la RTF moyenne du moteur sain. Chaque RTF conçu est le résultat d'un lissage. Avec un but explicite de classification, la structure temps-fréquence du signal est globalement lissée; elle devient moins précise en raison des termes croisés d'interférence. Cependant, les distances maximales entre les deux classes sont garanties par les points retenus qui sont les plus discriminants. Les RTF présentés ont un modèle semblable mais sont différents en teneur d'énergie, parce qu'ils correspondent à la même fonction de noyau mais à différentes valeurs de motif. Selon le contraste de la visualisation de RTF, les différentes classes montrent des niveaux très légers voir presque invisibles à l'œil nu de la teneur en énergie globale. Ceci est dû au fort degré de ressemblance entre la classe du défaut naissant et la classe du moteur sain.

Cependant, il est difficile de fournir davantage d'interprétation de ces différentes formes parce que le but du processus de conception de RTF est la bonne séparation entre les classes au lieu de la représentation précise d'un signal. La RTF conçu dans cette étude est une RTF quadratique. En raison des termes croisés d'interférences, l'interprétation visuelle a été montrée comme étant une contrainte des RTF quadratiques, bien qu'ils aient généralement de meilleures résolutions en termes de temps fréquence tels que les RTF linéaires (STFT, etc...)

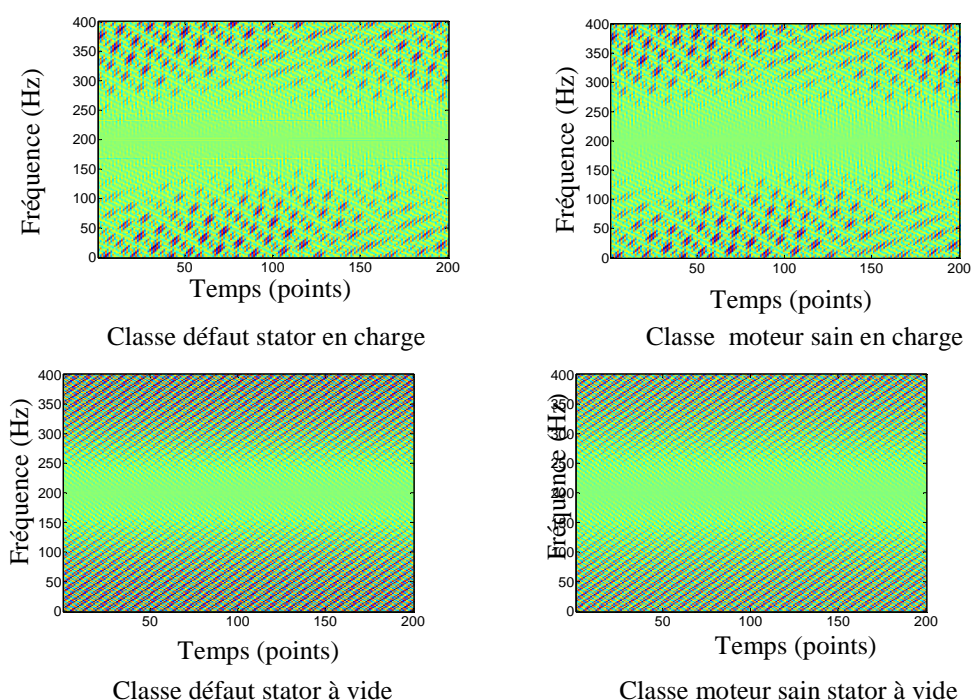


Figure. 9 La RTF moyenne de la classe défaut stator et la classe moteur sain (RTF correspond au noyau défaut stator)

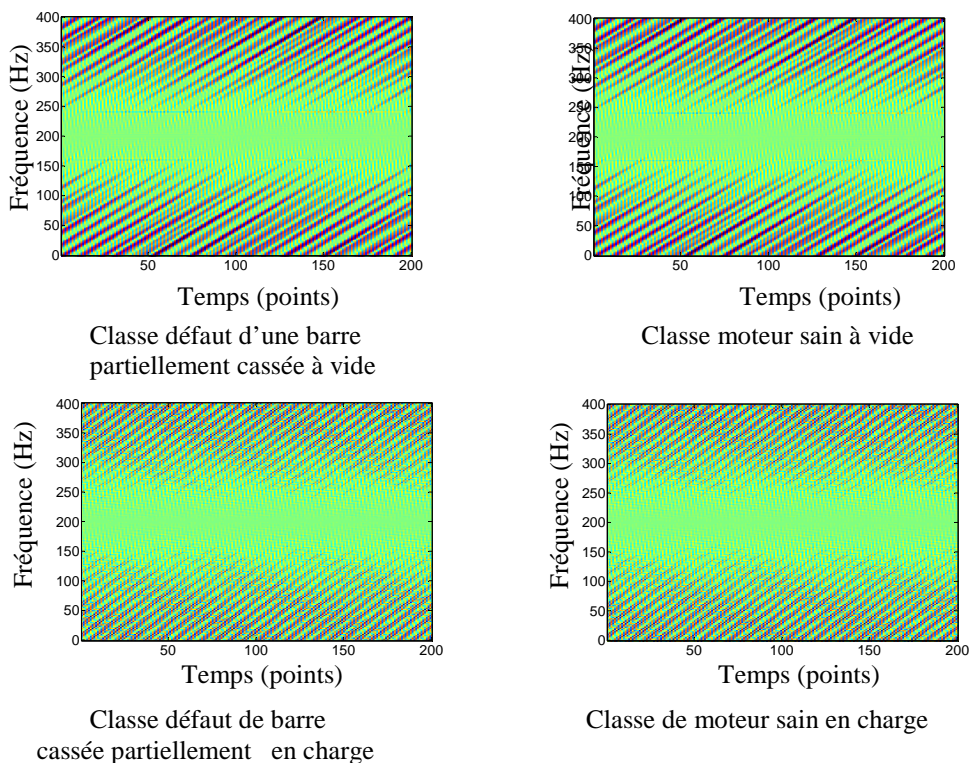


Figure. 10 La RTF moyenne de la classe défaut rotor et la classe moteur sain (RTF correspond au noyau défaut rotor)

11. La décision

Les positions des points de Fisher les plus discriminants sont représentées dans le plan doppler-retard figure (11). Parmi les points qui ont été désignés précédemment dans les noyaux, nous n'avons retenu en fin de compte que 12 points $\{(\xi, \tau)_1, \dots, (\xi, \tau)_{12}\}$ de plus fort contraste pour les quatre noyaux. Cette sélection est faite par la suppression des points de valeur très grande par rapport au reste des points de la même classe; nous avons également supprimé les points qui ont des valeurs proches de celles des autres classes, ceci afin de faciliter la tâche au classifieur et d'aboutir par conséquent à une classification précise.

