

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

**Université Mohamed KHIDER Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière Electrotechnique**

Thèse en Vue de l'Obtention du Diplôme de

Doctorat en Science

En Electrotechnique

Présenté par :

SAHRAOUI Mohamed

Etude Comparative des Méthodes de Diagnostic des Machines Asynchrones

Soutenue publiquement le / /2010 devant le jury composé de :

Président :	M. S. NAIT SAID	Professeur de l'Université de Batna
Rapporteur :	S.E. ZOUZOU	Professeur de l'Université de Biskra
Examineur :	A. KHAZZAR	Professeur de l'Université de Constantine
Examineur :	F. ZIDANI	Professeur de l'Université de Batna
Examineur :	A. BENAKCHA	Maître de Conférence de l'Université de Biskra
Examineur :	A. ABOUBOU	Maître de Conférence de l'Université de Biskra

Année Universitaire 2009/2010

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
Problématique et Objectifs de la Thèse.....	1
Structure de la Thèse.....	3
Chapitre I : Etat de l'Art	
I. INTRODUCTION.....	5
II. DEFINITIONS.....	5
II.1. La Maintenance.....	5
II.1.1. Maintenance Corrective	5
II.1.2. Maintenance Préventive	5
II.1.2.1. Maintenance préventive systématique	6
II.1.2.2. Maintenance préventive conditionnelle	6
II.2. Le Diagnostic	7
III. CONSTITUTION DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE.....	7
IV. LES DEFAILLANCES DANS UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE CAGE.....	8
IV.1. Défaillances statoriques	8
IV.1.1. Défaillances du Carter.....	8
IV.1.2. Défaillances de la boîte à bornes	8
IV.1.3. Défaillances du circuit magnétique	8
IV.1.4. Défaillances des conducteurs	9
IV.2. Défaillances rotoriques	9
IV.2.1. Défaillances du circuit magnétique.....	9
IV.2.2. Défaillances des conducteurs.....	9
IV.2.3. Défaillances de l'arbre.....	10
IV.2.4. Défaillances du ventilateur.....	10
IV.3. Défaillances des paliers.....	10
IV.3.1. Défaillances des flasques.....	10
IV.3.2. Défaillances des roulements à billes.....	10
V. LES METHODES DE DETECTION DES DEFAUTS DANS LES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES A CAGE.....	11
V.1. Approche Signal	11
V.1.1. Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques	11
V.1.2. Diagnostic par l'analyse du flux magnétique axial de fuite	12
V.1.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites	12
V.1.4. Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique.....	12
V.1.5. Diagnostic par l'analyse de la puissance instantanée	13
V.1.6. Diagnostic par l'analyse du courant statorique	13
V.1.7. Diagnostic par l'analyse du Vecteur de Park.....	13
V.1.8. Diagnostic par l'analyse de la tension de neutre	14
V.2. Approche Modèle	14
VI. CONCLUSION	15

Chapitre II : Etude Analytique et Expérimentale de la Machine saine

I. INTRODUCTION	16
II. INDUCTION MAGNETIQUE TOTALE DANS L'ENTREFER	16
II.1. Induction Magnétique Statorique	18
II.2. Induction Magnétique Rotorique	25
II.2.1. Fonction de distribution des circuits rotoriques	26
II.2.2. La force Magnéto-Motrice rotorique	28
II.2.3. Les FEM induites dans les enroulements statoriques	31
III. RESULTAS EXPERIMENTAUX	31
III .1. Description du banc d'essai	36
III.2. Analyse Spectrale du Courant Statorique	34
III.2.1. La Transformée de Fourier Rapide	35
III.3. Effet de la charge sur les RSH	37
IV. CONCLUSION	39

Chapitre III : Etude Analytique et Expérimentale de la Machine Asynchrone avec Défauts

I. INTRODUCTION	40
II. CASSURES DES BARRES ROTORIQUES	40
II.1. FMM résultante d'un moteur avec une barre cassée	40
II.2. Résultats expérimentaux	43
II.3. Type de Représentation des Spectres : Logarithmique ou Linéaire ?	46
III. DEFAUT D'EXCENTRICITE	53
III.1. L'induction Magnétique Statorique Sous une Excentricité Mixte	53
III.2. L'induction Magnétique Rotorique Sous une Excentricité Mixte	54
III.3. Les FEM Induites dans les Enroulements Statoriques	55
IV. LE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES STATORIQUES	60
IV.1. Résultats expérimentaux	62
V. CONCLUSION	66

Chapitre IV : Méthodes Dédiées à la Détection des Défauts dans les Machines Asynchrones

I. INTRODUCTION	67
II. METHODE DE VECTEUR DE PARK ETENDU	67
II.1. Le Carré du Module de vecteur de Park à l'état sain (CMVP)	67
II.2. Le Carré du Module de Vecteur de Park à l'état en défaut de barres	71
II.3. Le Carré du Module de Vecteur de Park (CMVP) à l'état en défaut de court-circuit entre spires	74

III. METHODE DE PARK-HILBERT (P-H)	77
III.1. Le CMVP_{P-H} à l'état sain	79
III.2. Le CMVP_{P-H} à l'état avec défaut de barres	81
III.3. Le CMVP_{P-H} à l'état avec défaut de court-circuit entre spires statoriques	84
IV. ETUDE COMPARATIVE	87
IV.1. Etude comparative en utilisant les "Indices Partiels du Diagnostic"(IPD)	88
IV.2. Etude comparative en utilisant les "Indices Relatifs Partiels du Diagnostic"(IRPD) ...	92
IV.3. Etude comparative en utilisant les "Indices Relatifs Globaux du Diagnostic" (IRGD) ..	97
V. CONCLUSION	101
Chapitre IV : Développement d'un Logiciel Dédiées à la Détection des Défauts	
I. INTRODUCTION	101
II. OBJECTIFS ET CONTRAINTES	101
III. L'ORGANIGRAMME DU LOGICIEL	104
IV. EXPLORATION DU LOGICIEL	106
V. L'EXAMEN DU LOGICIEL	118
V.1. Défaut de barres rotoriques	118
V.2. Défaut de court-circuit entre spires statoriques	123
V.2. Défaut de Roulement	125
V.3. Test de Robustesse	128
VI. CONCLUSION	131
CONCLUSION GENERALE	132
BIBLIOGRAPHIE	135
Annexe	142

INTRODUCTION GENERALE

Dans de nombreux secteurs industriels, la sûreté de fonctionnement est un enjeu majeur pour assurer une continuité optimale de l'outil de production. Tout changement indésirable ou un arrêt inattendu provoquera des pertes économiques considérables. Pour éviter ce genre de problèmes, les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de diagnostic fiables permettant de détecter n'importe quel défaut, ou changements dans l'état de fonctionnement avant la défaillance totale.

Le travail présenté dans cette thèse rentre dans le cadre général du diagnostic des défauts dans les machines électriques et spécialement le moteur asynchrone triphasé à cage. L'importance de ce type de machines revient au fait qu'il représente un élément clé de la plupart des équipements industriels, vu sa grande robustesse et son faible coût par rapport aux autres types de machines. Il est en effet, omniprésent dans les tous les secteurs de pointes, tels que l'aéronautique, le nucléaire, la chimie,...

Quoi que la machine asynchrone à cage soit réputée pour être la plus robuste des machines électriques, un certain nombre de contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement) peuvent affecter la durée de vie de celle-ci en faisant apparaître des pannes dans le stator et/ou le rotor. Ces pannes occasionnent des pertes économiques considérables; ce qui impose donc, de mettre en œuvre des systèmes de surveillance adéquats.

Dans cette thèse, nous allons commencer par la problématique tout en fixant les objectifs de ce travail, ensuite nous exposerons brièvement la structure générale de ce document.

Problématique et Objectifs de la Thèse

A travers une large étude bibliographique, nous avons constaté que le diagnostic des défauts dans les machines asynchrones s'effectue généralement par la surveillance des composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel des différents signaux issus de la machine. La philosophie de cette approche suppose que chaque genre de défaut influe principalement sur un type d'harmonique, qui représente sa signature. Cependant, les cas réels montrent que la présence d'un défaut dans une machine s'accompagne toujours par des phénomènes physiques compliqués, tels que l'échauffement, les vibrations et les oscillations dans le couple. Ces phénomènes ainsi que les changements dans le régime de fonctionnement,

élargissent les effets de ce défaut sur d'autres composantes spectrales différentes de sa signature. Par conséquent, un opérateur de maintenance voulant diagnostiquer les défauts via le contrôle de leurs signatures, se trouve souvent confronté à des situations d'indécision sur l'état de la machine ; ceci pose des questions sur la notion de *signatures des défauts*.

Pour ces raisons, et sachant que le diagnostic comporte deux étapes : la détection et la localisation; nous avons pensé à ignorer la tâche de localisation des défauts et de se concentrer essentiellement sur la tâche de détection qui nous semble être la plus importante. Ce raisonnement, nous a conduit à remplacer la notion de "*Signatures de Défauts*" par la notion de "*Indices de Diagnostic*". Ces indices rassemblent les informations portées par les amplitudes des composantes spectrales les plus significatives (différenciées par type d'harmonique) constituant le spectre du signal issu de la machine. Par conséquent, la présence d'un défaut quelconque dans la machine sera traduite par des changements dans les valeurs de ces indices et le taux de ces changements indiquent le degré de sévérité de ce défaut.

Pour tester cette stratégie qui se base sur la notion des indices de diagnostic, deux méthodes appartenant à l'approche signal ont été sélectionnées : la méthode du courant statorique (*MCSA*) ainsi que celle du vecteur de Park étendu (*EPVA*). Une troisième méthode appelée *Park-Hilbert (P-H)* sera proposée ; elle est inspirée des deux premières et elle combine entre la transformée d'Hilbert et la transformation de Park. Ce choix est dû principalement au fait que ces trois méthodes nécessitent seulement l'acquisition des courants statoriques prélever facilement à l'aide des capteurs de courants moins coûteux (par rapport aux autres capteurs de couple, de vibrations...) et non encombrants ; en plus, l'acquisition des courants statoriques ne nécessite pas l'accès directe à la machine.

Notre stratégie sera appliquée sur ces trois méthodes afin de détecter les différents défauts de la machine asynchrone ; ceci mène à faire une étude comparative entre ces trois techniques, dont le but essentiel est de connaître leurs points forts ainsi que leurs points faibles.

Vu le grand nombre de défauts pouvant affecter le bon fonctionnement des machines asynchrones, et que nous ne pouvons tous les traiter, nous limitons alors notre étude seulement à deux d'entre eux : l'un rotorique concernant *les cassures de barres* et l'autre statorique relatif au *court-circuit entre spires du bobinage*.

Un autre objectif important de cette thèse est le développement d'un logiciel capable de détecter les défauts ou les changements qui surviennent au niveau de la machine.

Il est à noter que le travail que nous allons faire est purement expérimental ; ceci exige, par conséquent, l'élaboration d'un banc d'essais qui permet l'atteinte de nos objectifs.

Structure de la Thèse

Pour arriver aux objectifs fixés, cette thèse sera structurée de la façon suivante :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation d'un ensemble de définitions de base concernant la maintenance et le diagnostic. Ensuite, on va présenter quelques méthodes de diagnostic, en insistant sur les techniques appartenant à l'approche signal. Ceci va nous permettre de prendre connaissance sur ce qu'il a été présenté dans la littérature et par conséquent de classer notre travail.

Dans le deuxième chapitre, on va présenter une étude analytique et expérimentale du moteur asynchrone triphasé à cage à l'état sain. Le but fixé pour ce chapitre est de comprendre le comportement temporel et fréquentiel des courants statoriques de la machine lorsqu'elle fonctionne à l'état sain en différents régimes de travail.

Le troisième chapitre représente la suite naturelle du deuxième chapitre, dans lequel on exposera une étude analytique et expérimentale du moteur asynchrone pendant son fonctionnement avec défauts de barres rotoriques, d'excentricité ainsi que celui de court-circuit entre spires statoriques. Le but fixé pour ce chapitre est de comprendre l'influence de la présence de tels défauts sur le contenu harmonique des courants statoriques.

Dans le quatrième chapitre, nous allons présenter l'utilisation de la méthode du Vecteur de Park Etendu pour la détection des défauts de cassures de barres et de court-circuit entre spires. Ensuite, nous allons proposer une troisième méthode appelée méthode de *Park-Hilbert* qui combine entre la transformée d'Hilbert et la transformation de Park. Des tests, sous différentes conditions de fonctionnement, seront effectués pour évaluer l'efficacité de cette méthode proposée. Dans ce chapitre, nous allons aussi introduire la notion des indices de diagnostic. En fait, on va définir plusieurs types d'indices qui vont permettre, d'une part, d'évaluer qualitativement et quantitativement la réaction de chaque méthode face à un changement dans l'état de fonctionnement ; et d'autre part de comparer entre les trois méthodes dont le but est de classer ces méthodes et ces indices selon leur fiabilité et leur sensibilité à la présence d'un défaut.

Le cinquième chapitre sera consacré complètement à la présentation d'un logiciel basé sur des algorithmes permettant d'exploiter les trois méthodes étudiées dans cette thèse. Ce logiciel est conçu pour réagir interactivement afin d'accéder d'une manière simple à toutes les informations concernant l'état de la machine et son régime de fonctionnement. Pour évaluer l'efficacité, la fiabilité et la robustesse de ce logiciel, celui-ci sera soumis à plusieurs tests.

Une conclusion générale s'impose à la fin de cette thèse pour évaluer, d'une manière générale, les résultats obtenus devant les objectifs fixés ; ceci va nous permettre de tracer des perspectives d'avenir qui répondent aux problèmes auxquels nous sommes confrontés, afin d'accomplir efficacement la tâche de la maintenance préventive.

I. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons commencer par présenter certaines notions de base concernant les activités de maintenance et diagnostic puis, nous exposerons brièvement les différents constituants de la machine asynchrone à cage, tout en évoquant les divers défauts qui peuvent affectés ces constituants. Enfin, nous étalerons les méthodes les plus usitées en diagnostic.

II. DEFINITIONS

II.1. La Maintenance

La tâche principale d'un ingénieur est de garantir la disponibilité des systèmes industriels, c'est-à-dire, d'assurer que le système fonctionne lorsqu'on le sollicite. La responsabilité de cette tâche repose sur la maintenance. Selon l'association française de normalisation (AFNOR), la maintenance est « ensembles des activités destinées à maintenir ou à établir un bien dans un état pour accomplir une fonction requise ». Il y a deux grandes classes de la maintenance :

- Maintenance corrective ;
- Maintenance préventive : - systématique ;
- conditionnelle.

II.1.1. Maintenance Corrective

C'est un ensemble des activités réalisées après la défaillance d'un bien. Autrement dit, la maintenance corrective est effectuée après la détection d'une panne : Elle devra s'appliquer automatiquement aux défaillances complètes et soudaines. Ce type de maintenance sera réservé aux matériels peu coûteux, non stratégiques pour la production et dont la panne aurait peu d'influence sur la sécurité.

II.1.2. Maintenance Préventive

Ce type de maintenance ayant pour objet de réduire la probabilité de défaillance. Elle doit permettre d'éviter les défaillances des équipements au cours de l'utilisation. La mise en pratique de ce type de maintenance nécessite la décomposition des sous-systèmes en composants (roulement, circuit magnétique, etc...). Les buts de la maintenance préventive, sont :

- Augmenter la durée de vie des équipements.
- Diminuer le budget de la maintenance.

- Supprimer les causes des accidents graves.

On distingue deux types de la maintenance préventive :

II.1.2.1. Maintenance préventive systématique

La maintenance systématique est un type de maintenance planifiée dans le temps (graissage, lubrification, nettoyage, dépeussierage, calibrage,...). Il s'agit là d'éviter les causes de défaillances et de vieillissement des composantes du système.

Généralement, la maintenance préventive systématique s'adresse aux éléments dont le coût des pannes est élevé, mais ne revenant pas trop cher en changement (les meilleurs exemples sont le changement systématique de l'huile, des filtres, changement de la courroie de synchronisation, des roulements, des paliers de rotation ...).

II.1.2.2. Maintenance préventive conditionnelle

C'est un type de maintenance déclenché suite à un symptôme observable (température, vibration, jeu excessif, ...) permettant de prédire une défaillance prochaine. Il s'agit là d'intervenir juste avant que la panne ne survienne. La maintenance préventive conditionnelle est réalisée dès lors qu'une mesure dépasse une valeur précise (seuil) d'une grandeur physique (température, pression...).

La maintenance préventive conditionnelle s'adresse aux pièces des machines coûtant chers en remplacement et pouvant être surveillées par des méthodes non – destructives (vibration, huile, température, courant, etc.). Autrement dit, on ne change l'élément que lorsque celui-ci présente des signes de vieillissement ou d'usure affectant les performances du fonctionnement. La maintenance préventive conditionnelle nécessite une équipe de maintenance de niveau technologique plus élevé formée en méthodes du diagnostic..

Les outils ou bien les signaux qui peuvent être utilisés par la maintenance préventive conditionnelle sont :

- mesure de température, thermographie infrarouge (lignage, roulements, paliers)
- mesures de pression (paliers) ;
- mesure de débit (paliers) ;
- analyse d'huile (roulements, paliers, engrenages) ;
- mesure de vibration (déséquilibre, lignage, roulements, paliers, engrenages, jeux, etc.) ;
- mesure du courant statorique, du couple, de la vitesse ou de la puissance.

D'après ces définitions, il apparaît donc que si un composant d'un système soit jugé défaillant, sa réparation ou son remplacement doit être considéré comme de la maintenance corrective ; si celui-ci est jugé non défaillant mais en état dégradé, sa réparation ou son remplacement doit être considéré comme de la maintenance préventive.

II.2. Le Diagnostic

C'est un ensemble des actions destinées à identifier les causes probables de la défaillance. Les deux principales tâches de diagnostic sont : la détection et la localisation des défauts [ABE 02]. La détection consiste à signaler l'existence du défaut, tandis que la localisation ait pour objet d'identifier le type de défaut. Donc, le diagnostic a pour objectif de détecter d'une manière précoce un défaut avant qu'il conduise à une défaillance totale dans l'installation industrielle.

III. CONSTITUTION DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE

En électrotechnique, un système est un ensemble déterminé de composants en interaction. Le système considéré dans ce travail est le moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil. La fonction de ce système est d'assurer la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique avec un niveau de performances donné. Si la fonction de ce système n'est plus assurée, avec ces performances, suit à un incident quelconque, le système est alors jugé défaillant.

Dans ce paragraphe, on se propose de donner quelques informations sur les constituants de cette machine ainsi que leurs fonctions.

En réalité, le moteur asynchrone triphasé à cage est un système très compliqué. Malgré cela, on peut le décomposer en trois sous-systèmes :

➤ **Le stator** : c'est une partie fixe, où est connecté l'alimentation électrique. Il est composé de cinq éléments :

- Carter
- Boite à bornes
- Circuit magnétique
- Conducteurs ;
- Isolants;

➤ **Le rotor** : c'est une partie tournante, qui permet de mettre en rotation la charge mécanique. Il est composé de quatre éléments :

- Circuit magnétique ;
- Conducteurs ;
- Arbre ;
- Ventilateur.

➤ **Les paliers** : ce sont des organes mécaniques permettant la mise en rotation du rotor et assurant le maintien des différents sous-ensembles. Ils sont constitués de deux composants :

- Flasques ;
- Roulement à billes ;

IV. LES DÉFAILLANCES DANS UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE

Une défaillance est définie par la cessation de l'aptitude d'un composant à accomplir une fonction requise. Partons de cette définition, on peut citer les défaillances pouvant affecter les machines asynchrones triphasées à cage [BON88, BON92, HAN 03, GRU 08].

IV.1. Défaillances statoriques

IV.1.1. Défaillances du Carter

Elles sont généralement dues à :

- Positionnement avec un décentrage du carter sur le bâti ;
- Mauvaise fabrication (si les bords du carter ne sont pas usinés correctement, les flasques sont alors décentrés par rapport à l'axe de symétrie).

En plus, si les ailettes de refroidissement (sur la surface du carter) sont sous dimensionnées, à cause d'une conception erronée, la machine risque une élévation anormale de sa température au cours du fonctionnement.

IV.1.2. Défaillances de la boîte à bornes

Les vibrations excessives de différentes origines peuvent conduire à un desserrement des boulons de la boîte à bornes, ce qui mène à une rupture d'une phase en cours de fonctionnement. La contamination par des corps étrangers (poussière, graisse,...), peut aussi induire un arc entre les prises de connexion. Il en résulte une rupture d'une phase ou un court-circuit entre les phases.

IV.1.3. Défaillances du circuit magnétique

Les tôles du circuit magnétique sont normalement isolées entre elles ; toutefois elles peuvent être accidentellement se court-circuitées. Ce défaut peut avoir comme origine :

- Un court-circuit des conducteurs qui peut également provoqué un échauffement local intense dans les tôles ;

- Les corps étrangers projetés dans l'entrefer peuvent entraîner l'abrasion des tôles et causer des courts-circuits ;
- Un défaut sévère d'excentricité statique et/ou dynamique peut conduire à un contact franc entre le stator et le rotor, ce qui pourra détruire le circuit magnétique.

IV.1.4. Défaillances des conducteurs

Les courts-circuits entre spires ou bobines sont les défauts les plus nuisibles et les plus rencontrés au niveau du stator. Ils proviennent souvent d'une dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Cette dégradation est due principalement à un échauffement anormal dans le bobinage. Le courant, dans les spires court-circuitées, atteint des valeurs énormes et l'augmentation de la température qui en suit entraîne la destruction de tous les isolants et par conséquent la défaillance complète de la machine [GRU 08].

IV.2. Défaillances rotoriques

IV.2.1. Défaillances du circuit magnétique

Comme dans le stator, dues généralement à une excentricité statique et/ou dynamique. Il en résulte la création de points chauds. Ces derniers peuvent engendrer des ruptures de barres ou de segments d'anneaux de court-circuit.

IV.2.2. Défaillances des conducteurs

La cage rotorique étant formée de conducteurs (barres) est de deux anneaux de court-circuit. Les ruptures ou les fissures de barres ou de segments d'anneaux de court-circuit sont très fréquent dans les machines de grande puissance. La cassure d'une barre peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. Ce défaut est dû à :

- Un nombre important de démarrages successifs ce qui induit des courants énormes dans les barres rotoriques ;
- Une excentricité statique et/ou dynamique, le rotor sera soumis à différentes forces qui tendent à faire sortir les barres des encoches ;
- La dilatation puis la contraction répétée dans les barres rotoriques.

Une rupture de barres conduit à de fortes oscillations dans le couple et la vitesse accompagnées par des vibrations et des bruits excessifs ainsi qu'une augmentation de la température dans les barres adjacentes de la barre rompue.

IV.2.3. Défaillances de l'arbre

A cause de l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction, l'arbre peut comprendre des micro – fissures; et avec le temps, ces fissures peuvent mener à une fracture de l'arbre provoquant ainsi un arrêt immédiat de la machine. La robustesse mécanique de l'arbre peut être affectée par des phénomènes d'oxydation liés à l'environnement. Une excentricité statique et/ou dynamique ou un surdimensionnement de la charge mécanique peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi une fatigue supplémentaire.

IV.2.4. Défaillances du ventilateur

Si le ventilateur n'est pas correctement fixé sur l'arbre ou s'il comporte un nombre de pales casées, on aboutit à une augmentation anormales de la température de la machine.

IV.3. Défaillances des paliers

IV.3.1. Défaillances des flasques

Les défaillances des flasques sont généralement créées durant l'étape de fabrication. En effet, si les bords intérieurs ou extérieurs des flasques ne sont pas usinés correctement, les roulements à billes sont alors décentrés. Cela conduit à une excentricité du rotor par rapport au stator produisant des efforts supplémentaires sur l'arbre et sur les roulements à billes ce qui accélèrent leur détérioration.

IV.3.2. Défaillances des roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans tout type de machines électriques tournantes [BOG 03]. D'une manière générale, toute insertion en force des roulements à billes sur l'arbre, est susceptible de créer des indentations sur les surfaces de contact, voire une fracture directe. Le champ axial peut induire des courants électriques qui vont circuler au niveau des roulements à billes, ce qui accélère leur détérioration. En plus, la graisse qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certains cas, se rigidifier et causer une résistance à la rotation.

V. LES METHODES DE DETECTION DES DEFAUTS DANS LES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES A CAGE

Afin de bien classer notre travail, il est très important de prendre une idée générale sur les différentes méthodes utilisées pour le diagnostic des anomalies dans les machines électriques. Sachant que plusieurs travaux ont visés cet axe depuis longtemps, il existe par conséquent, plusieurs approches et techniques qui ont été largement étudiées [HAN 03, NAN 05, SID 05]. Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches : Approche Signal et Approche Modèle.

V.1. Approche Signal

Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de la maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux, peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de cette installation. La surveillance via cette approche nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures. D'après la littérature, les principales techniques du diagnostic utilisées sont les suivantes :

V.1.1. Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques

Le diagnostic des défauts en utilisant les vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine asynchrone. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique [CAM 86, DOR 97, CAR 98, FIN 00, HAN 03, OCA 04, WID 06].

$$\sigma(\theta, t) = \frac{B_s^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (\text{I.1})$$

La distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer est le produit de la Fmm et de la perméance (P).

$$B_s = Fmm \cdot P \quad (\text{I.2})$$

Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale, verticale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations, issus du moteur avec défaut, sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque le moteur était en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator

ou du rotor et la perméance dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques, rotoriques et l'excentricité). Cependant, le coût des capteurs de vibration qui est relativement élevé, ainsi que les difficultés rencontrées dans la connexion de ces capteurs (problème d'accessibilité) représentent les limites et les inconvénients de cette méthode.

V.1.2. Diagnostic par l'analyse du flux magnétique axial de fuite

La présence d'un défaut quelconque, provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator et du rotor ce qui affecte la répartition des du champ magnétique dans et hors la machine. Plusieurs auteurs se sont penchés à l'exploitation du flux axial. En fait, si on place une bobine autour de l'arbre de la machine, elle sera le siège d'une force électromotrice induite. Le contenu spectral de cette tension induite, peut être exploité pour détecter les différents défauts statoriques ou rotoriques [PEN 94, HEN 03, ASS 04, KOK 03, NEG 06, AHM 08, SAN 08].

V.1.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites

J. Milimonfared [MIL 99], a proposé une autre technique pour la détection des défauts rotoriques dans les machines asynchrones. Cette technique, est basée sur l'exploitation du contenu fréquentielle de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statoriques, pendant la déconnexion du moteur du réseau. La rupture d'une barre va affecter directement la tension induite dans les enroulements statoriques. En utilisant cette approche, les effets de non – idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques du temps) peuvent être évités [NAN 02]. Cependant, l'application de cette technique est impossible lorsqu'il s'agit d'un moteur appartenant à une chaîne de production.

V.1.4. Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale de ce signale [HSU 95], donne des informations pertinentes sur l'état du moteur [JAC 98, BLO 06]. Cependant, la nécessité d'un équipement assez coûteux pour l'acquisition de cette grandeur représente l'inconvénient major de cette méthode.

V.1.5. Diagnostic par l'analyse de la puissance instantanée

L'utilisation de la puissance instantanée pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones, a fait l'objet des nombreux travaux [MAI 92, LEG 96, TRZ 00, BEN 00, LIU 04, ABO 05, DID 06, AHM 08]. Il est clair que le niveau d'informations portées par le signal de la puissance est plus grand que celui donné par le courant d'une seule phase, ce qui représente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres. Cette méthode est utilisée pour la détection des défauts mécaniques ou encore les défauts électriques tels que les courts-circuits entre spires statorique. Dans cette direction, M. Drif et al. ont démontrés l'efficacité de l'utilisation de la puissance apparente pour la détection d'un défaut d'excentricité [DRI 08].

V.1.6. Diagnostic par l'analyse du courant statorique

Parmi tout les signaux utilisables, le courant statorique s'est avéré être l'un des plus intéressants, car, il est très facile d'accès et nous permet de détecter aussi bien les défauts électriques que les défauts purement mécaniques [KLI 92, SCH 95, BEN 99, BEN 00, THO 01, ABO 05, BLO 06, SAH 06, GHO 08, PAN 09]. Cette technique est dénommée dans la littérature "*Motor Current Signature Analysis*" (MCSA). Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- ❖ L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).
- ❖ La modification de l'amplitude des raies spectrales, déjà présentés dans le spectre du courant.

V.1.7. Diagnostic par l'analyse du Vecteur de Park

Il y a deux versions de cette méthode ; la première, utilise les grandeurs biphasées i_{ds} et i_{qs} , qui sont calculées à partir des trois courants d'alimentation, pour l'obtention de la courbe de lissajou : $i_q=f(i_d)$. Le changement de l'épaisseur et de la forme de cette courbe donne une information sur le défaut [CAR 93].

La deuxième version de cette technique est appelée l'Approche Etendue du Vecteur de Park, qui est basée sur l'analyse spectrale du module du vecteur de Park ($\sqrt{i_d^2(t)+i_q^2(t)}$). Elle présente beaucoup d'avantages quant à la détection des défauts statoriques ou rotoriques et même les défaut de roulement [CRU 00, CRU 01, ABO 04, ZAR 08]. On peut trouver d'autres variantes de cette technique dans [ZID 03].

V.1.8. Diagnostic par l'analyse de la tension de neutre

Elle est basée sur l'exploitation du contenu spectral de la tension entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone. Cette méthode a démontrée son efficacité quant à la détection des défauts statoriques [CAS 98], ainsi que les défauts rotoriques [RAZ 04, OUM 07, KHA 09]. Cependant, l'utilisation de cette technique devient un peu compliquée dans le cas où le neutre de la machine est très loin par rapport à celui de la source.

V.2. Approche Modèle

Cette approche repose sur l'utilisation d'un modèle du processus dont la sortie est comparée aux données accessibles de la machine pour former un résidu qui représente l'entrée d'un système dédié à la détection des anomalies. Parmi les méthodes les plus connues appartenant à cette approche, on cite : Diagnostic des Défauts par l'Estimation Paramétrique. La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, consistent à déterminer les valeurs numériques des paramètres structuraux d'un modèle de connaissance qui gouverne le comportement dynamique du système [BAC 02.a, BAC 02.b, FAN 05]. La première étape est donc, l'élaboration d'un modèle mathématique de complexité raisonnable pour caractériser la machine en fonctionnement sain et dégradé. Le type de défaut que l'on puisse détecter dépend du choix du modèle. En effet, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physiques estimés, pour qu'on puisse les détecter et les localiser.

Le modèle de Park est souvent utilisé en diagnostic pour l'estimation paramétrique [FIL 94]. Les cassures de barres provoquent une augmentation dans la résistance rotorique apparente. En se basant sur cette hypothèse, M. S. Nait [NAI 00], a utilisé le filtre de Kalman étendu pour estimer la résistance rotorique, puis la comparée avec sa valeur nominale pour détecter les ruptures de barres. Avec cette technique, une modification de la symétrie du champ magnétique due à un défaut rotorique pourra être efficacement détectée.

VI. CONCLUSION

Nous avons exposé dans ce chapitre certaines notions de bases concernant la maintenance et ses classes ainsi que le diagnostic et ses objectifs. Ensuite, nous avons exploré rapidement les différents constituants de la machine asynchrone en montrant essentiellement les divers défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de ces constituants. Enfin, plusieurs techniques de diagnostic ont été brièvement présentées en se concentrant sur celles appartenant à l'approche signal.

I. INTRODUCTION

L'analyse spectrale des signaux (grandeurs mesurables : les courants statoriques, les flux de fuites, le couple, la vitesse, les vibrations, la puissance,...) est l'approche la plus utilisée pour détecter les défauts électriques ou mécaniques dans les machines asynchrones. La philosophie de cette approche repose sur le fait que les défauts de la machine induisent de nouvelles composantes spectrales ou modifient les amplitudes des composantes qui existaient déjà dans le spectre de ces signaux; par conséquent, il est indispensable pour un spécialiste en diagnostic, de bien comprendre et interpréter les spectres de ces grandeurs, que ce soit à l'état sain ou en présence de défauts. Donc, un diagnostic fiable nécessite une bonne connaissance des signatures des défauts sur les signaux électriques et mécaniques issus de la machine; ceci impose, donc, le développement d'une étude analytique détaillée sur le moteur asynchrone triphasé à cage pendant le fonctionnement à l'état sain et en présence des différents défauts majeurs, tels que les cassures de barres rotoriques, l'excentricité ou les courts-circuits entre spires statoriques.

II. INDUCTION MAGNETIQUE TOTALE DANS L'ENTREFER

Notre étude analytique est basée sur l'approche **FMM – Perméance** [KOS 69, HEL 77] qui considère l'induction magnétique dans l'entrefer comme la somme des champs harmoniques obtenus par le produit de la perméance de l'entrefer et les Forces Magnéto-Motrices statoriques et rotoriques.

La FMM peut être définie comme étant la somme cumulée des **ampères-tours** rencontrés lorsqu'on se déplace le long de l'entrefer. L'intérêt de la notion FMM est d'être gouvernée par les courants (fonction du temps) qui sont les sources du champ magnétique et par ce qu'on appelle la **fonction de distribution** n_d (fonction d'espace) qui traduit clairement l'aspect discret de la répartition des conducteurs actifs dans les encoches autour de l'entrefer. D'autre part, la perméance est une grandeur descriptive très importante, puisque elle nous permet de prendre en compte la géométrie de l'entrefer (présence des dents et des encoches). Donc, il est clair que la détermination des expressions analytiques de la FMM et de la perméance est une étape primordiale pour analyser la machine asynchrone à cage.

En réalité, le moteur asynchrone à cage est un système non linéaire très compliqué. L'étude analytique de ce système en tenant compte de toutes ses complexités est presque impossible. Pour cela, il faudrait d'abord fixer des hypothèses simplificatrices telles que [KOS 69, HEL 77] :

- La perméabilité des parties ferromagnétiques est supposée infini ;
- L'entrefer est supposé lisse (l'effet de denture est négligé) et suffisamment petit pour que le champ et l'induction magnétiques soient strictement radiaux (pas de composantes tangentielles) ;
- Les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.

La structure générale de cette étude est basée sur les étapes représentées dans la figure ci-dessous:

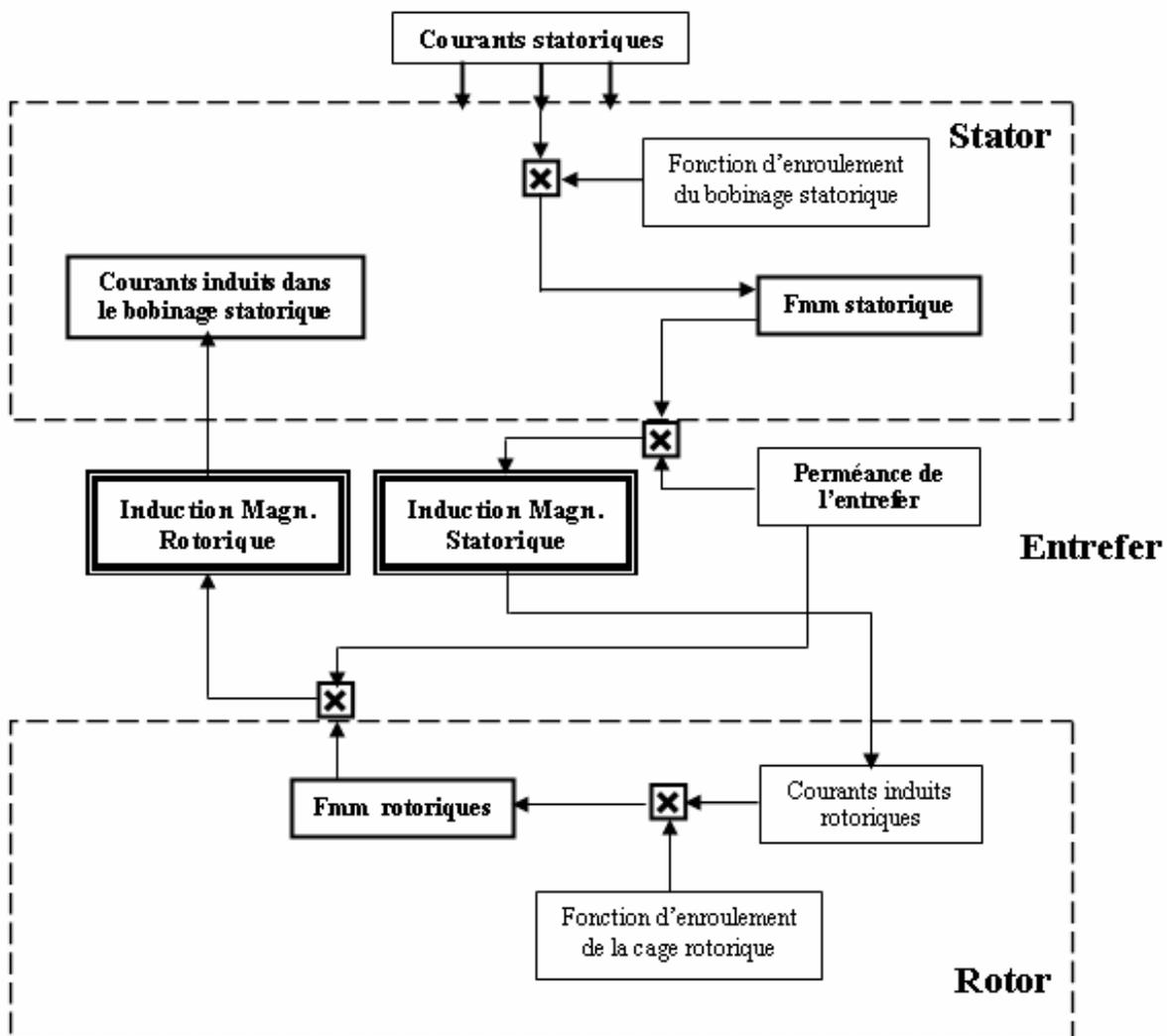


Figure II.1 : Etapes de calcul des inductions magnétiques dans un moteur asynchrone à cage

II.1. Induction Magnétique Statorique

Le but de ce paragraphe est la détermination de l'expression générale de l'induction magnétique statorique créée par un bobinage statorique triphasé. Nous avons mentionné que l'induction magnétique statorique est obtenue par le produit entre la perméance d'entrefer et la force magnétomotrice statorique. Dans le cas d'une machine à l'état sain et en tenant compte de toutes les hypothèses simplificatrices citées précédemment, la perméance de l'entrefer est constante [KOS 69]:

$$P(t, \theta) = P_0 \quad (\text{II.1})$$

avec : $P_0 = \frac{\mu_0}{e}$, où e est l'épaisseur de l'entrefer

On sait qu'un bobinage triphasé est constitué par trois enroulements décalés dans l'espace par des angles électriques de $\frac{2\pi}{3}$ et parcouru par un système équilibré de courants sinusoïdaux ayant le même déphasage. Ces enroulements sont composés par des bobines, chaque bobine comporte plusieurs spires.

Dans un premier temps, on va étudier le cas le plus simple : Un bobinage triphasé à une seule spire/phase à pas diamétral. Comme exemple, on va prendre un stator constitué de six encoches (Figure II.2) avec un bobinage triphasé bipolaire ($p = 1$) ; où chaque phase contient une seule bobine de w_s spires à pas total (pas de bobinage $y = \text{pas polaire } \tau$) occupant deux encoches (Figure II.3). Les trois phases sont parcourues par un système triphasé équilibré de courants purement sinusoïdaux (les harmoniques du temps sont négligés).

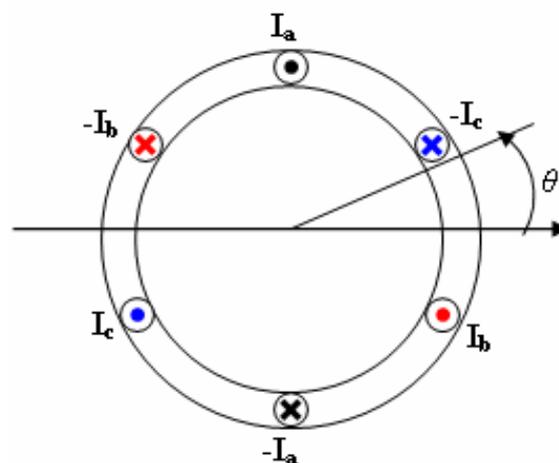


Figure II.2. Stator à six encoches

$$\begin{cases} i_A(t) = i_m \sin(\omega_s t) \\ i_B(t) = i_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C(t) = i_m \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.2)$$

La FMM de la phase A est définie par :

$$F_{sA}(t, \theta) = N_{eA}(\theta) \cdot i_A(t) \quad (II.3)$$

Avec $N_{eA}(\theta)$ la fonction d'enroulement de la phase A qui est définie par [GHO 05]:

$$N_{eA}(\theta) = n_{dA}(\theta) - \langle n_{dA}(\theta) \rangle \quad (II.4)$$

Où $n_{dA}(\theta)$ est la fonction de distribution de le l'enroulement de la phase A et $\langle n_{dA}(\theta) \rangle$ est sa valeur moyenne.