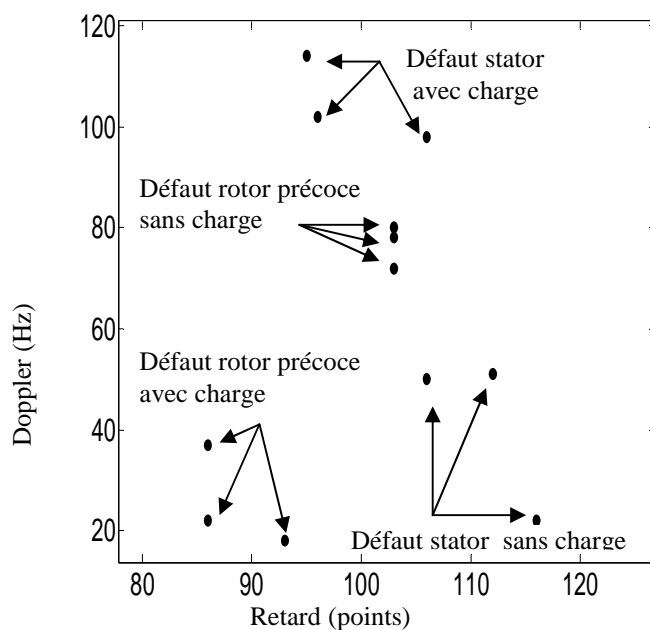


Figure.11 défaut stator et moteur sain en charge et à vide

L'ensemble d'apprentissage des quatre noyaux est représenté par les figures (12) et (13). Chaque noyau est représenté par trois points; on constate que les noyaux dans les deux régimes de fonctionnement en charge et à vide sont bien séparés alors que les valeurs des points dans les plan d'ambiguïté sont regroupés et ont des valeurs très proches. Cette caractérisation est très importante car elle représente la signature du défaut localisée en termes doppler-retard. Ces 12 points $\{(\xi, \tau)_1, \dots, (\xi, \tau)_{12}\}$ choisis après apprentissage représentent la séparation maximale vis à vis du moteur en fonctionnement sain.

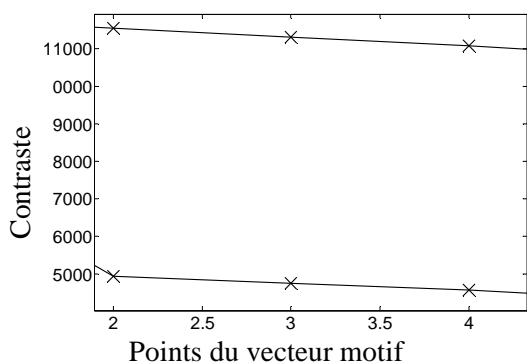


Figure.12 apprentissage défaut rotor à vide (courbe en haut) en charge (courbe en bas)

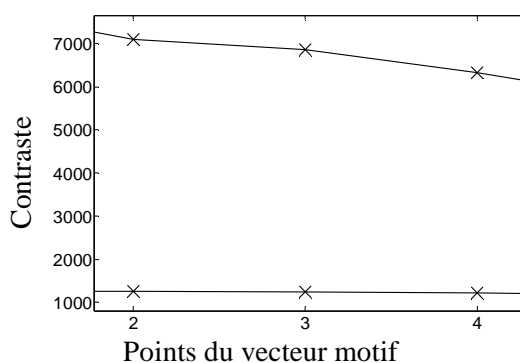


Figure.13 apprentissage défaut stator (courbe en bas) en charge (courbe en haut)

La classification d'un nouveau signal est réalisée par la comparaison de sa fonction d'ambiguïté en $\{(\xi, \tau)_1, \dots, (\xi, \tau)_{12}\}$ avec les fonctions d'ambiguïté des signaux d'apprentissage en ces mêmes points à l'aide de la distance euclidienne. Dans les figures (14) et (15), nous avons testé 5 x 4 signaux qui n'ont pas été classés et qui représentent cinq exemple de chaque défaut, à savoir le défaut de rupture partielle d'une barre et le défaut de déséquilibre statorique. Ces deux défauts ont été réalisés en régimes de fonctionnement à vide et en charge. L'erreur moyenne de classification par le biais de la distance Euclidienne est très faible, de l'ordre de 0.1%, la classification des nouveaux signaux étant donc très précise, presque à 100%. Malgré que la rupture partielle d'une barre rotorique est pratiquement indétectable que ce soit dans le domaine temporel par démodulation ou fréquentiel par analyse spectrale, par conséquent cette méthode de classification offre un outil très efficace pour une détection précoce des défauts.

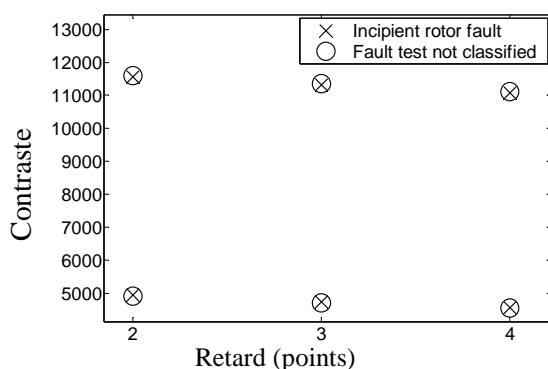


Figure.14 classification du défaut rotor (barre partiellement cassée): à vide (courbe en haut) et en charge (courbe en bas)

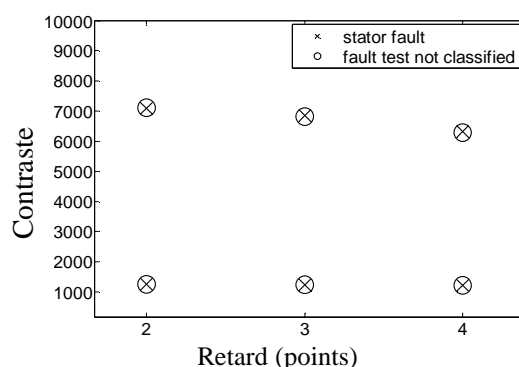


Figure.15 classification défaut stator à vide (courbe en bas) et en charge (courbe en haut)

12. Conclusions

Dans ce chapitre nous avons proposé une méthode de représentation temps-fréquence dite "dépendante de la classe du signal" pour la classification des défauts. Nous avons montré que les RTF classiques ont des noyaux paramétriques et à priori prédéfinis donc inappropriés à la classification, d'où l'orientation vers le plan d'ambiguïté doppler-retard où toutes les RTF peuvent être dérivées par un choix approprié d'un noyau. Dans cette application, le choix du noyau est crucial car il permet d'avoir une RTF optimisée et par conséquent une classification précise des signaux. Après avoir montré les limites du noyau DCS de moyenne-carrée et du noyau discriminant linéaire, à cause respectivement de la non prise en considération de la variance interclasse pour le premier noyau et la nécessité des grands ensembles d'apprentissage

pour le second noyau, nous avons opté pour le noyau discriminant de Fisher afin de palier à ces deux inconvénients. Quatre noyaux ont été proposés avec 12 points $\{(\xi, \tau)_1, \dots, (\xi, \tau)_{12}\}$ issus d'un ensemble d'apprentissage contenant 10 exemples pour chaque classe (sain, défaut partielle d'une barre rotorique et défaut stator). Le critère de décision a été réalisé par la distance euclidienne et appliqué à cinq exemples par classe non compris dans l'ensemble d'apprentissage. Le résultat de calcul montre que l'erreur de classification est presque nulle, d'où l'opportunité et la puissance de cette technique à la détection précoce des défauts des machines électriques.

Conclusion générale

Ce travail de thèse a porté sur la modélisation de la machine asynchrone ainsi que sur le développement des techniques et méthodes de diagnostic des défauts. Les méthodes développées s'inscrivent dans le cadre multidisciplinaire faisant appel conjointement aux domaines des machines électriques, de l'automatique et du traitement du signal.

Après avoir dressé un état de l'art des méthodes de la modélisation fine de la machine asynchrone, plusieurs approches ont été décrites, notamment celle du schéma multi-enroulement équivalent (SMEE). L'approche basée sur l'estimation paramétrique s'est développée grâce au modèle dit « différentiel » qui a contribué à une amélioration sensible de la détection des défauts.

Les améliorations apportées aux modèles analytiques pour une modélisation fine dédiée au diagnostic restent néanmoins insuffisantes. Les modèles souffrent de la négligence de certaines hypothèses pénalisantes. C'est dans ce contexte que nous avons privilégié l'approche locale par la modélisation éléments finis de la machine asynchrone. La simulation par élément fini de la machine asynchrone a permis de garantir de bonnes caractérisations fréquentielles des défauts. La simulation des ruptures de barres a permis de mettre en évidence toutes les bandes latérales relatives au défaut. Une détection précoce est possible à partir des raies localisées aux alentours des fréquences du fondamental (f), de sa composante inverse ($-f$) ainsi qu'autour des fréquences impaires. La simulation de court-circuit à l'intérieur de l'encoche statorique a été surmontée par une modification apportée à la géométrie de la machine asynchrone et dont les caractéristiques électriques et magnétiques sont restées semblables à la machine réelle.

La détection des défauts en ligne à partir du courant statorique présente un avantage pratique très intéressant. Plusieurs techniques ont été abordées, en l'occurrence la fréquence instantanée ou l'amplitude instantanée; ces derniers permettent de soustraire le fondamental et ne préserver en fin de compte que l'information pertinente. Etablir la relation de cause à effet est possible par la technique de déconnexion. La rupture de barres induit dans les enroulements statoriques les 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques de tension. Afin d'améliorer la détection de ces composantes de défauts, l'estimateur de Welch avec le fenêtrage de Parzen a permis de distinguer les harmoniques impaires de défauts. Les transformées de Fourier via la DFT glissante ou l'algorithme de Goertzel ont permis de réduire le volume de calcul. La démodulation analogique est très efficace en termes de précision et de temps de réponse. Ce temps est récupéré par la démodulation numérique qui substitue le filtre par un calcul d'une valeur moyenne. Cette technique est applicable en ligne. Le module du vecteur d'espace a permis d'envisager la surveillance des défauts de rotor et de stator, la superposition des composants fréquentiels est théoriquement approuvée mais pratiquement elle est sans incident majeur. Les composants des

défauts sont insensibles aux distorsions de la tension d'alimentation et se prêtent bien pour être de bons indices de diagnostic.

La classification automatique des défauts a été réalisée à partir de la représentation temps-fréquence dite "dépendante de la classe du signal". Nous avons montré que les RTF classiques ont des noyaux paramétriques et à priori prédéfinis donc inappropriés à la classification, d'où l'orientation vers le plan d'ambiguïté doppler-retard où toutes les RTF peuvent être dérivées par un choix approprié d'un noyau. Après avoir montré les limites du noyau DCS de moyenne-carrée et du noyau discriminant linéaire, à cause respectivement de la non prise en considération de la variance interclasse pour le premier noyau et la nécessité des grands ensembles d'apprentissage pour le second noyau, nous avons opté pour le noyau discriminant de Fisher afin de palier à ces deux inconvénients. Quatre noyaux ont été proposés avec 12 points issus d'un ensemble d'apprentissage. Le critère de décision a été réalisé par la distance euclidienne. Le résultat de calcul a montré que l'erreur de classification est presque nulle, d'où la puissance de cette technique pour la détection précoce des défauts des machines électriques.

Annexes

Annexe 1. Calcul des paramètres de la machine asynchrone

Le calcul des différents paramètres de la machine asynchrone est effectué en fonction de sa géométrie et des ses matériaux. Ces paramètres seront calculés comme suit :

1. Calcul des résistances:

1.1 La résistance statorique :

Le bobinage statorique est constitué de fils de cuivres disposés dans les encoches du circuit magnétique statorique de la machine. Le calcul de la résistance englobe la totalité du cuivre incluant ainsi les têtes de bobines.

$$R_s = \rho_{Cu} \cdot N_w \cdot \frac{2 \cdot (L_{fer} + L_{tdb})}{S_{Cu}} \quad (1)$$

tel que : L_{fer} : Longueur du bobinage le long du fer par phase au stator.

L_{tdb} : Longueur du fil en tête de bobine.

ρ_{Cu} : Résistivité du cuivre.

S_{Cu} : surface de la section du fil de bobinage au stator (inclus la somme des surfaces des fils en parallèles).

N_w : Nombre de spires en série par phase.

1.2 La résistance rotorique :

Le calcul de la résistance globale du rotor dépend de celles des barres et des anneaux.

$$\text{Résistance d'une Barre de la cage} \quad R_{bar} = \rho_{Al} \cdot \frac{L_{fer}}{S_{encr}} \quad (2)$$

$$\text{Résistance d'une portion d'anneau} \quad R_{ann} = \rho_{Al} \cdot \frac{l_{an}}{N_R \cdot S_{an}} \quad (3)$$

$$\text{avec} \quad S_{an} = e_{an} \cdot \frac{DE_{an} - DI_{an}}{2} \quad (4)$$

Avec un rotor sain toutes les barres et tous les anneaux sont identiques, la résistance rotorique rapportée à une phase du stator est définie comme suit:

$$R_r = m_r \cdot \left(R_{bar} + \frac{R_{am}}{2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{N_R}\right)^2} \right) \quad (5)$$

avec $m_r = \frac{12 \cdot (N_w \cdot k_w)^2}{N_R}$

m_r : rapport de transformation barre.

et le facteur de bobinage : $k_w = k_r \cdot k_d$

$$k_r = \sin\left(\frac{pQ\pi}{N_s}\right) \quad \text{et} \quad k_d = \frac{\sin\left(pN_{es} \frac{\pi}{N_s}\right)}{N_{es} \sin\left(p \frac{\pi}{N_s}\right)}$$

2. Calcul des inductances de fuite :

Les inductances de fuites représentent les pertes magnétiques dues à la répartition des conducteurs dans la machine.

2.1 l'inductance de fuite statorique

Il est à distinguer les fuites dues à la géométrie des dents et les fuites dues aux têtes de bobines dont les lignes de flux ne génèrent aucune force magnétomotrice.