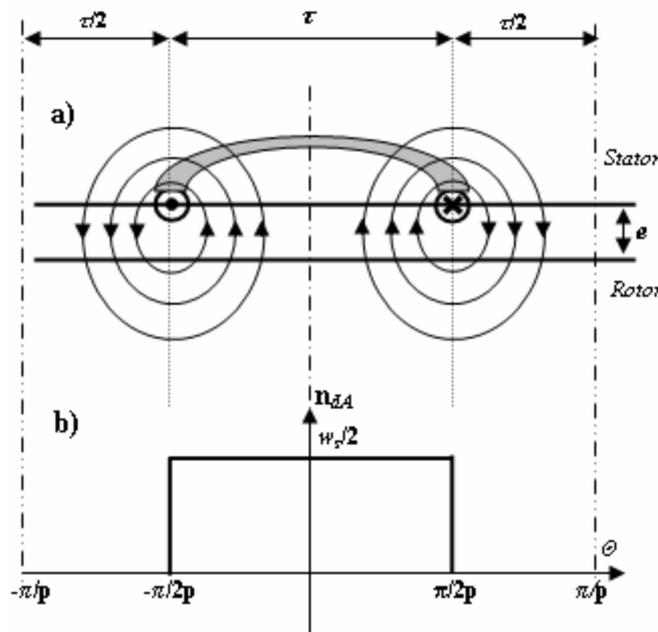


Figure II.3. La fonction de distribution d'une bobine statorique

Si on prend comme origine des coordonnées l'axe de la phase A (Figure II.3), sa fonction de distribution sera donnée par :

$$n_{dA}(\theta) = \begin{cases} w_s & \text{pour } -\frac{\pi}{2p} < \theta < +\frac{\pi}{2p} \\ 0 & \text{pour le reste de l'intervalle} \end{cases} \quad (II.5)$$

C'est une fonction périodique de période $2\pi/p$, donc elle est décomposable en série de Fourier (avec θ angle mécanique dans un repère lié au stator):

$$n_{dA}(\theta) = a_0 + \sum_{n=1} A_n \cos(n p \theta) + \sum_{n=1} B_n \sin(n p \theta) \quad (\text{II.6})$$

Puisque $n_{dA}(\theta)$ est une fonction paire, les coefficients B_n sont nuls. Il faut calculer seulement les coefficients a_0 et A_n

$$a_0 = \frac{p}{2\pi} \int_{-\pi/2p}^{+\pi/2p} w_s d\theta = \frac{w_s}{2}, \text{ or :}$$

$$a_0 = \frac{w_s}{2} \quad (\text{II.7})$$

$$A_n = \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/2p}^{+\pi/2p} w_s \cos(np\theta) d\theta = \frac{pw_s}{np\pi} \left[\sin\left(np \frac{\pi}{2p}\right) - \sin\left(-np \frac{\pi}{2p}\right) \right] \quad (\text{II.8})$$

$$\text{d'où : } A_n = \frac{2w_s}{n\pi} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.9})$$

On obtient finalement :

$$n_{dA}(\theta) = \frac{w_s}{2} + \sum_{n=1} \frac{2w_s}{n\pi} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(np\theta) \quad (\text{II.10})$$

Et par conséquent :

$$N_{eA}(\theta) = n_{dA}(\theta) - \langle n_{dA}(\theta) \rangle = \sum_{n=1} \frac{2w_s}{n\pi} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(np\theta) \quad (\text{II.11})$$

Il est clair que pour n pair, les coefficients A_n deviennent nuls. Donc, n doit être impaire ($n = 2k + 1$), dans ce cas :

$$N_{eA}(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} \pm \frac{2w_s}{(2k+1)\pi} \cos[(2k+1)p\theta] \quad (\text{II.12})$$

Revenons maintenant à l'expression (II.3). La FMM de la phase A devient :

$$F_{sA}(t, \theta) = \left(\frac{2w_s}{\pi} \cos(p\theta) + \frac{2w_s}{3\pi} \cos(3p\theta) + \dots + \frac{2w_s}{(2k+1)\pi} \cos((2k+1)p\theta) \right) \cdot i_m \sin(\omega_s t) \quad (\text{II.13})$$

Ou simplement :

$$F_{sA}(t, \theta) = \left(\sum_{k=0}^{\infty} \hat{F}_{s(2k+1)} \cos[(2k+1)p\theta] \right) \cdot \sin(\omega_s t) \quad (\text{II.14})$$

avec : $\hat{F}_{s(2k+1)} = \pm \frac{2wi_m}{(2k+1)\pi}$ est l'amplitude de l'harmonique $(2k+1)$ de la FMM d'une phase

statorique.

En utilisant la relation trigonométrique suivante : $\sin a \cdot \cos b = \frac{1}{2} [\sin(a+b) + \sin(a-b)]$, on obtient :

$$F_{sA}(t, \theta) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\hat{F}_{s(2k+1)}}{2} [\sin(\omega_s t - (2k+1)p\theta) + \sin(\omega_s t + (2k+1)p\theta)] \quad (\text{II.15})$$

Selon l'équation (II.14), on constate que la FMM créée par une phase parcourue par un courant sinusoïdal de fréquence f_s est une **onde pulsante** qui se décompose en deux ondes tournantes (Théorème de Leblanc), l'une directe et l'autre inverse (Eq. II.15). Chaque onde comporte $(2k+1)$ harmoniques d'espace caractérisés par une fréquence temporelle de f_s et tournant à une vitesse spatiale de $+\frac{\omega_s}{(2k+1)p}$ pour l'onde directe et de $-\frac{\omega_s}{(2k+1)p}$ pour l'onde inverse. Les harmoniques d'espace statoriques sont dus à la distribution discrète des conducteurs actifs dans les encoches statoriques.

Après l'obtention de la FMM de la phase A (Eq. II.14), il est facile d'écrire l'expression de la FMM de la phase B ainsi que celle de la phase C. Posons $h = 2k + 1$, on obtient :

$$\begin{cases} F_{sA}^h(t, \theta) = \left[\sum_{h=1}^{\infty} \hat{F}_{sh} \cos hp\theta \right] \cdot \sin \omega_s t \\ F_{sB}^h(t, \theta) = \left[\sum_{h=1}^{\infty} \hat{F}_{sh} \cos h \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \cdot \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ F_{sC}^h(t, \theta) = \left[\sum_{h=1}^{\infty} \hat{F}_{sh} \cos h \left(p\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \cdot \sin \left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Ce système d'équation est équivalent à :

$$\begin{cases} F_{sA}^h(t, \theta) = \left[\hat{F}_{s1} \cos p\theta + \hat{F}_{s3} \cos 3p\theta + \dots + \hat{F}_{sh} \cos hp\theta + \dots \right] \sin \omega_s t \\ F_{sB}^h(t, \theta) = \left[\hat{F}_{s1} \cos \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \hat{F}_{s3} \cos 3 \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \dots + \hat{F}_{sh} \cos h \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \dots \right] \cdot \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ F_{sC}^h(t, \theta) = \left[\hat{F}_{s1} \cos \left(p\theta - \frac{4\pi}{3} \right) + \hat{F}_{s3} \cos 3 \left(p\theta - \frac{4\pi}{3} \right) + \dots + \hat{F}_{sh} \cos h \left(p\theta - \frac{4\pi}{3} \right) + \dots \right] \cdot \sin \left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

La FMM résultante de ce bobinage est obtenue par l'addition des FMM de trois phases. La sommation se fait par rang harmonique, par exemple :

➤ **Pour le fondamental ($h = 1$) :**

$$\begin{cases} F_{sA}^1(t, \theta) = \hat{F}_{s1} \cos p\theta \cdot \sin \omega_s t \\ F_{sB}^1(t, \theta) = \hat{F}_{s1} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{sC}^1(t, \theta) = \hat{F}_{s1} \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

En utilisant les relations trigonométriques, on obtient :

$$\begin{cases} F_{sA}^1(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin(\omega_s t - p\theta) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin(\omega_s t + p\theta) \\ F_{sB}^1(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin(\omega_s t - p\theta) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin\left(\omega_s t + p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ F_{sC}^1(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin(\omega_s t - p\theta) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin\left(\omega_s t + p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

On obtient finalement la FMM statorique résultante due à la contribution du fondamental de chaque phase :

$$F_s^1(t, \theta) = F_{sA}^1(t, \theta) + F_{sB}^1(t, \theta) + F_{sC}^1(t, \theta) = \frac{3}{2} \hat{F}_{s1} \sin(\omega_s t - p\theta) \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Car: } \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin(\omega_s t + p\theta) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin\left(\omega_s t + p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s1} \sin\left(\omega_s t + p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

On constate que l'harmonique fondamental $F_s^1(t, \theta)$ de la FMM résultante d'un enroulement triphasé ne représente plus une onde pulsante mais une onde tournante qui se déplace à une vitesse égale à $\frac{d\theta}{dt} = \frac{\omega_s}{p}$ le long de la circonférence du stator. L'amplitude de cette onde est

3/2 fois plus grande que celle d'un bobinage monophasé [KOS 69].

➤ **Pour l'harmonique d'ordre $h = 3$:**

$$\begin{cases} F_{sA}^3(t, \theta) = \hat{F}_{s3} \cos 3p\theta \cdot \sin \omega_s t \\ F_{sB}^3(t, \theta) = \hat{F}_{s3} \cos 3\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{sC}^3(t, \theta) = \hat{F}_{s3} \cos 3\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

En utilisant les relations trigonométriques, on obtient :

$$\begin{cases} F_{sA}^3(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s3} \sin(\omega_s t - 3p\theta) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s3} \sin(\omega_s t + 3p\theta) \\ F_{sB}^3(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s3} \sin\left(\omega_s t - 3p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s3} \sin\left(\omega_s t + 3p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{sC}^3(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s3} \sin\left(\omega_s t - 3p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s3} \sin\left(\omega_s t + 3p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

On remarque que la FMM statorique résultante, due à la contribution de l'harmonique 3 de chaque phase, est nulle :

$$F_s^3(t, \theta) = F_{sA}^3(t, \theta) + F_{sB}^3(t, \theta) + F_{sC}^3(t, \theta) = 0 \quad (\text{II.23})$$

➤ **Pour l'harmonique d'ordre $h = 5$:**

$$\begin{cases} F_{sA}^5(t, \theta) = \hat{F}_{s5} \cos 5p\theta \cdot \sin \omega_s t \\ F_{sB}^5(t, \theta) = \hat{F}_{s5} \cos 5\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{sC}^5(t, \theta) = \hat{F}_{s5} \cos 5\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En utilisant les relations trigonométriques, on obtient :

$$\begin{cases} F_{sA}^5(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s5} \sin(\omega_s t - 5p\theta) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s5} \sin(\omega_s t + 5p\theta) \\ F_{sB}^5(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s5} \sin\left(\omega_s t - 5p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s5} \sin(\omega_s t + 5p\theta) \\ F_{sC}^5(t, \theta) = \frac{1}{2} \hat{F}_{s5} \sin\left(\omega_s t - 5p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \hat{F}_{s5} \sin(\omega_s t + 5p\theta) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

On obtient ainsi la FMM statorique résultante de la contribution de l'harmonique 5 de la FMM de chaque phase :

$$F_s^5(t, \theta) = F_{sA}^5(t, \theta) + F_{sB}^5(t, \theta) + F_{sC}^5(t, \theta) = \frac{3}{2} \hat{F}_{s5} \sin(\omega_s t + 5p\theta) \quad (\text{II.26})$$

$$\text{Car: } \frac{1}{2} \hat{F}_5 \sin(\omega_s t - 5p\theta) + \frac{1}{2} \hat{F}_5 \sin\left(\omega_s t - 5p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \hat{F}_5 \sin\left(\omega_s t - 5p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

Donc, l'harmonique 5 est une onde qui se déplace le long de la circonférence du stator à une vitesse égale à $\frac{d\theta}{dt} = -\frac{\omega_s}{5p}$ dans le sens inverse que le fondamentale.

De la même façon, on retrouve :

$$F_s^7(t, \theta) = \frac{3}{2} \hat{F}_{s7} \sin(\omega_s t - 7p\theta)$$

$$F_s^{11}(t, \theta) = \frac{3}{2} \hat{F}_{s11} \sin(\omega_s t + 11p\theta)$$

$$F_s^{13}(t, \theta) = \frac{3}{2} \hat{F}_{s13} \sin(\omega_s t - 13p\theta)$$

...

$$F_s^{(6k\pm 1)}(t, \theta) = \frac{3}{2} \hat{F}_{s(6k\pm 1)} \sin(\omega_s t \pm (6k \pm 1)p\theta)$$

Donc l'expression du terme générale, de la FMM statorique résultante, générée par ce type de bobinage peut être écrite sous la forme suivante : $F_s^h(t, \theta) = \frac{3}{2} \hat{F}_{sh} \sin(\omega_s t \pm hp\theta)$, ou directement [JOK 01, HEN 05, SAH 08]:

$$F_s^h(t, \theta) = \hat{F}_{sh} \sin(\omega_s t \pm hp\theta) \quad (\text{II.27})$$

Où h est le rang des harmoniques d'espace statoriques, il est égal à $(6k \pm 1)$ dans le cas où les enroulements statoriques sont identiques et parcourus par un système de courants triphasés équilibrés.

Avec un entrefer uniforme, l'induction magnétique statorique dans l'entrefer sera proportionnelle à la FMM. En multipliant (II.27) par (II.1), on obtient l'expression du terme général de l'induction magnétique statorique :

$$B_s^h(t, \theta) = \hat{B}_{sh} \sin(\omega_s t \pm hp\theta) \quad (\text{II.28})$$

$$\text{avec : } \hat{B}_{sh} = \hat{F}_{sh} \cdot P_0 \quad (\text{II.29})$$

Constatations :

➤ La FMM résultante, d'un bobinage triphasé alimenté par un système de courants équilibrés comporte seulement des harmoniques d'espace d'ordre $h = 6k \pm 1$, les harmoniques multiples de 3 disparaissent, donc ne contribuent pas à la création de la FMM.

➤ Vu que tous les harmoniques d'espace de la FMM sont créés par des courants

statoriques purement sinusoïdaux de fréquence temporelle f_s , ils possèdent donc, la même fréquence fondamentale f_s .

➤ Le fondamental de la FMM résultante tourne à une vitesse $\omega_1 = \frac{\omega_s}{p}$, par conséquent,

l'harmonique de rang h tourne à une vitesse $\omega_h = \frac{\omega_s}{hp}$

➤ Tous les harmoniques d'ordre $h = 6k + 1$ tournent dans le même sens que celui du fondamental. Donc, ils s'ajoutent au champ tournant direct.

➤ Tous les harmoniques d'ordre $h = 6k - 1$ tournent dans le sens opposé de celui du fondamental. Donc, ils s'ajoutent au champ tournant inverse.

Il en résulte que chaque harmonique d'ordre h de la FMM crée dans ce cas, une onde du champ magnétique de même ordre.

II.2. Induction Magnétique Rotorique

L'induction magnétique rotorique est égale aussi au produit entre la perméance d'entrefer et la force magnétomotrice rotorique. Dans le cas d'une machine à l'état sain, la fonction de perméance de l'entrefer est toujours donnée par l'équation (II.1). Donc, on doit trouver l'expression de la FMM rotorique résultante.

Dans le cas général, les stators des moteurs asynchrones triphasés sont caractérisés par un nombre p de paires de pôles et par conséquent, leurs rotors sont aussi caractérisés par le même nombre de paires de pôles.

Pour un moteur asynchrone à cage de N_r barres, le rotor peut être vu comme un ensemble de N_r mailles espacées régulièrement d'un angle électrique de $p \frac{2\pi}{N_r}$, où chaque maille a une ouverture d'un pas polaire $\frac{\pi}{p}$, c'est-à-dire que le courant rotorique passe par une barre et revient par la barre situé après q barres (avec $q = \frac{N_r}{2p}$) [SIG 77].

Les harmoniques (de rang h) de l'induction magnétique statorique vont créer des FEM et par conséquent des courants dans les mailles rotoriques. Ces courants induits sont caractérisés par des pulsations données par :

$$\omega_{rh} = s_h \omega_s \quad (\text{II.31})$$

Où s_h est le glissement dû à la rotation du $h^{\text{ième}}$ harmonique de l'induction magnétique statorique, il est défini par :

$$s_h = \frac{\omega_h - \Omega_r}{\omega_h} = 1 - \frac{(1-s)\frac{\omega_s}{p}}{\frac{\omega_s}{hp}}, \text{ où}$$

s : le glissement dû au fondamental et

Ω_r : la vitesse de rotation du rotor.

On obtient finalement [JOK 01, HEN 05, SAH 08] :

$$s_h = 1 - h(1-s) \tag{II.32}$$

Puisque on a N_r mailles rotoriques, chaque harmonique h crée un système de courants induits régit par [JOK 01, SAH 08]:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{rh}^{maille 1}(t) = \hat{I}_{rh} \cos(s_h \omega_s t) \\ I_{rh}^{maille 2}(t) = \hat{I}_{rh} \cos\left(s_h \omega_s t - hp \frac{2\pi}{N_r}\right) \\ I_{rh}^{maille 3}(t) = \hat{I}_{rh} \cos\left(s_h \omega_s t - 2hp \frac{2\pi}{N_r}\right) \\ I_{rh}^{maille 4}(t) = \hat{I}_{rh} \cos\left(s_h \omega_s t - 3hp \frac{2\pi}{N_r}\right) \\ \dots\dots\dots \\ I_{rh}^{maille N_r}(t) = \hat{I}_{rh} \cos\left(s_h \omega_s t - (N_r - 1)hp \frac{2\pi}{N_r}\right) \end{array} \right. \tag{II.33}$$

avec \hat{I}_{rh} l'amplitude des courants rotoriques induits par le $h^{ième}$ harmonique de l'induction magnétique statorique.

II.2.1. Fonction de distribution des circuits rotoriques

Chaque maille rotorique peut être considérée comme un enroulement d'une seule spire ($w_r = 1$) et d'ouverture $\alpha = q \frac{2\pi}{N_r}$ [SEG 77]. Si on prend, comme origine des coordonnées

l'axe de cette maille (Figure II.4), sa fonction de distribution $n_{rd,maille1}(\theta_r)$ sera définie par (dans un repère lié au rotor) :

$$n_{rd,maille1}(\theta_r) = \begin{cases} w_r = 1 & \text{pour } -q \frac{\pi}{N_r} < \theta_r < +q \frac{\pi}{N_r} \\ 0 & \text{pour le reste de l'intervalle} \end{cases} \tag{II.34}$$

avec θ_r angle mécanique par rapport au rotor.

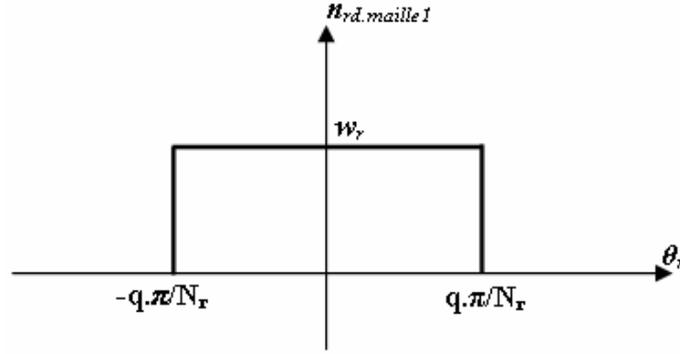


Figure II.4 : Fonction de distribution d'une maille rotorique

$n_{rd,maille1}(\theta_r)$ est une fonction périodique de période $2\pi/p$, donc elle est décomposable en série de Fourier :

$$n_{rd,maille1}(\theta_r) = a_0 + \sum_{\eta=1} A_{\eta} \cos(\eta \theta_r) + \sum_{\eta=1} B_{\eta} \sin(\eta \theta_r) \quad (\text{II.35})$$

Puisque $n_{rd,maille1}(\theta_r)$ est une fonction paire, cela implique que $B_{\eta} = 0$. Donc, il faut calculer seulement a_0 et A_{η} .

$$a_0 = \frac{p}{2\pi} \int_{-q\pi/N_r}^{+q\pi/N_r} 1 d\theta_r = p \cdot q \frac{1}{N_r} = \frac{1}{2}, \quad \text{or :}$$

$$a_0 = \frac{1}{2} \quad (\text{II.36})$$

$$A_{\eta} = \frac{p}{\pi} \int_{-q\pi/N_r}^{+q\pi/N_r} 1 \cos(\eta p \theta_r) d\theta_r = \frac{1}{\eta \pi} \left[\sin\left(\eta p q \frac{\pi}{N_r}\right) - \sin\left(-\eta p q \frac{\pi}{N_r}\right) \right] \quad (\text{II.37})$$

$$\text{d'où : } A_{\eta} = \frac{2}{\eta \pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.38})$$

On obtient :

$$n_{rd,maille1}(\theta_r) = \frac{1}{2} + \sum_{\eta=1} \frac{2}{\eta \pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right) \cos(\eta p \theta_r) \quad (\text{II.39})$$

On note que η représente le rang des harmoniques d'espace rotoriques dus à la distribution discrète des barres dans les encoches rotoriques; il doit être impaire ($\eta = 2k + 1$) si non, A_{η} devient nul.

II.2.2. La force Magnéto-Motrice rotorique

Les courants induits qui circulent dans les mailles rotoriques produisent une FMM résultante dans l'entrefer; pour analyser celle-ci, on doit étudier d'abord les FMM de chaque maille.

Puisque l'entrefer est constant et on néglige toute asymétrie axiale, l'expression de la FMM dans chaque maille est :

$$F_{rh}^{maille\ i}(t, \theta_r) = N_{rw}^{maille\ i}(\theta_r) \times I_{rh}^{maille\ i}(t) \quad (II.40)$$

Où : $i = 1, 2, \dots, N_r$, indique le numéro de la maille considérée,

$N_{rw}^{maille\ i}$ est la fonction d'enroulement de la $i^{ième}$ maille. Elle est définie par :

$$N_{rw}^{maille\ i}(\theta_r) = n_{rd}^{maille\ i}(\theta_r) - \langle n_{rd}^{maille\ i}(\theta_r) \rangle \quad (II.41)$$

Où $\langle n_{rd}^{maille\ i}(\theta_r) \rangle$ est la valeur moyenne de la fonction de distribution de la $i^{ième}$ maille et est égale à $\frac{1}{2}$ (Eq. II.36), on peut finalement écrire :

$$N_{rw}^{maille\ i}(\theta_r) = \sum_{\eta=1}^2 \frac{2}{\eta\pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right) \cos\left[\eta p \left(\theta_r - (i-1) \frac{2\pi}{N_r}\right)\right] \quad (II.42)$$

Ou d'une manière détaillée :

$$\left\{ \begin{array}{l} N_{rw}^{maille1}(\theta_r) = \sum_{\eta=1}^2 \frac{2}{\eta\pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right) \cos(\eta p \theta_r) \\ N_{rw}^{maille2}(\theta_r) = \sum_{\eta=1}^2 \frac{2}{\eta\pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\eta p \left(\theta_r - \frac{2\pi}{N_r}\right)\right) \\ N_{rw}^{maille3}(\theta_r) = \sum_{\eta=1}^2 \frac{2}{\eta\pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\eta p \left(\theta_r - 2 \frac{2\pi}{N_r}\right)\right) \\ \dots\dots\dots \\ N_{rw}^{mailleN_r}(\theta_r) = \sum_{\eta=1}^2 \frac{2}{\eta\pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\eta p \left(\theta_r - (N_r - 1) \frac{2\pi}{N_r}\right)\right) \end{array} \right. \quad (II.43)$$

En multipliant le système d'équations (II.33) par celui (II.43), on obtient le système d'équations ci-dessus qui donne les expressions des FMM générées par chaque maille rotorique [SAH 08, GHO 08]:

$$\left\{ \begin{aligned}
 F_{rh}^{maille\ 1}(t, \theta_r) &= \sum_{\eta=1} \hat{F}_{rh}^{\eta} \left\{ \cos(s_h \omega_s t + \eta p \theta_r) + \cos(s_h \omega_s t - \eta p \theta_r) \right\} \\
 F_{rh}^{maille\ 2}(t, \theta_r) &= \sum_{\eta=1} \hat{F}_{rh}^{\eta} \left\{ \cos\left(s_h \omega_s t + \eta p \theta_r - (\eta + h) \frac{2\pi p}{N_r} \right) + \cos\left(s_h \omega_s t - \eta p \theta_r + (\eta - h) \frac{2\pi p}{N_r} \right) \right\} \\
 F_{rh}^{maille\ 3}(t, \theta_r) &= \sum_{\eta=1} \hat{F}_{rh}^{\eta} \left\{ \cos\left(s_h \omega_s t + \eta p \theta_r - 2(\eta + h) \frac{2\pi p}{N_r} \right) + \cos\left(s_h \omega_s t - \eta p \theta_r + 2(\eta - h) \frac{2\pi p}{N_r} \right) \right\} \\
 &\dots\dots\dots \\
 F_{rh}^{maille\ N_r}(t, \theta_r) &= \sum_{\eta=1} \hat{F}_{rh}^{\eta} \left\{ \cos\left(s_h \omega_s t + \eta p \theta_r - (N_r - 1)(\eta + h) \frac{2\pi p}{N_r} \right) + \cos\left(s_h \omega_s t - \eta p \theta_r + (N_r - 1)(\eta - h) \frac{2\pi p}{N_r} \right) \right\}
 \end{aligned} \right. \tag{II.44}$$

avec : $\hat{F}_{rh}^{\eta} = \frac{2\hat{I}_{rh}}{\eta\pi} \sin\left(\eta \frac{\pi}{2}\right)$ (II.45)

Maintenant, pour chaque harmonique de rang h de l'induction statorique, la FMM rotorique résultante est égale à la somme des contributions de toutes les mailles rotoriques. On peut écrire :

$$F_{rh}(t, \theta_r) = \sum_{i=1}^{N_r} F_{rh}^i(t, \theta_r) \tag{II.46}$$

Ce qui donne :

$$F_{rh}(t, \theta_r) = \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{\eta=1} \hat{F}_{rh}^{\eta} \left[\cos\left(s_h \omega_s t + \eta p \theta_r - (i-1)(\eta + h) p \frac{2\pi}{N_r} \right) + \cos\left(s_h \omega_s t - \eta p \theta_r + (i-1)(\eta - h) p \frac{2\pi}{N_r} \right) \right] \tag{II.47}$$

Observons bien l'équation (II. 47). Il est clair qu'elle représente la somme de i ondes sinusoïdales espacées régulièrement d'un angle de $(\eta \pm h)p \frac{2\pi}{N_r}$. Il est évident que la somme de ces i ondes soit nulle pour tout valeur de η , sauf trois cas [JOK 01, SAH 08], lorsque $\eta = \pm h$ ou $(\eta + h)p = kN_r$, ou $(\eta - h)p = kN_r$ avec $k = 1, 2, \dots$. Et puisque η est un entier impaire et positif, on constate que la FMM rotorique n'existe que pour [JOK 01, HEN 05, KHE 05, SAH 08]:

$$\eta = \begin{cases} |h| \\ \left| \frac{kN_r}{p} - h \right| \\ \left| \frac{kN_r}{p} + h \right| \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Alors, dans un **repère lié au rotor**, le terme générale de la FMM rotorique sera donné par :

$$F_{rh}(t, \theta_r) = \hat{F}_{rh} \cos(s_h \omega_s t \pm hp \theta_r) + \hat{F}_{rh.SH1} \cos \left[s_h \omega_s t + \left(\frac{kN_r}{p} - h \right) p \theta_r \right] + \hat{F}_{rh.SH2} \cos \left[s_h \omega_s t - \left(\frac{kN_r}{p} + h \right) p \theta_r \right] \quad (\text{II.49})$$

Puisque la perméance d'entrefer soit constante (équation II.1), on peut directement trouver l'expression du terme général de l'induction magnétique rotorique :

$$B_{rh}^{P_0}(t, \theta_r) = \hat{B}_{rh}^{P_0} \cos(s_h \omega_s t \pm hp \theta_r) + \hat{B}_{rh.SH1}^{P_0} \cos \left[s_h \omega_s t + \left(\frac{kN_r}{p} - h \right) p \theta_r \right] + \hat{B}_{rh.SH2}^{P_0} \cos \left[s_h \omega_s t - \left(\frac{kN_r}{p} + h \right) p \theta_r \right] \quad (\text{II.50})$$

Constatations :

- L'équation (II.44) montre que chaque maille rotorique produit une FMM comportant η harmoniques d'espace rotoriques.
- Toutes les mailles rotoriques produisent des FMM de même amplitude et même fréquence, mais décalées entre elles d'un angle électrique de $(\eta \pm h)p \frac{2\pi}{N_r}$. La somme de ces FMM est toujours nulle sauf pour les valeurs de η indiquées dans la formule (II.48).
- L'équation (II.50) montre que chaque harmonique d'espace de rang h de l'induction statorique crée une série d'harmoniques d'espace de l'induction rotorique de rang $\eta = \frac{kN_r}{p} \pm h$. Ils sont rigidement liés au nombre d'encoches rotoriques N_r . C'est pour cette raison qu'ils sont appelés souvent *les harmoniques d'encoches rotoriques (RSH)*.
- Pour $k=1$ et $h=1$ on obtient ce qu'on appelle *les harmoniques principaux d'encoches rotoriques (PSH)* dont le rang est $\eta = \frac{N_r}{p} \pm 1$.

Par exemple : Pour un moteur asynchrone à cage de $N_r = 28$ et $p = 2$.

- Si on considère seulement le fondamental de l'induction magnétique statorique ($h = 1$) et prenons $k = 1$, les courants rotoriques, selon (II.50), produisent une induction magnétique rotorique résultante $B_{rh}(t, \theta_r)$ seulement pour $\eta = h = 1$, $\eta = \frac{28}{2} - 1 = 13$ et $\eta = \frac{28}{2} + 1 = 15$. Ces trois ondes constituant l'induction magnétique rotorique ont la même pulsation temporelle $s_h \omega_s = s_1 \omega_s = s \omega_s$.
- Si on considère maintenant l'harmonique du rang $h = 5$ de l'induction magnétique statorique avec $k = 1$, l'induction rotorique résultante $B_{r5}(t, \theta_r)$ comprend un harmonique fondamental d'ordre $\eta = 5$ et deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques d'ordre $\eta = 9$ et 19 . Tous ces harmoniques d'espace ont la même pulsation temporelle qui est dans ce cas: $s_h \omega_s = s_5 \omega_s = (5s - 4) \omega_s$.

II.3. Les FEM induites dans les enroulements statoriques

Afin de trouver les fréquences des FEM induites dans le bobinage statorique, dues au champ rotorique, on va d'abord réécrire l'équation (II.50) dans un repère fixe lié au stator. Pour cela, il suffit d'utiliser le changement de variable suivant :

$$\theta_r = \theta - \Omega_r t = \theta - (1 - s) \frac{\omega_s}{p} t \quad (\text{II.51})$$

Alors, on obtient :

$$B_{rh}^{P_0}(t, \theta) = \hat{B}_{rh}^{P_0} \cos(\omega_s t \pm hp\theta) + \hat{B}_{rh.SH1}^{P_0} \cos\left[\left(1 - \frac{kN_r}{p}(1 - s)\right)\omega_s t + \left(\frac{kN_r}{p} - h\right)p\theta\right] + \hat{B}_{rh.SH2}^{P_0} \cos\left[\left(1 + \frac{kN_r}{p}(1 - s)\right)\omega_s t - \left(\frac{kN_r}{p} + h\right)p\theta\right] \quad (\text{II.52})$$

L'équation II.52 montre clairement que l'induction magnétique rotorique comporte deux types d'ondes :

- Le premier type est caractérisé par une fréquence temporelle f_s et un nombre de paires de pôles égale à hp . Il est capable d'induire des FEM de fréquences f_s dans les enroulements statoriques.

- Le deuxième type est caractérisé par une fréquence temporelle $f_{RSH} = \left| \left(1 \pm \frac{kN_r}{p}(1 - s)\right) f_s \right|$ et un nombre de paires de pôles égale à $(kN_r \pm hp)$. Il est capable d'induire des FEM de

fréquences $f_{RSH} = \left| \left(1 \pm \frac{kN_r}{p}(1-s) \right) f_s \right|$ dans les enroulements statoriques.

Remarques :

Pour un bobinage statorique formé de trois bobines identiques et alimenté par un système de tensions équilibré, on doit trouver seulement les courants (induits par induction) dont le rang est impaire et non multiple de trois (égale à $(6k \pm 1)$). Par contre et en pratique, il existe toujours un certain niveau de déséquilibre statorique de différentes origines (problèmes dans les tensions d'alimentation ou dans les enroulements ou connexion du neutre) ; dans ce cas, tous les harmoniques mêmes ceux ayant un rang multiple de trois seront présents dans le spectre du courant statorique.

A la fin de cette partie, on peut constater que, pendant le fonctionnement sain, les courants statoriques du moteur asynchrone à cage comportent deux séries d'harmoniques :

1. Une série d'harmoniques du temps (TH) de fréquence :

$$f_{TH} = \nu f_s \quad (\text{II.53})$$

2. Une série d'harmoniques d'encoches rotoriques (RSH) de fréquence

$$f_{RSH} = \left| \left(\nu \pm \frac{kN_r}{p}(1-s) \right) f_s \right| \quad (\text{II.54})$$

Où ν est le rang des harmoniques du temps. Il reste maintenant à vérifier ces résultats théoriques par des essais expérimentaux qui seront l'objet de la partie suivante.

III. RESULTAS EXPERIMENTAUX

Après le développement analytique, qui nous a permis de comprendre les transformations électromagnétiques prenant naissance pendant le fonctionnement des moteurs asynchrones triphasé à cage. Il s'est avéré important d'explorer expérimentalement le contenu spectral du courant statorique pendant l'état sain, afin de valider nos résultats analytiques.

III .1. Description du banc d'essai

Les essais expérimentaux ont été effectués au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB). Le moteur triphasé asynchrone à cage utilisé dans nos expérimentations est un moteur tétra polaire de 3 kW fabriqué par *Leroy sommaire* (voir *annexe A*).

Dans un premier temps, on a effectué quatre essais où le moteur a été couplé en étoile sans neutre et fonctionnait à vide, à 20% de la charge, à 50% de la charge et à 80% de la charge. Les mesures des essais sont regroupées dans le tableau suivant.

Charge en (%) de la valeur nominale 3kW	Courant statorique (A)	Couple électromagn. (Nm)	Vitesse de rotation (tr/mn)
0 %	2.70	0.57	1497
20%	2.92	4.10	1489
50%	3.95	10.53	1470
80%	5.40	16.97	1452

Tableau II.1. Mesures prises par différents essais à l'état sain

La figure II.5 montre les allures des trois courants d'alimentation pour les différents régimes de charge. Il est clair que ces allures aient des formes sinusoïdales déformées à cause de plusieurs phénomènes tels que : l'asymétrie résiduelle du moteur au niveau du stator et du rotor, un certain déséquilibre dans les tensions d'alimentation, l'effet de la saturation et la présence des harmoniques du temps dans les courants d'alimentation ainsi que l'effet de la structure naturelle du stator et du rotor (présence des encoches).

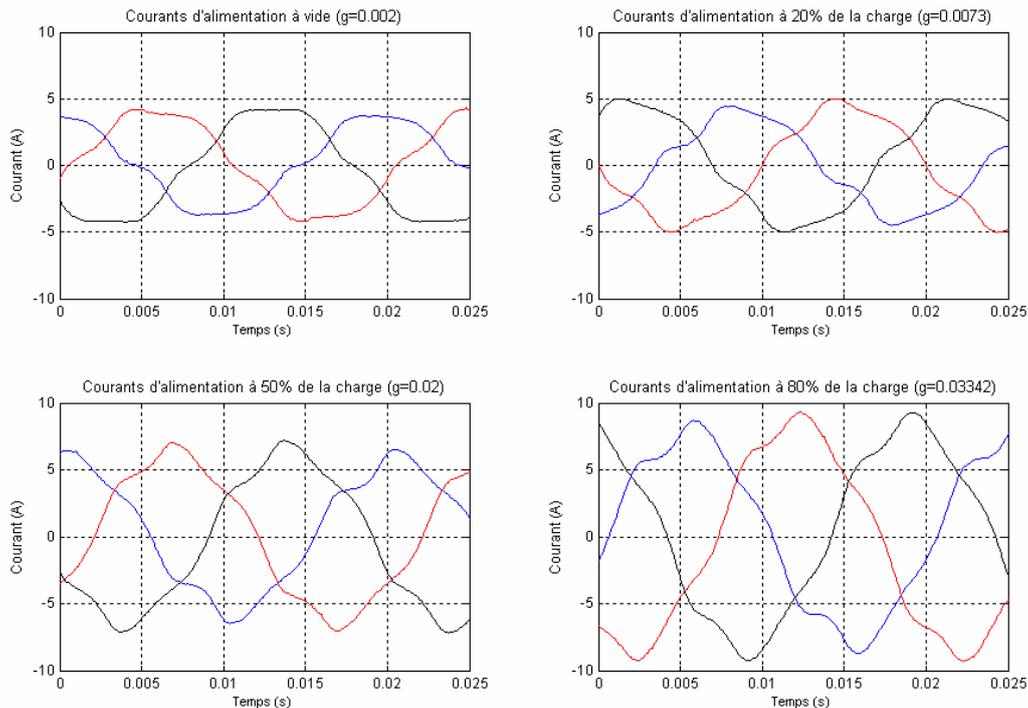


Figure II.5: L'évolution temporelle des trois courants d'alimentation avec différentes charges

III.2. Analyse Spectrale du Courant Statorique

Comme nous l'avons vu précédemment, plusieurs phénomènes entrent en jeu pendant le fonctionnement du moteur asynchrone à cage et affectent essentiellement les courants d'alimentation en modifiant leurs formes.

Puisque les allures temporelles ne donnent pas beaucoup d'informations, on est obligé d'aller vers les méthodes de traitement de signal. Plusieurs techniques de traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux issus des machines électriques tels que : le couple, la vitesse, les courants, le flux, les vibrations,...

Dans ce travail, on s'intéresse à l'utilisation d'une méthode basée sur la Transformée de Fourier Rapide (FFT) (outil mathématique très utilisé); qui permet de décrire n'importe quel signal par son spectre de fréquence ; ceci s'adapte parfaitement à notre application dans la mesure où de nombreux phénomènes associés aux défauts se traduisent par l'apparition de nouvelles fréquences liées directement au glissement ou à la modification des amplitudes des harmoniques qui existaient dans le spectre.

III.2.1. La Transformée de Fourier Rapide

On rappelle que la transformée de Fourier Rapide $X(f)$ d'un signal $x(t)$ continu dans le temps soit donnée par :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{II.55})$$

Cependant, un ordinateur ne peut traiter que des signaux numériques, ceux-ci sont obtenus après un échantillonnage. Dans notre cas, les signaux à analyser sont les courants statoriques acquis ou prélevés à l'aide d'une carte *dSpace 1104* en utilisant des capteurs de courant à effet Hall. L'acquisition a été faite selon les paramètres suivants :

- La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 10000 \text{ Hz}$;
- Le temps d'acquisition : $T_a = 10 \text{ sec}$
- Le nombre des échantillons : $N_e = \frac{T_a}{T_e} = f_e \cdot T_a = 10000 \times 10 = 100000 \text{ échantillons}$;
- La résolution fréquentielle : $\Delta f = \frac{f_e}{N_e} = \frac{10000}{100000} = 0.1 \text{ Hz}$.