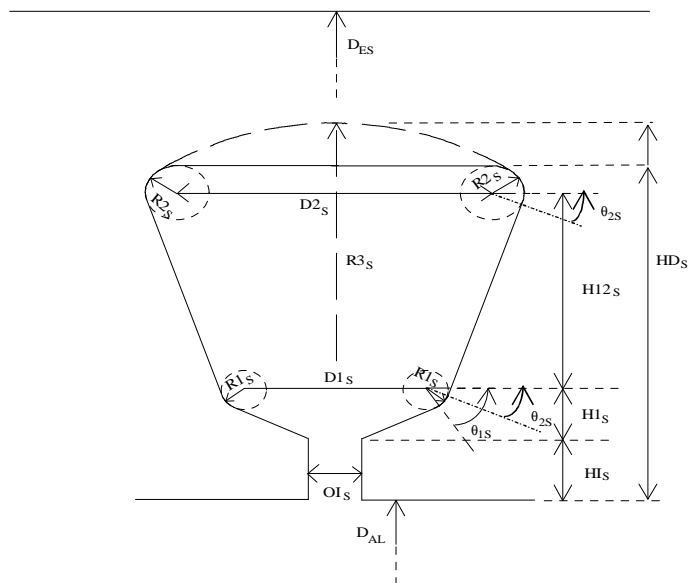


Fig.1 Dessin d'une encoche du stator avec ses notations

Nous distinguons trois perméances de fuite liées à la géométrie des dents du stator et la perméance liée au bobinage en tête de bobine :

a- perméance de fuite d'isthme : c'est la partie de fuite comprise dans la partie HI_S

$$P_{fis} = \mu_0 \cdot \frac{L_{fer} \cdot HI_S}{OI_S} \text{ où } L_{fer} \text{ est la longueur utile de fer}$$

b- perméance de fuite de tête dent: c'est la partie comprise dans la partie HI_S +le bout d'arrondi du cercle (R_{1S}) (c'est à dire la fin du bout d'arrondi et le début de la droite qui relie les 2 cercles).

$$P_{fies} = \mu_0 \cdot L_{fer} \int_{HI_S}^{HI_S+H_{1S}+R_{1S}\sin(\theta_{2S})} \frac{dh}{w(h)} \text{ où } w(h) \text{ est la largeur d'encoche à la hauteur } h$$

c- perméance de fuite d'encoche : c'est les fuites du reste de l'encoche, contrairement aux deux précédentes perméances qui englobent le nombre total de spires d'encoche, cette perméance est répartie et dépend du nombre de spires brassé à une hauteur considérée.

$$P_{fes} = \frac{\mu_0 \cdot L_{fer}}{n_{spe}^2} \int_{HI_S+H_{1S}+R_{1S}\sin(\theta_{2S})}^{HD_S} n^2(h) \cdot \frac{dh}{w(h)} \quad (6)$$

où n_{spe} est le nombre de spires de l'encoche.

$$n(h) = \frac{(HD_S - (HI_S + H_{1S} + R_{1S} \cdot \sin(\theta_{2S})) - h) \cdot w(h)}{S_{encs}} \cdot n_{spe} \quad (7)$$

(nombre de spires moyen à une hauteur h)

d- perméance de tête de bobine : le bobinage de tête de bobine génère des fuites magnétique.

Son expression est représentée par l'équation empirique [Alger] suivante :

$$P_{fdb} = 1.25 \frac{\mu_0 \cdot D_{al} \cdot N_{es}}{2p} (0.375(n_{rac} - 0.7) + 0.2) \quad (8)$$

avec n_{rac} : pas de raccourcissement.

L'inductance de fuite totale dans une phase du stator est en fonction de toutes les perméance et s'exprime par :

$$L_{fs} = \frac{3 \cdot (2 \cdot N_w)^2}{N_s} \cdot (P_{fis} + P_{ftes} + P_{fes} + P_{fdb}) \quad (9)$$

où N_w est le nombre de spires en série par phase et N_s est le nombre d'encoches statoriques.

2.2 l'inductance de fuite rotorique

Comme au stator, nous distinguons trois perméances de fuite liées à la géométrie des barres et la perméance des portions d'anneaux :

- fuite d'encoche :

a- perméance de fuite d'isthme : c'est la partie de fuite comprise dans la partie HI_R

Si l'encoche n'est pas fermée

$$P_{fir} = \mu_0 \cdot \frac{L_{fer} \cdot HI_R}{OI_R} \quad (10)$$

Si l'encoche est fermée, nous aurons $P_{fir} = 0$

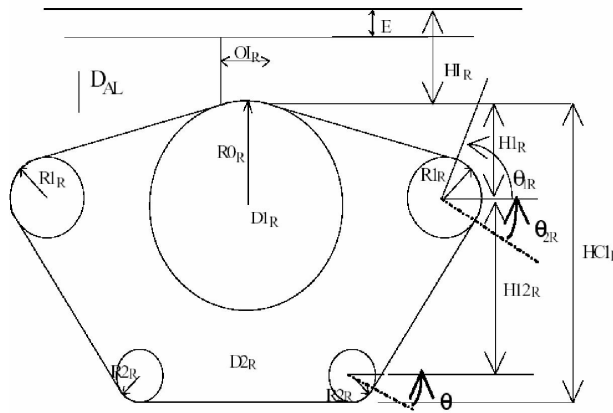


Fig.2 Dessin d'une encoche du rotor avec ses notations

b- perméance de fuite de tête d'encoche : c'est la partie comprise dans la partie HI_R +le bout d'arrondi jusqu'à q_{2R} du cercle ($R1_R$).

$$P_{fter} = \mu_0 \cdot L_{fer} \int_{HI_R}^{HI_R + HI_R + R1_R \cdot \sin(\theta_{2R})} \frac{dh}{w(h)} \quad (11)$$

où $w(h)$ est la largeur d'encoche à la hauteur h .

c- perméance de fuite d'encoche : c'est les fuites du reste de l'encoche jusqu'à HC1_R.

Cette perméance est répartie.

$$P_{fer} = \mu_0 \cdot L_{fer} \int_{HI_R + H1_R + R1_R \cdot \sin(\theta_{2R})}^{HI_R + HC1_R} n^2(h) \cdot \frac{dh}{w(h)} \quad (12)$$

où

$$n(h) = \frac{(HC1_R - (HI_R + H1_R + R1_R \cdot \sin(\theta_{2R})) - h) \cdot w(h)}{S_{encr}} \quad (13)$$

(nombre de spires moyen à une hauteur h).

d- perméance de fuite d'anneau (formule empirique)

$$P_{fam} = 0.365 \cdot \mu_0 \cdot L_{fer} \cdot \left(\frac{l_{an}/2 \cdot N_R}{L_{fer}} \cdot \log_{10} \left(\frac{15 \cdot l_{an}/2}{e_{an} + (DE_{an} + DI_{an})/2} \right) \right) \quad (14)$$

Inductance de fuite rotor :

$$L_{fr} = P_{fer} + P_{fter} + P_{fir} + \frac{P_{fam}}{2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{N_R}\right)^2} \quad (15)$$

3. Inductance propre statorique :

La distribution de l'induction dans l'entrefer, en négligeant les harmoniques, sera de la forme :

$$B(\theta_s) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos(p \cdot \theta_s) \quad (16)$$

$$\text{et } L_s = L_{fer} \cdot p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_s) d\theta_s \quad (17)$$

4. Inductance propre rotorique :

La distribution de l'induction dans l'entrefer, en négligeant les harmoniques, sera de la forme :

$$B(\theta_r) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \epsilon} \cdot k_w \cdot \cos \left(p \cdot \left(\theta_r - alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}} \right) \right) \quad (18)$$

avec : $alpr$: coefficient d'inclinaison des barres rotoriques (nombre de barre par longueur de la machine).

$$\text{et } L_r = p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \int_{-\frac{L_{fer}}{2}}^{\frac{L_{fer}}{2}} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_r) \cdot d\theta_r \cdot dl \quad (19)$$

5. Calcul de l'inertie J :

Nous commençons par définir les surfaces au rotor. Sur le schéma ci-dessous, le rotor est partagé en cinq parties plus la culasse.