Avec un ordinateur, il est impossible de calculer la FFT $X(f)$ pour une valeur quelconque de la fréquence f . Donc, on ne calcule la FFT que pour des multiples de Δf . C'est la notion de la Transformée de Fourier Discrète (DFT). En conséquence, la DFT $X(n)$ d'un signal échantillonné $x(k)$ est donnée par :

$$X(n) = \sum_{k=1}^{N_e} x(k) e^{-j2\pi k \frac{n}{N_e}} \quad (\text{II.56})$$

avec $n = 1, 2, \dots, N_e$

Il est important de noter que la résolution fréquentielle joue un rôle primordial quant à la clarté du spectre, elle doit être de faible valeur pour qu'on puisse séparer les harmoniques proches.

Pour le moment, les spectres dans cette partie sont visualisés dans une échelle logarithmique normalisée par rapport au fondamental. Cependant, dans le chapitre suivant, on va faire une petite comparaison entre les échelles logarithmique et linéaire dont le but est de choisir la meilleure visualisation qui reflète bien les changements provoqués par les défauts.

Nous exposons sur la figure II.6 le spectre du courant statorique pour un fonctionnement à 80% de la charge nominale ($s = 0.03342$).

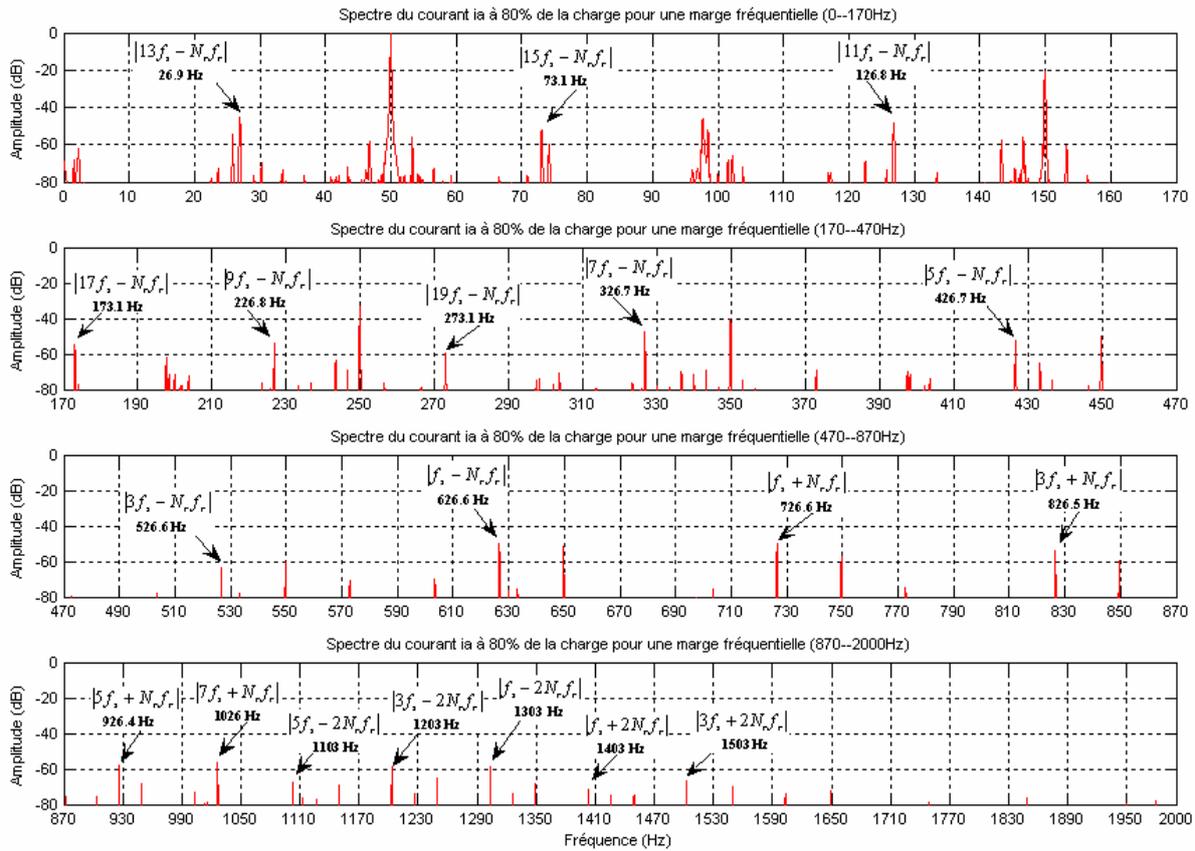


Figure II.6 : Présence des harmoniques RSH.

Il est clairement visible que ce spectre soit très riche en harmoniques. Pour ne pas se perdre dans l'interprétation du spectre, rappelons ici que notre objectif primaire est de vérifier la présence des harmoniques TH et RSH dont les fréquences sont données par les expressions (II.53) et (II.54) respectivement. Afin d'améliorer la représentation, on a tracé les spectres du courant dans quatre bandes fréquentielles (0—170Hz, 170—470Hz, 470—870Hz et 870—2000) et en ne considérant que les amplitudes supérieures à -80dB. La figure II.8 montre nettement l'existence des harmoniques RSH et TH ce qui est en bonne concordance avec notre étude analytique. D'autre part, on remarque que le contenu spectral du courant statorique ne se limite pas aux harmoniques TH et RSH. En effet, si nous portons notre attention autour des TH (50Hz, 150Hz, 250Hz,...) on observe l'existence des composantes spectrales qui contribuent à augmenter la richesse harmonique de ce signal. Ces composantes reflètent l'imperfection naturelle du moteur et leurs fréquences peuvent être déterminées en analysant l'induction magnétique dans l'entrefer pendant le fonctionnement avec défaut (objet de notre 3^{ème} chapitre).

III.3. Effet de la charge sur les RSH

Afin de voir l'effet de la charge sur les RSH, nous avons tracé les spectres du courant statorique pour chaque régime de fonctionnement.

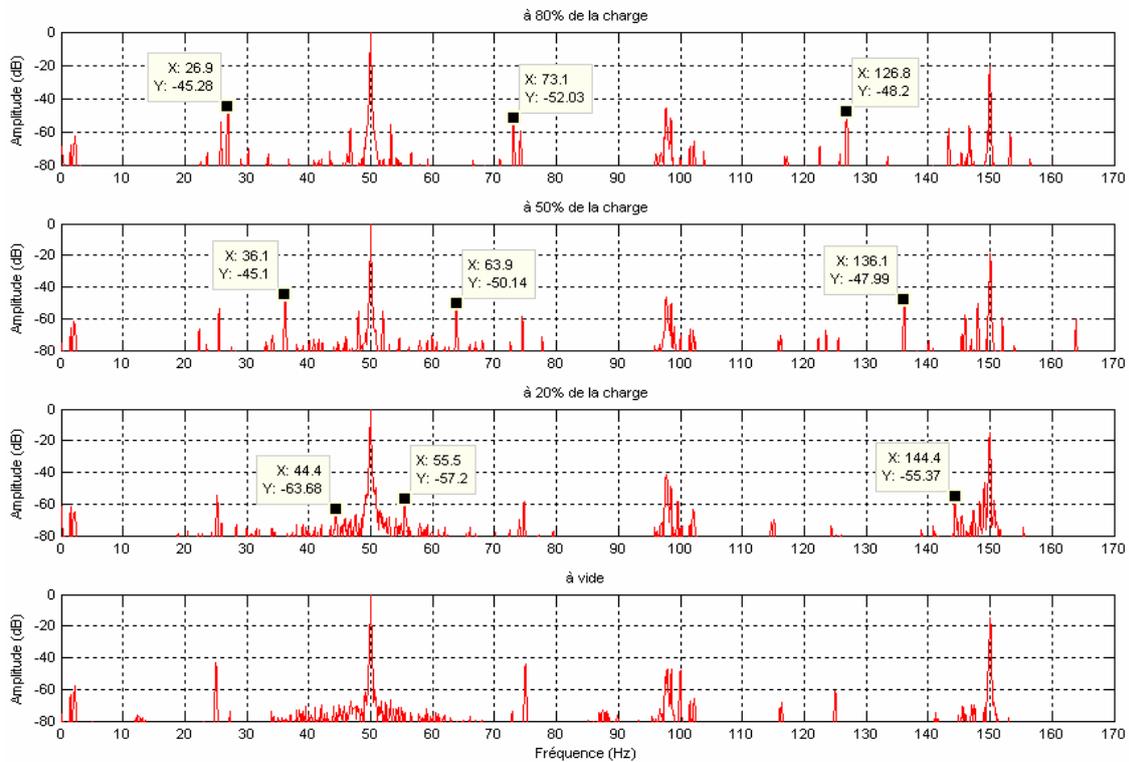


Figure II.7. Effet de la charge sur les RSH pour la marge fréquentielle 0-170Hz

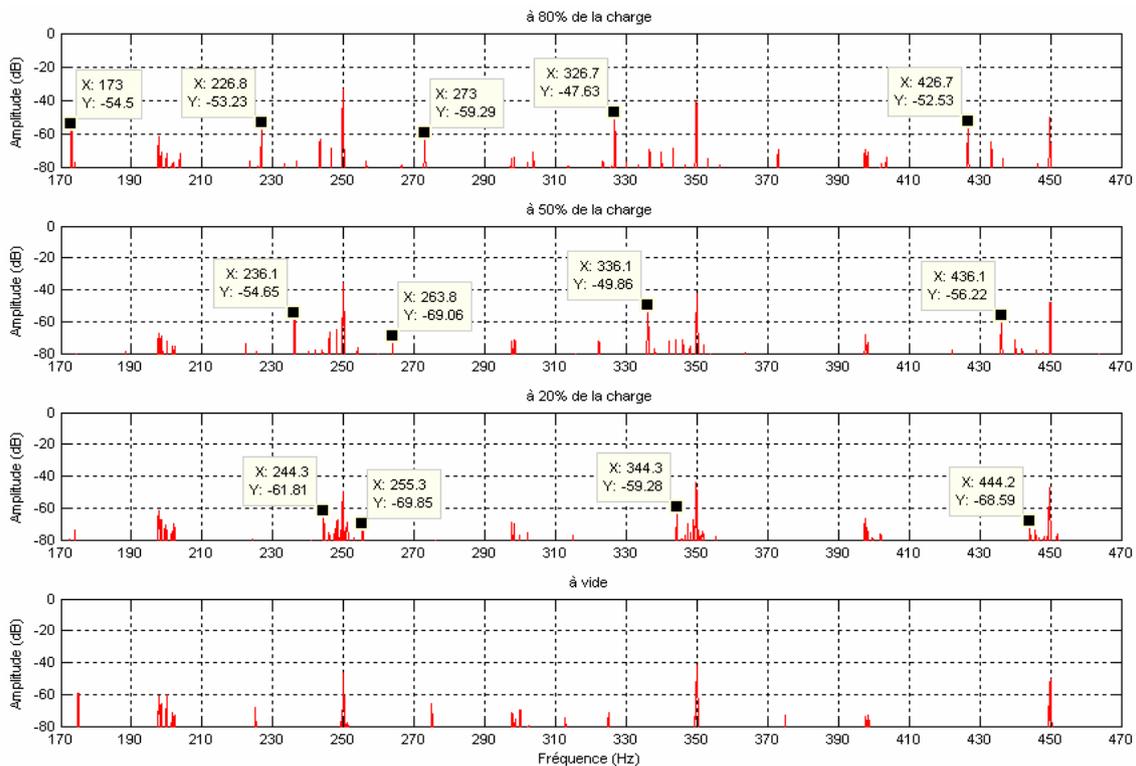


Figure II.8 : Effet de la charge sur les RSH pour la marge fréquentielle 170-470Hz

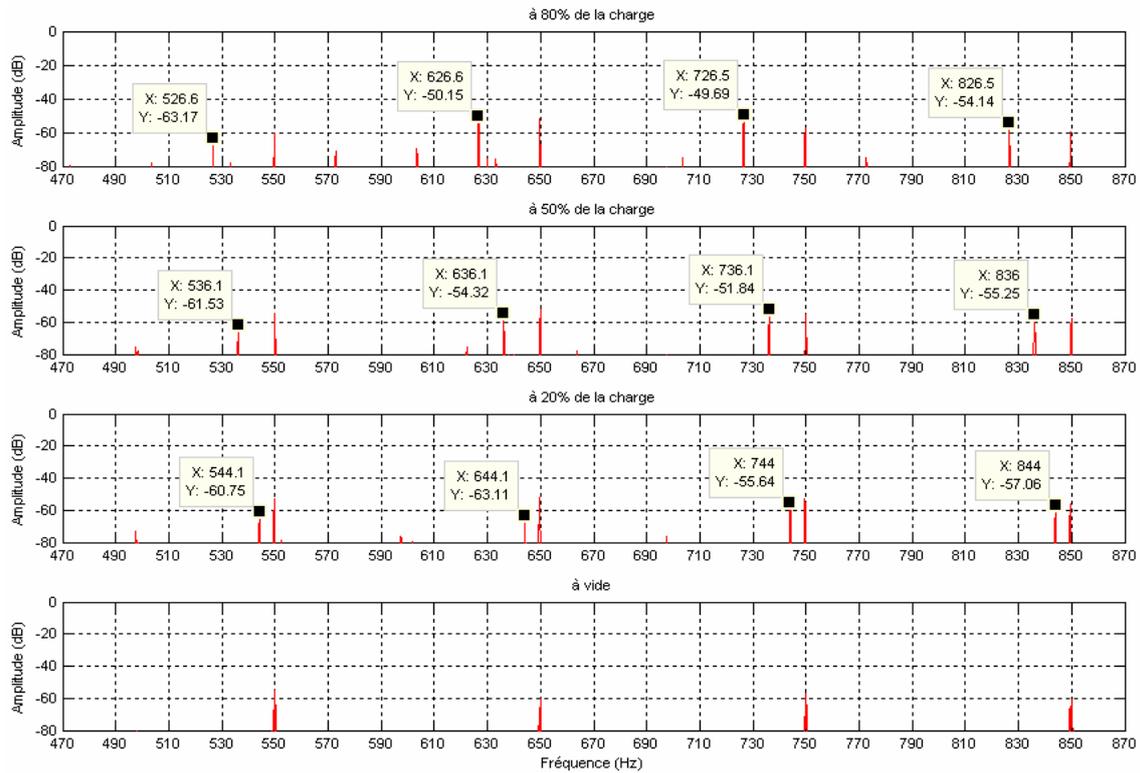


Figure II.9 Effet de la charge sur les RSH pour la marge fréquentielle 470-870Hz

D'après les figures II.7-9, on peut constater que les fréquences des RSH sont très sensibles à la variation de la charge car elles sont rigidement liées au glissement. D'autre part, leurs amplitudes s'affaiblissent en diminuant la charge. On remarque aussi qu'à vide, les RSH sont difficilement détectables car ils ont des amplitudes très faibles et des fréquences très proches aux fréquences des harmoniques du temps (TH). On observe également que les amplitudes des TH sont peu influencées par le régime de fonctionnement et que leurs fréquences sont indépendantes du glissement parce qu'ils ont été imposés par l'alimentation.

IV. CONCLUSION

Puisque les méthodes de diagnostic traitées dans cette thèse sont basées sur le signal du courant statorique, on a été obligé de développer une étude analytique sur la machine asynchrone afin d'interpréter le contenu harmonique des courants statoriques pendant l'état sain. Notre étude théorique a été vérifiée par des essais expérimentaux (sur un moteur de 3kW) réalisés au niveau du laboratoire LGE de Biskra. Les résultats obtenus mettent en évidence la richesse en harmoniques du courant statorique. Jusqu'à maintenant, on a identifié seulement deux types d'harmoniques qui sont toujours présents dans le spectre du courant statorique même à l'état sain : les harmoniques TH imposés par la source et les harmoniques RSH qui sont la conséquence de la structure naturelle de la machine asynchrone à cage (la distribution discrètes des encoches statoriques et rotoriques).

On note qu'il existe deux autres types d'harmoniques qui sont toujours présents dans le spectre du courant statorique même à l'état sain ; l'identification de ces harmoniques nécessite une étude analytique de la machine asynchrone en présence d'un défauts, ce qui représente le but du chapitre suivant.

I. INTRODUCTION

L'étude présentée dans le chapitre précédent a permis de comprendre les phénomènes qui paraissent au niveau des grandeurs magnétiques de la machine asynchrone. Cette étude nous a conduit à identifier seulement deux types d'harmoniques: les TH et les RSH qui sont présents dans le spectre du courant statorique lors d'un fonctionnement sain. Dans ce présent chapitre, nous allons étudier analytiquement et expérimentalement le moteur asynchrone en présence d'un défaut de barres rotoriques, d'excentricité mixte et de court-circuit entre spires statoriques dont le but est de compléter l'identification des autres types d'harmoniques.

II. CASSURES DE BARRES ROTORIQUES

La présence d'une barre cassée dans la cage rotorique provoque une asymétrie géométrique ainsi qu'un déséquilibre magnétique dans le moteur. Ce défaut n'affecte pas la structure du stator et ses enroulements, par conséquent, la FMM statorique résultante reste la même comme pour un moteur sain. Par contre, la FMM rotorique doit être recalculée en tenant en compte les modifications provoquées par ce défaut.

II.1. FMM résultante d'un moteur avec une barre cassée

L'approche utilisée pour étudier ce type de défauts suppose que la rupture d'une barre rotorique peut être traduite par l'élimination d'une maille rotorique ; ce qui altère la FMM résultante due à l'ensemble des mailles rotoriques et produit, par conséquence, des FMM rotoriques additionnelles directes et inverses qui vont induire des courants (caractérisés par des fréquences particulières) dans le bobinage statorique. Selon cette approche, un moteur asynchrone avec une barre cassée aura $(N_r - 1)$ mailles rotoriques au lieu de N_r . Il est important de noter que cette approche est moins précise dans le sens d'évaluation des amplitudes des courants induits par ce défaut ; parce qu'en réalité, le courant dans la barre cassée n'est pas nul à cause des courants inter barres [KER84]. Mais, puisque notre objectif est d'analyser seulement les signatures fréquentielles du défaut de barres, l'approche présentée reste valide et peut être utilisée sans aucun doute. En effet, la nouvelle expression de la FMM rotorique (en présence d'une barre cassée) peut être obtenue en soustrayant la FMM produite par la maille absente de la FMM rotorique créée à l'état sain [SRI 06].

De ce raisonnement, La FMM rotorique résultante d'un moteur avec défaut de barres sera donnée par [GHO 08]:

$$F_{rh\eta^r}(t, \theta_r) = F_{rh}(t, \theta_r) - \sum_{i=1}^{nb} F_{rh\eta^r i}(t, \theta_r) \quad (III.1)$$

Avec:

$F_{rh}(t, \theta_r)$: la FMM rotorique résultante à l'état sain donnée par l'équation (II.49).

$F_{rh\eta^r i}(t, \theta_r)$: la FMM produite par la $i^{i\text{ème}}$ maille rotorique absente et nb représente le nombre de barres cassées.

Par exemple, si on a une seule barre rompue (la barre N°1) on aura une maille absente (la maille N°1), l'expression (III.1) devient :

$$F_{rh\eta^r}(t, \theta_r) = F_{rh}(t, \theta_r) - F_{rh\eta^r \text{maille.1}}(t, \theta_r) \quad (III.2)$$

Selon le système d'équation (II.44), la FMM créée par la maille absente peut être donnée par (dans un repère lié au rotor) :

$$F_{rh\eta^r \text{maille.1}}(t, \theta_r) = \sum_{\eta^r=1} \hat{F}_{rh\eta^r} \left\{ \underbrace{\cos(s_h \omega_s t - \eta^r p \theta_r)}_{\text{onde directe}} + \underbrace{\cos(s_h \omega_s t + \eta^r p \theta_r)}_{\text{onde inverse}} \right\} \quad (III.3)$$

Avec $\eta^r = 1, 2, \dots$ représente le rang des harmoniques d'espace dus à la disposition des barres constituant la maille rotorique N° i .

Maintenant, on doit réécrire l'expression (III.2) dans un repère lié au stator en utilisant l'équation (II.51), on obtient :

$$\begin{aligned} F_{r,h,\eta^r}(t, \theta) &= \hat{F}_{rh} \cos(\omega_s t \pm hp\theta) \\ &+ \hat{F}_{rhSH1} \cos \left[\left(1 - \frac{kN_r}{p} (1-s) \right) \omega_s t + \left(\frac{kN_r}{p} - h \right) p\theta \right] \\ &+ \hat{F}_{rhSH2} \cos \left[\left(1 + \frac{kN_r}{p} (1-s) \right) \omega_s t - \left(\frac{kN_r}{p} + h \right) p\theta \right] \\ &- \sum_{\eta^r=1} \hat{F}_{rh\eta^r} \left\{ \underbrace{\cos \{ [1 - (h - \eta^r)(1-s)] \omega_s t - \eta^r p \theta \}}_{\text{L'onde directe}} + \underbrace{\cos \{ [1 - (h + \eta^r)(1-s)] \omega_s t + \eta^r p \theta \}}_{\text{L'onde inverse}} \right\} \end{aligned} \quad (III.4)$$

Selon l'expression (III.4), il est clair que le défaut de cassure de barres engendre deux séries de FMM additionnelles : directes et inverses. Ces FMM additionnelles vont induire des courants dans le bobinage statorique si leurs nombre de paire de pôles appartient à l'ensemble définie par $\{hp\}$, avec h est l'ordre des harmoniques d'espace statoriques. Ces courants induits seront caractérisés par des fréquences données par la formule générale suivante :

$$[1 - (h \pm \eta^r)(1-s)] f_s \quad (III.5)$$

Remarque : Notre étude exposée ci-dessus illustre l'effet électromagnétique du défaut de barres. Mais, il ne faut pas oublier que ce défaut ait aussi un effet mécanique. En fait, dans les références [FILI 98, SAH 03, KHA 05 et OUM 07], les auteurs ont montrés qu'en présence d'une barre rompue dans la cage rotorique, un courant de fréquence $(1-2s)f_s$ sera induit dans les circuits statoriques, accompagné par une composante oscillatoire de fréquence $2sf_s$ dans le couple électromagnétique et la vitesse de rotation ce qui donne naissance à des nouvelles composantes de courant aux fréquences $(1 \pm 2s)f_s$ circulant dans les enroulements statoriques. Et par un processus identique, on obtient une série d'harmoniques de fréquences données par : $(1 \pm 2ks)f_s$ avec $k = 1, 2, 3, \dots$ (III.6)

Tenant en compte les harmoniques du temps qui sont toujours présents dans les tensions d'alimentation, on peut aboutir aux formules générales suivantes :

$$[\nu - (h \pm \eta'')(1 - s)]f_s \tag{III.7}$$

$$(\nu \pm 2ks)f_s \tag{III.8}$$

avec $\nu = 1, 3, 5, \dots$ est le rang des harmoniques du temps.

Dans les deux tableaux ci-dessous, on a résumé les fréquences des harmoniques induits dans les courants statoriques suite à un défaut de barres. Ces fréquences sont déduites de la formule (III.7) pour $h = 1$ et différentes valeurs de η'' et ν [GHO 08].

η''	$[\nu - (1 - \eta'')(1 - s)]f_s$			
	ν			
	1	3	5	7...
1	f_s	$3f_s$	$5f_s$	$7f_s$
3	$(3 - 2s)f_s$	$(5 - 2s)f_s$	$(7 - 2s)f_s$	$(9 - 2s)f_s$
5	$(5 - 4s)f_s$	$(7 - 4s)f_s$	$(9 - 4s)f_s$	$(11 - 4s)f_s$
7	$(7 - 6s)f_s$	$(9 - 6s)f_s$	$(11 - 6s)f_s$	$(13 - 6s)f_s$
9	$(9 - 8s)f_s$	$(11 - 8s)f_s$	$(13 - 8s)f_s$	$(15 - 8s)f_s$
...				
$N_r/p - 1$	$\left \left[1 - \frac{N_r}{p}(1 - s) - 2s \right] f_s \right $	$\left \left[1 + \frac{N_r}{p}(1 - s) + 2s \right] f_s \right $	$\left \left[3 + \frac{N_r}{p}(1 - s) + 2s \right] f_s \right $	$\left \left[5 + \frac{N_r}{p}(1 - s) + 2s \right] f_s \right $
$N_r/p + 1$	$\left \left[1 + \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $	$\left \left[3 + \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $	$\left \left[5 + \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $	$\left \left[7 + \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $

Tableau III.1. Les fréquences des harmoniques induits par l'onde directe de la FMM rotorique en présence d'un défaut de barres.

η''	$[\nu - (1 + \eta'')(1 - s)]f_s$			
	ν			
	1	3	5	7
1	$(1 - 2s)f_s$	$(1 + 2s)f_s$	$(3 + 2s)f_s$	$(5 + 2s)f_s$
3	$(3 - 4s)f_s$	$(1 - 4s)f_s$	$(1 + 4s)f_s$	$(3 + 4s)f_s$
5	$(5 - 6s)f_s$	$(3 - 6s)f_s$	$(1 - 6s)f_s$	$(1 + 6s)f_s$
7	$(7 - 8s)f_s$	$(5 - 8s)f_s$	$(3 - 8s)f_s$	$(1 - 8s)f_s$
9	$(9 - 10s)f_s$	$(7 - 10s)f_s$	$(5 - 10s)f_s$	$(3 - 10s)f_s$
...				
$N_r/p - 1$	$\left \left[1 - \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $	$\left \left[3 - \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $	$\left \left[5 - \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $	$\left \left[7 - \frac{N_r}{p}(1 - s) \right] f_s \right $
$N_r/p + 1$	$\left \left[1 + \frac{N_r}{p}(1 - s) - 2s \right] f_s \right $	$\left \left[1 - \frac{N_r}{p}(1 - s) + 2s \right] f_s \right $	$\left \left[3 - \frac{N_r}{p}(1 - s) + 2s \right] f_s \right $	$\left \left[5 - \frac{N_r}{p}(1 - s) + 2s \right] f_s \right $

Tableau III.2. . Les fréquences des harmoniques induits par l'onde inverse de la FMM rotorique en présence d'un défaut de barres.

Selon ces tableaux, on remarque que les fréquences déduites de la formule (III.7) peuvent être déduites aussi de la formule (III.8). Mais, il faut bien noter que les composantes spectrales, données par (III.7), sont dues à la présence des harmoniques d'espace statoriques et rotoriques. Par contre, les composantes de (III.8) reflètent l'interaction entre les harmoniques du temps et les oscillations de la vitesse.

Remarque: à partir de là, nous allons désigner par **RBFH (Rotor Bar Fault Harmonics)** les harmoniques représentant les signatures d'un défaut de cassure de barres.

II.2. Résultats expérimentaux

Le même banc d'essai d'écrit précédemment a été utilisé pour étudier expérimentalement le défaut de cassure de barres. Pour valider nos résultats théoriques, on a utilisé deux moteurs asynchrones triphasés à cage de différente puissance (3kW et 1.1kW). Le moteur de 3kW est couplé en étoile sans neutre tandis que celui de 1.1kW est couplé en triangle. Les deux moteurs comportent 28 barres rotoriques. Le défaut de barres a été réalisé en perçant deux barres adjacentes (voir *annexe A*). Plusieurs essais ont été effectués pour différents régimes de fonctionnement (à vide, mi-charge et pleine charge) à l'état sain et avec défaut. Pour chaque essai, on a enregistré les trois courants d'alimentation.

Nous avons démontré que le défaut de barres se manifeste par l'apparition des composantes spectrales dont les fréquences sont données par les équations (III.7) et (III.8). Autrement dit, on doit trouver des raies autour des harmoniques du temps à une distance

de $2ksf_s$.

Les figures III.1-3 mettent en évidence la présence des composantes spectrales autour des harmoniques du temps (50Hz, 250Hz, 350Hz,...) et les harmoniques d'encoches rotoriques. Ces composantes spectrales sont en bonne concordance avec les formules générales (III.7) et (III.8).

Toutefois et à l'état sain, on peut facilement remarquer l'apparition des raies, de faibles amplitudes, dont les fréquences sont identiques à celles créés par ce défaut. Ces raies sont la conséquence de l'asymétrie naturelle du rotor (par exemple des bulles dans les barres rotoriques lors de l'étape de moulage) qui génère une légère perturbation dans la distribution du flux magnétique dans l'entrefer. Parfois, d'autres phénomènes (exp. : oscillation dans la charge) entrent en jeu et amplifient les amplitudes de ces raies ce qui conduit à une fausse alarme.

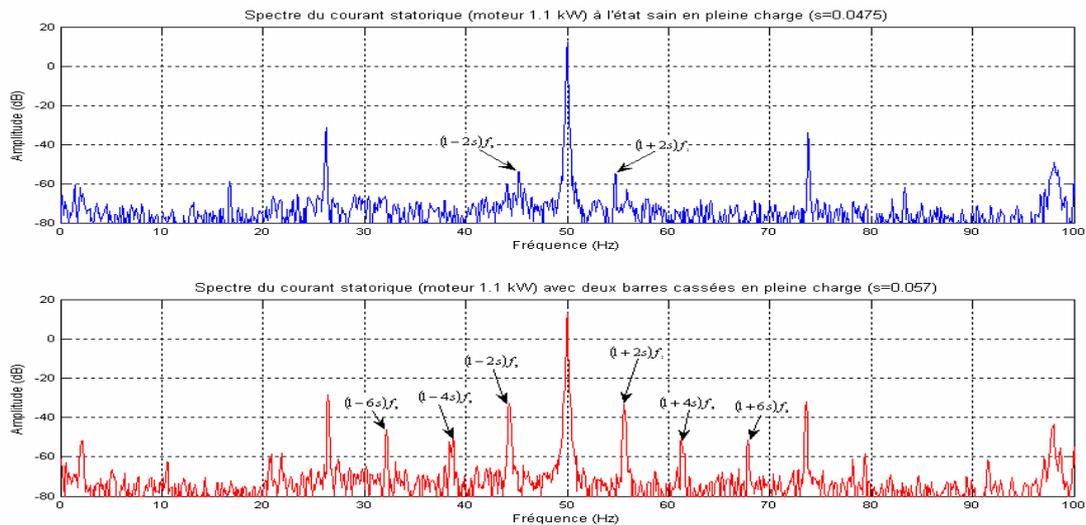


Figure III.1. Les composantes, autour du fondamental, caractérisant le défaut de barres.

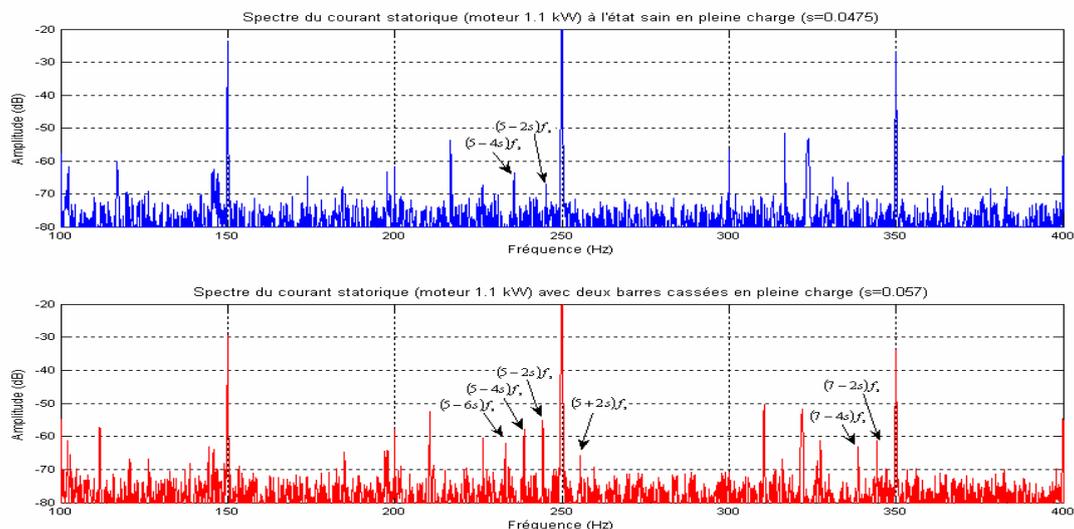


Figure III.2. Les composantes, autour des TH, caractérisant le défaut de barres.

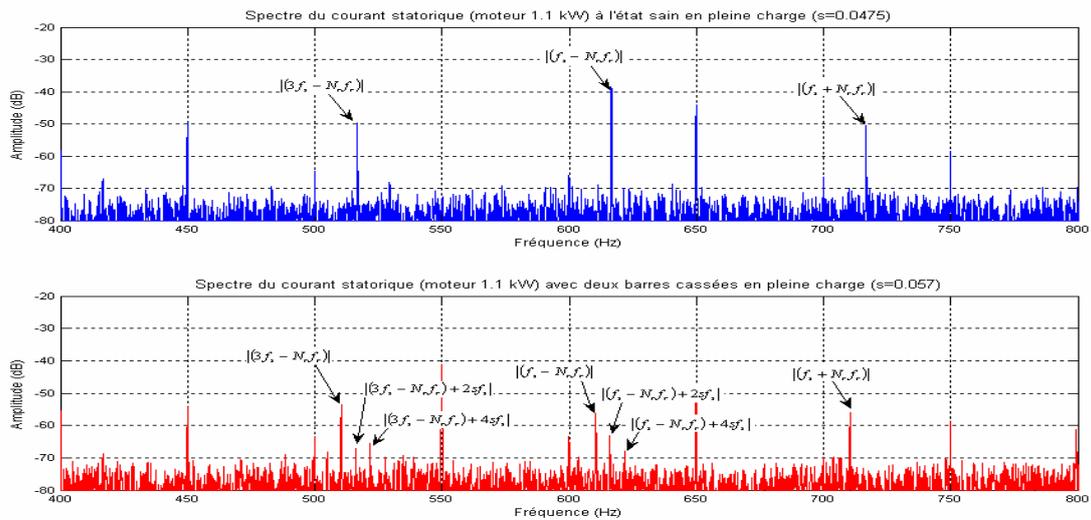


Figure III.3. Les composantes, autour des RSH, caractérisant le défaut de barres.

La figure III.4 montre que la charge du moteur influe beaucoup sur les raies $(1 \pm 2ks)f_s$. En effet, pour des valeurs faibles de glissement, les amplitudes de ces raies diminuent fortement et leurs fréquences deviennent très proches du fondamental ce qui rend la détection de défaut très difficile est parfois impossible dans le cas du fonctionnement à vide.

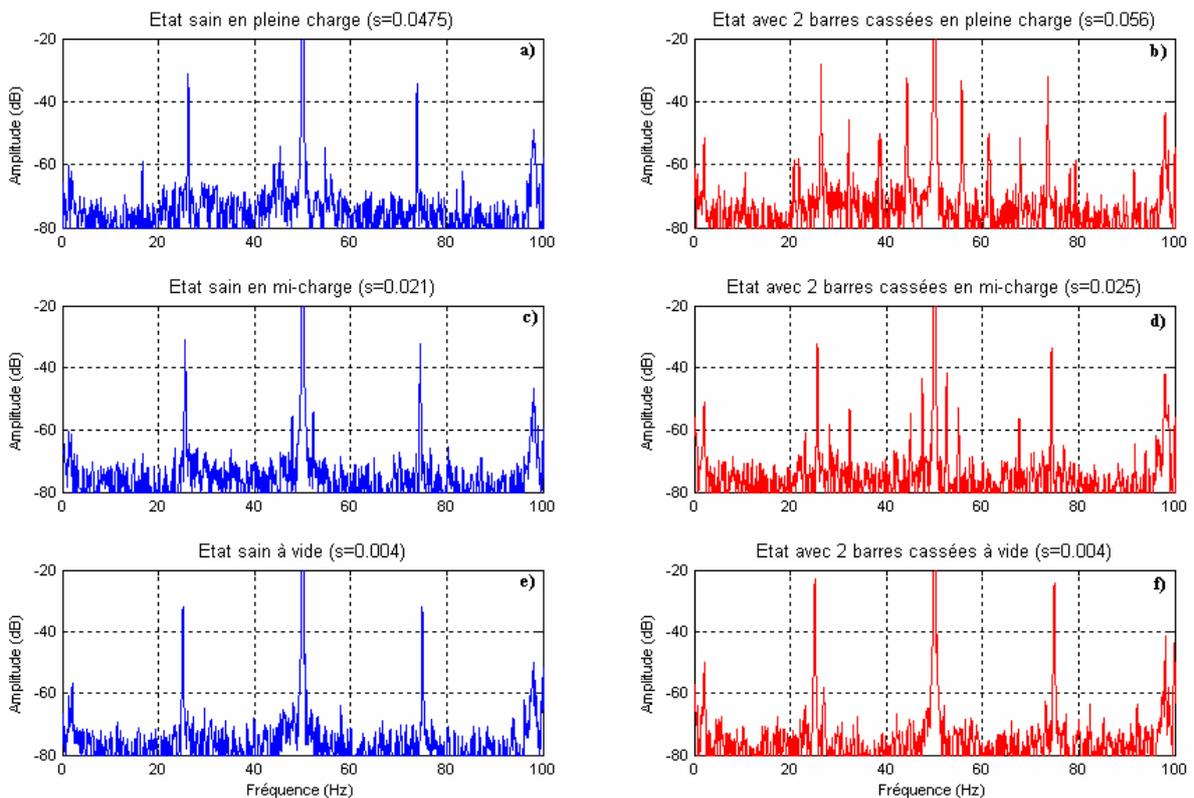


Figure III.4. Spectre du courant i_A du moteur 1.1kW à l'état sain et avec 2 barres casées pour différents régimes de fonctionnement

II.3. Type de Représentation des Spectres : Logarithmique ou Linéaire ?

Comme nous l'avons vu, la mesure du courant statorique et son traitement ne pose pas un problème, mais le type de représentation du spectre ouvre une porte de discussion. En effet, la majorité des références utilisent une représentation logarithmique des spectres en bénéficiant de l'effet de logarithme qui rehausse les harmoniques dont les amplitudes sont très faibles. Cet avantage nous apparaît comme un inconvénient, car le logarithme fait la même chose pour tous les harmoniques du spectre ; et comme résultat, les harmoniques caractérisant le défaut seront, dans plusieurs cas, noyés dans un bain de bruit. D'autre part, nous avons trouvé que le spectre à l'état sain contienne des raies dont les fréquences coïncident avec celles de défaut de barres mais avec faibles amplitudes. Ces raies seront aussi rehaussées par l'effet de logarithme et par conséquent, le **taux de changement** entre les harmoniques du spectre à l'état sain et ceux du spectre à l'état avec défaut devient relativement faible. Cependant, ce qui intéresse l'opérateur de diagnostic (ou l'algorithme de détection) c'est ce taux de changement ; plus qu'il soit grand plus que la détection des défauts devienne simple et fiable.

Dans ce que suit, nous allons faire une petite comparaison entre les deux visualisations (logarithmique et linéaire) dont le but est de choisir la meilleure visualisation qui reflète bien les changements engendrés par les défauts et qui s'adapte bien avec les algorithmes de détection. Pour cela, plusieurs essais ont été effectués sur les deux types de moteurs (1.1kW et 3kW) à l'état sain et avec deux barres cassées en mi-charge et en pleine charge. Quelques résultats sont visualisés sur les figures III.5-8 et les autres sont regroupés dans des tableaux de comparaison (tableau III.3-6).

Nous savons que l'amplitude dans le spectre logarithmique est mesurée en **Décibel** par contre, elle est mesurée en **Ampère** dans le spectre linéaire. Pour qu'on puisse comparer entre ces deux visualisations, il faut définir un indice de comparaison relatif (indépendant de l'unité). Cet indice est défini par :

$$I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}} \quad (\text{III.8})$$

Avec : $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$, où A_{def} est l'amplitude d'un harmonique spécifié à l'état défectueux et A_{es} est l'amplitude de cet harmonique à l'état sain.

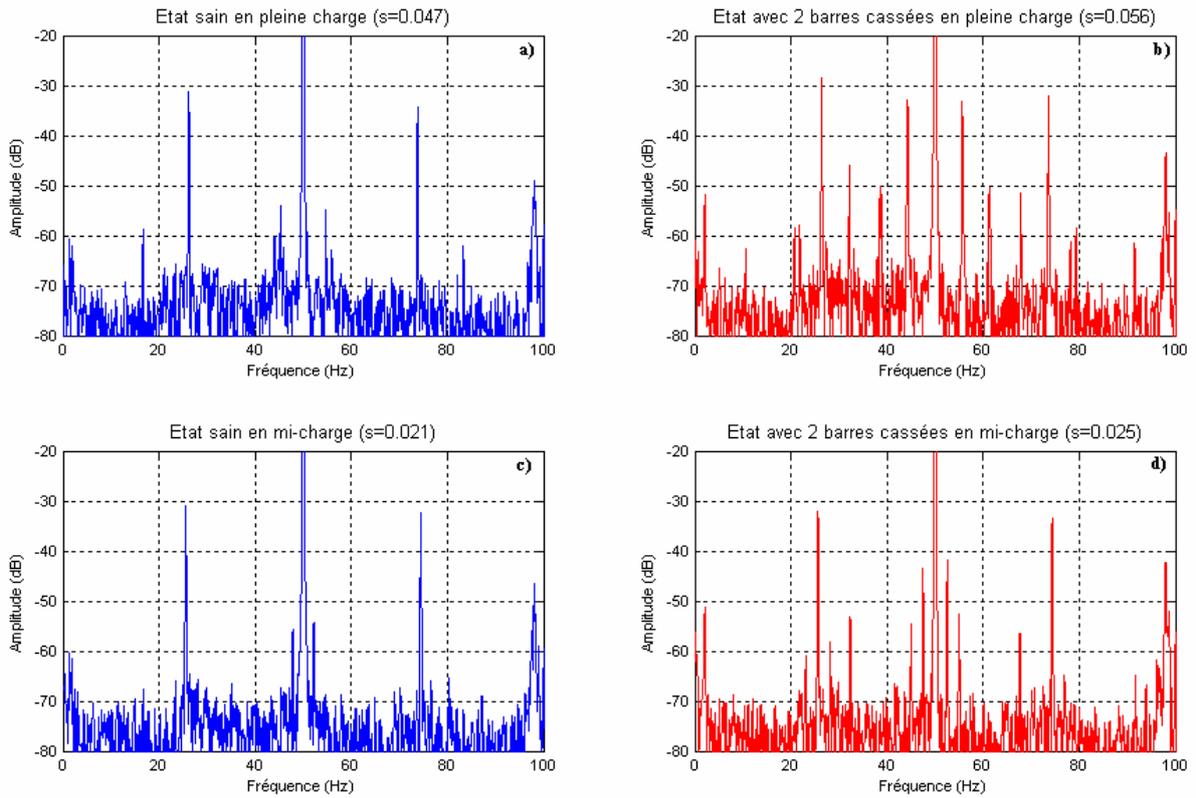


Figure III.5. Spectre logarithmique du courant i_A (moteur 1.1kW) à l'état sain et avec 2 barres cassées en pleine charge et mi-charge

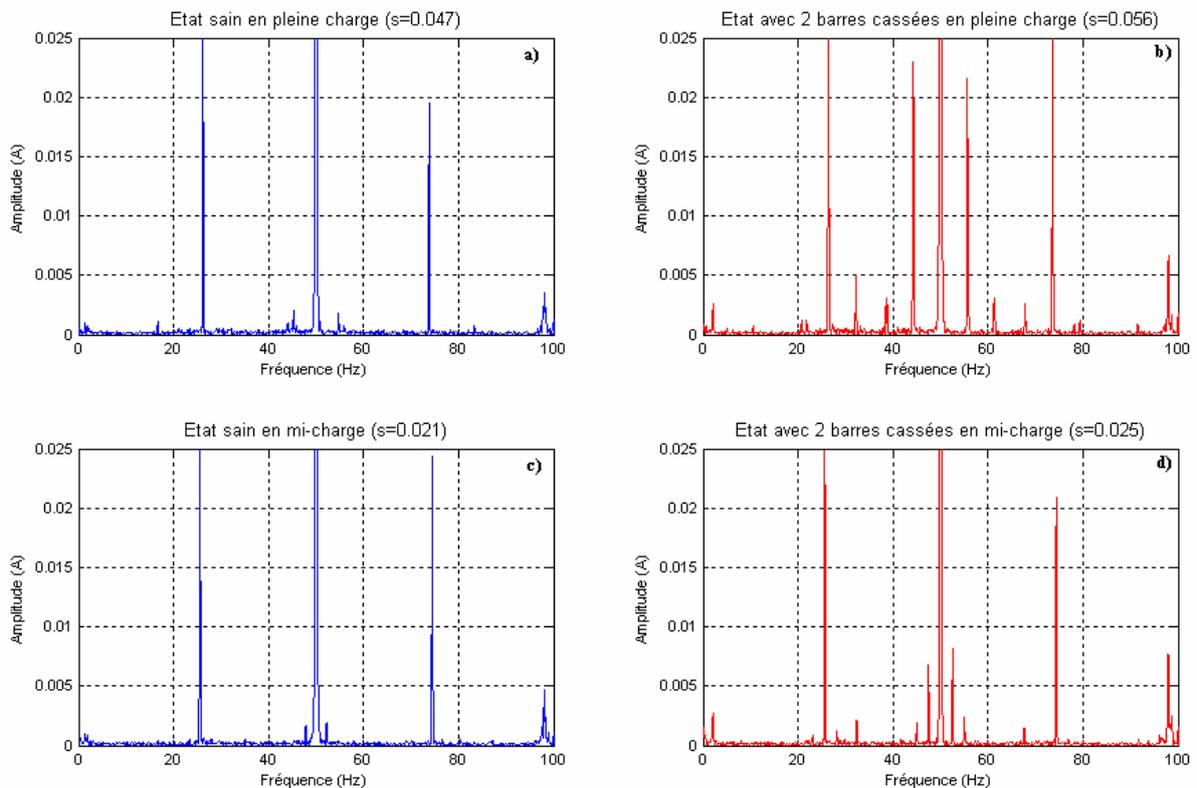


Figure III.6. Spectre linéaire du courant i_A (moteur 1.1kW) à l'état sain et avec 2 barres cassées en pleine charge et en mi-charge.

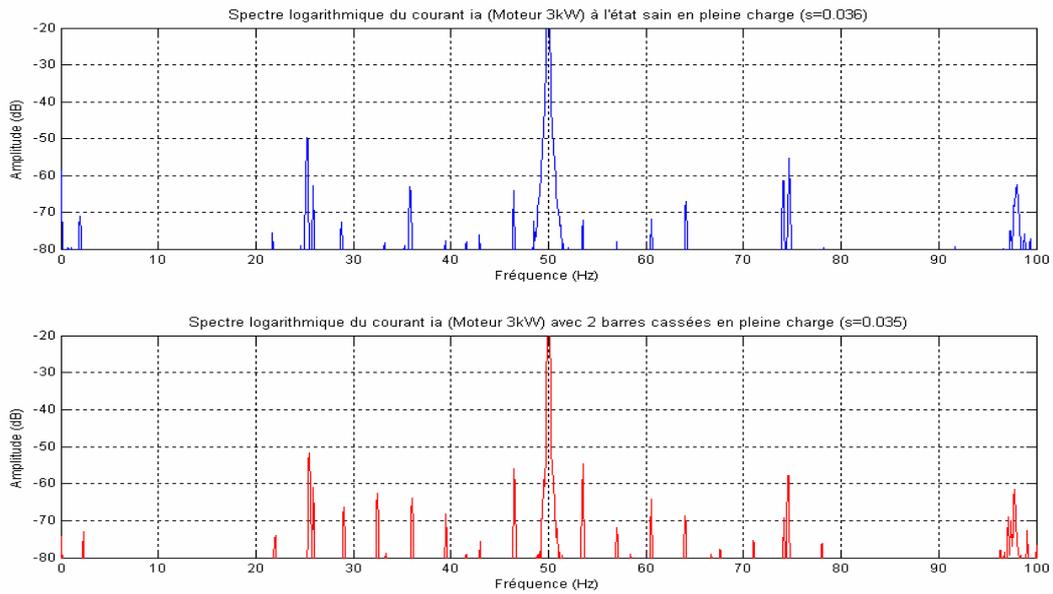


Figure III.7: Spectre logarithmique du courant i_A (moteur 3kW) à l'état sain et avec 2 barres cassées en pleine charge.

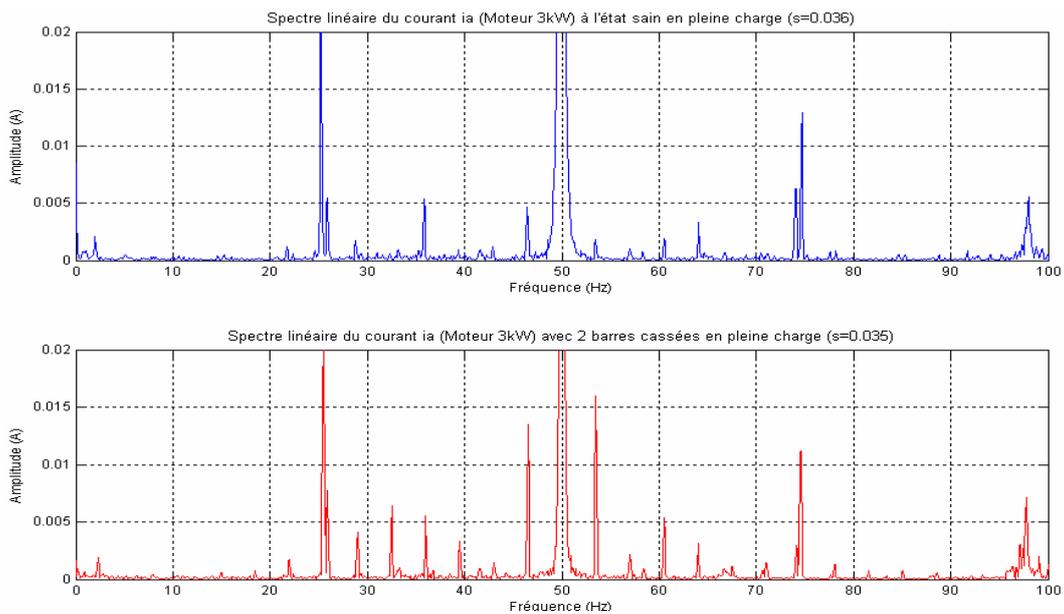


Figure III.8 : Spectre linéaire du courant i_A (moteur 3kW) à l'état sain et avec 2 barres cassées en pleine charge.

	Etat sain $s = 0.036$		2 barres cassées $s = 0.035$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1-2s)f_s$	46.4 Hz	-64.2 dB	46.5 Hz	-56.1 dB	+8.1 dB	+12.61 %
$(1+2s)f_s$	53.5 Hz	-72.2 dB	53.5 Hz	-54.6 dB	+17.1 dB	+24.37 %

Tableau III.3.a. Spectre logarithmique du courant i_A de moteur 3kW en pleine charge.

	Etat sain $s = 0.036$		2 barres cassées $s = 0.035$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1-2s)f_s$	46.4 Hz	0.004624 A	46.5 Hz	0.01348 A	+0.008856 A	+191.5 %
$(1+2s)f_s$	53.5 Hz	0.001834 A	53.5 Hz	0.01595 A	+0.01411 A	+769.6 %

Tableau III.3.b. Spectre linéaire du courant i_A de moteur 3kW en pleine charge.

	Etat sain $s = 0.022$		2 barres cassées $s = 0.021$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1-2s)f_s$	47.8 Hz	-62.92 dB	47.9 Hz	-61.37 dB	+1.55 dB	+2.46 %
$(1+2s)f_s$	52.1 Hz	-66.94 dB	52.1 Hz	-57.12 dB	+9.82 dB	+14.6 %

Tableau III.4.a. Spectre logarithmique du courant i_A du moteur 3kW en mi charge.

	Etat sain $s = 0.022$		2 barres cassées $s = 0.021$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1-2s)f_s$	47.8 Hz	0.004263 A	47.9 Hz	0.005474 A	+0.001211 A	+28.4 %
$(1+2s)f_s$	52.1 Hz	0.002682 A	52.1 Hz	0.008935 A	+0.006253 A	+233.1 %

Tableau III.4.b. Spectre linéaire du courant statorique i_A du moteur 3kW en mi charge.

	Etat sain $s = 0.047$		2 barres cassées $s = 0.057$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1 - 2s)f_s$	45.3 Hz	-54.01 dB	44.3 Hz	-32.79 dB	+21.22 dB	+39.28 %
$(1 + 2s)f_s$	54.7 Hz	-54.75 dB	55.6 Hz	-33.32 dB	+21.43 dB	+39.1 %

Tableau III.5.a. Spectre logarithmique du courant i_A du moteur 1.1kW en pleine charge

	Etat sain $s = 0.047$		2 barres cassées $s = 0.057$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1 - 2s)f_s$	45.3 Hz	0.001994 A	44.3 Hz	0.02294 A	+0.02094 A	+1050 %
$(1 + 2s)f_s$	54.7 Hz	0.00171 A	55.6 Hz	0.02158 A	+0.01987 A	+1162 %

Tableau III.5.b. Spectre linéaire du courant statorique i_A du moteur 1.1kW en pleine charge

	Etat sain $s = 0.021$		2 barres cassées $s = 0.025$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1 - 2s)f_s$	47.9 Hz	-55.7 dB	47.5 Hz	-43.4 dB	+12.3 dB	+22.1 %
$(1 + 2s)f_s$	52.1 Hz	-54.23 dB	52.5 Hz	-41.8 dB	+12.4 dB	+22.3 %

Tableau III.6.a. Spectre logarithmique du courant i_A de moteur 1.1kW en mi-charge

	Etat sain $s = 0.021$		2 barres cassées $s = 0.025$		Différence d'amplitude $D_{Amp} = A_{def} - A_{es}$	Indice de comparaison $I_{comp} = 100 \times \frac{D_{Amp}}{A_{es}}$
	Fréq.	Amplitude (A_{es})	Fréq.	Amplitude (A_{def})		
$(1 - 2s)f_s$	47.9 Hz	0.001629 A	47.5 Hz	0.006751 A	+0.005122 A	+314.4 %
$(1 + 2s)f_s$	52.1 Hz	0.001944 A	52.5 Hz	0.00814 A	+0.006196 A	+318.7 %

Tableau III.6.b. Spectre linéaire du courant i_A de moteur 1.1kW en mi-charge

Selon les figures et les tableaux ci-dessus, on remarque que les valeurs de l'indice de comparaison du spectre linéaire, sont très grandes par rapport à celles du spectre logarithmique. Cela signifie que le spectre linéaire reflète, d'une manière claire et nette, les changements engendrés par le défaut. Cette comparaison a été faite aussi pour les autres raies, autour des harmoniques 250Hz et 350Hz (et également pour d'autres défauts) ; et on a trouvé que l'indice I_{comp} favorise toujours la visualisation linéaire.

A la lumière de ces résultats, on va adopter, dans ce travail, le spectre linéaire pour analyser les différents signaux issus de la machine asynchrone.

Dans les figures III.9-10, on a montré l'effet de ruptures de barres rotoriques sur les différents types d'harmoniques en utilisant la visualisation linéaire du spectre du courant statoriques. On remarque que *la plupart* des harmoniques de type RSH et TH diminuent légèrement en présence d'un défaut de barres (à l'exception de $11f_s$ qui croît considérablement). Par contre, les amplitudes des harmoniques de type RBFH s'augmentent toujours suite à ce défaut et *surtout* ceux de fréquences $(1 \pm 2k)f_s$, $(5 \pm 2k)f_s$ et $(7 \pm 2k)f_s$; ce qui représente un bon indice pour les cassures de barres.

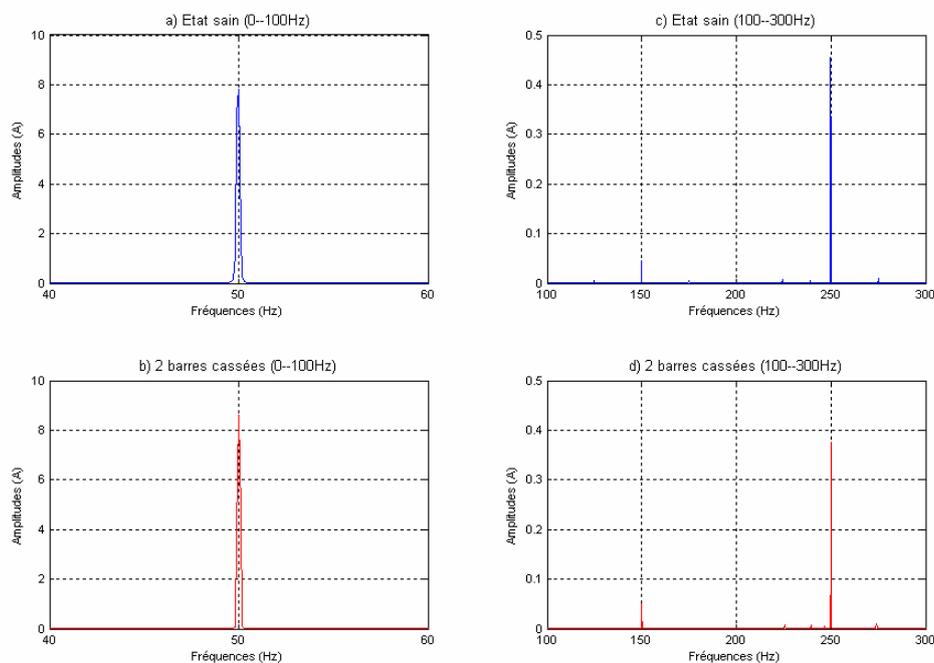


Figure III.9: Spectre du courant statorique du moteur 3kW en pleine charge à l'état sain et avec 2 barres cassées (visualisation des TH)

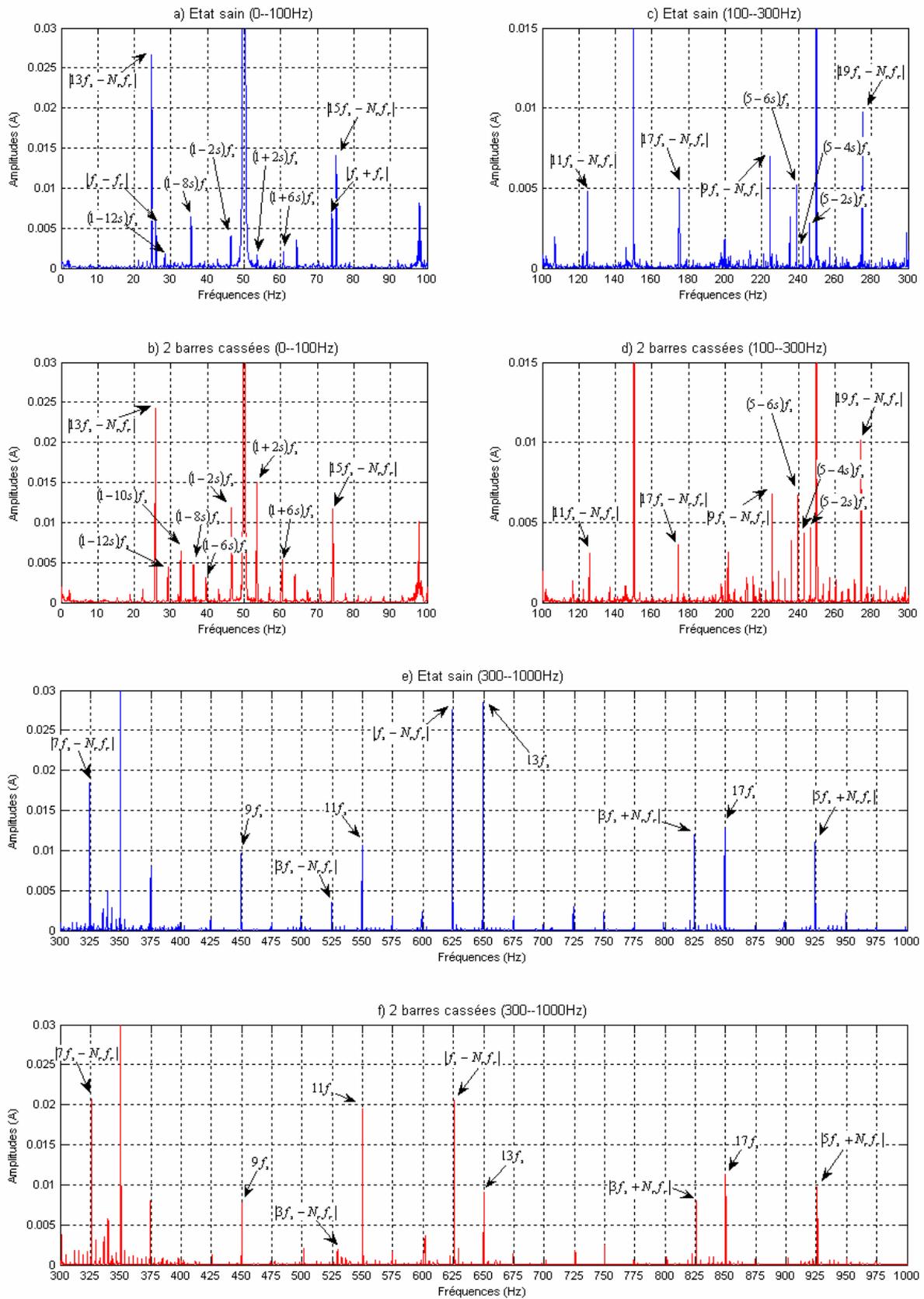


Figure III.10: Spectre du courant statorique du moteur 3kW à 80% de la charge à l'état sain et avec 2 barres cassées (visualisation des RSH, et RBFH)

III. DEFAUT D'EXCENTRICITE

Le défaut d'excentricité est parmi les défauts majeurs très rencontrés dans la pratique ; sa présence est traduite par la non uniformité de l'entrefer [HEL 77, NAN 02.b, GHO 05, GHO 09]. Il existe trois types d'excentricité : statique, dynamique et mixte.

Dans le cas d'une excentricité statique le centre du rotor ne soit pas confondu avec celui du stator mais l'épaisseur minimale de l'entrefer reste fixe [KNI 05].

L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator. Dans ce type d'excentricité, l'épaisseur minimale de l'entrefer est fonction de la position du rotor [JOK 00, SAH 08].

Il est très important de noter qu'en pratique, ces deux types d'excentricité se manifestent en même temps ce qui donne naissance à ce qui est appelé excentricité mixte [DOR 97, NAN 01, NAN 02.b, GHO 05.a].

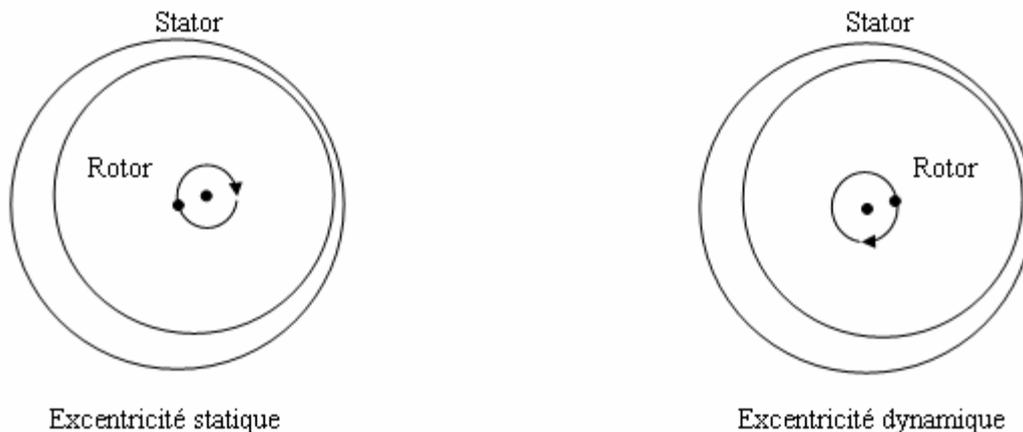


Figure III.11 : Schématisation de l'excentricité statique et dynamique [GHO 05]

III.1. L'induction Magnétique Statorique Sous une Excentricité Mixte

Dans le cas général, la présence d'une excentricité mixte implique la non uniformité de l'entrefer ; ce qui affecte directement la perméance de l'entrefer. Cette dernière devient une fonction compliquée, mais on peut l'approximer à une somme infinie des termes qui dépendent à la fois du temps et de l'espace. Dans ce cas, le terme général de la perméance d'entrefer peut être écrit de la manière suivante (dans un repère lié au stator) [HEL 77, DOR 97]:

$$P_n(t, \theta) = P_0 + \underbrace{\hat{P}_{n,ES} \cos(n\theta)}_{\text{dû à l'excentr. statique}} + \underbrace{\hat{P}_{n,ED} \cos(n\omega_r t - n\theta)}_{\text{dû à l'excentr. dynamique}} \quad (\text{III.9})$$

avec $n = 1, 2, \dots$ représente le rang des harmoniques de la perméance

En multipliant l'expression (III.9) par celle de la FMM (II.27), on obtient le terme générale l'induction magnétique statorique en présence d'une excentricité mixte :

$$B_s^h(t, \theta) = B_s^{h.P_0}(t, \theta) + B_s^{h.P_n.ES}(t, \theta) + B_s^{P_n.ED}(t, \theta) \quad (III.10)$$

avec :

$$B_s^{h.P_0}(t, \theta) = \hat{B}_{sh}^{P_0} \cos(\omega_s t \pm hp \theta) \quad (III.11)$$

$$B_s^{h.P_n.ES}(t, \theta) = \hat{B}_{sh}^{P_n.ES} \cos[\omega_s t \pm (hp \pm n)\theta] \quad (III.12)$$

$$B_s^{h.P_n.ED}(t, \theta) = \hat{B}_{sh}^{P_n.ED} \cos[(\omega_s \pm n\omega_r)t \pm (hp \pm n)\theta] \quad (III.13)$$

Ces trois expressions montrent qu'en plus de l'induction magnétique due à un entrefer constant (Eq. III.11), l'excentricité mixte ajoute deux autres termes à l'induction magnétique. L'une due à l'excentricité statique (Eq. III.12) et l'autre à l'excentricité dynamique (Eq. III.13).

III.2. L'induction Magnétique Rotorique Sous une Excentricité Mixte

Comme nous l'avons vu lorsqu'on a étudié la machine à l'état sain, les ondes de l'induction magnétique statorique induisent des courants dans les barres rotoriques. Ces courants induits vont créer une FMM rotorique résultante. Comme dans notre étude, on ne s'intéresse qu'aux fréquences et les nombres de paires de pôles de ces grandeurs, il suffit de réécrire les expressions de l'induction magnétique statorique dans un repère lié au rotor en utilisant le changement de variable donné par l'équation (II.51); ceci permet d'arriver à l'expression de la FMM rotorique résultante. On obtient :

- L'expression (III.11) donne une FMM rotorique dont le terme général est donné par :

$$F_{rh}^{P_0}(t, \theta_r) = \hat{F}_{rh}^{P_0} \cos(s_h \omega_s t \pm hp \theta_r) + \hat{F}_{rh.SH1,2}^{P_0} \cos[s_h \omega_s t \pm (kN_r \mp h)\theta_r] \quad (III.14)$$

- L'expression (III.12) donne une FMM rotorique dont le terme général est donné par :

$$F_{rh}^{P_n.ES}(t, \theta_r) = \hat{F}_{rh}^{P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r)t \pm (hp \pm n)\theta_r] + \hat{F}_{rh.SH1,2}^{P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r)t \pm (kN_r \mp (hp \pm n))\theta_r] \quad (III.15)$$

- L'expression (III.13) donne une FMM rotorique dont le terme général est donné par :

$$F_{rh}^{P_n.DE}(t, \theta_r) = \hat{F}_{rh}^{P_n.DE} \cos(s_h \omega_s t \pm (hp \pm n)\theta_r) + \hat{F}_{rh.SH1,2}^{P_n.DE} \cos[s_h \omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n))\theta_r] \quad (III.16)$$

Maintenant, pour calculer l'induction magnétique rotorique, il faut multiplier ces trois dernières expressions de la FMM rotorique par l'expression de la perméance d'entrefer exprimée dans un repère lié au rotor [SAH 08]:

$$P_n(t, \theta_r) = P_0 + \underbrace{\hat{P}_{n.ES} \cos(n\omega_r t + n\theta_r)}_{\text{dû à l'excentr. statique}} + \underbrace{\hat{P}_{n.ED} \cos(n\theta_r)}_{\text{dû à l'excentr. dynamique}} \quad (\text{III.17})$$

Par conséquent :

- le produit de (III.14) par (III.17) donne :

$$\begin{aligned} B_{rh}^{P_0 \cdot P_n}(t, \theta_r) &= \hat{B}_{rh}^{P_0 \cdot P_0} \cos(s_h \omega_s t \pm hp \theta_r) + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_0 \cdot P_0} \cos[s_h \omega_s t \pm (kN_r \mp h) \theta_r] + \\ &\hat{B}_{rh}^{P_0 \cdot P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (hp \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_0 \cdot P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (kN_r \mp (hp \pm n)) \theta_r] + \\ &\hat{B}_{rh}^{P_0 \cdot P_n.ED} \cos[s_h \omega_s t \pm (hp \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_0 \cdot P_n.ED} \cos[s_h \omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n)) \theta_r] \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

- le produit de (III.15) par (III.17) donne :

$$\begin{aligned} B_{rh}^{P_n.ES \cdot P_n}(t, \theta_r) &= \hat{B}_{rh}^{P_n.ES \cdot P_0} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (hp \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n.ES \cdot P_0} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (kN_r \mp (hp \pm n)) \theta_r] + \\ &\hat{B}_{rh}^{P_n.ES \cdot P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r \pm n\omega_r) t \pm (hp \pm n \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n.ES \cdot P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r \pm n\omega_r) t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n)) \theta_r] + \\ &\hat{B}_{rh}^{P_n.ES \cdot P_n.ED} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (hp \pm n \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n.ES \cdot P_n.ED} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n)) \theta_r] \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

- le produit de (III.16) par (III.17) donne :

$$\begin{aligned} B_{rh}^{P_n.ED \cdot P_n}(t, \theta_r) &= \hat{B}_{rh}^{P_n.ED \cdot P_0} \cos[s_h \omega_s t \pm (hp \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n.ED \cdot P_0} \cos[s_h \omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n)) \theta_r] + \\ &\hat{B}_{rh}^{P_n.ED \cdot P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (hp \pm n \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n.ED \cdot P_n.ES} \cos[(s_h \omega_s \pm n\omega_r) t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n)) \theta_r] + \\ &\hat{B}_{rh}^{P_n.ED \cdot P_n.ED} \cos[s_h \omega_s t \pm (hp \pm n \pm n) \theta_r] + \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n.ED \cdot P_n.ED} \cos[s_h \omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n)) \theta_r] \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

III.3. Les FEM Induites dans les Enroulements Statoriques

Afin de trouver les fréquences des FEM induites dans le bobinage statorique, dues au champ rotorique en présence d'excentricité mixte, on doit réécrire les expressions (III.18-20) dans un repère fixe lié au stator. Pour cela, il suffit d'utiliser le changement de variable donné par l'équation (II.51), on obtient :

- l'expression (III.18) devient :

$$\begin{aligned}
B_{rh}^{P_0 \cdot P_n}(t, \theta) = & \hat{B}_{rh}^{P_0 \cdot P_0} \cos(\omega_s t \pm hp\theta) + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_0 \cdot P_0} \cos\left[\left(1 \mp \frac{kN_r}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp h)\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh}^{P_0 \cdot P_n \cdot ES} \cos[\omega_s t \pm (hp \pm n)\theta] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_0 \cdot P_n \cdot ES} \cos\left[\left(1 \mp \frac{kN_r}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n))\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh}^{P_0 \cdot P_n \cdot ED} \cos\left[\left(1 \pm n \frac{(1-s)}{p}\right)\omega_s t \pm (hp \pm n)\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_0 \cdot P_n \cdot ED} \cos\left[\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm n)}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n))\theta\right]
\end{aligned} \tag{III.21}$$

- l'expression (III.19) devient :

$$\begin{aligned}
B_{rh}^{P_n \cdot ES \cdot P_n}(t, \theta) = & \hat{B}_{rh}^{P_n \cdot ES \cdot P_0} \cos[\omega_s t \pm (hp \pm n)\theta] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n \cdot ES \cdot P_0} \cos\left[\left(1 \mp \frac{kN_r}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n))\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh}^{P_n \cdot ES \cdot P_n \cdot ES} \cos[\omega_s t \pm (hp \pm n \pm n)\theta] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n \cdot ES \cdot P_n \cdot ES} \cos\left[\left(1 \mp \frac{kN_r}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n))\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh}^{P_n \cdot ES \cdot P_n \cdot ED} \cos\left[\left(1 \pm n \frac{(1-s)}{p}\right)\omega_s t \pm (hp \pm n \pm n)\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n \cdot ES \cdot P_n \cdot ED} \cos\left[\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm n)}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n))\theta\right]
\end{aligned} \tag{III.22}$$

- l'expression (III.20) devient :

$$\begin{aligned}
B_{rh}^{P_n \cdot ED \cdot P_n}(t, \theta) = & \hat{B}_{rh}^{P_n \cdot ED \cdot P_0} \cos\left[\left(1 \pm n \frac{(1-s)}{p}\right)\omega_s t \pm (hp \pm n)\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n \cdot ED \cdot P_0} \cos\left[\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm n)}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n))\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh}^{P_n \cdot ED \cdot P_n \cdot ES} \cos\left[\left(1 \pm n \frac{(1-s)}{p}\right)\omega_s t \pm (hp \pm n \pm n)\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n \cdot ED \cdot P_n \cdot ES} \cos\left[\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm n)}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n))\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh}^{P_n \cdot ED \cdot P_n \cdot ED} \cos\left[\left(1 \pm (\pm n \pm n) \frac{(1-s)}{p}\right)\omega_s t \pm (hp \pm n \pm n)\theta\right] + \\
& \hat{B}_{rh.SH1,2}^{P_n \cdot ED \cdot P_n \cdot ED} \cos\left[\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm n \pm n)}{p}(1-s)\right)\omega_s t \pm (kN_r \mp (hp \pm n \pm n))\theta\right]
\end{aligned} \tag{III.23}$$

Les expressions (III.21-23) montrent que l'induction magnétique rotorique comporte une infinité d'ondes de différentes fréquences et de divers nombre de paires de pôles. Il est clair que la présence d'un défaut d'excentricité mixte crée de nouvelles ondes magnétiques de fréquence $[f_s \pm nf_r]$ et $[f_s \pm (n \pm n)f_r]$ caractérisées par des nombres de paires de pôles $(hp \pm n)$ et $(hp \pm n \pm n)$. Il est évident que seules les ondes ayant un rang appartenant à l'ensemble $\{h\}$, peuvent induire des FEM dans le bobinage statorique [NAN 01, NAN 02.b]. On note que h égale à $(6k \pm 1)$ uniquement dans le cas où l'alimentation et les enroulements statoriques sont parfaitement équilibrés et le neutre est débranché. Mais, en pratique il y a toujours un certain déséquilibre statorique (dû souvent à l'alimentation) ; dans ce cas, on obtient: $h = (2k + 1)$.

Exemple:

Si on considère une seule composante de la perméance d'entrefer ($n = 1$), on peut déterminer les rangs des ondes magnétiques rotoriques capable à induire des FEM, avec nouvelles fréquences, dans les enroulements statoriques. Le signe "✕" indique les rangs de ces ondes qui satisfont les conditions. (Tableau III.7)

En analysant le tableau III.7, on peut constater que :

- s'il existe un défaut d'excentricité purement statique, il n'y aura pas de nouveaux harmoniques dans les courants statoriques ;
- s'il existe un défaut d'excentricité purement dynamique, il y aura des nouveaux harmoniques dans les courants statoriques aux fréquences : $f_s \pm 2f_r$ et

$$\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm 2)}{p}(1-s)\right)f_s ;$$

- s'il existe un défaut d'excentricité mixte, il y aura des nouveaux harmoniques dans les courants statoriques aux fréquences : $f_s \pm f_r$ et $\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm 1)}{p}(1-s)\right)f_s$

Le rang de la perméance	Fréquence de la FEM induite dans le bobinage statorique	Les rangs des ondes de l'induction magnétique correspondant à ces fréquences pour un moteur de $p = 2$ et $N_r = 28$					
n = 1	$f_s \pm f_r$	Due à l'Exc. Dynamique $\left(h \pm \frac{1}{p}\right)$	Pour $h = 1$	0,5	1,5		
			Pour $h = 3$	2,5	3,5		
			Pour $h = 5$	4,5	5,5		
			Pour $h = 7$	6,5	7,5		
		Due à l'interaction entre l'Exc. Dynamique et l'Exc. Statique $\left(h \pm \frac{1}{p} \pm \frac{1}{p}\right)$	Pour $h = 1$	0	1	×	2
			Pour $h = 3$	2	3	×	4
	$f_s \pm 2f_r$	Due à l'Exc. Dynamique $\left(h \pm \frac{1}{p} \pm \frac{1}{p}\right)$	Pour $h = 1$	0	1	×	2
			Pour $h = 3$	2	3	×	4
			Pour $h = 5$	4	5	×	6
			Pour $h = 7$	6	7	×	8
		Due à l'interaction entre l'Exc. Dynamique et l'Exc. Statique $\left(h \pm \frac{1}{p} \pm \frac{1}{p}\right)$	Pour $h = 1$	12	13	×	14
			Pour $h = 3$	10	11	×	12
$\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm 1)}{p}\right)(1-s)f_s$	Due à l'Exc. Dynamique $\left[\frac{N_r}{p} \mp \left(h \pm \frac{1}{p}\right)\right]$	Pour $h = 1$	12,5	13,5	14,5	15,5	
		Pour $h = 3$	10,5	11,5	16,5	17,5	
		Pour $h = 5$	8,5	9,5	18,5	19,5	
		Pour $h = 7$	6,5	7,5	20,5	21,5	
	Due à l'interaction entre l'Exc. Dynamique et l'Exc. Statique $\left[\frac{N_r}{p} \mp \left(h \pm \frac{1}{p} \pm \frac{1}{p}\right)\right]$	Pour $h = 1$	12	13	×	14	
		Pour $h = 3$	10	11	×	12	
$\left(1 \mp \frac{(kN_r \pm 2)}{p}\right)(1-s)f_s$	Due à l'Exc. Dynamique $\left[\frac{N_r}{p} \mp \left(h \pm \frac{1}{p} \pm \frac{1}{p}\right)\right]$	Pour $h = 1$	14	13	×	14	
		Pour $h = 3$	16	11	×	12	
		Pour $h = 5$	18	9	×	10	
		Pour $h = 7$	20	7	×	8	
	Due à l'interaction entre l'Exc. Dynamique et l'Exc. Statique $\left[\frac{N_r}{p} \mp \left(h \pm \frac{1}{p} \pm \frac{1}{p}\right)\right]$	Pour $h = 1$	14	13	×	14	
		Pour $h = 3$	16	11	×	12	

Tableau III.7. Les rangs des ondes magnétiques responsables des nouvelles composantes dans le spectre des courants statoriques en présence d'une excentricité.

D'une manière générale et en tenant compte des harmoniques de temps, on peut confirmer les résultats suivants [GHO 09, SAH 08] :

- ❖ L'excentricité statique n'a pas des signatures propres.
- ❖ L'excentricité dynamique est caractérisée par les signatures suivantes :

$$f_{ED} = |v f_s \pm 2m f_r| \tag{III.24}$$

$$f_{ED} = \left| \left(v \mp \frac{(kN_r \pm 2m)}{p} \right) (1-s) f_s \right| \tag{III.25}$$

avec $m = 1, 2, 3, \dots$ un entier

❖ L'excentricité mixte est caractérisée par les signatures suivantes :

$$f_{EM} = |vf_s \pm mf_r| \tag{III.26}$$

$$f_{EM} = \left| \left(v \mp \frac{(kN_r \pm m)}{p} (1-s) \right) f_s \right| \tag{III.27}$$

avec $m = 1,2,3,\dots$ un entier

Remarques:

- Il est évident que tous les moteurs, même à l'état sain, présentent un petit niveau d'excentricité mixte. Pour cela, il est presque impossible de réaliser une excentricité purement statique ou purement dynamique. Cela signifie qu'on ne peut pas étudier expérimentalement l'excentricité statique séparément à celle dynamique ; seule la simulation, via un modèle fiable [GHO 05], qui peut confirmer ces résultats [SAH 08].

- En pratique, on parle toujours de l'excentricité mixte car les deux types d'excentricité existent simultanément. Les harmoniques de fréquences $|vf_s \pm mf_r|$ sont les signatures principales de ce défaut et on va les désigner par **EFH (Eccentricity Fault Harmonics)**.

La figure III.12 met en évidence la présence des harmoniques de type EFH avec faibles amplitudes, ce qui confirme que notre moteur de 3kW présente un certain niveau d'excentricité mixte.