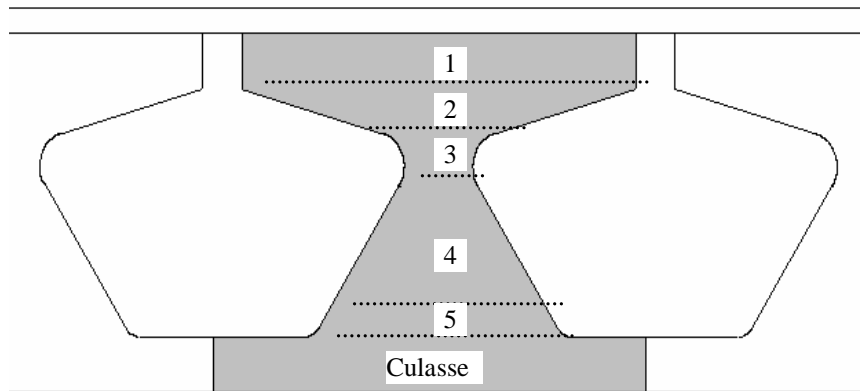


Figure.3 les surfaces au rotor

La somme de ces surfaces multipliée par la longueur du rotor nous donnera le volume du rotor. Connaissant la masse volumique du rotor M_{rotor} , nous pouvons avoir la masse du rotor.

Il faut rajouter la masse de l'arbre du rotor qui est de forme cylindrique. Donc cette masse est égale au volume du cylindre par la masse volumique de l'arbre.

Et l'inertie :

$$J = \frac{1}{8} m_{rotor} \cdot (D_{al} - 2 \cdot e)^2 \quad (20)$$

Avec D_{al} : Diamètre d'alésage stator.

e : Entrefer.

$$m_{rotor} = m_{arbre} + m_{culasse} + m_{dents} \quad (21)$$

Annexe 2. Les distances

1. Distance quadratique, corrélation

La distance quadratique se déduit de la distance L_2 par $d_{L_2}^2$. La distance de Mahalanobis est l'équivalent d'une distance euclidienne dans un repère non orthonormé. Utilisée en statistique, elle nécessite la connaissance de la matrice de variance-covariance (notée Σ) des données d'une classe dans \mathfrak{R} , et indique la distance de l'élément à classer x à l'élément moyen \bar{x} de la classe :

$$d_{Mahalanobis}(x, \bar{x}) = \sqrt{(x - \bar{x})^T \Sigma^{-1} (x - \bar{x})} \quad (1)$$

La corrélation, quant à elle, est par définition un degré de ressemblance. Pour obtenir un indice compatible avec une distance (c'est-à-dire qui augmente avec les différences), on utilise la distance par corrélation définie ainsi:

$$d_{corr}(C_{x_1}^\phi, C_{x_2}^\phi) = \frac{[d_{L_2}(C_{x_1}^\phi, C_{x_2}^\phi)]^2}{\iint |C_{x_1}^\phi(t, f)|^2 dt df + \iint |C_{x_2}^\phi(t, f)|^2 dt df} \quad (2)$$

2. Distances entre densités de probabilité

Une densité de probabilité $p(x)$, définie sur un domaine D respecte par définition les contraintes suivantes :

- positivité :

$$\forall x \in D, p(x) \geq 0$$

- somme unitaire :

$$\int_D p(x) dx = 1$$

Dans la classe de Cohen, le spectrogramme (ou une combinaison linéaire de spectrogrammes) est la seule représentation temps-fréquence qui soit positive pour tout signal.

Par ailleurs, il n'est de somme unitaire que si le signal et la fenêtre sont eux-mêmes unitaires.

Appliquer à des représentations temps-fréquence des distances prévues à l'origine pour des densités de probabilité nécessite une normalisation préalable. Plusieurs possibilités existent : la suppression des termes négatifs conduit à une perte d'information et sera évitée. A l'usage, il apparaît que la valeur absolue de la représentation temps-fréquence permet une bonne comparaison. La normalisation retenue est:

$$NC_x^\phi(t, f) = \frac{|C_x^\phi(t, f)|}{\iint |C_x^\phi(s, v)| dsdv} \quad (3)$$

Les φ -divergences forment une famille de distances paramétrées par deux fonctions.

Soient $\varphi : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction continue strictement convexe, et $\psi : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction croissante. Alors toute φ -divergence s'écrit [Bas89] :

$$d_{\varphi\text{-div}}(p_1, p_2) = \psi \left\{ E_1 \left[\varphi \left(\frac{p_2(x)}{p_1(x)} \right) \right] \right\} \quad (4)$$

où E_1 est l'espérance mathématique relative à la densité de probabilité p_1 . Pour des représentations temps-fréquence, elles s'expriment

$$d_{\varphi\text{-div}}(C_1, C_2) = \psi \left\{ \iint \varphi \left(\frac{C_2(t, f)}{C_1(t, f)} \right) C_1(t, f) dt df \right\} \quad (5)$$

Comme ces distances sont utilisées comme fonctions discriminantes, seul le choix de φ est crucial et conduit aux mêmes résultats quelque soit ψ . Le tableau 1 donne quelques exemples de ces distances.

Distance	$\psi(u)$	$\phi(u)$	$d_{\phi-div}(NC_{y_1}^\phi, NC_{y_2}^\phi)$
Kolmogorov	u	$ 1-u $	$\int NC_{y_1}^\phi(t, f) - NC_{y_2}^\phi(t, f) dt df$
Kullback	u	$(u-1)\log(u)$	$\iint (NC_{y_1}^\phi(t, f) - NC_{y_2}^\phi(t, f)) \log \frac{NC_{y_1}^\phi(t, f)}{NC_{y_2}^\phi(t, f)} dt df$
Chernoff ($0 \leq m \leq 1$)	$-\log(-u)$	$-u^{1-m}$	$-\log \left[\iint NC_{y_1}^\phi(t, f)^m \cdot NC_{y_2}^\phi(t, f)^{1-m} dt df \right]$
Bhattacharyya	Cas particulier de la distance de Chernoff pour $m = 1/2$		
Matusita généralisée ($m \geq 1$)	$u^{1/m}$	$ 1 - u^{1/m} ^m$	$\left[\iint NC_{y_1}^\phi(t, f)^m - NC_{y_2}^\phi(t, f)^m dt df \right]^{1/m}$
Kolmogorov	Cas particulier de la distance de Matusita généralisée pour $m = 1$		
Matusita	Cas particulier de la distance de Matusita généralisée pour $m = 2$		

Tableau 1. Quelques ϕ -divergences couramment utilisées pour la décision en traitement du signal

En dehors des ϕ -divergences, on notera la distance de Jensen [MBF94], de paramètre $m \in \mathbb{N}$.