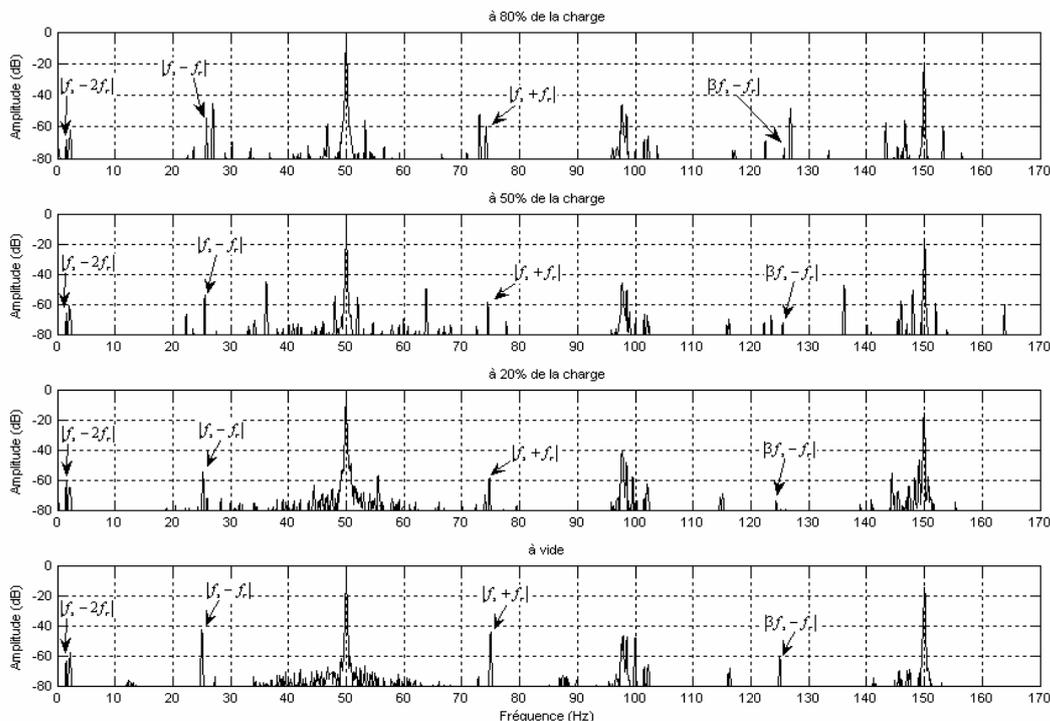


Figure III.12. Spectre du courant statorique du moteur 3kW pour différentes charges à l'état sain (l'existence des harmoniques $|vf_s \pm kf_r|$)

IV. LE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES STATORIQUES

Le court-circuit entre spires des enroulements statoriques est un défaut largement rencontré dans l'industrie. Il apparaît généralement à cause des mauvaises conditions de fonctionnement ou vieillissement des isolants qui enrobent les conducteurs [BON 88, BON 92, SID 05].

Suite à un court-circuit entre quelques spires d'une bobine statorique, il apparaît une maille supplémentaire constituée de spires court-circuitées, indépendante de la bobine d'origine (Figure III.13). Cette maille supplémentaire sera le siège d'une FEM (par conséquent un courant) créée par le champ dû à l'ensemble des enroulements statoriques et rotoriques qui l'entourent [JOK 00.a].

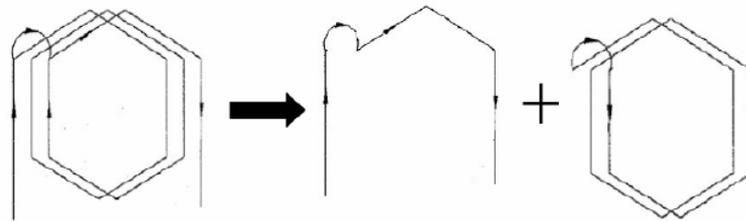


Figure III.13 : représentation d'un court-circuit entre spires d'une bobine statorique [SRI 06]

Si on considère un court-circuit entre spires d'une bobine de la phase A, le nombre de spires de la maille supplémentaire sera très petit par rapport à celui de l'enroulement A. Par conséquent, le courant induit $I_{cc}(t)$ de court-circuit aura une amplitude de grande valeur.

$$I_{cc}(t) = \hat{I}_{cc} \sin(\omega_s t) \quad (\text{III.28})$$

Ce courant est en opposition de phase par rapport à $i_A(t)$. En d'autre terme, ce défaut fait diminuer le nombre de tours de la phase concernée et par conséquent sa FMM. De ce raisonnement, on peut accepter que la FMM statorique résultante, dans le cas d'un défaut de court-circuit entre spires, est égale à la différence entre la FMM statorique à l'état sain ($F_s^h(t, \theta)$) et celle $F_{s.maillage.cc}^n(t, \theta)$ de la maille supplémentaire court-circuitée [SAH 06, SAH 07]:

$$F_{s.cc}^h(t, \theta) = F_s^h(t, \theta) - F_{s.maillage.cc}^n(t, \theta) \quad (\text{III.29})$$

Avec :

$$F_{s.maillage.cc}^n(t, \theta) = N_{e.maillage.cc}(\theta) \times I_{cc}(t) \quad (\text{III.30})$$

Où $N_{e.maillage.cc}(\theta)$ est la fonction d'enroulement de la maille supplémentaire court-circuitée.

Pour un moteur à p paires de pôles, cette fonction peut être calculée facilement, comme nous

l'avons fait pour l'équation (II.11), et on obtient:

$$N_{e.maillage.cc}(\theta) = \sum_{n=1} \frac{2w_{s.cc}}{n\pi} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \cos(np\theta) \quad (III.31)$$

Avec $n = 2k + 1$ le rang des harmoniques dû à la distribution spatiale des spires court-circuitées dans les encoches statoriques.

Par conséquent, et selon les équations (III.28), (III.30) et (III.31), on obtient l'expression du terme général de la FMM générée par les spires court-circuitées :

$$F_{s.maillage.cc}^n(t, \theta) = \frac{2w_{s.cc} \hat{I}_{cc}}{n\pi} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \cos(np\theta) \sin(\omega_s t) \quad (III.32)$$

L'équation (III.32) représente l'expression d'un champ pulsant qui peut être décomposé en deux champs possédant la même fréquence temporelle mais l'un tourne dans le sens direct et l'autre dans le sens inverse :

$$F_{s.maillage.cc}^n(t, \theta) = \hat{F}_{s.maillage.cc}^n \left[\underbrace{\cos(\omega_s t - np\theta)}_{Directe} + \underbrace{\cos(\omega_s t + np\theta)}_{Inverse} \right] \quad (III.33)$$

Finalement, et selon les équations (II.27), (III.29) et (III.33), on arrive à l'expression du terme générale de la nouvelle FMM créée par un bobinage statorique ayant un défaut de court-circuit entre spires [SAH 06, SAH 07]:

$$F_{s.cc}^{h,n}(t, \theta) = \hat{F}_{sh} \sin(\omega_s t \pm hp\theta) - \hat{F}_{s.maillage.cc}^n \cos(\omega_s t \pm np\theta) \quad (III.34)$$

L'équation III.34 montre clairement que le défaut de court-circuit entre spires statoriques engendre seulement des champs statoriques additionnels: direct et inverse, possédant la même fréquence f_s du fondamental. Donc, il n'y a aucune nouvelle composante fréquentielle dans le champ statorique et par conséquent, il n'y aura pas des nouveaux courants induits dans les enroulements statoriques. Cela signifie que le défaut de court-circuit entre spires statoriques n'a pas de signatures fréquentielles propres dans le spectre du courant statorique [JOK 00.a] ; mais, il fait seulement modifier les amplitudes des différents harmoniques qui existaient déjà dans le spectre du courant à l'état sain. Il faut bien noter ici que le spectre du courant à l'état sain est riche en harmoniques tels que les harmoniques du temps (TH), les harmoniques d'encoches rotoriques (RSH) et même les harmoniques : RBFH et EFH créés par l'asymétrie résiduelle du moteur. Par conséquent, tous ces harmoniques seront aussi affectés par le défaut de court-circuit [GHO 05, SAH 06, SAH 07].

IV.1. Résultats expérimentaux

Le même banc d'essai est utilisé pour étudier expérimentalement le défaut de court-circuit. Pour simuler des courts-circuits réels, une machine de 3kW a été spécialement rebobinée afin de rajouter des prises supplémentaires (voir *annexe A*). Cinq bornes intermédiaires au niveau de la phase **W1-W2** ont été sorties dans différents points. Ces sorties ont alors été reliées à une plaque à bornes pour pouvoir simuler des courts-circuits d'un nombre donné de spires (Figure II.14).

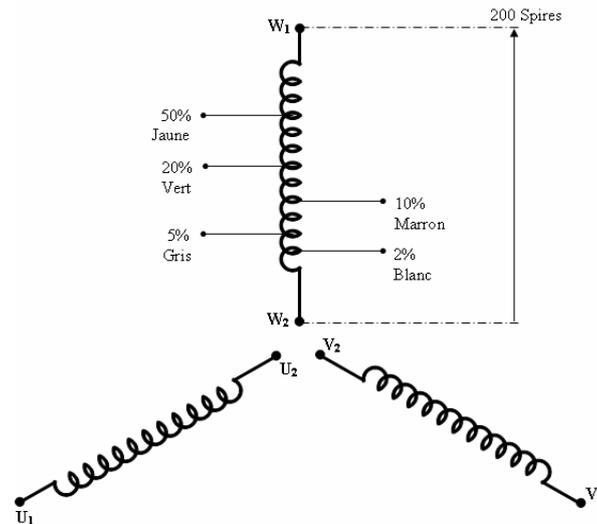


Figure III.14 : Schémas simplifié montrant les prises réalisées pour faire des courts-circuits entre différents nombres de spires de l'enroulement **W1-W2**

De l'extérieur, il est donc très simple d'introduire le défaut de court-circuit et de mesurer aussi le courant de court-circuit. Cependant, en raison de l'amplitude de ce courant, il est important de signaler que la durée du court-circuit ne doit pas dépasser 10 secondes afin d'élargir au maximum la durée de vie de notre moteur. Plusieurs essais ont été effectués pour différents régimes de fonctionnement (mi-charge et pleine charge) à l'état sain et avec quatre puis dix spires en court-circuit. Pour chaque essai, on a enregistré les trois courants d'alimentation.

Les figures III.15-18 montrent les spectres du courant statorique du moteur 3kW en mi-charge pendant l'état sain puis avec 4 et 10 spires en court-circuit. Il est clairement visible que la plupart des harmoniques du courant statorique augmentent en amplitude à cause de la présence d'un défaut de court-circuit entre spires et cette augmentation dépend de la sévérité du défaut. On remarque aussi que les RSH et les TH sont les plus sensibles à la présence de ce défaut. Cependant, on observe que certains harmoniques ne subissent pas à cette loi, tels que ceux de fréquences $|13f_s - N_r f_r|$, $|3f_s + N_r f_r|$, $|19f_s - N_r f_r|$ et $9f_s$ qui, au contraire,

diminuent en présence de court-circuit entre spires. De plus, ces figures montre que le défaut de court-circuit provoque des augmentations importantes sur les amplitudes des harmoniques de type RBFH (surtout les composantes de fréquence $(1 \pm 2s)f_s$) qui sont théoriquement les signatures des cassures de barres. Ces résultats mettent en évidence notre constat qui dit que *le défaut de court-circuit entre spires statoriques n'a pas de signatures propres mais il fait seulement changer les amplitudes des différentes composantes spectrales qui existaient déjà dans le spectre du courant statorique.*

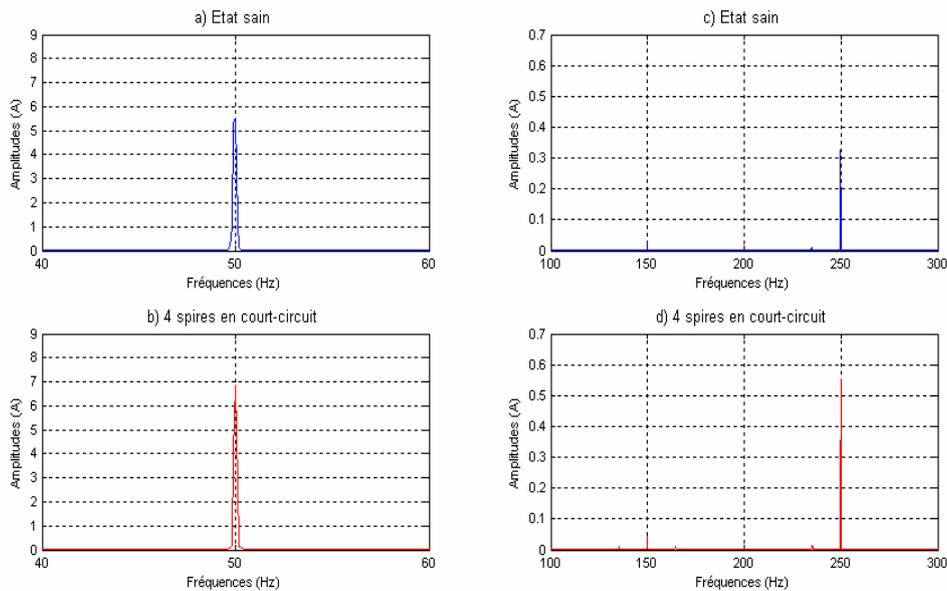


Figure III.15 : Spectre linéaire du courant i_A à l'état sain et avec 4 spires en court-circuit en mi-charge, moteur 3kW (visualisation des premiers harmoniques du temps)

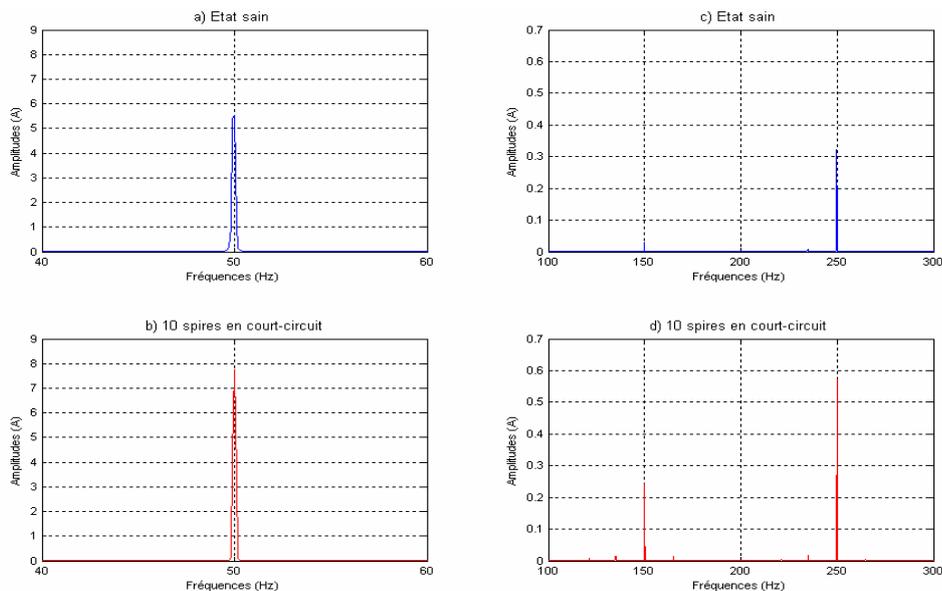


Figure III.16 : Spectre linéaire du courant i_A à l'état sain et avec 10 spires en court-circuit en mi-charge, moteur 3kW (visualisation des premiers harmoniques du temps)

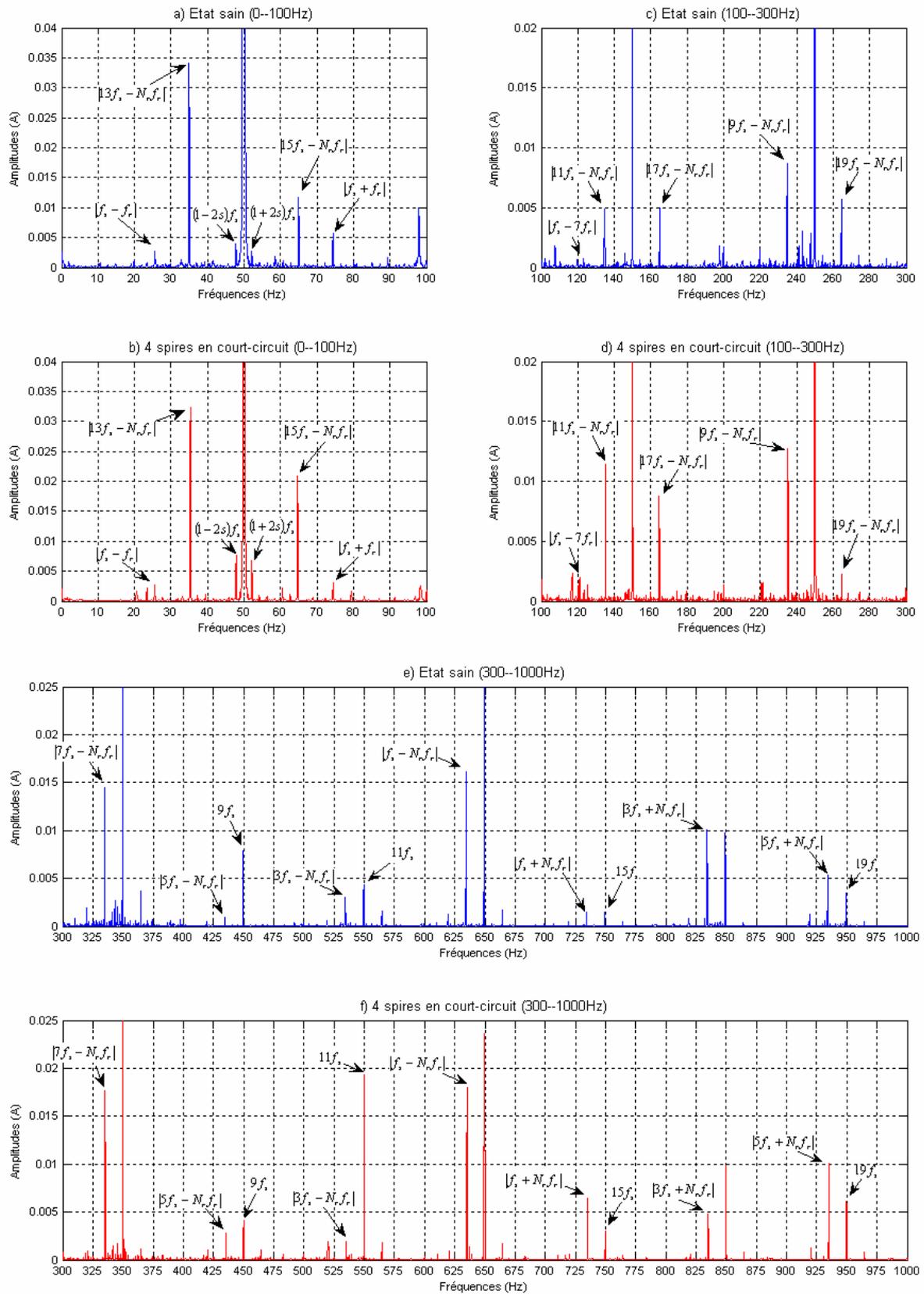


Figure III.17 : Spectre linéaire du courant i_A à l'état sain et avec 4 spires en court-circuit en mi-charge, moteur 3kW (visualisation des RSH, RBFH et EFH)

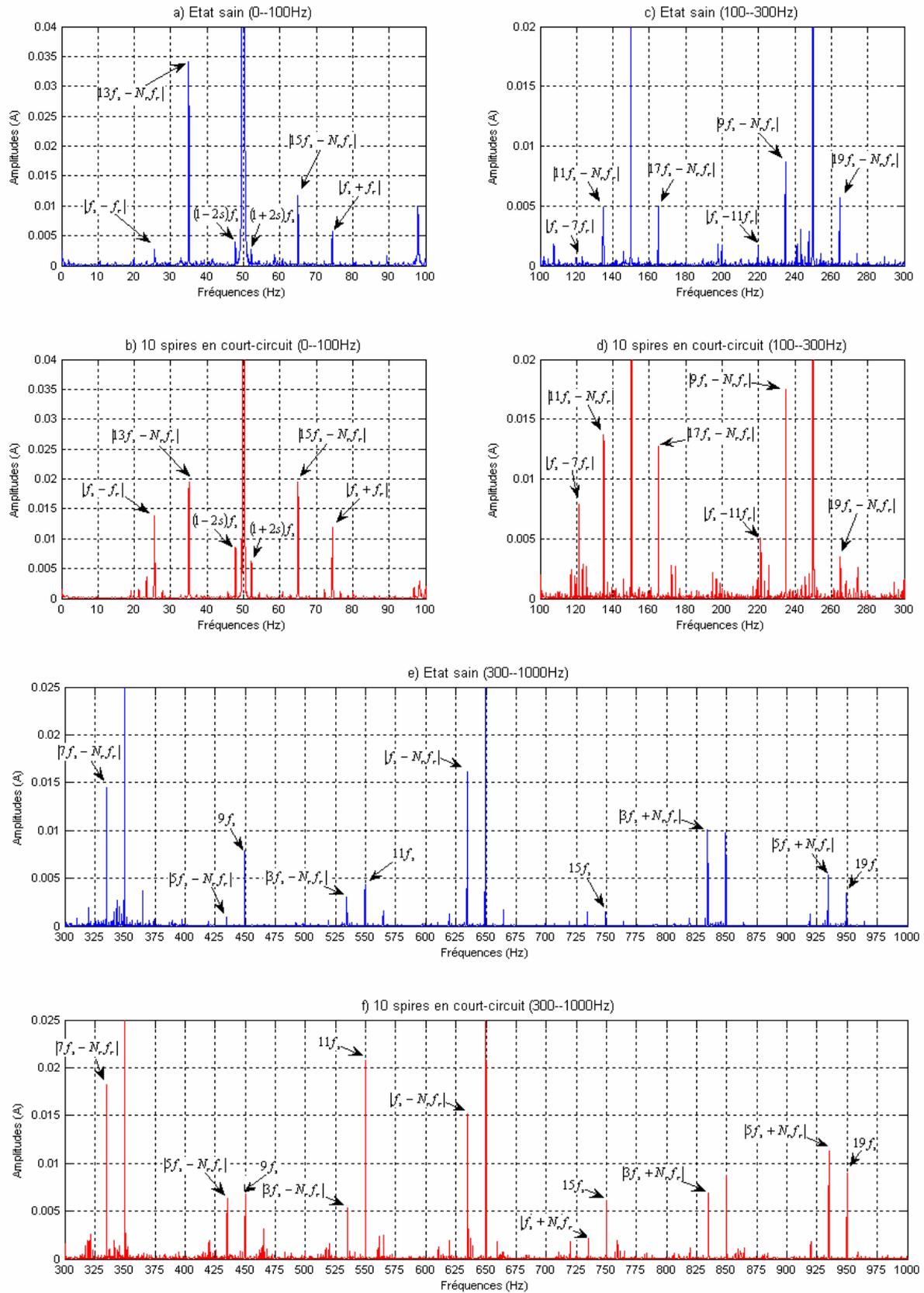


Figure III.18 : Spectre linéaire du courant i_A à l'état sain et avec 10 spires en court-circuit en mi-charge, moteur 3kW (visualisation des RSH, RBFH et EFH)

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié analytiquement et expérimentalement le moteur asynchrone triphasé à cage en présence d'un défaut de cassure de barres rotoriques, défaut d'excentricité et défaut de court-circuit entre spires du bobinage statorique. Cette étude a permis de compléter l'identification des autres types d'harmoniques, c'est-à-dire, le type RBFH de fréquence $(\nu \pm 2ks)f_s$ dû à la présence d'un défaut de barres et le type EFH de fréquence $|\nu f_s \pm kf_r|$ dû à la présence d'une excentricité mixte. En plus, on a démontré analytiquement et expérimentalement que le défaut de court-circuit entre spires n'a pas de signatures propres mais il influe sur tous les types d'harmoniques.

I. INTRODUCTION

Les études analytiques et pratiques présentées dans le deuxième et le troisième chapitre ont permis d'analyser et d'identifier les changements spectraux qui apparaissaient au niveau des courants statoriques lorsque la machine passe du fonctionnement sain au fonctionnement avec défaut de barres ou défaut de court-circuit entre spires statoriques. Dans ce chapitre, nous allons exposer deux autres méthodes destinées à la détection de défauts dans les machines asynchrones. D'abord, on va dévoiler les bases théoriques de ces deux techniques, puis, on va les appliquer sur des signaux réels issus de notre banc d'essai. Notre stratégie, basée sur la notion des indices de diagnostic, sera introduite. En plus, une étude comparative entre les différentes méthodes étudiées sera aussi effectuée dont le but est d'identifier les points forts et les points faibles de chacune d'entre elles.

II. METHODE DE VECTEUR DE PARK ETENDU

La méthode du vecteur de Park étendu est parmi les méthodes les plus connues et les plus étudiées dans la littérature [CAR 93, CRU 01, ABO 04, ABO 05, SRI 06, ZAR 08]. C'est une technique simple, elle exploite le contenu spectral du Module de Vecteur de Park (MVP) donné par l'expression suivante:

$$MVP = \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)} \quad (IV.1)$$

Avec $i_d(t)$ et $i_q(t)$ les composantes du vecteur de Park ; celles ci sont calculées à partir des courants statoriques $i_A(t)$, $i_B(t)$ et $i_C(t)$ grâce aux deux relations suivantes:

$$\begin{cases} i_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}i_A(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_B(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_C(t) \\ i_q(t) = \sqrt{\frac{1}{2}}i_B(t) - \sqrt{\frac{1}{2}}i_C(t) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Dans ce travail, on va analyser le Carré du Module du Vecteur de Park (CMVP) donné par la relation suivante :

$$CMVP = (i_d^2 + i_q^2) \quad (IV.3)$$

II.1. Le Carré du Module de vecteur de Park à l'état sain (CMVP)

Pour étudier le contenu spectral du CMVP à l'état sain, et pour éviter de se perdre dans les calculs mathématiques, on va utiliser un exemple numérique simple, puis on généralisera les résultats obtenus.

Dans un premier temps, on va supposer que chaque courant statorique, à l'état sain,

contient l'harmonique fondamental de fréquence f_s , le troisième harmonique du temps de fréquence $3f_s$ ainsi que les quatre harmoniques d'encoches rotoriques de fréquences : $f_{RSH1} = |f_s - N \cdot f_r|$, $f_{RSH2} = |f_s + N \cdot f_r|$, $f_{RSH3} = |3f_s - N \cdot f_r|$ et $f_{RSH4} = |3f_s + N \cdot f_r|$ (on a négligé les autres types d'harmoniques afin de simplifier l'exemple). Donc, on peut écrire:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_A(t) = \hat{i}_{f_1} \sin(\omega_s t) + \hat{i}_{f_3} \sin(3\omega_s t) + \hat{i}_{RSH1} \sin(\omega_{RSH1} t) + \hat{i}_{RSH2} \sin(\omega_{RSH2} t) + \hat{i}_{RSH3} \sin(\omega_{RSH3} t) + \\ \quad \hat{i}_{RSH4} \sin(\omega_{RSH4} t) \\ i_B(t) = \hat{i}_{f_1} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) + \hat{i}_{f_3} \sin\left(3\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) + \hat{i}_{RSH1} \sin\left(\omega_{RSH1} t - \frac{2\pi}{3}\right) + \hat{i}_{RSH2} \sin\left(\omega_{RSH2} t - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ \quad \hat{i}_{RSH3} \sin\left(\omega_{RSH3} t - \frac{2\pi}{3}\right) + \hat{i}_{RSH4} \sin\left(\omega_{RSH4} t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C(t) = \hat{i}_{f_1} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) + \hat{i}_{f_3} \sin\left(3\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) + \hat{i}_{RSH1} \sin\left(\omega_{RSH1} t - \frac{4\pi}{3}\right) + \hat{i}_{RSH2} \sin\left(\omega_{RSH2} t - \frac{4\pi}{3}\right) + \\ \quad \hat{i}_{RSH3} \sin\left(\omega_{RSH3} t - \frac{4\pi}{3}\right) + \hat{i}_{RSH4} \sin\left(\omega_{RSH4} t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (IV.4)$$

On remplace les trois courants $i_A(t)$, $i_B(t)$ et $i_C(t)$ par leurs expressions dans (IV.2), puis on calcule le carré du module de vecteur de Park (CMVP). Ces calculs sont faits en utilisant un petit programme sous MATLAB. Ensuite, on trace le spectre linéaire du CMVP.

Donc, on va prendre l'exemple suivant:

$$t = 0:1e-4:10;$$

$$f_s = 50\text{Hz}; \quad f_r = 24\text{Hz}; \quad N_r = 28;$$

$$f_{RSH1} = (f_s - N_r \cdot f_r) = -622\text{Hz}; \quad f_{RSH2} = (f_s + N_r \cdot f_r) = 722\text{Hz};$$

$$f_{RSH3} = (3f_s - N_r \cdot f_r) = -522\text{Hz}; \quad f_{RSH4} = (3f_s + N_r \cdot f_r) = 822\text{Hz};$$

$$\hat{i}_{f_1} = 5; \quad \hat{i}_{f_3} = 2; \quad \hat{i}_{RSH1} = 1; \quad \hat{i}_{RSH2} = 0.8; \quad \hat{i}_{RSH3} = 0.7; \quad \hat{i}_{RSH4} = 0.6;$$

Le spectre du CMVP qui correspond à cet exemple est présenté à la figure IV.1. On observe clairement la disparition de l'harmonique fondamental et l'apparition des composantes spectrales dont les fréquences sont données par: $|f_s - f_{RSH1}|$, $|f_s - f_{RSH2}|$, $|f_s - f_{RSH3}|$, $|f_s - f_{RSH4}|$, $|f_{RSH1} - f_{RSH2}|$, $|f_{RSH1} - f_{RSH3}|$, $|f_{RSH1} - f_{RSH4}|$, $|f_{RSH2} - f_{RSH3}|$ et $|f_{RSH3} - f_{RSH4}|$. On peut constater que tous les harmoniques existants dans les spectres des courants statoriques seront aussi présents dans le spectre du CMVP mais avec un décalage de f_s .

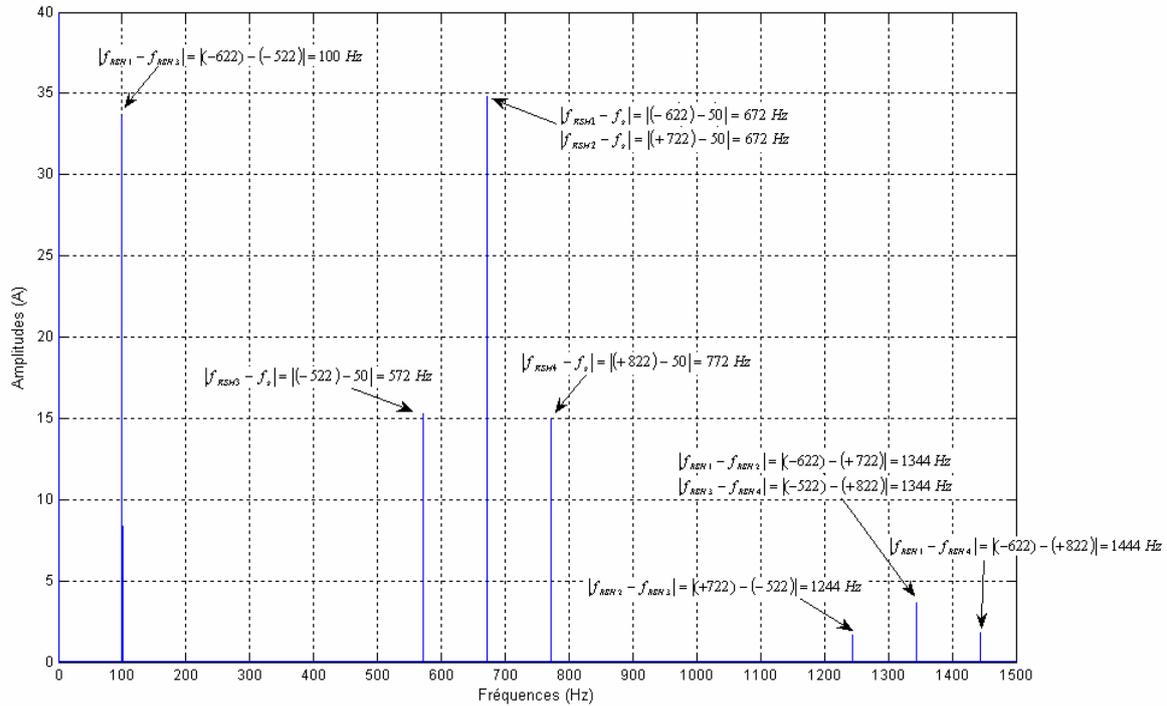


Figure IV.1. Spectre linéaire du carré de module de vecteur de Park pour un exemple à l'état sain

Revenons maintenant au cas réel, nous avons démontré, dans les chapitres précédents, que les courants statoriques, même à l'état sain, comportent quatre types d'harmoniques (TH, RSH, RBFH et EFH). Selon l'exemple précédent, tous ces harmoniques seront aussi présents dans le spectre de CMVP mais décalés de f_s , comme le montre le tableau suivant (avec $\nu = 1, 3, 5, \dots$) :

Types d'harmoniques	Expressions des Fréquences	
	Dans le spectre du courant	Dans les spectre du CMVP
TH	νf_s	$(\nu - 1)f_s$
RSH	$ \nu f_s \pm N_r \cdot f_r $	$ (\nu - 1)f_s \pm N_r f_r $
RBFH	$ (\nu \pm 2ks)f_s $	$ [(\nu - 1) \pm 2ks]f_s $
EFH	$ \nu f_s \pm kf_r $	$ (\nu - 1)f_s \pm kf_r $

Tableau IV.1. Expressions des fréquences dans les spectres de Courant et CMVP.

Afin de vérifier nos constats théoriques, nous avons calculé le CMVP des trois courants réels issus du moteur sain de 3kW fonctionnant en pleine charge.

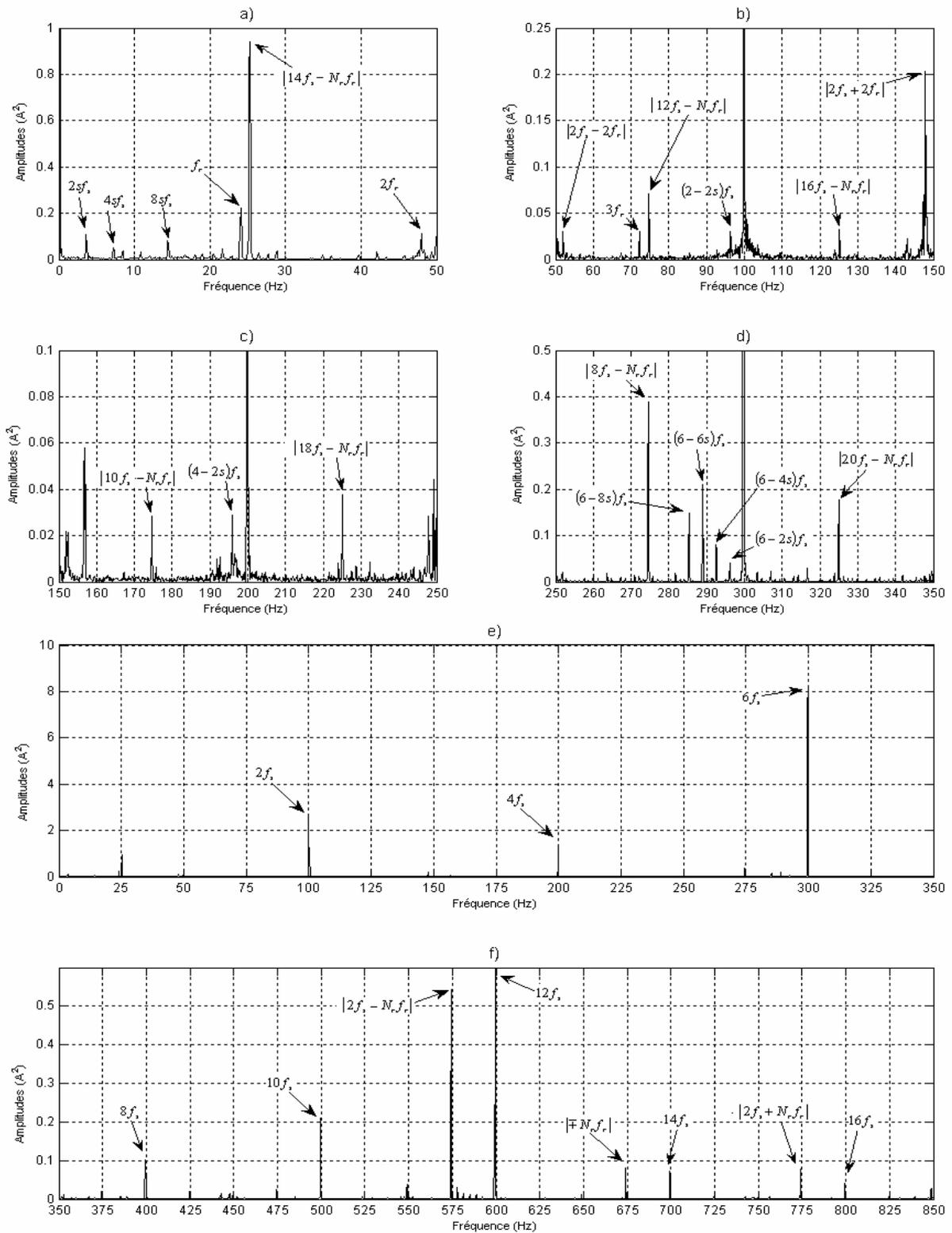


Figure IV.2. Spectre linéaire du CMVP pour le moteur 3kW à l'état sain (visualisation des différents types d'harmoniques)

La figure IV.2 met en évidence l'existence des différents types d'harmoniques dans le spectre de CMVP d'un moteur à l'état sain. On remarque que les fréquences de ces harmoniques coïncident parfaitement avec les expressions citées dans le tableau IV.1.

II.2. Le Carré du Module de Vecteur de Park à l'état en défaut de barres

Comme nous l'avons fait pour l'état sain, on peut directement calculer le CMVP des courants du moteur de 3kW lorsqu'il fonctionne en pleine charge avec deux barres cassées.