Elle est basée sur la mesure d'information de Renyi qui s'exprime par :

$$R_m(C_y^\phi) = \frac{1}{1-m} \log_2 \iint (C_y^\phi(t, f))^m dt df \quad (6)$$

R_m donne une mesure de la quantité d'information présente dans une représentation temps-fréquence. Le calcul de $d_{NJensen}$ nécessite la définition d'une quantité intermédiaire :

$$J_m(C_{y_1}^\phi, C_{y_2}^\phi) = R_m\left(\sqrt{C_{y_1}^\phi \cdot C_{y_2}^\phi}\right) - \frac{R_m(C_{y_1}^\phi) + R_m(C_{y_2}^\phi)}{2} \quad (7)$$

On peut alors écrire la divergence de Jensen :

$$d_{NJensen}(C_{y_1}^\phi, C_{y_2}^\phi) = J_m\left(\frac{NC_{y_1}^\phi + NC_{y_2}^\phi}{2}, NC_{y_2}^\phi\right) \quad (8)$$

Le paramètre m sera choisi en général égal à 3.

3. Distances spectrales

Une extension des deux familles de distances précédentes peut être obtenue facilement en utilisant les distances L_q entre images normalisées :

$$d_{NL_q}(C_{y_1}^\phi, C_{y_2}^\phi) = d_{L_q}(NC_{y_1}^\phi, NC_{y_2}^\phi) \quad (9)$$

On remarque que le cas particulier $q = 1$ est la distance de Kolmogorov. Dans le même esprit, on peut définir la déviation spectrale logarithmique [VDC94] :

$$d_{NDSL_q}(C_{y_1}^\phi, C_{y_2}^\phi) = d_{L_q}(\log[NC_{y_1}^\phi], \log[NC_{y_2}^\phi]) \quad (10)$$

CONTRIBUTION SCIENTIFIQUE

A. Publications internationales

1. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar, "Detection improvement of the broken rotor bars of IM after supply disconnection", Journal of electrical engineering, ISSN1335-3632, vol. 56, No. 11-12, 2005, 322-326.
2. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar, "For an accurate diagnosis of induction motor faults under distorted supply voltage", International journal of intelligent automation and soft computing, ISSN 1079-8587, vol.11, No.4, 2005, 277-288.

B. Communications internationales

1. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar, Clerc Guy, "Detailed Study of the Rotor Asymmetry Effects of Induction Machine Under Different Supply Conditions, 11th European conference of power electronics and applications (EPE'05) in Dresden, Allemagne, 11-14 septembre 2005.
2. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar, Kkhezzar Abdelmalek, Boucherma Mohamed," Effects of Broken Bar Induction Motor with Stator Asymmetry and Distorted Supply, International conference in electrical machines (ICEM'04), pologne, septembre 2004.
3. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar "On ligne diagnosis of induction motor faults under different supply voltage" Sixth International Symposium on Electric and Magnetic Fields, EMF Aachen, Allemagne 6-9 Octobre2003.
4. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar, " NDT of faulty induction motor" 11th International symposium on applied electromagnetics, ISEM'03, , 12-14 Mai, Paris, France 2003.
5. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar, " monitoring of induction motor faults under distorted supply conditions", International conference: sciences of electronic, technologies of information and telecommunications, acceptée, march 15-20, 2004, Tunisia.

C. Communications nationales

1. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar " Diagnostic en ligne des moteurs à induction associés à des sources non idéales" CGE'02, 17-18 Décembre 2002, Ecole militaires polytechnique, Alger.
2. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar "Les effets de la distorsion de la tension sur le processus de diagnostic des défauts dans les moteurs électriques" CEE'02, conference on electrical engineering, Batna,10-11 Dec 2002.
3. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar "Applications des systèmes experts en maintenance et en temps réel dans le secteur des hydrocarbures", El-Aurassi, Alger , 4^{ème} journées scientifiques et techniques, 16/19 Avril 2000.

4. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar " Diagnostic en ligne des moteurs électriques associés à des convertisseurs MLI." SIPE'6^{ème} Séminaire International sur la Physique Energétique, Béchar 21/23 Oct 2002.
5. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar " Diagnostic en ligne des moteurs à induction associés à des sources non idéales" CNIE 2002 , 15-16 Décembre 2002 à l'USTO, Oran.
6. Lebaroud Abdesselam, Bentounsi Amar "signal processing and failure diagnosis of electric power station in real time" SIPE'5, 5^{ème} Séminaire International sur la Physique Energétique, Béchar 7/9 Novembre 2000.

Bibliographie

- [Abe 01] Abed A., Weinachter F., Razik H., Rezzoug A., " Real-time implementation of the sliding DFT applied to on-line's broken bars diagnostic " Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International 2001, p. 345-348.
- [And 90] Andria. G. "Inverter drive signal precessing via DFT and EKF" IEE Proceedings, vol. 137, Pt.B, N.2, March, 1990.
- [Ark 99] Arkan M., Unsworth P. J., "Stator fault diagnosis in induction motors using power Decomposition", Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE ,vol. 3 , 3-7 octobre 1999, p. 1908-1912.
- [Ark 01] Arkan M., Perovic D.K., Unsworth P.,"Online stator fault diagnosis in induction motors ", Electric Power Applications, IEE Proceedings-, novembre 2001, vol.: 148, n° : 6, p. 537-547.
- [Arr 85] Arrillaga J., Bradley D.A., Bodger P.S., "Power system harmonic", edition John Wiley & Sons, 1985.
- [Atl 97] Atlas L., Droppo J., and McLaughlin J., "Optimizing time-frequency distributions via operator theory," Proc. SPIE, vol. 3162, pp. 161–171, 1997.
- [Bac 02] Bachir S., « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation parametrique », Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [Ban99] Bangura J.F., Demerdash N.A., « Diagnosis and characterization of effects of broken bars and connectors in squirrel-cage induction motors by time-stepping coupled finite element-state space modelling approach », IEEE Trans. on Energy conversion, vol.14, n°4, December 1999, pp.1167-1176.
- [Ben 99] Benbouzid M.E.H., Nejjari H., Beguenane R., Vieira M., " Induction motor asymmetrical faults detection using advanced signal processing techniques", Energy Conversion, IEEE Transactions on, juin 1999, vol. 14, n° : 2, p. 147-152.
- [Ben 01] Benbouzid M.E.H., Nejjari H., " A simple fuzzy logic Approach for Induction motors stator condition monitoring ", Electric Machines and Drives Conference, IEEE, International, IEMDC, 2001, Seattle, USA, p. 634-639.
- [Bent 98] Bentley P. M., Grant P. M., and McDonnell J. T. E., "Time-frequency and time-scale techniques for the classification of native and bioprosthetic heart valve sounds," IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 45, pp. 125–128, Jan. 1998.
- [Ben 98] Bentounsi A., Nicolas A., " Transient and steady-state analysis of induction motors with cage faults", IMACS, Multiconference, CESA'98, April 1-4, pp.3511-3514, Tunisia, 1998.
- [Ben 98] Bentounsi A., Nicolas A., " On line diagnosis of defaults on squirrel cage motors using FEM ", Magnetics, IEEE Transactions on ,vol. 34 , n° 5 , septembre 1998, p. 3511-3514.
- [Ber 00] Bertran. R « Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique » Thèse de Doctorat, Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble », 2000.
- [Bon 99] Bonnett A. H., Soukup G. C., « Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors », IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, Jul./Aug. 1992, pp. 921-937.

- [Bra 01] Bradford W. Gillespie E. Atlas, "Optimizing Time-Frequency Kernels for Classification", IEEE transactions on signal processing, VOL. 49, NO. 3, MARCH 2001
- [Che 96] Chetate. B. , Lebaroud A, "Elaboration d'un Système Automatisé de Diagnostic de Pannes des Machines Electriques", Revue Ciments Bétons Plâtres Chaux, France, N°:823,6/ 1996, pp 428-431.
- [Cla 80] Claasen T. A. C. and. Mecklenbräuker W. F. G, "The Wigner distribution—A tool for time-frequency signal analysis—Part III: Relations with other time frequency signal transformations," Philips J. Res., vol. 35, no. 6, pp. 372–389, 1980.
- [Coh 95] Cohen L., Time-Frequency Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
- [Cos 04] Costa. F. F., et al " Improving the Signal Data Acquisition in Condition Monitoring of Electrical Machines" IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 53, no. 4, august 2004.
- [Cru 01] Cruz S.M.A., Cardoso A.J.M., " Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach ", Industry Applications, IEEE Transactions on, septembre/octobre 2001, vol. 37, n°: 5, p.1227-1233.
- [Dav 98] Davy M. and Doncarli C., "Optimal kernels of time-frequency representations for signal classification," in Proc. IEEE-SP Int. Symp. Time-Freq. Time-Scale Anal., 1998, pp. 581–584.
- [Dav 00] Davy M., " Noyaux optimisés pour la classification dans le plan temps-fréquence- Proposition d'un algorithme constructif et d'une référence bayésienne basée sur les méthodes MCMC - Application au diagnostic d'enceintes acoustiques", thèses de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2000.
- [Dav 01] Davy. M "Improved optimisation of time-frequency-based signal classifiers ",IEEE signal process. Lett., vol.8, n°2, p.52-57, 2001.
- [Del 82] Deleroi W. "Squirrel cage motor with broken bar in the rotor – physical phenomena and their experimental assessment, ICEM, Budapest, 1982.
- [Del 03] Delmotte-Delforge C., Hénao H., Ekwe G., Brochet P., Capolino G.-A., « Comparison of two modeling methods for induction machine study : application to diagnosis », Int. Journal for Computation and Maths. in Electrical and Electronic Eng. (COMPEL), Vol.22, n°4, 2003, pp.891-908.
- [Der 00] Derrhi M., Modélisation de la machine asynchrone par réseaux de perméances, validation par le diagnostic, Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Verne, 2000.
- [Dev 03] Devanneaux V., Dagues B., Faucher J., Barakat G., « An accurate Model of squirrel cage induction machines under stator Faults », IMACS, Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Novembre 2003, pp. 377-391.
- [Did 02] Didier G., Razik H., Abed A., Rezzoug A., « On space harmonics model of a three phase squirrel cage induction motor for diagnosis purpose », Proc. of EPE-PEMC 2002, Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 9-11 Sept. 2002, CD-ROM.

- [Dud 73] Duda R. O. and Hart P.E, "Pattern Classification and Scene Analysis. New York: Wiley, 1973.
- [Ekw 02] Ekwe G., Modélisation et simulation numérique pour le diagnostic des machines électriques : une approche par le modèle interne à circuits équivalents, Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Verne, 2003.
- [Fil 96] Filipetti F., Franceschini G., Tassoni C., Vas P. "AI techniques in induction machine diagnosis including the speed ripple effect", vol 1, IAS, , pp 655-662, 1996, California.
- [For 18] Fortescue, C.L "Method of symetrical co.ordinates applied to the solution of polyphase networks", AIEE Trans., 1918, 37, pp.1027-1115
- [Fra 04] Francesco Cupertino et all «Analysis Techniques for Detection of IM Broken Rotor Bars After Supply Disconnection» , IEEE transactions on industry applications, vol. 40, no. 2, 2004.
- [Fri 89] Friedman J. H., "Regularized discriminant analysis," J. Amer. Stat. Assoc., vol. 84, no. 405, pp. 165–175, 1989.
- [GDR 04] Groupe de recherche «Détection de Défauts et Diagnostic des Actionneurs» du thème « Sûreté-Fiabilité » du GdR ME2MS, 2004
- [Gil 99] Gillespie B. W. and Atlas L., "Optimization of time and frequency resolution for radar transmitter identification," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 3, 1999, pp. 1341–1344.
- [Goo 93] Goode P.V., Chow M. Y., "Neural/fuzzy systems for incipient fault detection in induction motors ", Proceeding of the IECON'93 International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1993, USA, vol. 1, p. 332-339.
- [Har 82] Hargis C., Gaydon B.G., Kamash K. "The Detection of rotor defects in induction motors" IEE Int, Conf. on Electrical Machines Design and Applications, pp216-220, July 1982.
- [Hay 97] Haykin S. and Bhattacharya T. K., "Modular learning strategy for signal detection in a nonstationary environment," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, pp. 1619–1637, June 1997.
- [Hei 95] Heitz C., "Optimum time-frequency representations for the classification and detection of signals," Appl. Signal Process., vol. 2, no. 3, pp. 124–143, 1995.
- [Hen 00] Heno H., et al "A new mathematical procedure for the computation of the equivalent inverse sequence impedance in working induction motors", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, 8-12 octobre 2000, Rome (Italy), vol. 1, p. 336-343.
- [Hla 92] Hlawatsch F. and Boudreaux-Bartels G. F., "Linear and quadratic time-frequency signal representations," IEEE Signal Processing Mag., vol. 9, pp. 21–67, Apr. 1992.
- [Hla 92] Hlawatsch F., "Regularity and unitarity of bilinear time-frequency signal representations," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 38, pp. 82–94, Jan. 1992.