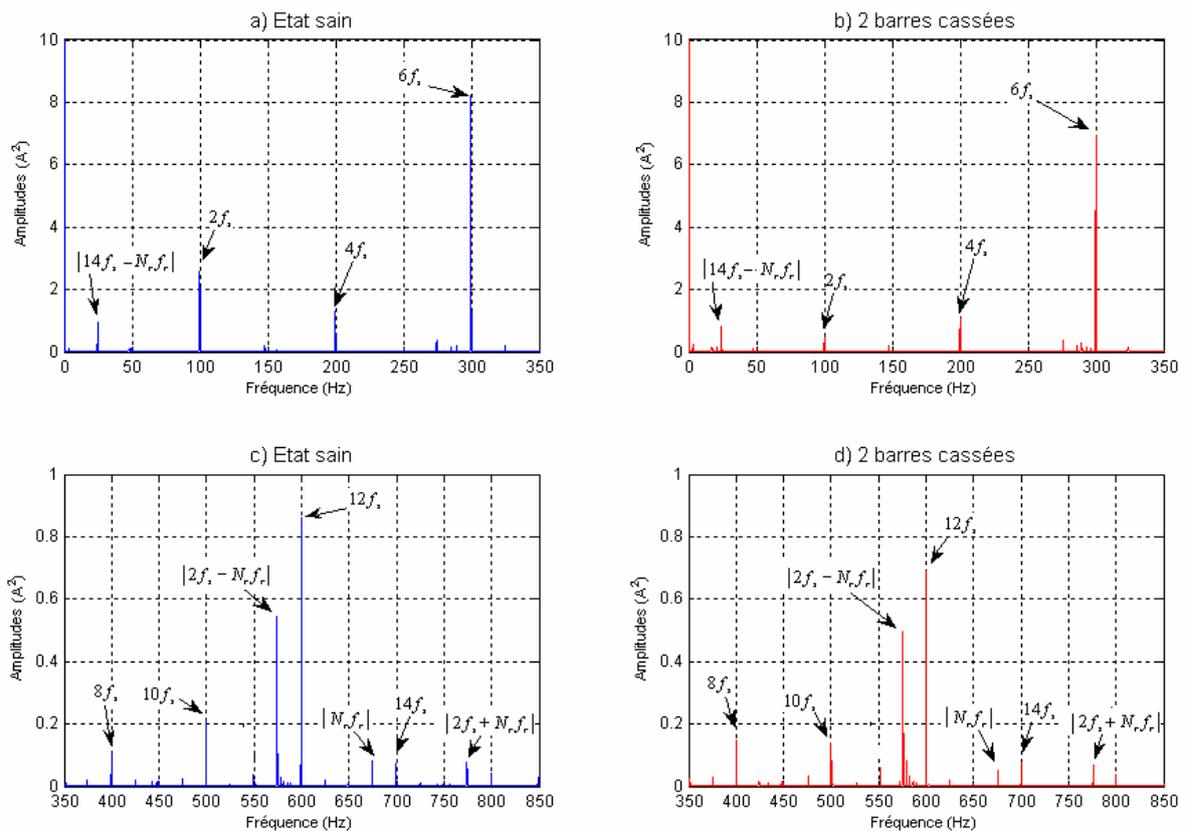


Figure IV.3. Spectre linéaire du CMVP pour le moteur 3kW à l'état sain et avec deux barres cassées en pleine charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

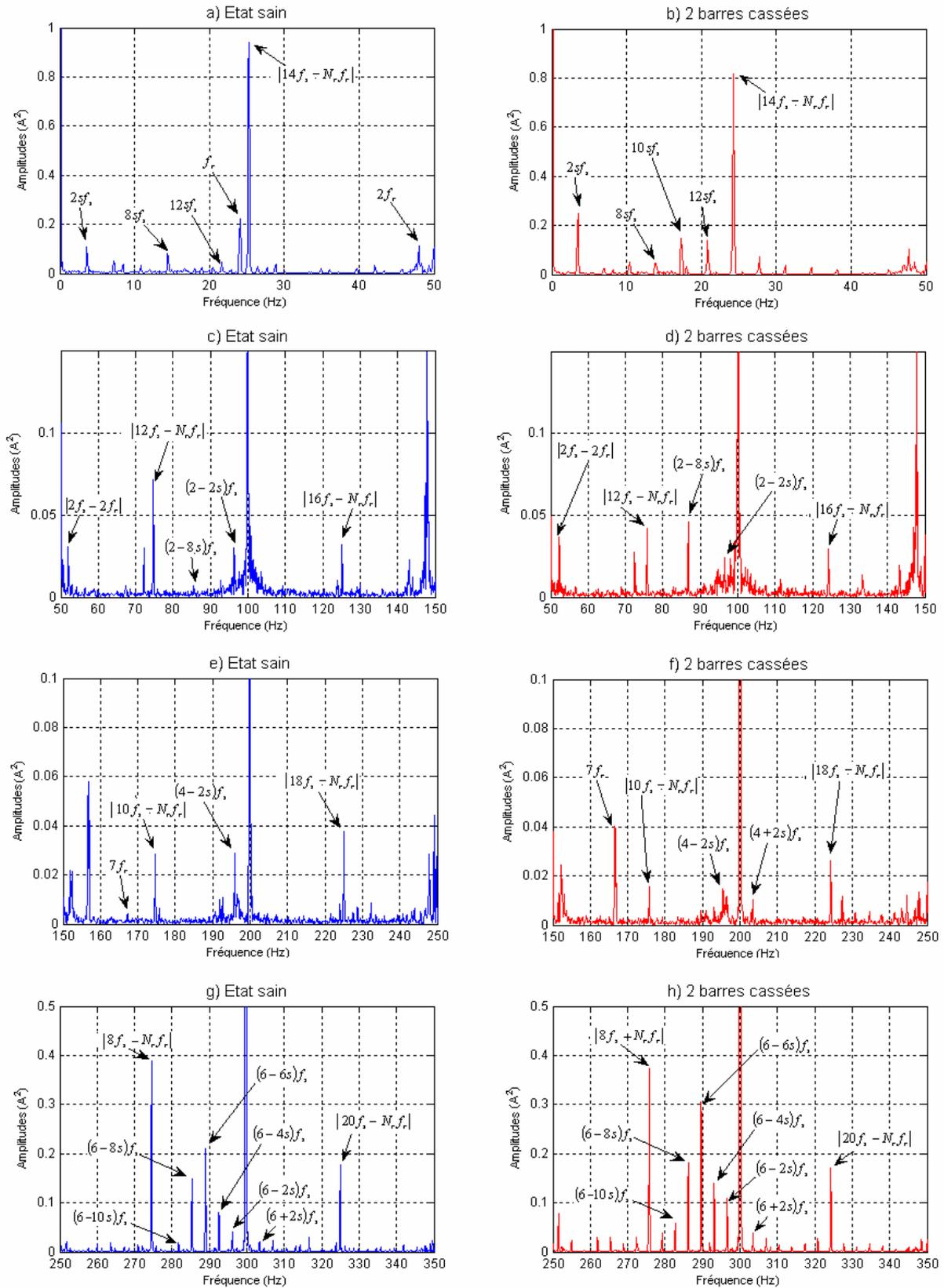


Figure IV.4. Spectre linéaire du CMVP pour le moteur 3kW à l'état sain et avec deux barres cassées en pleine charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

Les figures IV.3-4 illustrent l'effet de rupture de barres rotoriques sur les différents types d'harmoniques du CMVP. En effet, on remarque que :

- La plupart des harmoniques TH diminuent en amplitude, à cause de ce défaut (regardez $2f_s$, $6f_s$, $10f_s$, $12f_s$).
- Les harmoniques RSH diminuent aussi en amplitude, à cause du défaut de barres, surtout les composantes : $|14f_s - N_r f_r|$, $|12f_s - N_r f_r|$ et $|10f_s - N_r f_r|$.
- Les harmoniques RBFH sont les plus affectés par la présence du défaut de barres. En effet, la figure IV.4 montre des augmentations considérables en amplitudes pour ces harmoniques, plus particulièrement, ceux autour du 300Hz ainsi que les $2sf_s$, $10sf_s$ et $12sf_s$. Il faut noter également l'absence de grands changements sur ce type d'harmoniques autour du 100Hz et de 200Hz à l'exception de $(2 - 8s)f_s$.
- Les harmoniques de type EFH sont peu affectés par ce défaut à l'exception du $7f_r$, qui s'agrandit d'une manière très sensible.

A la lumière de ces observations, on peut constater que la présence d'un défaut de barres rotoriques provoque des augmentations, significatives, en amplitude de certains harmoniques de type RBFH. En plus, les résultats expérimentaux montrent que ce genre de défaut influe aussi, soit par augmentation ou diminution, sur d'autres types d'harmoniques ; cette influence est d'autant plus grande que le défaut est plus sévère. Malgré cela, on peut accepter que les harmoniques de type RBFH, du spectre du CMVP, sont les plus sensibles à la présence d'un défaut de cassure de barres rotoriques ; c'est aussi le même constat observé lorsqu'on a étudié le spectre du courant statorique dans le chapitre précédent.

II.3. Le Carré du Module de Vecteur de Park (CMVP) à l'état en défaut de court-circuit entre spires

Comme nous l'avons fait précédemment, on peut directement calculer le CMVP des courants du moteur de 3kW lorsqu'il fonctionne en mi-charge avec un défaut de court-circuit entre spires du bobinage statorique.

Les figures IV.5-6 illustrent les changements portés par un défaut de 10 spires en court-circuit sur le spectre du CMVP en mi-charge. On remarque que :

- Les harmoniques TH subissent de fortes augmentations en amplitude. En effet, la figure IV.6 montre que les amplitudes de tous les harmoniques TH se multiplient de plusieurs fois, à cause de ce défaut (observez $2f_s$, $6f_s$, $8f_s$, $10f_s$, $12f_s$...).
- La plupart des harmoniques RSH sont amplifiés aussi en amplitude d'une manière remarquable (mais moins que les TH) à l'exception de $|14f_s - N_r f_r|$ et $|8f_s - N_r f_r|$ qui, au contraire, s'affaiblissent en amplitude.
- Les harmoniques RBFH, qui sont connus comme des signatures du défaut de barres, sont affectés aussi par la présence d'un défaut de court-circuit, c'est une remarque importante. En effet, la figure IV.5 montre que les amplitudes de la majorité des harmoniques de ce type croissent considérablement à cause de 10 spires en court-circuit ; regardons bien autour du 100Hz, du 200Hz et du 300Hz, les augmentations sont remarquables malgré que le CMVP a été calculé pour des courants d'un moteur en mi-charge ; évidemment, ces augmentations seront plus importantes en pleine charge, ce qui n'était pas le cas quant à la cassure de deux barres étudiée précédemment, où on a observé que ce défaut influe principalement sur les harmoniques autour du 300Hz. Cette situation illustre nettement le problème des signatures des défauts, c'est-à-dire qu'en pratique, plusieurs défauts laissent les mêmes signatures sur les spectres des signaux issus de la machine.
- Le défaut de court-circuit provoque des élévations considérables sur les amplitudes des harmoniques EFH, surtout les multiples de la fréquence de rotation tels que f_r , $5f_r$, $7f_r$, $11f_r$... ainsi que les $|2f_s \pm f_r|$, $|4f_s \pm f_r|$ et $|6f_s \pm f_r|$.

A la lumière de ces remarques, on peut constater que le défaut de court-circuit entre spires statoriques, provoque, d'une manière simultanée, l'augmentation en amplitude de tous les types d'harmoniques qui sont présents dans le spectre du CMVP et principalement les EFH et les TH.

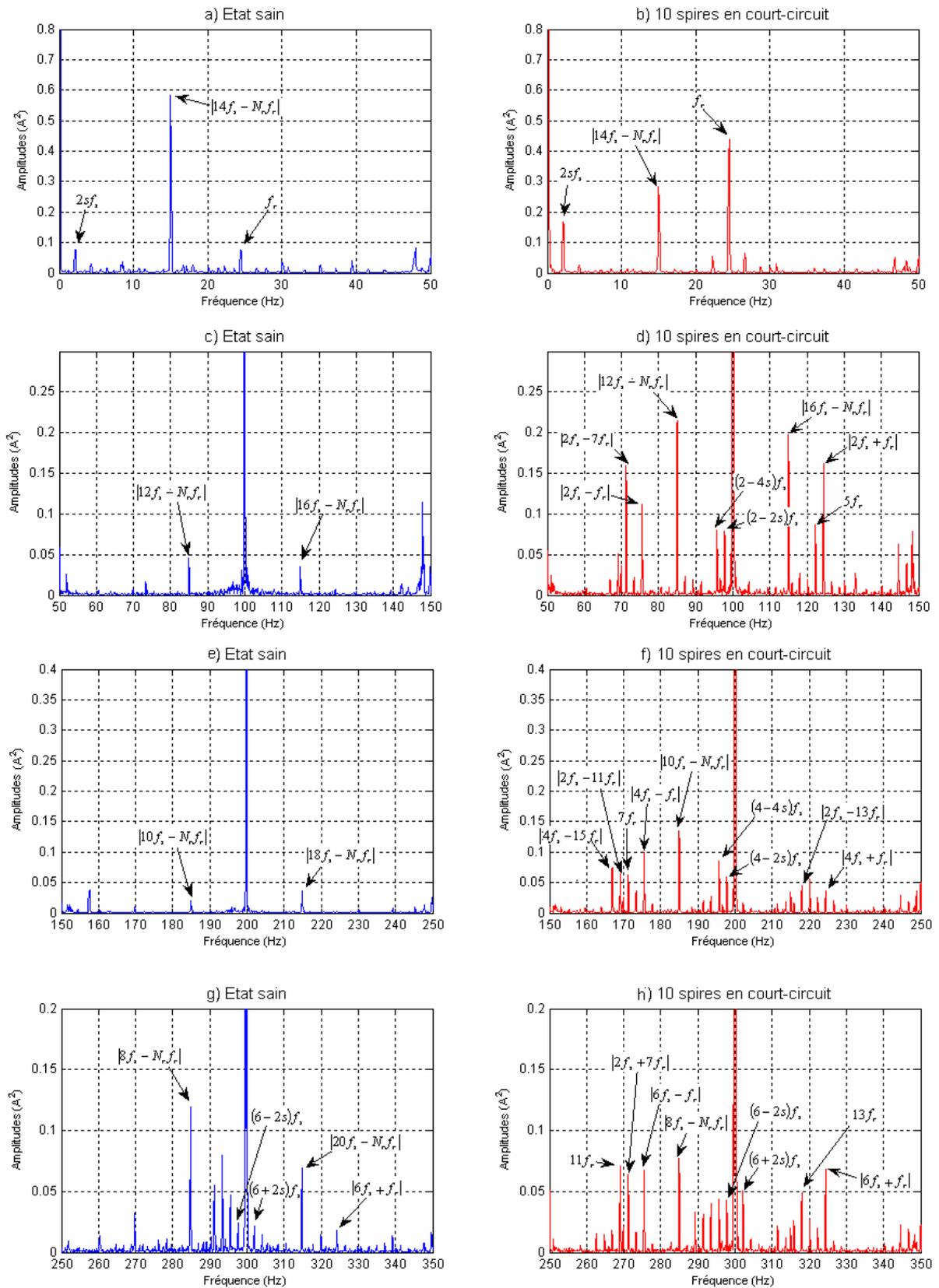


Figure IV.5. Spectre linéaire du CMVP pour le moteur 3kW à l'état sain et avec 10 spires en court-circuit en mi-charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

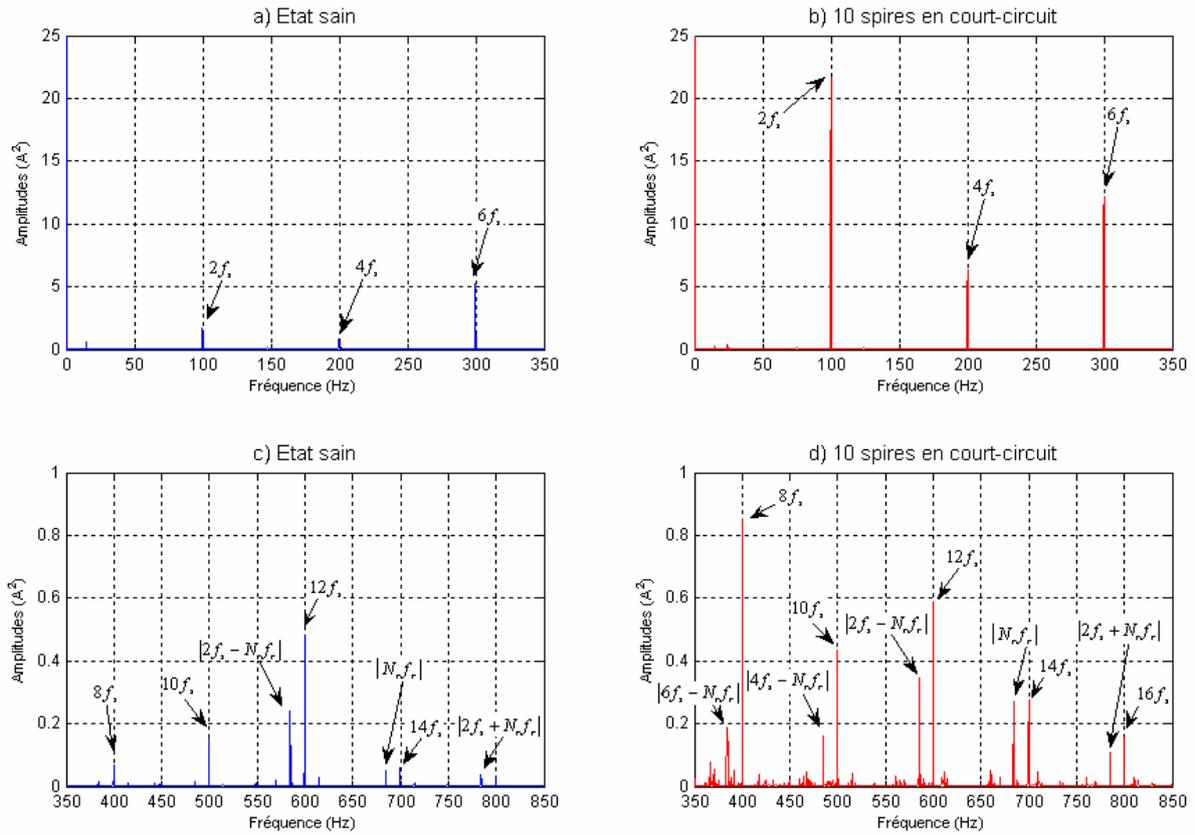


Figure IV.6. Spectre linéaire du CMVP pour le moteur 3kW à l'état sain et avec 10 spires en court-circuit en mi-charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

III. METHODE DE PARK-HILBERT (P-H)

C'est notre méthode proposée, elle est basée sur une combinaison entre l'approche du vecteur de Park étendu et la transformée de Hilbert.

Tout d'abord, on doit commencer par un petit rappel théorique sur la transformée de Hilbert. C'est une méthode parmi les plus connues dans le domaine du traitement de signal. Elle peut être utilisée pour analyser les signaux dans les différents secteurs techniques même en diagnostic [PEI 89, BOQ 02, LIU 04.a]. Contrairement à la transformée de Fourier, qui transforme un signal issu du domaine temporel en un signal exprimé dans le domaine fréquentiel, la transformée de Hilbert ne change pas le domaine du signal. En effet, la transformée de Hilbert d'un signal dépendant du temps est aussi une fonction du temps.

Mathématiquement, la transformée de Hilbert d'un signal réel $x(t)$, tel qu'un courant statorique, est défini par :

$$y(t) = HT\{x(t)\} = \frac{1}{\pi t} * x(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (\text{IV.5})$$

En associant la fonction $x(t)$ et sa transformée de Hilbert $y(t)$, on obtient ce qu'on appelle le *signal analytique*, défini par :

$$\bar{x}(t) = x(t) + jy(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (\text{IV.6})$$

avec:

- $a(t) = \sqrt{[x^2(t) + y^2(t)]}$ l'amplitude instantanée de $\bar{x}(t)$. Elle reflète la modulation d'amplitude du signal réel $x(t)$.

- $\theta(t) = \arctan\left(\frac{y(t)}{x(t)}\right)$ la phase instantanée de $\bar{x}(t)$. Elle reflète la modulation de phase du signal réel $x(t)$.

Il faut noter que la transformée de Hilbert d'une fonction trigonométrique est une version d'elle même. Autrement dit, la transformée de Hilbert d'un *sin* est un *cos* et vice versa. Par conséquent, le spectre de la transformée de Hilbert d'un signal contient les mêmes harmoniques avec les même amplitudes et fréquences que le spectre du signal réel. Mais la phase de chaque harmonique est décalée de 90° .

Ce qui nous intéresse dans ce travail est l'amplitude du signal analytique. Dans l'article [PAN 09], les auteurs proposent une méthode pour la détection des cassures de barres. Cette méthode est basée sur l'exploitation du contenu spectral du module du signal analytique du courant d'une seule phase. Les auteurs ont montré, par des essais expérimentaux, l'efficacité

de cette technique pour le diagnostic des défauts de barres. C'est à partir de cet article que notre méthode proposée a été inspirée. Les auteurs dans [PAN 09] utilisent le courant d'une seule phase, mais il y en existe trois, c'est-à-dire qu'on dispose de trois sources d'informations. Donc, il est préférable d'appliquer cette technique sur les trois courants de phases. Cependant la question qui se pose est : *Comment peut-on regrouper les informations contenues dans les trois modules des signaux analytiques?* La réponse est simple: puisque chaque module est associé à un courant de phase, on a pensé à appliquer la transformation de Park, décrite dans l'équation IV.2, sur ces trois modules, puis on calcule le Carré du Module du Vecteur de Park, d'où notre appellation à cette méthode, méthode de **Park-Hilbert** (P-H). Par conséquent, la méthode P-H sera basée sur les étapes suivantes:

1. Calcul des signaux analytiques des trois courants statoriques $\bar{i}_A(t)$, $\bar{i}_B(t)$ et $\bar{i}_C(t)$;
2. Détermination des modules des ces trois signaux analytiques $|\bar{i}_A(t)|$, $|\bar{i}_B(t)|$ et $|\bar{i}_C(t)|$;
3. Calcul des composantes $i_{dP-H}(t)$ et $i_{qP-H}(t)$, du vecteur de Park, correspondant aux modules des signaux analytiques :

$$\begin{cases} i_{dP-H}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}|\bar{i}_A(t)| - \sqrt{\frac{1}{6}}|\bar{i}_B(t)| - \sqrt{\frac{1}{6}}|\bar{i}_C(t)| \\ i_{qP-H}(t) = \sqrt{\frac{1}{2}}|\bar{i}_B(t)| - \sqrt{\frac{1}{2}}|\bar{i}_C(t)| \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

4. Détermination du $CMVP_{P-H}$:

$$CMVP_{P-H} = i_{dP-H}^2 + i_{qP-H}^2 \quad (\text{IV.7})$$

5. Analyse du spectre linéaire du $CMVP_{P-H}$ pour chaque état de fonctionnement.

III.1. Le CMVP_{P-H} à l'état sain

Puisque le CMVP_{P-H} est obtenu à partir des courants statoriques, il est évident que tous les types d'harmoniques existant dans les courants statoriques seront aussi présents dans le spectre du CMVP_{P-H}. Le tableau IV.2 montre les expressions des fréquences de ces harmoniques :

Types d'harmoniques	Expressions des Fréquences		
	Dans le spectre du courant	Dans les spectre du CMVP	Dans les spectre du CMVP _{P-H}
TH	νf_s	$(\nu - 1)f_s$	$(\nu - 1)f_s$
RSH	$ \nu f_s \pm N_r \cdot f_r $	$ (\nu - 1)f_s \pm N_r f_r $	$ (\nu - 1)f_s \pm N_r f_r $
RBFH	$ (\nu \pm 2ks)f_s $	$ [(\nu - 1) \pm 2ks]f_s $	$ [(\nu - 1) \pm 2ks]f_s $
EFH	$ \nu f_s \pm kf_r $	$ (\nu - 1)f_s \pm kf_r $	$ (\nu - 1)f_s \pm kf_r $

Tableau IV.2. Expressions des fréquences dans les spectres de Courant, CMVP et CMVP_{P-H}

Maintenant, nous allons appliquer l'algorithme de cette méthode (présenté par les cinq étapes) sur les courants issus du notre moteur 3kW lorsqu'il fonctionne à l'état sain en pleine charge.

La figure IV.7 montre l'existence des différents types d'harmoniques dans le spectre du CMVP_{P-H} d'un moteur à l'état sain. On constate que le CMVP_{P-H} présente le même contenu d'harmoniques que le CMVP.

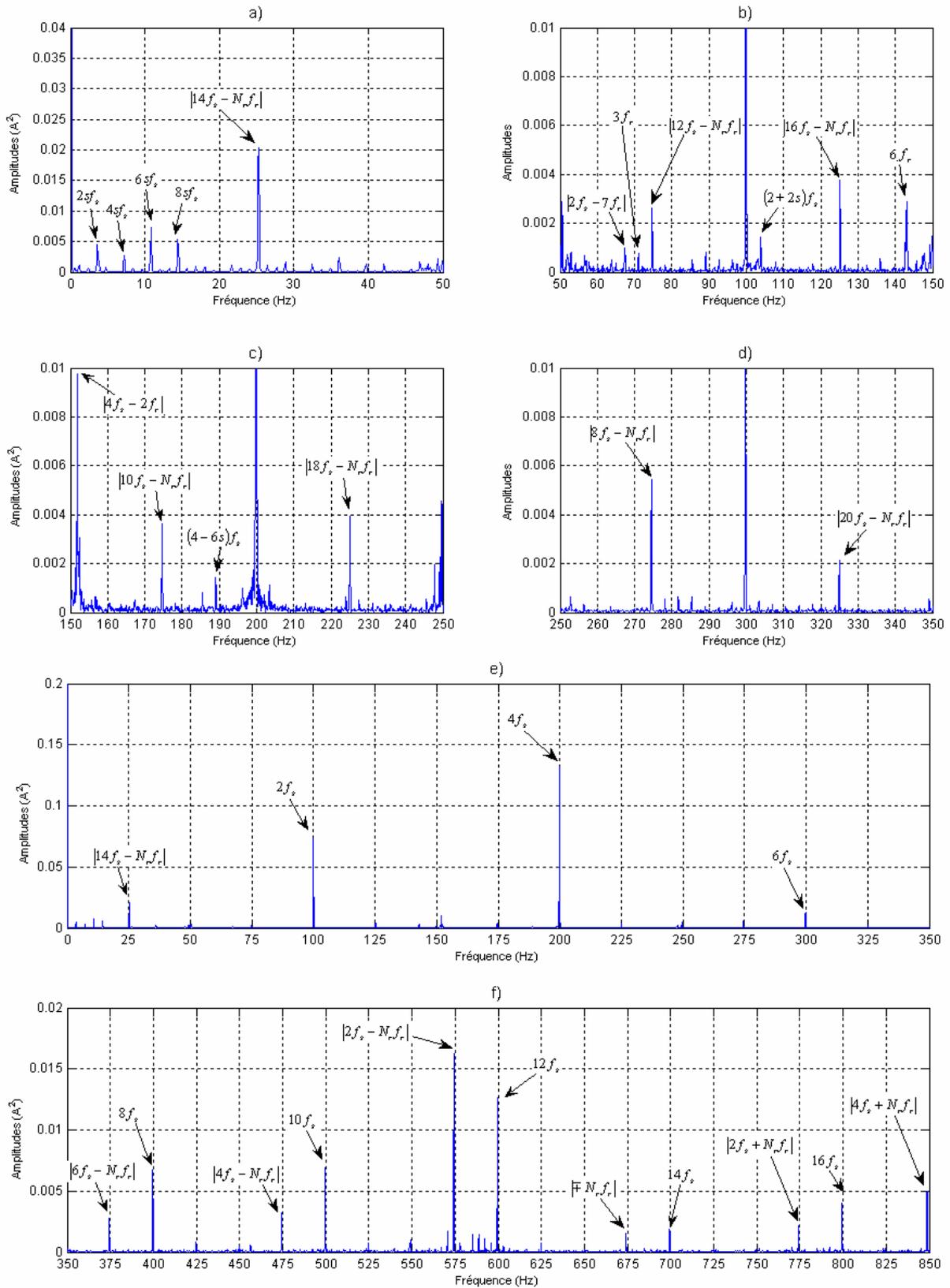


Figure IV.7. Spectre linéaire du $CMVP_{P-H}$ pour le moteur 3kW à l'état sain en pleine charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

III.2. Le CMVP_{P-H} à l'état en défaut de barres

Comme nous l'avons fait pour l'état sain, on calcule le CMVP_{P-H} du moteur avec deux barres cassées.

Selon les figures IV.8-9, on remarque que :

- Tous les harmoniques de type TH, sans exception, diminuent en amplitude en présence de cassure de barres rotoriques. Cette diminution est très remarquable notamment pour les harmoniques $4f_s$ et $8f_s$.
- Ce défaut fait diminuer considérablement la majorité des harmoniques de type RSH, plus précisément: $|8f_s - N_r f_r|$, $|18f_s - N_r f_r|$, $|2f_s - N_r f_r|$.
- La plupart des harmoniques de type EFH sont peu affectés par le défaut de barres, à l'exception de $|6f_s - 2f_r|$ qui croît, d'une manière remarquable.
- Concernant les harmoniques de type RBFH, la figure IV.8 montre des augmentations notables sur les composantes $2sf_s$, $4sf_s$, $8sf_s$, $10sf_s$ et $12sf_s$ ainsi que celles autour du 300Hz. Par contre, on n'observe aucun changement significatif sur ce type d'harmoniques autour du 100Hz et du 200Hz.

A la lumière de ces observations, on peut constater que le spectre du CMVP_{P-H} réagit aussi à la présence d'un défaut de cassure de barres mais d'une manière un peu différente par rapport au spectre du CMVP ou celui du Courant.

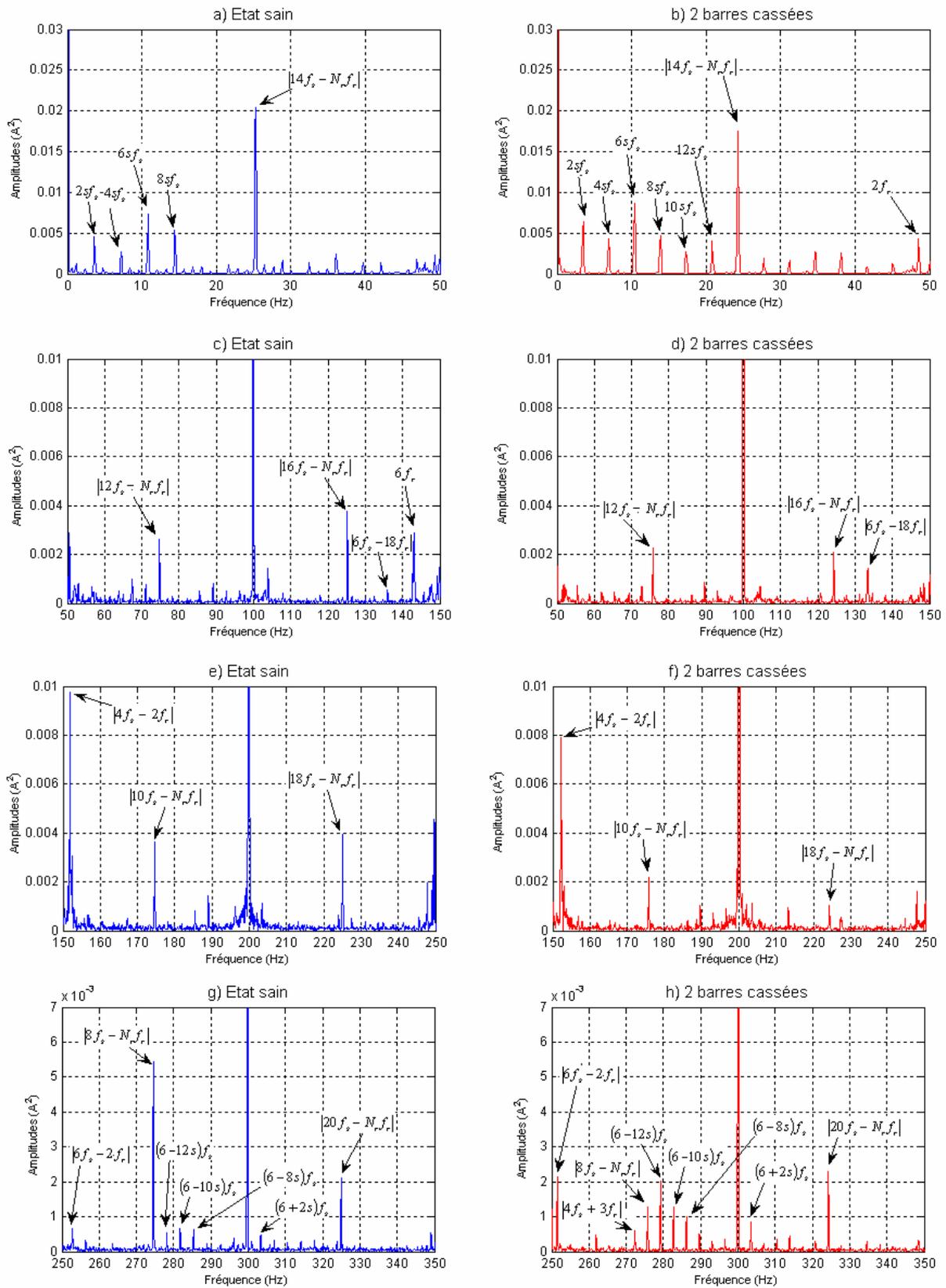


Figure IV.8. Spectre linéaire du CMVP_{P-H} pour le moteur 3kW à l'état sain et avec deux barres cassées en pleine charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

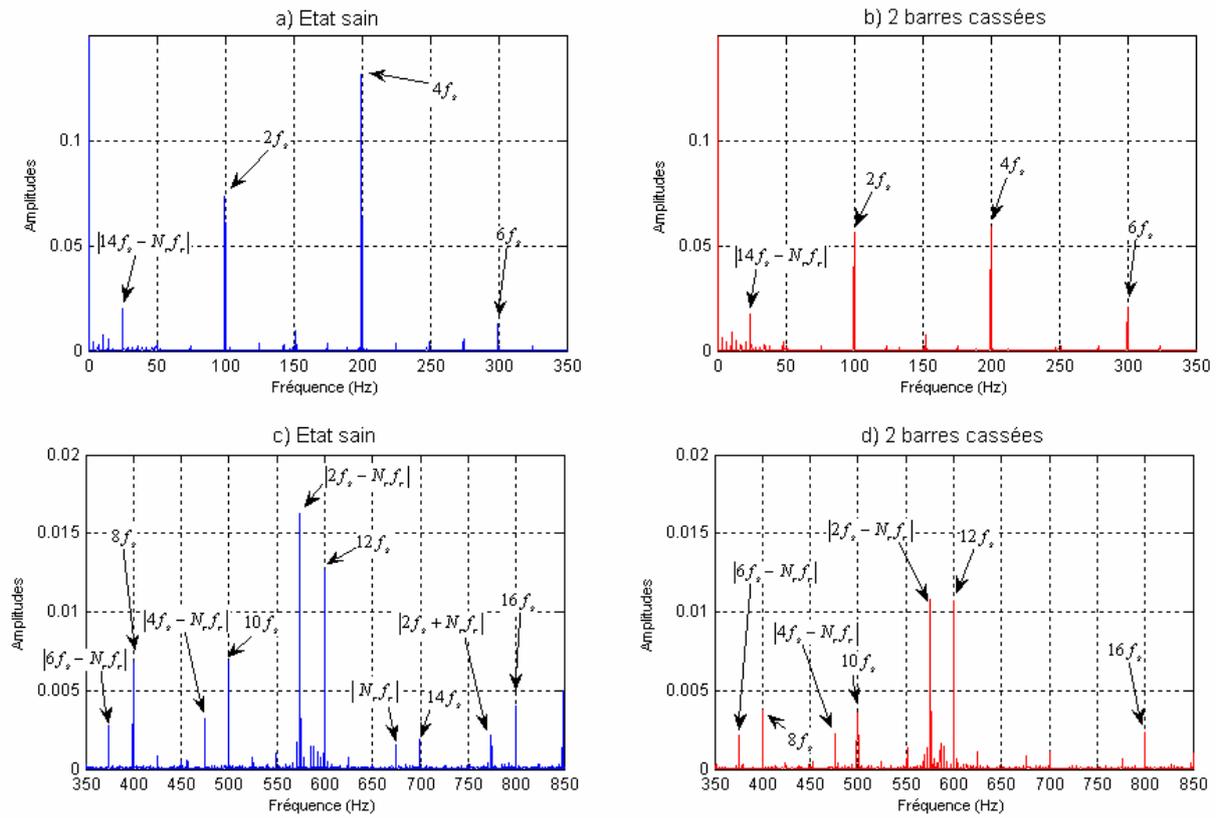


Figure IV.9. Spectre linéaire du CMVP_{P-H} pour le moteur 3kW à l'état sain et avec deux barres cassées en pleine charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

III.3. Le CMVP_{P-H} à l'état en défaut de court-circuit entre spires statoriques

Comme nous l'avons fait précédemment, on peut calculer le CMVP_{P-H} des courants du moteur de 3kW avec un défaut de 10 spires en court-circuit pendant le fonctionnement en mi-charge.

Selon les figures IV.10-11, on remarque que :

- Tous les harmoniques de type TH présentent de très grandes augmentations en amplitudes. En effet, la figure IV.11 montre clairement que les amplitudes de tous ces harmoniques se sont amplifiées plusieurs fois à cause du défaut de court-circuit. (observer les $2f_s, 4f_s, 8f_s, 10f_s, \dots$).
- Les amplitudes de tous les harmoniques de type RSH, sans exception, augmentent considérablement aussi, en présence du défaut de court-circuit entre spires, contrairement au cas du spectre du CMVP, où l'on a trouvé que certains harmoniques RSH diminuent à cause de ce défaut.
- Comme nous l'avons remarqué pour le spectre du CMVP, la majorité des harmoniques de types RBFH, dans le spectre du CMVP_{P-H}, croissent aussi considérablement en amplitude à cause de l'existence du défaut de court-circuit. Observons bien autour des 100Hz, 200Hz et 300Hz, les accroissements sont clairement visibles malgré que la figure soit tracée en régime mi-charge.
- Concernant les harmoniques de types EFH, on remarque aussi qu'ils grandissent beaucoup en présence du défaut de court-circuit et principalement les harmoniques de fréquence $f_r, 11f_r, 13f_r, |2f_s \pm f_r|$ et $|4f_s \pm f_r|$.

A la lumière de ces remarques, on peut constater que le défaut de court-circuit entre spires statoriques engendre de fortes augmentations sur les amplitudes de tous les types d'harmoniques qui constituent le spectre du CMVP_{P-H}. Qualitativement, on peut remarquer que les degrés de changement sur les différents types d'harmoniques du CMVP_{P-H}, provoqué par ce défaut, sont plus grands que ceux observés sur les harmoniques du courant ou du CMVP.

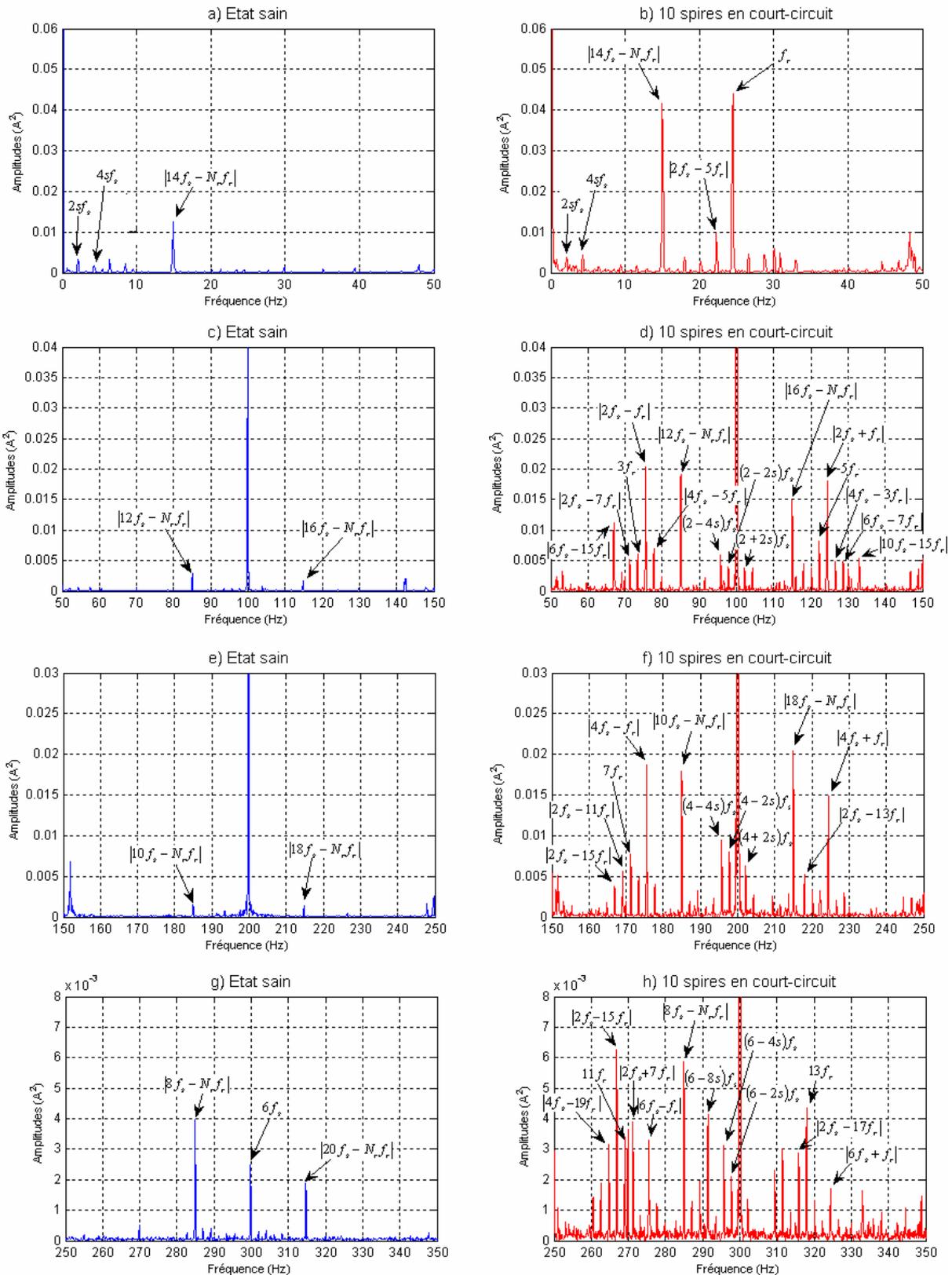


Figure IV.10. Spectre linéaire du CMVP_{P-H} pour le moteur 3kW à l'état sain et avec 10 spires en court-circuit mi-charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

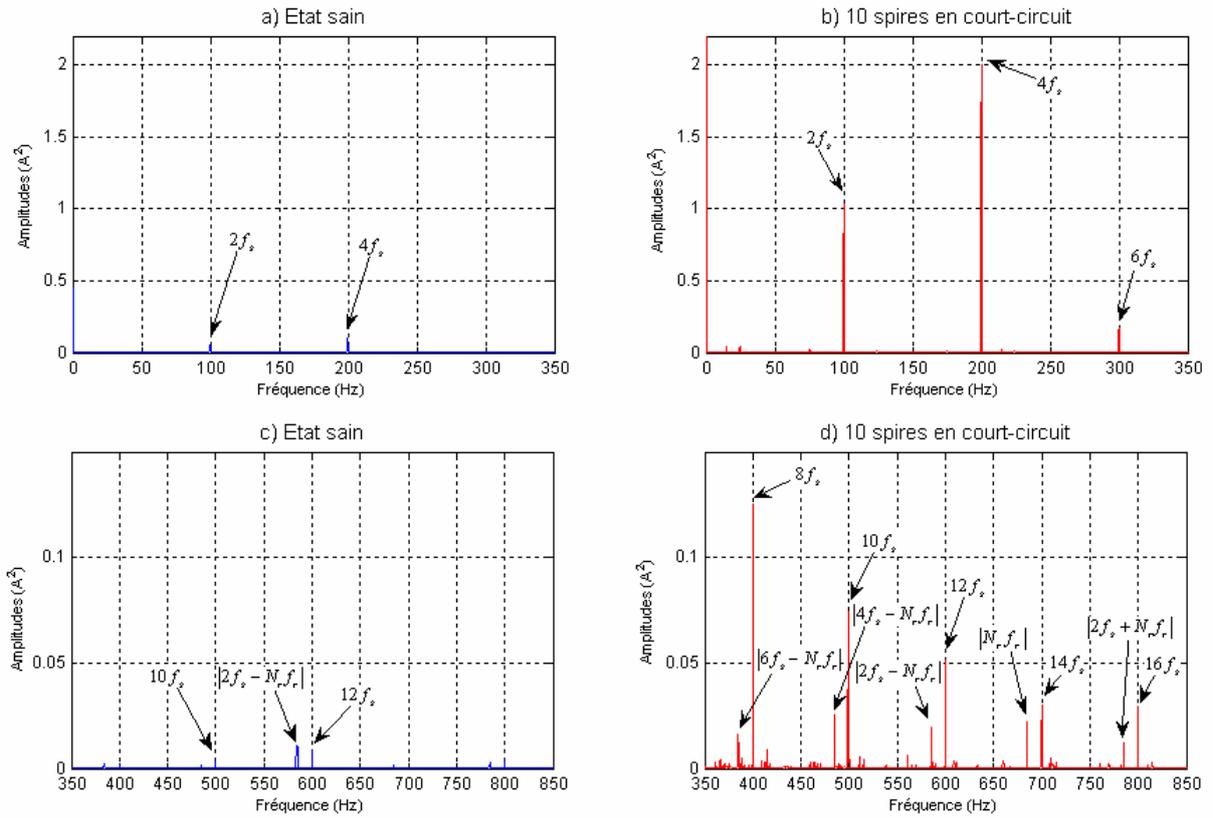


Figure IV.11. Spectre linéaire du CMVP_{P-H} pour le moteur 3kW à l'état sain et avec 10 spires en court-circuit mi-charge (visualisation des différents types d'harmoniques)

IV. ETUDE COMPARATIVE

On rappelle qu'on a présenté trois méthodes (la méthode du Courant statorique, la méthode de Vecteur de Park Etendu et la méthode de Park-Hilbert) dédiées au diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage. On a expliqué la base théorique de chaque méthode, puis on a appliqué ces trois techniques sur les signaux issus de notre moteur afin d'étudier qualitativement le comportement de chaque méthode face à un défaut de cassure de deux barres rotoriques ou à un court-circuit de 10 spires statoriques.

Selon la figure IV.12, il est clair que les trois techniques nécessitent, comme entrées, seulement les courants d'alimentation qu'on peut acquérir facilement. D'autre part, chaque technique présente une sortie différente appelée *le Signal du Diagnostic* :

- Le signal du diagnostic pour la première méthode est le courant d'une seule phase ;
- Le signal du diagnostic pour la deuxième méthode est le CMVP ;
- Le signal du diagnostic pour la troisième méthode est le $CMVP_{P-H}$.

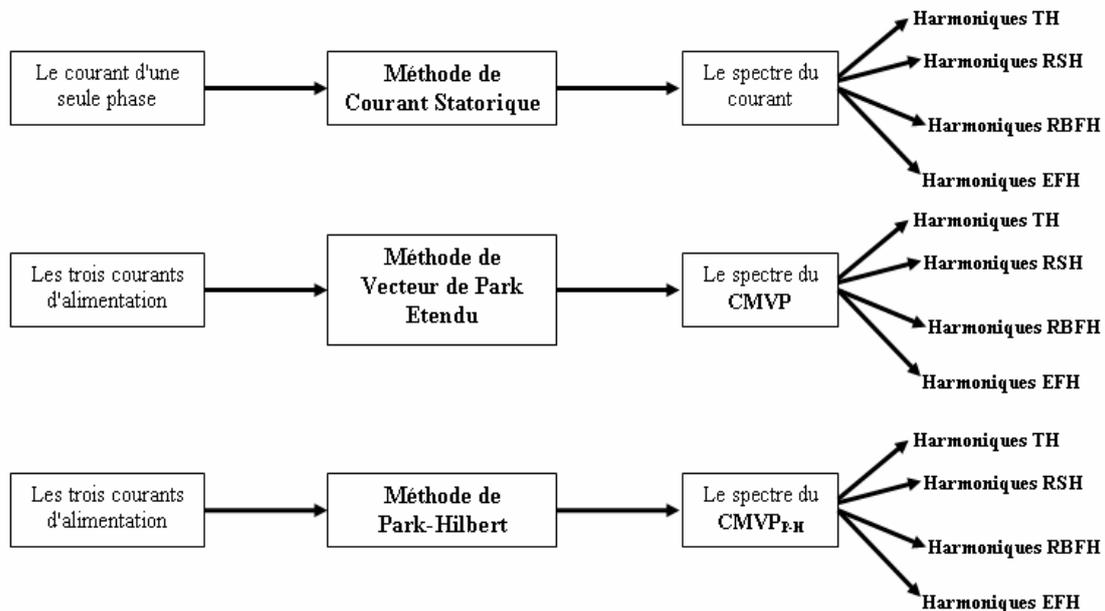


Figure IV.12. Schéma simplifié représentant les entrées et les sorties des trois méthodes

Maintenant, il nous semble important de faire une étude comparative quantitative, entre ces trois méthodes afin d'examiner l'aptitude de chaque technique à détecter les défauts de barres rotoriques et les défauts de court-circuit entre spires statoriques pour différents régimes de fonctionnement.

IV.1. Etude comparative en utilisant les "Indices Partiels du Diagnostic"(IPD)

D'abord, il faut rappeler qu'on a démontré analytiquement et expérimentalement l'existence de quatre types d'harmoniques (TH, RSH, RBFH et EFH) dans les trois signaux du diagnostic. La stratégie classique du diagnostic consiste à suivre les signatures propres de chaque défaut. Mais en pratique, nous avons montré que la présence d'un défaut dans le moteur influe beaucoup, et d'une manière différente, sur les amplitudes de tous les types d'harmoniques, ce qui diminue la certitude de la notion des signatures des défauts.

En ce qui nous concerne, les quatre types d'harmoniques représentent de *bonnes sources d'informations* et par conséquent, notre stratégie du diagnostic sera basée sur le suivi des amplitudes de ces harmoniques pour les divers états de fonctionnement; mais, le problème qui se pose est qu'on a une infinité d'harmoniques pour chaque type, et qu'on ne peut pas les suivre tous, d'une façon indépendante. Pour cela, et au lieu de surveiller tous les harmoniques TH, RSH, RBFH et EFH, on doit contrôler seulement quatre *indices partiels du diagnostic* (IPD), chacun est associé à un type d'harmonique. Ces IPD sont définis par:

$$1- In_{TH} = \frac{\sum_{i=1}^{m_{TH}} [Amplitude(TH)_i]}{m_{TH}} \quad (IV.9)$$

$$2- In_{RSH} = \frac{\sum_{i=1}^{m_{RSH}} [Amplitude(RSH)_i]}{m_{RSH}} \quad (IV.10)$$

$$3- In_{RBFH} = \frac{\sum_{i=1}^{m_{RBFH}} [Amplitude(RBFH)_i]}{m_{RBFH}} \quad (IV.11)$$

$$4- In_{EFH} = \frac{\sum_{i=1}^{m_{EFH}} [Amplitude(EFH)_i]}{m_{EFH}} \quad (IV.12)$$

Où m_{TH} , m_{RSH} , m_{RBFH} et m_{EFH} représentent le nombre des harmoniques considérés par type.

Comme on a trois méthodes, on va définir alors quatre IPD pour chaque méthode :

- $In_{TH.C}$, $In_{RSH.C}$, $In_{RBFH.C}$ et $In_{EFH.C}$ sont les IPD de la méthode du Courant statorique.
- $In_{TH.P}$, $In_{RSH.P}$, $In_{RBFH.P}$ et $In_{EFH.P}$ sont les IPD de la méthode du vecteur de Park.
- $In_{TH.P-H}$, $In_{RSH.P-H}$, $In_{RBFH.P-H}$ et $In_{EFH.P-H}$ sont les IPD de la méthode du Park-Hilbert.

Il est clair que chaque IPD permet la prise en compte de toutes les amplitudes des harmoniques appartenant à son type. En jouant sur m , on peut sélectionner et prendre en considération seulement les harmoniques les plus importants et les plus sensibles à la présence des défauts. Dans cette direction, et pour calculer ces différents IPD, nous avons considéré les harmoniques suivants :

Types d'harmoniques	Expressions des Fréquences		
	Dans le spectre du courant	Dans le spectre du CMVP	Dans le spectre du CMVP _{P-H}
TH	$m_{TH} = 5$ $f_s, 3f_s, 5f_s, 7f_s, 9f_s$	$m_{TH} = 5$ $2f_s, 4f_s, 6f_s, 8f_s, 10f_s$	$m_{TH} = 5$ $2f_s, 4f_s, 6f_s, 8f_s, 10f_s$
RSH	$m_{RSH} = 15$ $ \{v=1,\dots,15\}f_s - N_r \cdot f_r $ et $ \{v=1,\dots,13\}f_s + N_r \cdot f_r $	$m_{RSH} = 15$ $ \{v=1,\dots,17\}-1\}f_s - N_r \cdot f_r $ et $ \{v=1,\dots,13\}-1\}f_s - N_r \cdot f_r $	$m_{RSH} = 15$ $ \{v=1,\dots,17\}-1\}f_s - N_r \cdot f_r $ et $ \{v=1,\dots,13\}-1\}f_s - N_r \cdot f_r $
RBFH	$m_{RBFH} = 32$ $ \{v=1,\dots,7\} \pm 2\{k=1,\dots,4\}f_s $	$m_{RBFH} = 28$ $ \{v=1,\dots,7\}-1\} \pm 2\{k=1,\dots,4\}f_s $	$m_{RBFH} = 28$ $ \{v=1,\dots,7\}-1\} \pm 2\{k=1,\dots,4\}f_s $
EFH	$m_{EFH} = 8$ $ \{v=1,\dots,7\}f_s \pm \{k=1\}f_r $	$m_{EFH} = 7$ $ \{v=1,\dots,7\}-1\}f_s \pm \{k=1\}f_r $	$m_{EFH} = 7$ $ \{v=1,\dots,7\}-1\}f_s \pm \{k=1\}f_r $

Tableau IV.3. Les fréquences des harmoniques considérés.

Les figures IV.13-15 montrent l'évolution des différents IPD de chaque méthode en fonction de l'état du moteur (**état sain "Es", avec deux barres cassées "2Bc, avec quatre spires en court-circuit "4Sp.cc" et avec dix spires en court-circuit "10Sp.cc"**) pour divers régimes de fonctionnement: - en faible charge (20%).

- en mi-charge (50%).

- en pleine charge (85%).

En comparant avec les différents spectres des trois signaux du diagnostic, étudiés précédemment, on peut retrouver les mêmes remarques et les mêmes constats concernant les modifications qui surviennent sur les différents types d'harmoniques lors du changement de l'état du moteur, du fonctionnement sain au fonctionnement en défaut. Cela confirme que les indices partiels représentent l'image des différents types d'harmoniques.

De plus, les figures IV.13-15 sont claires et simples à interpréter. Donc, on peut constater que l'analyse et le suivi des valeurs des différents IPD permettent d'avoir de bonnes informations sur l'état du moteur par de simples visualisations en comparaison avec l'analyse directe des spectres.

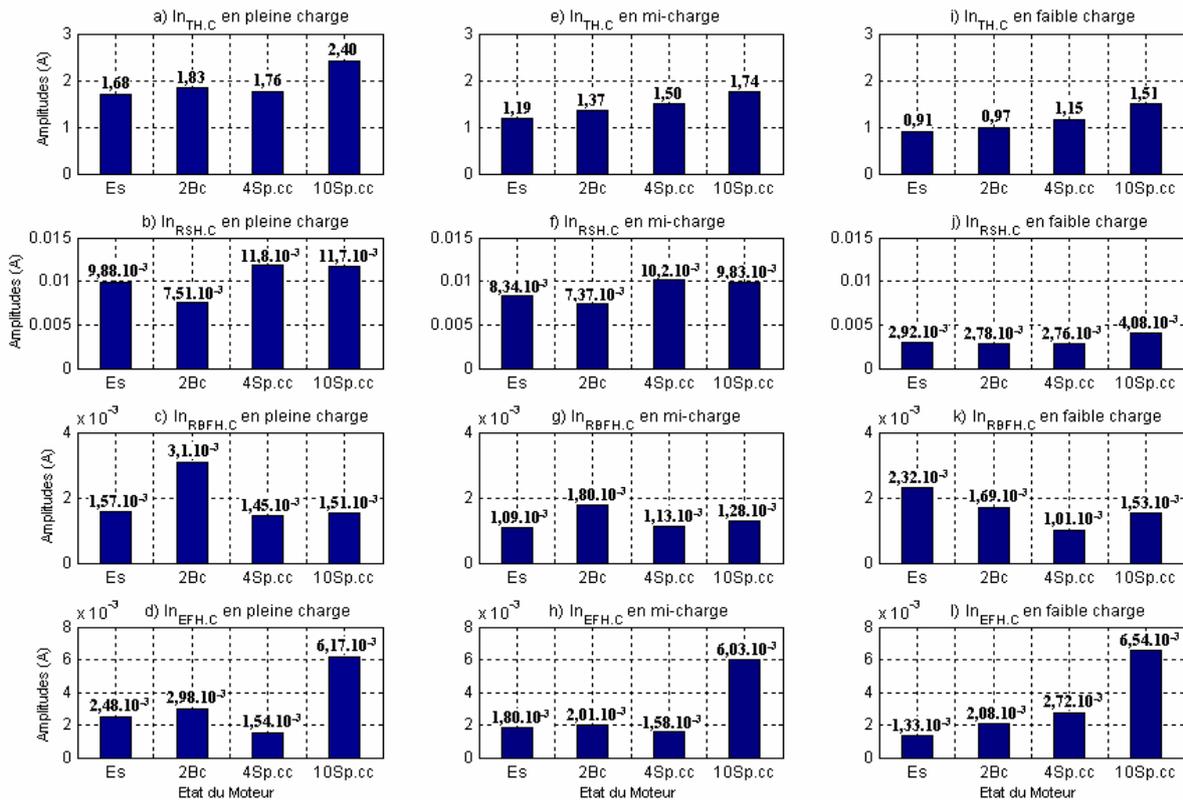


Figure IV.13. Evolution des différents *Indices Partiels* de la *Méthode du Courant* en fonction de l'état du moteur pour différentes charges.

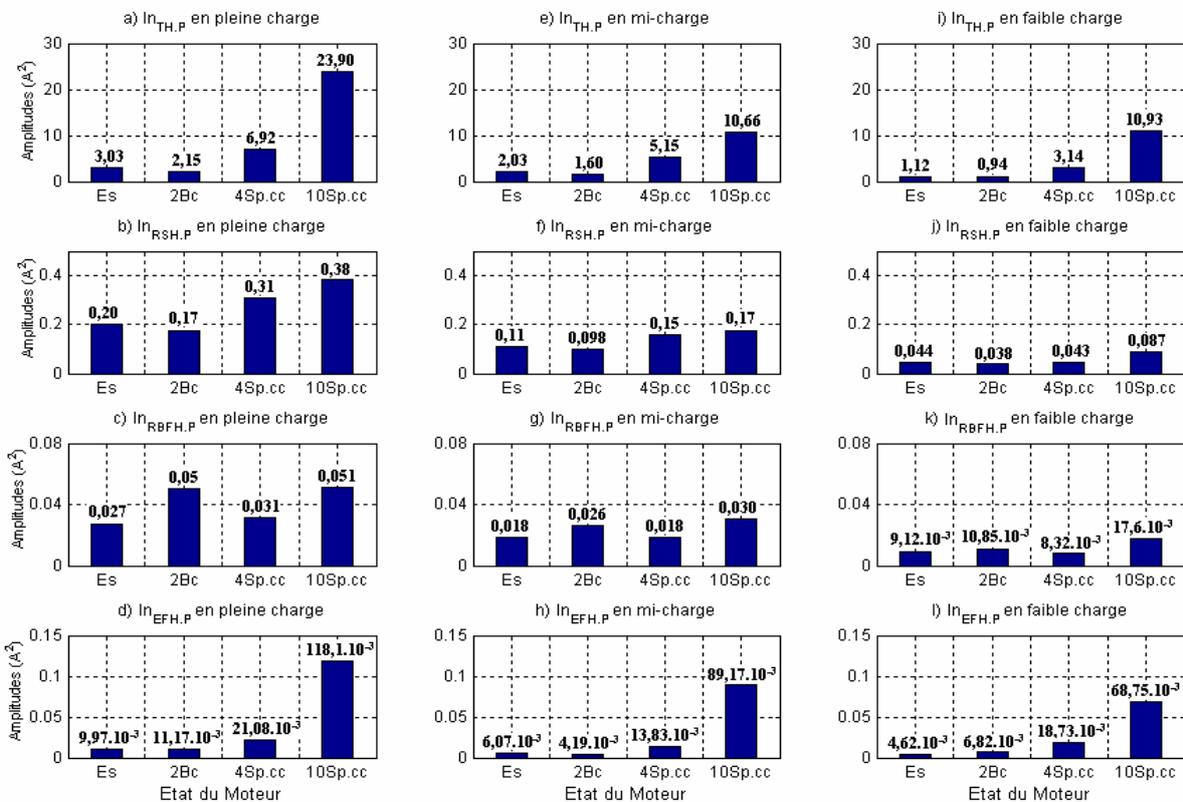


Figure IV.14. Evolution des différents *Indices Partiels* de la *Méthode de Park* en fonction de l'état du moteur pour différentes charges.

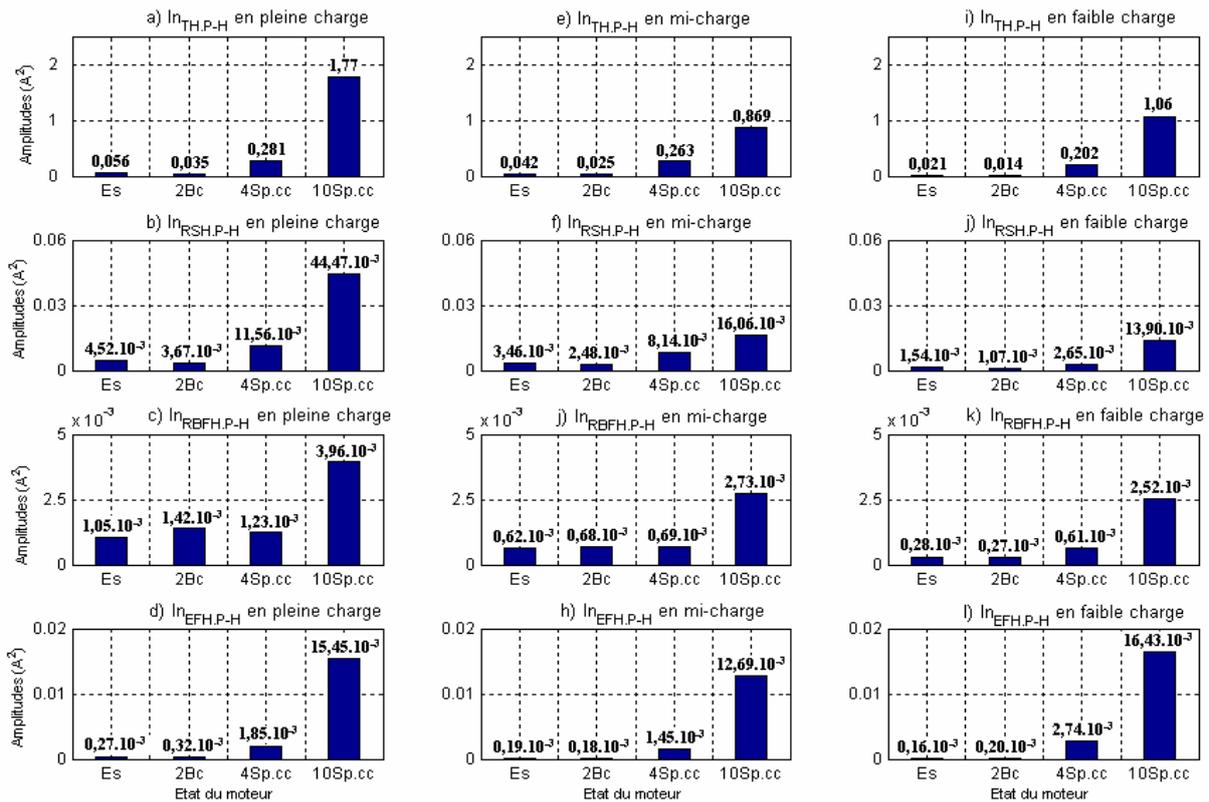


Figure IV.15. Evolution des différents *Indices Partiels* de la *Méthode de Park-Hilbert* en fonction de l'état du moteur pour différentes charges

Cependant, si on veut comparer entre la réponse de ces différents IPD face à la présence d'un défaut, on retrouve des difficultés parce que l'ordre de grandeur des valeurs de ces IPD est très différent. En plus, la comparaison entre les trois méthodes présentées s'est avérée impossible à cause de l'unité des IPD qui diffère d'une méthode à l'autre, ceci impose de travailler avec des indices relatifs.

IV.2. Etude comparative en utilisant les "Indices Relatifs Partiels du Diagnostic"(IRPD)

Nous avons montré précédemment l'intérêt de l'utilisation des différents Indices Partiels du Diagnostic (IPD) pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones. Ensuite, nous avons illustré les avantages de ces indices quant à la clarté de la visualisation et la simplicité de l'interprétation. Cependant, on a trouvé que ces indices partiels (IPD) ne permettent pas la comparaison entre les trois méthodes étudiées parce que les unités de ces indices diffèrent d'une méthode à l'autre. En plus, ces indices ne se prêtent pas bien à un algorithme de détection de défauts. Pour ces raisons, nous avons pensé à travailler avec des indices relatifs ne dépendants pas des unités. Ces indices sont appelés *Indices Relatifs Partiels du Diagnostic (IRPD)* et ils sont définis par :

$$1- InR_{TH} = \frac{In_{TH}}{(In_{TH})_{Etat\ Sain}} \quad (IV.13)$$

$$2- InR_{RSH} = \frac{In_{RSH}}{(In_{RSH})_{Etat\ Sain}} \quad (IV.14)$$

$$3- InR_{RBFH} = \frac{In_{RBFH}}{(In_{RBFH})_{Etat\ Sain}} \quad (IV.15)$$

$$4- InR_{EFH} = \frac{In_{EFH}}{(In_{EFH})_{Etat\ Sain}} \quad (IV.16)$$

Puisqu'on a trois méthodes, on va définir alors quatre IRPD pour chaque méthode :

- $InR_{TH.C}$, $InR_{RSH.C}$, $InR_{RBFH.C}$ et $InR_{EFH.C}$ sont les IRPD de la méthode du Courant statorique.
- $InR_{TH.P}$, $InR_{RSH.P}$, $InR_{RBFH.P}$ et $InR_{EFH.P}$ sont les IRPD de la méthode du vecteur de Park.
- $InR_{TH.P-H}$, $InR_{RSH.P-H}$, $InR_{RBFH.P-H}$ et $InR_{EFH.P-H}$ sont les IRPD de la méthode de Park-Hilbert.

Remarques:

- Les $(In_{TH})_{Etat\ Sain}$, $(In_{RSH})_{Etat\ Sain}$, $(In_{RBFH})_{Etat\ Sain}$ et $(In_{EFH})_{Etat\ Sain}$ représentent les valeurs des différents IPD à l'état sain (de référence). Dans ce travail, on les appelle "*les Seuils*". Ces seuils ne sont pas constants mais ils dépendent fortement de la charge. Cela signifie qu'on doit déterminer les seuils appropriés à chaque régime de fonctionnement. (on va revenir sur ce point dans le chapitre suivant)
- Selon les expressions ci-dessus, il est évident que les valeurs des tous les IRPD sont égales à 1 pendant l'état sain.

D'après les figures IV.16-18, il est clairement visible que la surveillance des valeurs des IRPD donnerait des informations pertinentes et décrirait, d'une manière qualitative et quantitative, l'évolution de l'état du moteur lorsqu'il passe de l'état sain à l'état avec 2 barres cassées ou l'état avec 4 ou 10 spires en court-circuit en différents régimes de fonctionnement.

De plus, cette visualisation permet de classer les IRPD selon leurs sensibilités à l'apparition des différents défauts. On note que la sensibilité dont on parle ici est mesurée par le *taux de changement* qui survient sur les valeurs des IRPD lors du passage du fonctionnement sain vers celui avec défaut.

Par exemple, si on analyse les figures IV.16-18, on peut remarquer que l'indice relatif $InR_{RBFH.C}$ est le plus sensible à la présence d'un défaut de cassure de barre en pleine charge et en mi-charge. Par contre, on découvre que l'indice $InR_{EFH.C}$ devient le plus sensible à l'apparition de ce défaut en faible charge. D'une manière générale, on peut constater que les indices relatifs associés aux harmoniques de type RBFH des trois méthodes sont de très bons indicateurs de défaut de cassures de barres rotoriques dans les régimes pleine charge et mi-charge ; mais en faible charge, ces indices perdent cette propriété et ils deviennent moins sensibles à la présence de tel défaut. Selon les figures présentées et plusieurs autres essais effectués, on peut se baser sur les indices $InR_{EFH.C}$, $InR_{EFH.P}$ et $InR_{EFH.P-H}$ pour détecter un défaut de rupture de barres lorsque le moteur fonctionne en faible charge.

D'autre part, on remarque que dès la présence d'un défaut de court-circuit, tous les IRPD de la méthode de Park-Hilbert augmentent très fortement, surtout les $InR_{EFH.P-H}$ et $InR_{TH.P-H}$ pour tous les régimes de fonctionnement, à l'exception de l'indice $InR_{RBFH.P-H}$ qui est relativement peu affecté par un défaut de 4 spires en court-circuit mais il grandit considérablement lorsqu'il s'agit d'un défaut de court-circuit plus sévère (10 spires en court-circuit) et notamment en faible charge. Les mêmes remarques peuvent être trouvées lorsqu'on analyse les IRPD de la méthode de Park, mais il est clairement visible que ces indices sont moins sensibles à l'apparition de tel défaut par rapport à ceux de la méthode de Park-Hilbert. De plus, ces figures montrent que les changements qui surviennent au niveau des IRPD de la méthode de Courant, n'indiquent pas clairement la présence d'un défaut de court-circuit sauf l'indice $InR_{EFH.C}$ qui croît notablement en mi-charge et en faible charge, et seulement lorsqu'il s'agit d'un défaut trop sévère (10 spires en court-circuit ou plus).

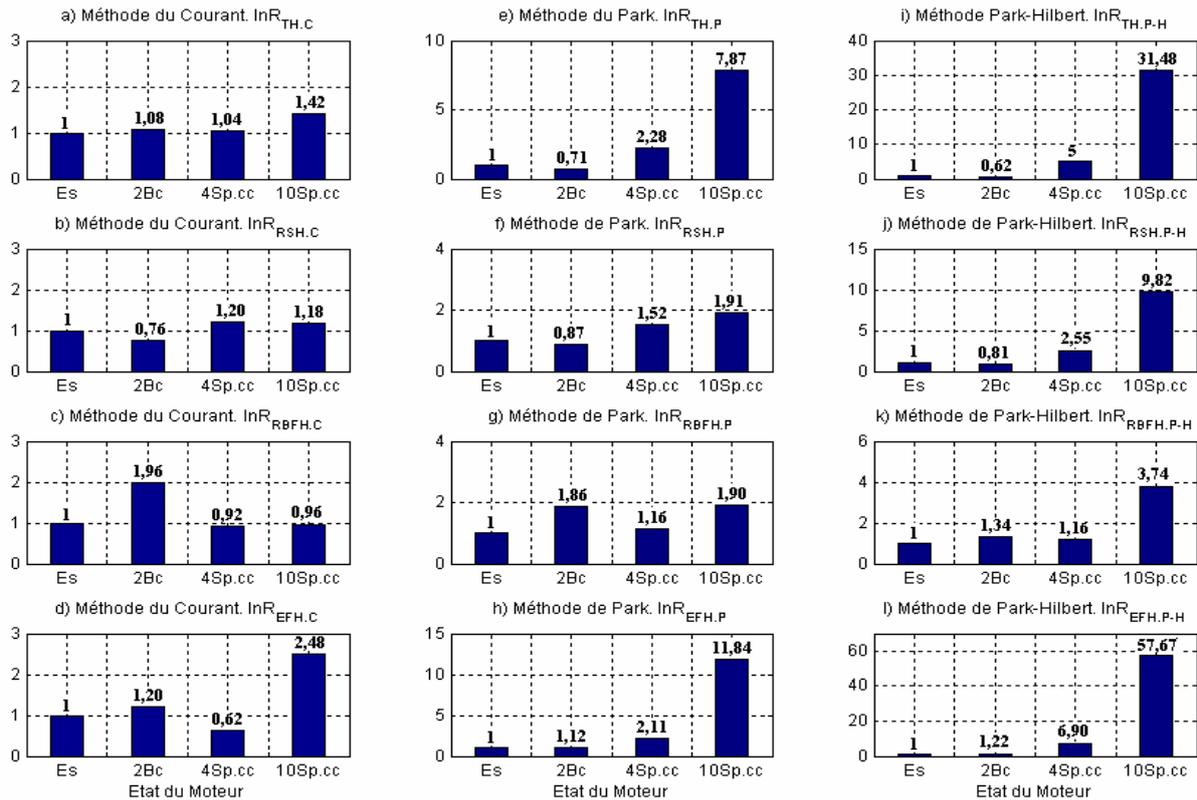


Figure IV.16. Comparaison entre les trois méthodes en utilisant l'évolution des $IRPD$ en fonction de l'état du moteur en **pleine charge**.

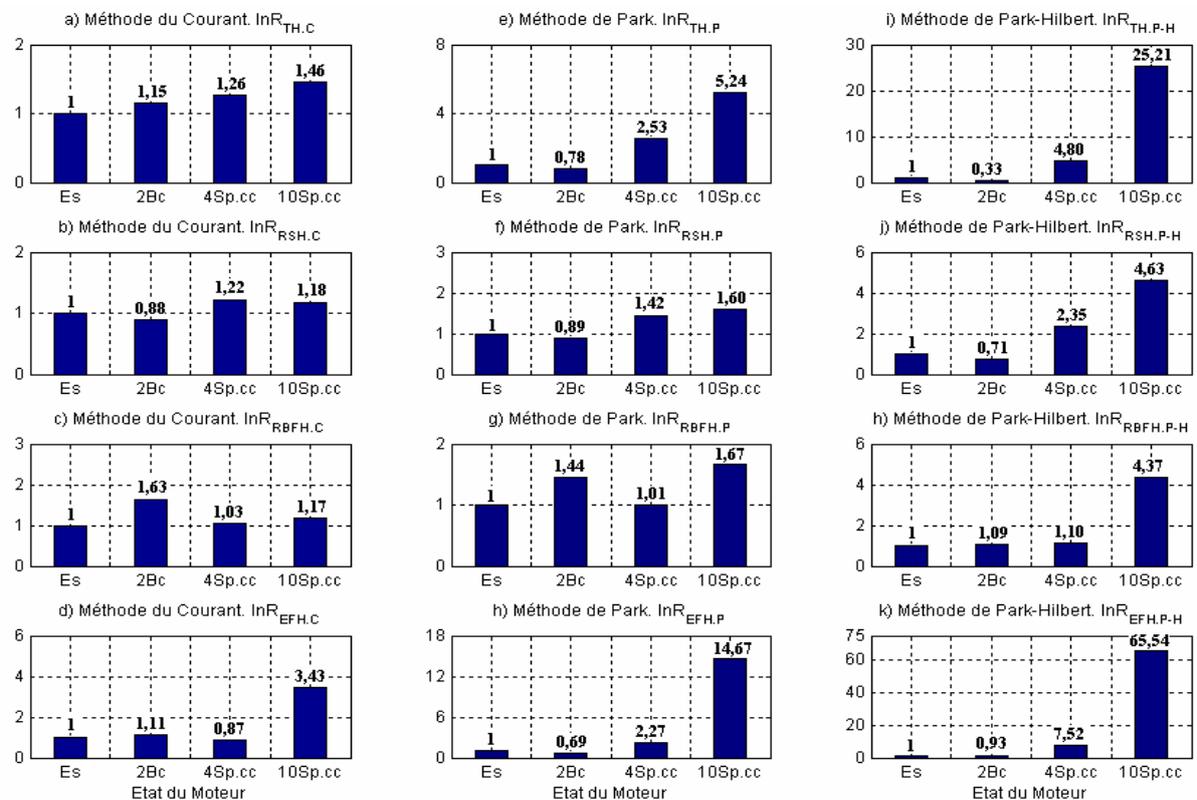


Figure IV.17. Comparaison entre les trois méthodes en utilisant l'évolution des $IRPD$ en fonction de l'état du moteur en **mi-charge**.

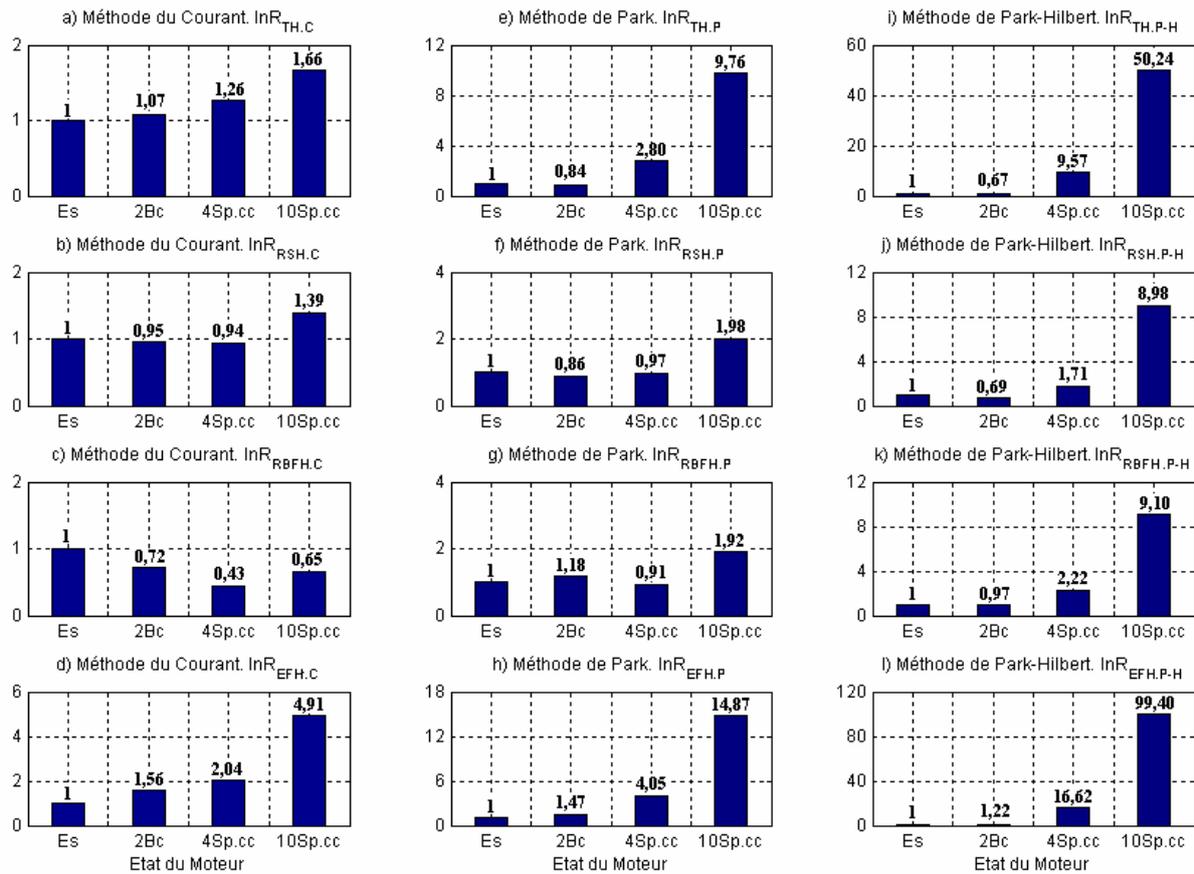


Figure IV.18. Comparaison entre les trois méthodes en utilisant l'évolution des *IRPD* en fonction de l'état du moteur en **faible charge**.

Il est très important de noter que l'influence franche du défaut de court-circuit sur les différents indices relatifs, rend la localisation précise des défauts presque impossible. *A notre avis*, la localisation des défauts n'a pas une grande importance. Par contre, la tâche de la détection des défauts, lors du fonctionnement, nous semble la plus importante pour l'industrie. En effet, ce qui intéresse un opérateur du diagnostic c'est d'arriver à détecter un défaut dès sa naissance pour qu'il planifie un arrêt programmé afin de remplacer la machine en défaut. Ensuite, cette machine sera envoyée vers les ateliers où elle subira une inspection précise pour localiser le défaut puis le réparer.