- [Hla 97] Hlawatsch F, Papandreou-Suppappola A., and Boudreaux-Bartels G. F. The Hyperbolic Class of Quadratic Time-Frequency Representations - Part II : Subclasses, Intersection with the Affine and Power Class, Regularity and Unitarity. IEEE Transactions on Signal Processing, 45(2) :303 _ 315, Février 1997.
- [Hou 02] Houdouin G., Barakat G., Dakyo B., Destobbeleer E., Nichita C., « A coupled magnetic circuit based global method for the simulation of cage induction machines under rotor and stator faults », Proc. of ELECTRIMACS'02, Montréal, Canada, 18th - 21st August, 2002, CD-ROM.
- [Hou 04] Houdouin G., « Contribution à la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques », Thèse de doctorat, Université du Havre, 2004.
- [Huy 98] Huynh Q. Q., Cooper L. N., Intrator N., and Shouval H., "Classification of underwater mammals using feature extraction based on time-frequency analysis and BCM theory," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 46, pp. 1202–1207, May 1998.
- [Jer 02] Jerance N., Rostaing G., Rognon J.-P., Foggia A., « Induction machine modeling by reluctance network for fault diagnostic », Proc. of ELECTRIMACS'02, Montréal, Canada, 18th - 21st August, 2002, CD-ROM.
- [Kha 04] Khezzar. A Oumaamar. M. E. K, Lebaroud A, Boucherma M, Hacil. M. « Novel Study of Induction Motors with Broken Bar Faults », ICEM, 2004, International Conference in electrical machine, 2004.
- [Khe 98] Khezzar A., Davat B., " Active filtering of torque ripples in double stator synchronous machines ", Mathematics and Computers in Simulation, vol. 46, n°: 3-4, 1 mai 1998, p. 349-359.
- [Kil 96] Kil D. H. and Shin F. B., Pattern Recognition and Prediction with Applications to Signal Characterization. Woodbury, NY: AIP, 1996.
- [Kil 88] Kilman GB, Koegl RA, Stein J, Endicott RD, Madden MW. " Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors.", IEEE Trans. Energy Conv. pp. 873-879, 1988."
- [Kli 96] Kliman G. B., Premerlani W. J., Koegl R. A., Hoeweler D., « A new approach to on-line fault detection in AC motors », Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, San Diego, CA, Oct. 6-10, 1996, pp. 687-693.
- [Kos 00] Kostic-Perovic D., Arkan M., Unsworth, P., " Induction motor fault detection by space Vector angular fluctuation ", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, 8-12 Octobre 2000, Rome, Italy, vol.1, p. 388 – 394.
- [Lab 95] Labrique Francis, Bausière R., Séguier Guy « Les convertisseurs de l'électronique de puissance : 4. La conversion continu-alternatif » Paris, Lavoisier, 1995
- [Leb 03a] Lebaroud. A , Bentounsi. A, "NDT of faulty induction motor" 11th International symposium on applied electromagnetic, ISEM 2003, 12-14 Mai France.
- [Leb 03b] Lebaroud. A ,Bentounsi. A, "On line diagnosis of induction motor faults under different supply voltage" Sixth International Symposium on Electric and Magnetic Fields, EMF Aachen, Allemagne 6-9 Octobre2003.

- [Leo 01] Leopoldo A, et all «Wavelet Network-Based Detection and Classification of Transients», IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 50, no. 5, october 2001.
- [Lyo 54] Lyon,W.V. " Transient analysis of alternating-current machinery" John Wiley & Sons Inc., 1954.
- [Mar 99] Marques Cardoso A.J., Cruz S.M.A., Fonseca D.S.B., "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach", Energy Conversion, IEEE Transactions on, septembre 1999, vol. 14 , n°: 3,p. 595 – 598.
- [McL 97] McLaughlin J., Droppo J., and Atlas L., “Class-dependent time-frequency distributions via operator theory,” in Proc. ICASSP, vol. 3, 1997, pp. 2045–2048.
- [Mil 99] Milimonfared, J., Kelk, H. Nandi, M., S. Der Minassians, A, and. Toliyat, H. A. A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1999, vol. 35, pp. 1000–1006.
- [Nan 99] Nandi S., Toliyat H.A. Fault diagnosis of electrical machines-a review, Electric Machines and Drives, International Conference IEMD '99 , p. 219-221, 9-12 mai, 1999, Washington, USA.
- [Nej 00] Nejari H., Benbouzid M.E.H., " Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current Park's vector pattern learning approach ", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 36 , n° : 3 , mai/juin 2000. p.730-735.
- [Per 00] Perovic DK, Arkan M, Unsworth P. "Induction motor fault detection by space vector angular fluctuation.", IEEE IAS, Rome, Italy, Vol 1, pp 388-394, 2000.
- [Pro 92] Proakis J. G., Manolakis D.G., "Digital Signal Processing; principales, algorithms and Applications", 2ème editions, New York: Macmillan, 1992.
- [Ric 98] Richman M. S., Parks T.W., and Shenoy R. G., “Discrete-time, discretefrequency, time-frequency analysis,” IEEE Trans. Signal Processing, vol. 46, pp. 1517–1527, June 1998.
- [Rit 94] Ritchie, E, Deng X, Jokinen T. " Dynamic model of 3-phase squirrel cage induction motors with rotor faults ", ICEM 94, B6(2), pp.694-698.
- [Sho 95] Schoen R. R.; Lin B. K.; Habetler T.G., Schlag J.H.; Farag S., " An unsupervised, on-line system for induction motor fault detection using stator current monitoring ", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol: 31 , n° : 6 , novembre-décembre 1995, p. 1280-1286.
- [Sub 99a] Subhasis N, Toliyat H. " Fault diagnosis of electrical machines – a review.", IEEE IAS conference record, 1999.
- [Sub 99b] Subhasis N, Toliyat H, " Study of three phase induction motors with incipient rotor cage faults under different supply conditions.", IEEE, IAS conference record, 1999.
- [Tan 01] Tan W.W., HUO H., " An on-line neurofuzzy approach for detecting faults in induction motors ", Proceedings of International Electric Machines and Drives Conference IEMDC 2001. juin 2001, Cambridge, USA. p. 17-20.

- [Tna 02] Tnani S., Bachir S., Champenois G., « Squirrel cage rotor modeling for broken bars detection. Diagnosis by parameter estimation », Proc. ICEM'2002, Bruges, Belgium, 25-28 August, 2002, CD-ROM 167.
- [Tho 88] Thomson WT, Stewart ID "On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors." IEE Third international conference on power electronics and drives, London, 1988.
- [Tho 01] Thomson W. T., Fenger M., « Current signature analysis to detect induction motor faults », IEEE Ind. Applicat. Magazine, Jul./Aug. 2001.
- [Tol 96] Toliyat H and all «A Method for dynamic simulation of Air-Gap Eccentricity in induction machines », IEEE transactions on industry applications, vol. 32, no. 4, 1996
- [Ton 00] Tong Zhao, Zinger D.S., " Induction motor speed detection by applying Goertzel's algorithm to current harmonics ", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE , vol. 1 , 6-10 février. 2000, p. 140-143.
- [Vas 93] Vas. P «Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines», Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [Vas 94] Vas P., Filippetti F., Franceschini G., Tassoni C. " Transient modelling oriented to diagnostics of induction machines with rotor Asymmetries", ICEM 94, pp.62-67.
- [Wan 04] Wang M., Rowe G. I., and Mamishev A. V., "Classification of power quality events using optimal time-frequency representations—Part 2: application," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 19, pp. 1496–1503, 2004.
- [Wan 95] Wang W. J. and McFadden P. D., "Application of orthogonal wavelets to early gear damage detection," Mech. Syst. Signal Process., vol. 9, no. 5, pp. 497–507, 1995.
- [Zein 99] Zein I., Loron L., « A second-order model for the real-time identification of the induction motor », ELECTRIMACS 99, Lisbonne, 14-16 septembre 1999.