A partir des figures IV.16-18, on a fait des comparaisons entre les différents IRPD dont le but est de classer ces indices selon leurs sensibilités à l'apparition des défauts. On note ici, qu'on a effectué plusieurs essais supplémentaires et on retrouve presque toujours les mêmes résultats et les mêmes remarques pour les divers régimes de fonctionnement. En se basant sur ces résultats, on a rempli le tableau IV.4 qui montre ce classement :

Type de Défaut	Régime de fonctionnement	Classement des IRPD (les trois premiers les plus sensibles à l'apparition des défauts)
Deux barres cassées	En pleine charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{RBFH.C}$ 2. $InR_{RBFH.P}$ 3. $InR_{RBFH.P-H}$
	En mi-charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{RBFH.C}$ 2. $InR_{RBFH.P}$ 3. $InR_{TH.C}$
	En faible charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{EFH.C}$ 2. $InR_{EFH.P}$ 3. $InR_{EFH.P-H}$
4 spires en court-circuit	En pleine charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{EFH.P-H}$ 2. $InR_{TH.P-H}$ 3. $InR_{RSH.P-H}$
	En mi-charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{EFH.P-H}$ 2. $InR_{TH.P-H}$ 3. $InR_{TH.P}$
	En faible charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{EFH.P-H}$ 2. $InR_{TH.P-H}$ 3. $InR_{RBFH.P-H}$
10 spires en court-circuit	En pleine charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{EFH.P-H}$ 2. $InR_{TH.P-H}$ 3. $InR_{EFH.P}$
	En mi-charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{EFH.P-H}$ 2. $InR_{TH.P-H}$ 3. $InR_{EFH.P}$
	En faible charge	<ol style="list-style-type: none"> 1. $InR_{EFH.P-H}$ 2. $InR_{TH.P-H}$ 3. $InR_{EFH.P}$

Tableau IV.4. Classement des IRPD selon leur sensibilité à l'apparition des défauts

IV.3. Etude comparative en utilisant les "Indices Relatifs Globaux du Diagnostic"(IRGD)

Nous avons montré précédemment, que l'utilisation des IRPD a permis d'étudier, d'une manière détaillée, les trois méthodes en suivant l'évolution de leurs indices pour différents états du moteur, ce qui a permis de sélectionner les indices indicateurs de la présence d'un défaut de barres ou celui d'un court-circuit entre spires pour diverses charges.

Maintenant, pour évaluer globalement la réaction des trois méthodes et les classer du point de vue efficacité à détecter un changement dans l'état de la machine, on a défini trois autres indices qu'on appelle "Indices Relatifs Globaux de Diagnostic" (IRGD), chacun de ces indices est lié à une méthode. Ces IRGD sont définis par :

$$1- InRG_C = \frac{InR_{TH.C} + InR_{RSH.C} + InR_{RBFH.C} + InR_{EFH.C}}{4} \quad (IV.17)$$

C'est l'Indices Relatifs Global de Diagnostic (IRGD) de la méthodes de Courant.

$$2- InRG_P = \frac{InR_{TH.P} + InR_{RSH.P} + InR_{RBFH.P} + InR_{EFH.P}}{4} \quad (IV.18)$$

C'est l'Indices Relatifs Global de Diagnostic (IRGD) de la méthodes de Park.

$$3- InRG_{P-H} = \frac{InR_{TH.P-H} + InR_{RSH.P-H} + InR_{RBFH.P-H} + InR_{EFH.P-H}}{4} \quad (IV.19)$$

C'est l'Indices Relatifs Global de Diagnostic (IRGD) de la méthodes de Park-Hibert.

Il est clair que chaque IRGD est calculé à partir de tous les IRPD d'une méthode, cela signifie qu'il englobe toutes les informations portées par le spectre utilisé dans cette méthode. Par conséquent, le contrôle des valeurs des IRGD permet d'évaluer globalement la réaction de chaque méthode face à une dégradation dans l'état de la machine.

Dans ce contexte, nous avons calculé les IRGD de chaque méthode pour notre moteur de 3kW lorsqu'il fonctionne à l'état sain, avec deux barres cassées et avec 4 puis 10 spires en court-circuit en différents régimes de fonctionnement. La figure IV.19 présente une très bonne visualisation permettant une meilleure comparaison entre les trois méthodes étudiées dans cette thèse. En effet, cette figure montre qu'en présence d'un défaut de cassure de barres, l'indice global de la méthode de Courant présente toujours un rapport de changement le plus grand par rapport aux IRGD des deux autres méthodes. Ce rapport devient très petit lorsqu'on travaille en faible charge ; ceci confirme que la détection des ruptures de barres rotoriques devienne une tâche très difficile (voir impossible) en régimes de fonctionnement très faibles.

D'autre part, la figure montre aussi que le défaut de court-circuit de 4 spires provoque une augmentation considérable sur l'IRGD de la méthode de Park-Hilbert ; et cette augmentation devient très forte pour le cas de 10 spires en court-circuit. On remarque que l'indice global de la méthode de Park croît aussi à cause de ce défaut mais d'une façon moins remarquable que celui de Park-Hilbert. Par contre, l'IRGD de la méthode du Courant présente de faibles changements face à ce type de défaut.

Selon toujours la figure IV.19, il est clairement visible que la détection d'un défaut de court-circuit entre spires statoriques devienne plus facile (l'indice $InRG_{P-H}$ prend des valeurs très grandes) lorsque le moteur fonctionne en faible charge, ce qui est parfaitement le contraire au cas des défauts de barres.

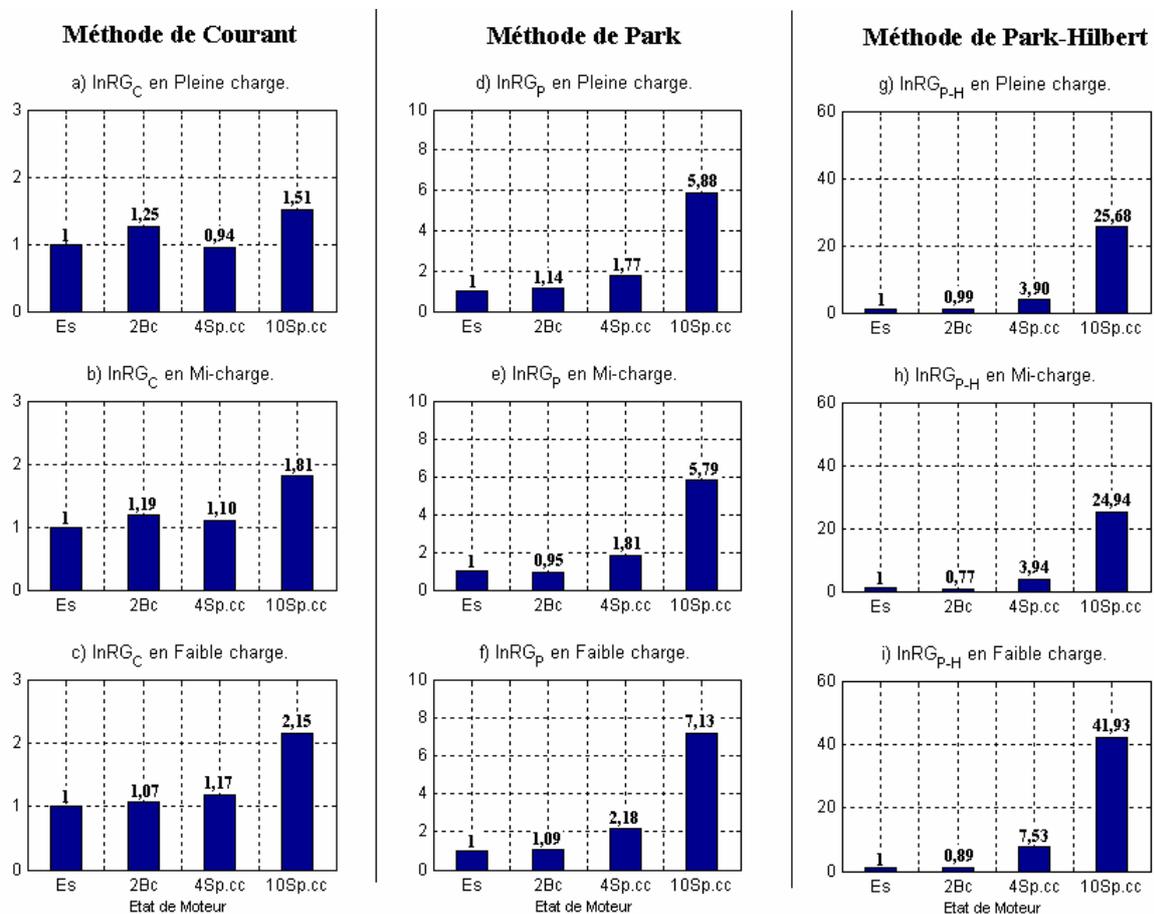


Figure IV.19. Comparaison entre les trois méthodes en utilisant l'évolution des $IRGD$ en fonction de l'état du moteur pour différentes charges.

D'après la figure IV.19 et en analysant l'évolution des différents IRGD en fonction de l'état de la machine, on peut classer les trois méthodes étudiées dans cette thèse selon leurs fiabilités à la détection d'un défaut de barres ou un défaut de court-circuit entre spires. Ce classement est présenté dans le tableau IV.5 :

	Régime de fonctionnement	Classement des méthodes
Deux barres cassées	En pleine charge	1. La méthode de Courant 2. La méthode de Park 3. La méthode de Park-Hilbert
	En mi-charge	1. La méthode de Courant 2. La méthode de Park 3. La méthode de Park-Hilbert
	En faible charge	1. La méthode de Courant 2. La méthode de Park 3. La méthode de Park-Hilbert
4 spires en court-circuit	En pleine charge	1. La méthode de Park-Hilbert 2. La méthode de Park 3. La méthode de Courant
	En mi-charge	1. La méthode de Park-Hilbert 2. La méthode de Park 3. La méthode de Courant
	En faible charge	1. La méthode de Park-Hilbert 2. La méthode de Park 3. La méthode de Courant
10 spires en court-circuit	En pleine charge	1. La méthode de Park-Hilbert 2. La méthode de Park 3. La méthode de Courant
	En mi-charge	1. La méthode de Park-Hilbert 2. La méthode de Park 3. La méthode de Courant
	En faible charge	1. La méthode de Park-Hilbert 2. La méthode de Park 3. La méthode de Courant

Tableau IV.5. Classement des méthodes étudiées

A la lumière de tous les résultats obtenus par cette étude comparative présentée dans tout ce chapitre, on peut arriver aux constatations suivantes :

- Les trois méthodes présentent l'avantage de la simplicité de la mise en œuvre, car elles sont basées seulement sur les courants d'alimentation qu'on peut facilement les prélever.
- La méthode du courant statorique est la plus appropriée pour la détection de défaut de cassures de barres. Par contre, elle devient la plus inadéquate s'il s'agit d'un défaut de court-circuit.

- La méthode de Park-Hilbert (proposée) est la meilleure technique pour la détection des courts-circuits entre spires ; et d'une façon générale, tous les défauts statoriques. Mais, elle présente un handicap majeur face aux défauts de barres rotoriques.
- La méthode de Park prend une position entre les deux. En effet, les résultats montrent qu'elle est sensible au défaut de barre mais moins que la méthode de Courant; en plus, elle est sensible au défaut de court-circuit mais moins que la méthode de Park-Hilbert.
- La détection d'un défaut de cassure de barres est possible lorsque la machine fonctionne en pleine charge ou en mi-charge ; et elle devient presque impossible en faible charge. Par contre, la détection d'un défaut de court-circuit entre spires est toujours possible pour n'importe quel régime de fonctionnement et surtout en faible charge.

Selon ces constats, on peut confirmer que chaque méthode présente des avantages et des inconvénients ; et *pour arriver à un diagnostic fiable, il est recommandé de combiner entre ces trois méthodes.*

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté deux autres méthodes dédiées à la détection des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage. Nous avons définis quatre indices partiels (IPD) qui présentent l'image des quatre types d'harmoniques; ces indices nous ont facilité l'étude expérimentale de chaque méthode.

Dans ce chapitre aussi, nous avons introduit les notions des indices relatifs partiels (IRPD) et globaux (IRGD) via lesquels on a présenté notre stratégie de détection des défauts. A l'aide de ces indices, on a effectué une étude comparative approfondie entre les trois méthodes pour différents états du moteur et pour divers régimes de fonctionnement, dont le but est de savoir les points forts et les points faibles de chaque technique. A la lumière des différents résultats issus de l'étude comparative, nous avons recommandé de combiner entre ces trois méthodes afin de bénéficier des avantages de chacune.

A la fin de ce chapitre, il nous semble très important de développer un logiciel basé sur des algorithmes permettant de faire automatiquement tout ce qu'on a vu dans ce travail, dont le but principal est de détecter n'importe quelle anomalie dans le fonctionnement des machines ; ceci représente l'objectif du chapitre suivant.

I. INTRODUCTION

Après les différentes études (analytique, expérimentale et comparative) effectuées dans les chapitres précédents, on est arrivé à un point où il nous semble très intéressant de développer un logiciel qui exploite toutes les méthodes et les informations ainsi que les astuces présentées dans cette thèse et qui permet l'accès, d'une manière simple et interactive, à toutes les informations concernant l'état de la machine et son régime de fonctionnement. Il est important de noter que ce logiciel, qu'on va présenter, n'est qu'une première tentative vers le développement d'un logiciel complet et fiable dédié à la détection des défauts dans les machines électriques.

II. OBJECTIFS ET CONTRAINTES

Pour développer n'importe quel logiciel dédié au diagnostic des défauts dans les machines électriques, il est primordial de:

- Fixer les objectifs de ce logiciel, c'est-à-dire qu'on doit définir ses entrées et connaître ses sorties ainsi que les conditions pour un fonctionnement normal;
- Connaître les différentes contraintes techniques à considérer ainsi que les problèmes numériques à résoudre.

En ce qui nous concerne, on veut développer un logiciel qui exploite les trois méthodes présentées dans cette thèse. Donc, il est clair que l'on a besoin seulement des trois courants d'alimentations comme entrées ; et comme sorties, la connaissance de l'état du moteur, c'est-à-dire, détecter la présence d'un défaut ou une anomalie lors du fonctionnement. De plus, on veut que ce logiciel soit capable de:

- estimer le glissement quelque soit le régime de fonctionnement.
- déterminer, avec précision, les fréquences et les amplitudes de tous les types d'harmoniques pour les trois signaux du diagnostic.
- calculer tous les indices et leurs combinaisons.
- suivre l'évolution des différents indices durant toutes les circonstances.
- définir les différents seuils à partir desquels, on déclarera l'existence d'un défaut et pour tous les régimes de fonctionnement.

Pour atteindre ces objectifs, on doit considérer les contraintes techniques suivantes :

- Puisque ce logiciel utilise des méthodes basées sur l'analyse spectrale des différents signaux du diagnostic, il est important de bien choisir les paramètres d'acquisition des courants d'alimentation afin d'avoir une bonne résolution fréquentielle qui nous permettra d'extraire toutes les informations contenues dans les spectres.
- La fréquence d'alimentation n'est pas toujours égale à 50Hz; elle peut augmenter ou diminuer légèrement ce qui influe sur toutes les fréquences de tous les types d'harmoniques.
- Pendant le fonctionnement d'un moteur asynchrone, la vitesse de rotation, à cause de plusieurs phénomènes, n'est pas constante mais elle oscille, toujours, autour d'une valeur moyenne. Par conséquent, le glissement, qui est l'image de la vitesse de rotation, n'aura pas une valeur constante, mais il oscille autour de sa valeur moyenne. Cela signifie que les fréquences des harmoniques de type RSH, RBFH et EFH ne sont pas stationnaires et diffèrent d'une acquisition à l'autre. Par conséquent, la détermination de la fréquence d'une composante spectrale doit se baser sur un intervalle d'existence et non pas, uniquement, sur la valeur du glissement.
- Les seuils à partir desquels, on signalera l'existence d'une anomalie, dépendent fortement du régime de fonctionnement. Donc, ce logiciel doit être apte à déterminer le régime de fonctionnement et par la suite d'estimer les seuils appropriés.
- Le mode de fonctionnement de ce logiciel doit être aussi simple que possible. Pour cela, nous avons pensé à construire ce logiciel pour qu'il réagisse d'une manière interactive, ce qui le rend simple à l'exploitation. Ainsi, on a réfléchi à utiliser les codes de couleurs pour représenter les différents états du moteur, ceci permettra à un opérateur même moins qualifié de l'utiliser facilement.

Afin de considérer toutes ces contraintes techniques, il faut résoudre certains problèmes numériques qui sont :

- Le premier problème qui se pose est l'estimation du glissement. Nous avons montré dans les chapitres précédents que les spectres des trois signaux de diagnostic comprennent quatre types d'harmoniques même à l'état sain. A partir de cette remarque, on va utiliser le spectre de CMVP (c'est un choix) dont le but est de chercher la fréquence d'une composante

de type RSH (par exemple $|2f_s - N_r f_r|$). Pour cela, on va définir un intervalle de recherche correspond à cet harmonique dont les bornes dépendent des valeurs max et min du glissement, comme suit : $\left[\left| 2f_s - N_r \frac{(1-s_{\max})}{p} f_s \right|, \dots, \left| 2f_s - N_r \frac{(1-s_{\min})}{p} f_s \right| \right]$. Pour notre cas, on prend $s_{\min} = 0.007$ et $s_{\max} = 0.06$; on note que ces valeurs dépendent du type de moteur. Il est clair que la composante qui aura la plus grande amplitude dans cet intervalle correspondra forcément à l'harmonique cherché. En suite, et à l'aide de sa fréquence, on peut facilement déterminer la valeur du glissement. On note qu'il est préférable d'estimer le glissement à partir d'un ensemble d'harmoniques de type RSH, RBFH et EFH, puis on prend la valeur moyenne. Ce problème montre que la connaissance du nombre des encoches rotoriques (N_r) est très importante pour ce logiciel.

- Le deuxième problème qui se pose est la définition des différents seuils pour tous les régimes de fonctionnement. Pour le résoudre, nous avons effectué un ensemble d'essais sur le moteur de 3kW à l'état sain, pour une charge variant de 15% jusqu'à 100% avec un pas de 5%. Pour chaque essai, on a estimé le glissement et calculé les différents Indices Partiels du Diagnostic (IPD) appartenant aux trois méthodes. On note que chaque essai a été répété cinq fois, puis les valeurs moyennes des ces divers IPD ont été pris comme seuils. Les différentes valeurs moyennes des IPD (seuils), obtenus à l'état sain (de référence), sont classées, comme des bases de données, dans des tableaux selon les valeurs du glissement qui leur correspondent. Par conséquent, pour n'importe quelle autre acquisition, après avoir estimé le glissement, on pourra faire une interpolation (à l'aide de ces tableaux) afin de déterminer les valeurs des seuils correspondantes qui seront utilisées pour le calcul des différents Indices Relatifs de Diagnostic (IRPD).

Ce problème montre que chaque fois qu'on change le type de moteur, il faut effectuer un ensemble d'essais préliminaires pour construire la base de données des différents seuils. On confirme aussi qu'en dessous de 15% de la charge, ce logiciel ne fonctionnera plus correctement car l'estimation du glissement devient très difficile (voir impossible à vide).

III. L'ORGANIGRAMME DE LOGICIEL

Le logiciel qu'on a développé est basé sur les étapes représentées par l'organigramme suivant:

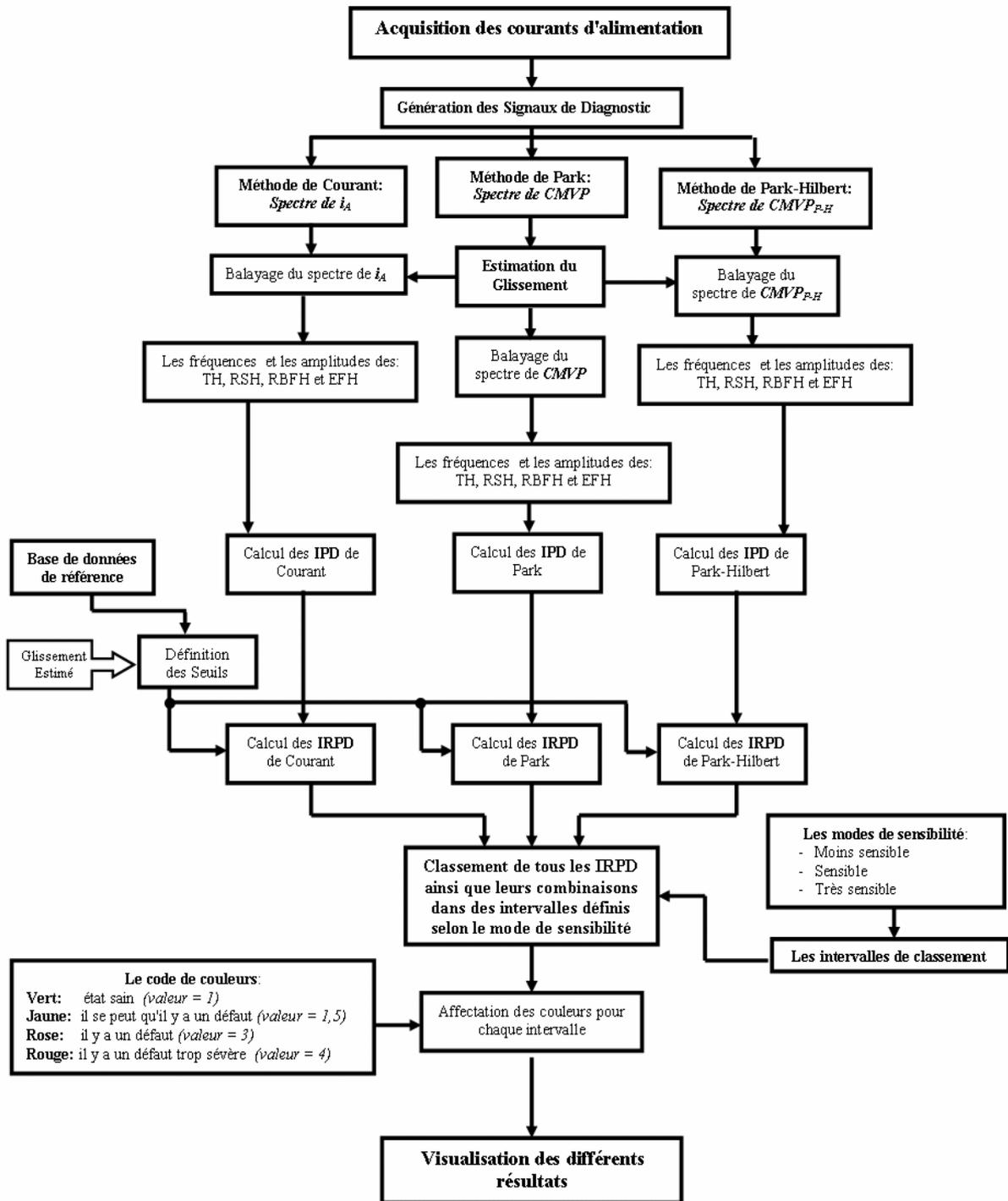


Figure V.1. Organigramme représentant les différentes étapes effectuées par les algorithmes du logiciel

L'organigramme présenté dans la figure V.1 montre les étapes, les plus importantes, constituant le noyau du logiciel. Il nous semble que l'étape de classement des IRPD nécessite un éclaircissement ; en effet, le tableau V.1 explique cette opération. Comme nous le voyons, les IRPD calculés doivent être classés dans des intervalles bien déterminés et selon trois modes de sensibilité. Ces intervalles sont les mêmes pour les trois méthodes. Il est important de noter que les bornes de ces intervalles sont définies en se basant totalement sur notre expérience parce qu'il n'existe pas une règle générale permettant leur définition. Cela signifie que cette tâche laisse une porte ouverte pour encore plus de recherches.

Type des IRPD	Mode de sensibilité			Nouvelle valeur imposée à IRPD	Couleur imposée
	Moins sensible	sensible	Très sensible		
IRPD des TH	[0 → 2.2 [[0 → 1.9 [[0 → 1.35 [1	Vert
	[2.2 → 3.2 [[1.9 → 2.8 [[1.35 → 2.3 [1.5	Jaune
	[3.2 → 4.2 [[2.8 → 3.7 [[2.3 → 3.3 [3	Rose
	[4.2 → ... [[3.7 → ... [[3.3 → ... [4	Rouge
IRPD des RSH	[0 → 2.0 [[0 → 1.5 [[0 → 1.2 [1	Vert
	[2.0 → 2.9 [[1.5 → 2.4 [[1.2 → 2.0 [1.5	Jaune
	[2.9 → 3.8 [[2.4 → 3.3 [[2.0 → 2.9 [3	Rose
	[3.8 → ... [[3.3 → ... [[2.9 → ... [4	Rouge
IRPD des RBFH	[0 → 1.5 [[0 → 1.2 [[0 → 1.1 [1	Vert
	[1.5 → 2.0 [[1.2 → 1.7 [[1.1 → 1.5 [1.5	Jaune
	[2.0 → 3.0 [[1.7 → 2.6 [[1.5 → 2.2 [3	Rose
	[3.0 → ... [[2.6 → ... [[2.2 → ... [4	Rouge
IRPD des EFH	[0 → 2.0 [[0 → 1.5 [[0 → 1.2 [1	Vert
	[2.0 → 3.0 [[1.5 → 2.5 [[1.2 → 1.9 [1.5	Jaune
	[3.0 → 4.0 [[2.5 → 3.7 [[1.9 → 3.2 [3	Rose
	[4.0 → ... [[3.7 → ... [[3.2 → ... [4	Rouge

Tableau V.1: Intervalles de classement des indices IRPD

IV. EXPLORATION DU LOGICIEL

La figure V.2, représente l'interface de démarrage de notre logiciel. Comme nous le voyons, sa présentation est très simple, où :

- "1" : représente l'intitulé du logiciel : "*Logiciel de Diagnostic des Machines Electriques*" et **L.D.M.E** est son abréviation.
- "2" : est une instruction à l'utilisateur pour qu'il aille vers un fichier appelé "**Base_de_Donnees**" où il faut préparer les entrées qui sont les trois courants d'alimentation. Pour une bonne exploration du logiciel, on va prendre un exemple d'un moteur de 3kW à l'état sain fonctionnant en mi-charge. On a effectué 9 acquisitions séparées des trois courants d'alimentation. Ces acquisitions sont regroupées dans un vecteur et sauvegardées dans le fichier "**Base_de_Donnees**".
- "3" : est le bouton de démarrage qui permet de lancer ou bien démarrer les différents algorithmes du logiciel.

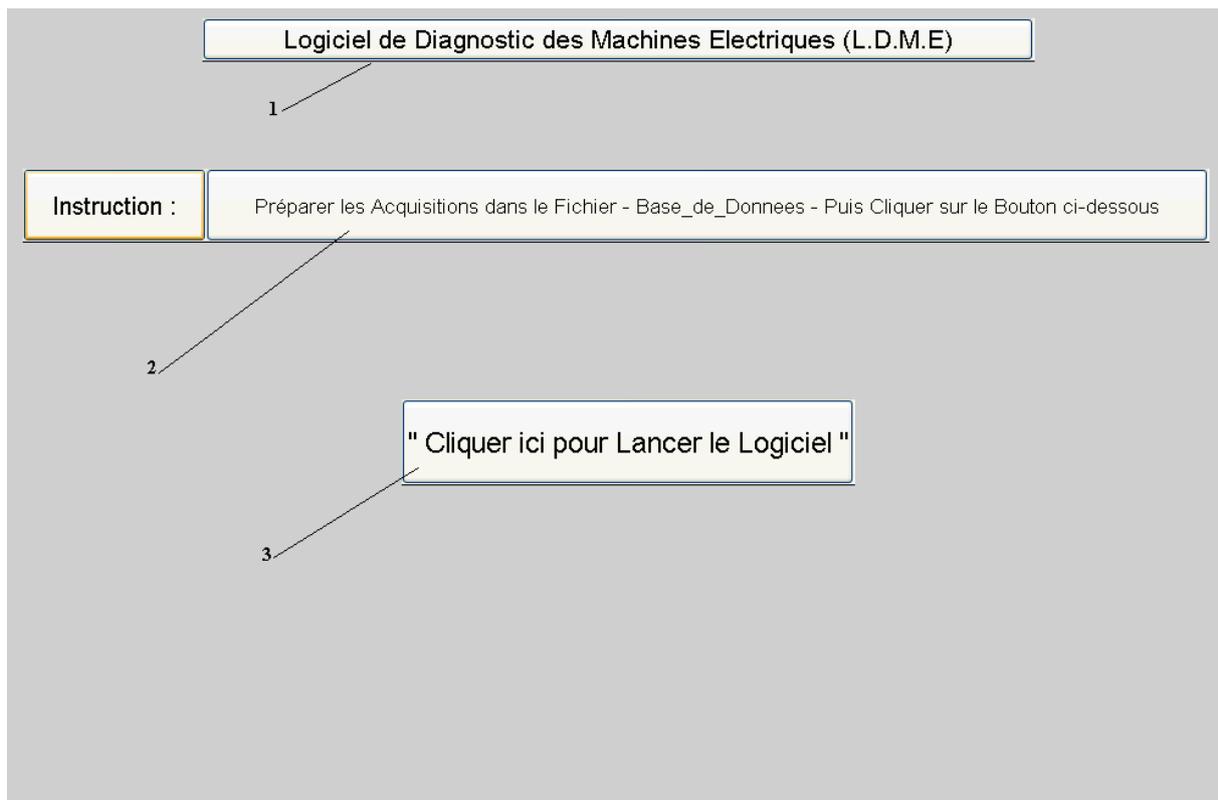


Figure.V.2. Interface de démarrage

Maintenant, si on clique sur le bouton de démarrage, on obtient le menu principal de notre logiciel (Figure.V.3). Ce menu, par sa simple présentation, permet à l'utilisateur de découvrir, d'une manière interactive, toutes les performances de ce logiciel et d'obtenir le maximum d'informations sur l'état de fonctionnement de la machine.

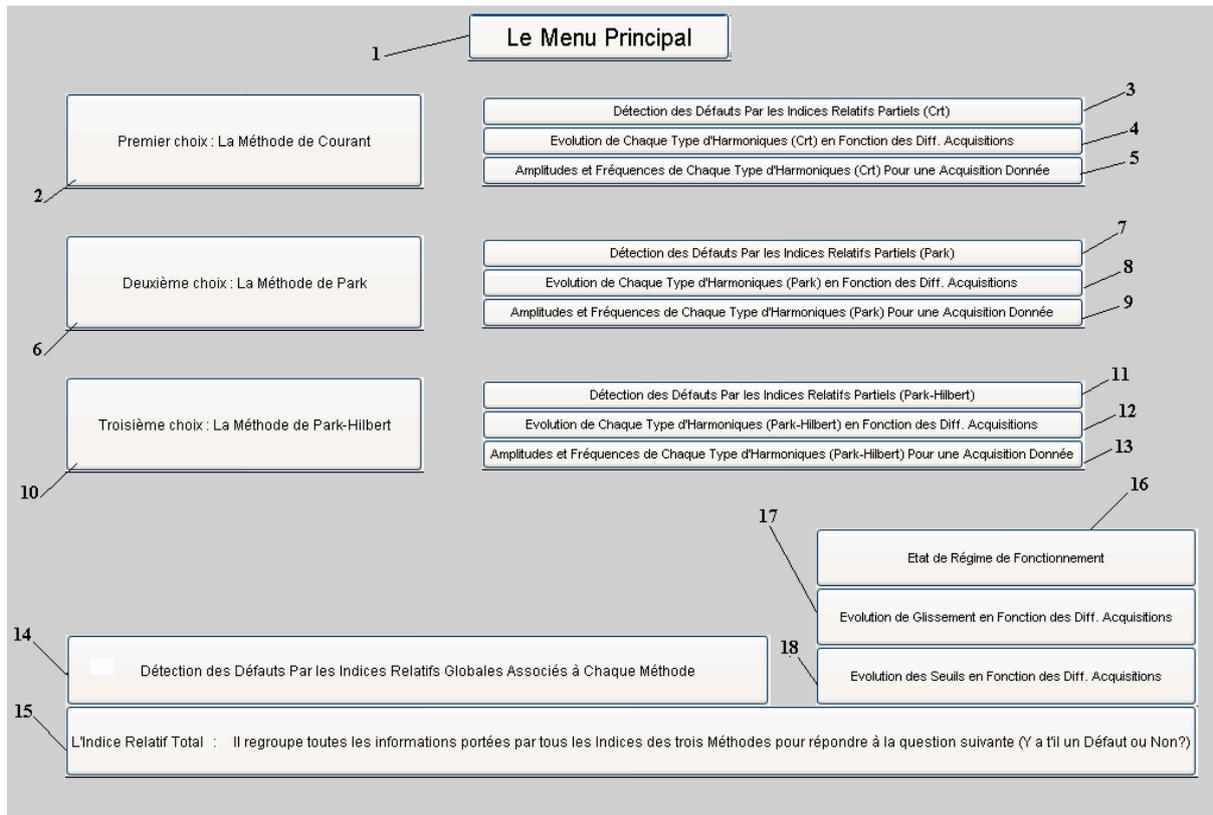


Figure.V.3. Le menu principal du logiciel

Dans le menu principal, on retrouve des boutons inactifs qui sont réservés à l'affichage de certaines informations ; et plusieurs boutons actifs qui conduisent aux autres liens :

- "1" : est un bouton inactif, il affiche l'intitulé de la fenêtre ;
- "2" : est un bouton inactif qui affiche le nom de la première méthode "Méthode de Courant" ;
- "3" : est un bouton actif qui permet de calculer les différents IRPD de la méthode de Courant et de visualiser leurs valeurs et leurs couleurs pour chaque acquisition. Si on clique sur ce bouton, on obtient le menu présenté à la Figure.V.4.

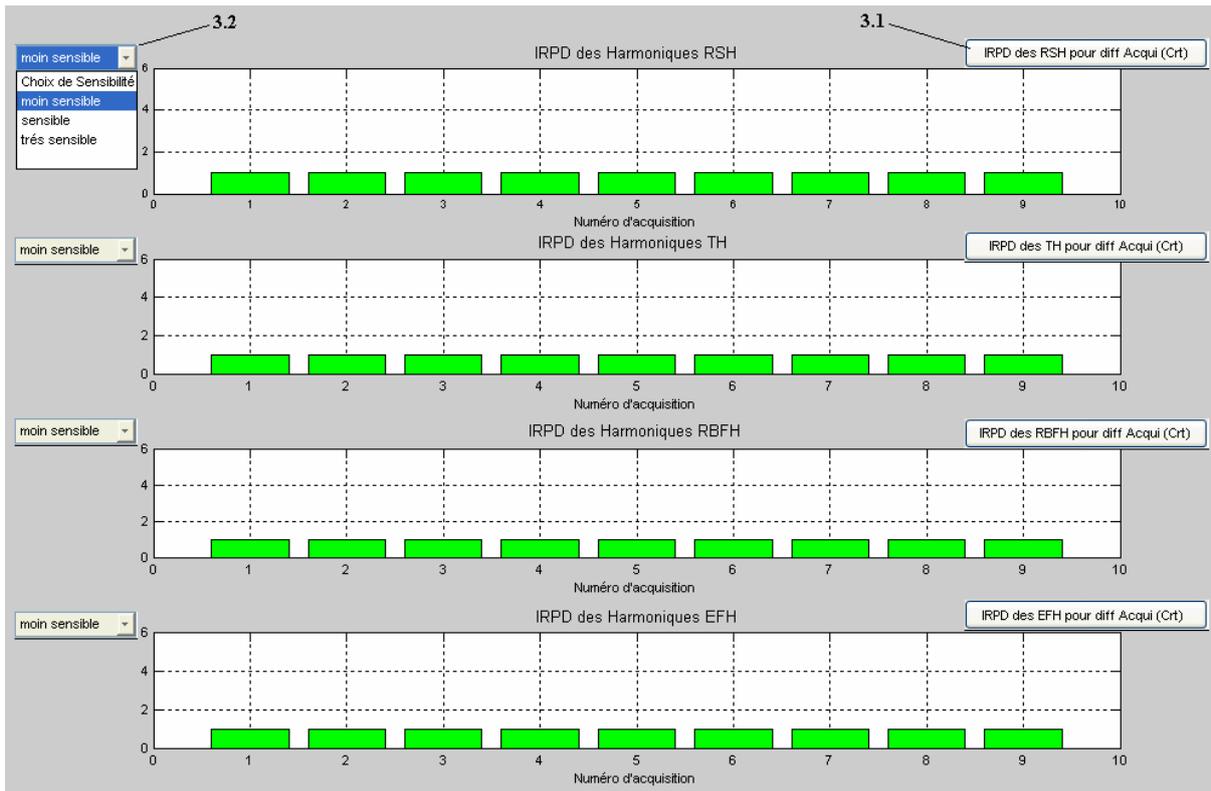


Figure V.4. Valeurs des différents IRPD pour chaque acquisition sous le mode *moins sensible*

Cette figure représente les différents IRPD de la méthode de Courant pour les 9 acquisitions effectuées. Les boutons de type "3.1" permettent de sélectionner l'indice IRPD voulu. On remarque qu'il y a des sous menus ("3.2") permettant de choisir le mode de sensibilité.

Puisque le moteur est à l'état sain, on remarque que tous les IRPD prennent la valeur 1 et la couleur verte pour toutes les acquisitions selon le mode *moins sensible*. On peut obtenir plus d'informations si on change le mode de sensibilité vers *très sensible*, comme le montre la figure V.5; où l'on observe que les IRPD des harmoniques RBFH prennent la couleur jaune pour les acquisitions N° 7, 8 et 9. Cette couleur signifie qu'il y a une possibilité d'existence d'un défaut. Cependant, tant que les autres IRPD présentent toujours la couleur verte, on accepte qu'on soit toujours à l'état sain. Selon cette expérience, on constate que l'amélioration du mode de sensibilité applique une sorte de Zoom qui permet de détecter les petits changements qui apparaissent aux niveaux des valeurs des différents IRPD. On note que si on arrive à observer la couleur Rose ou Rouge, sur les IRPD, sous le mode moins sensible, cela indique, sans doute, qu'il s'agit d'un défaut trop sévère.

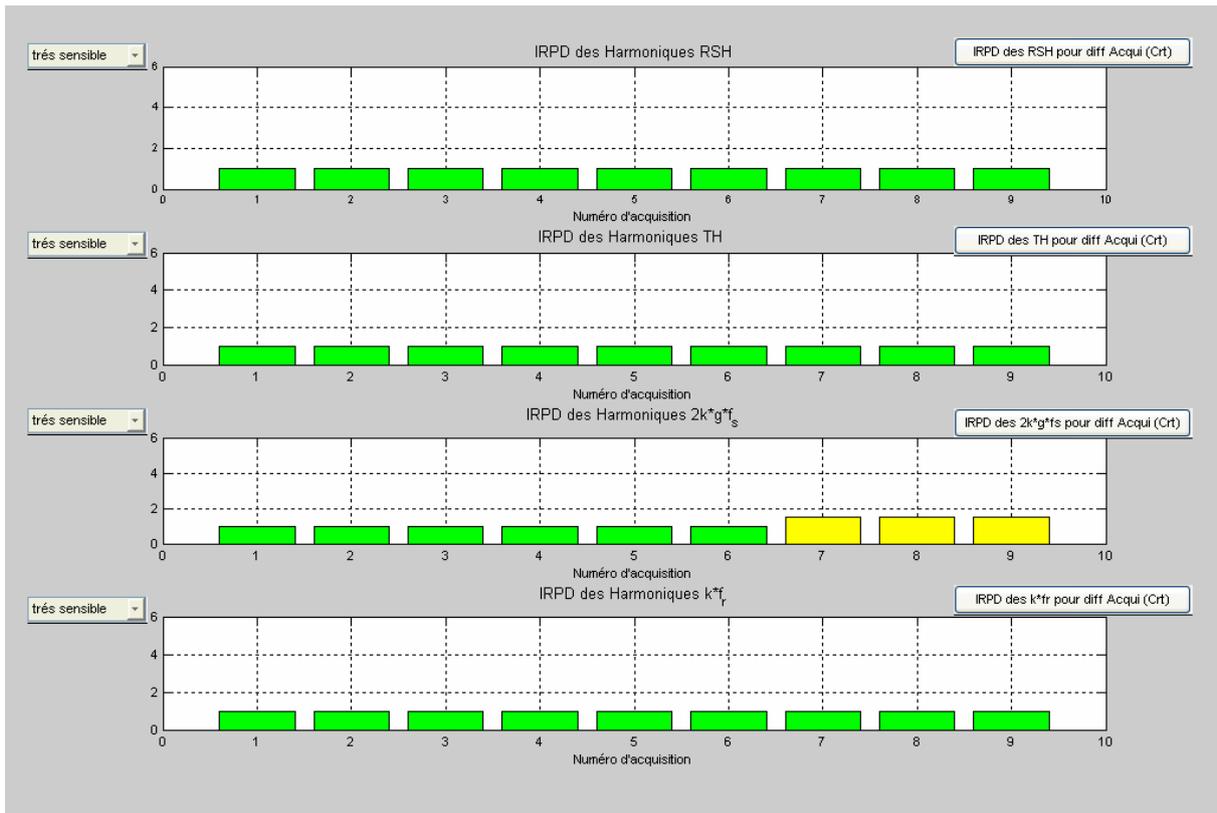


Figure V.5. Valeurs des différents IRPD pour chaque acquisition sous le mode *très sensible*

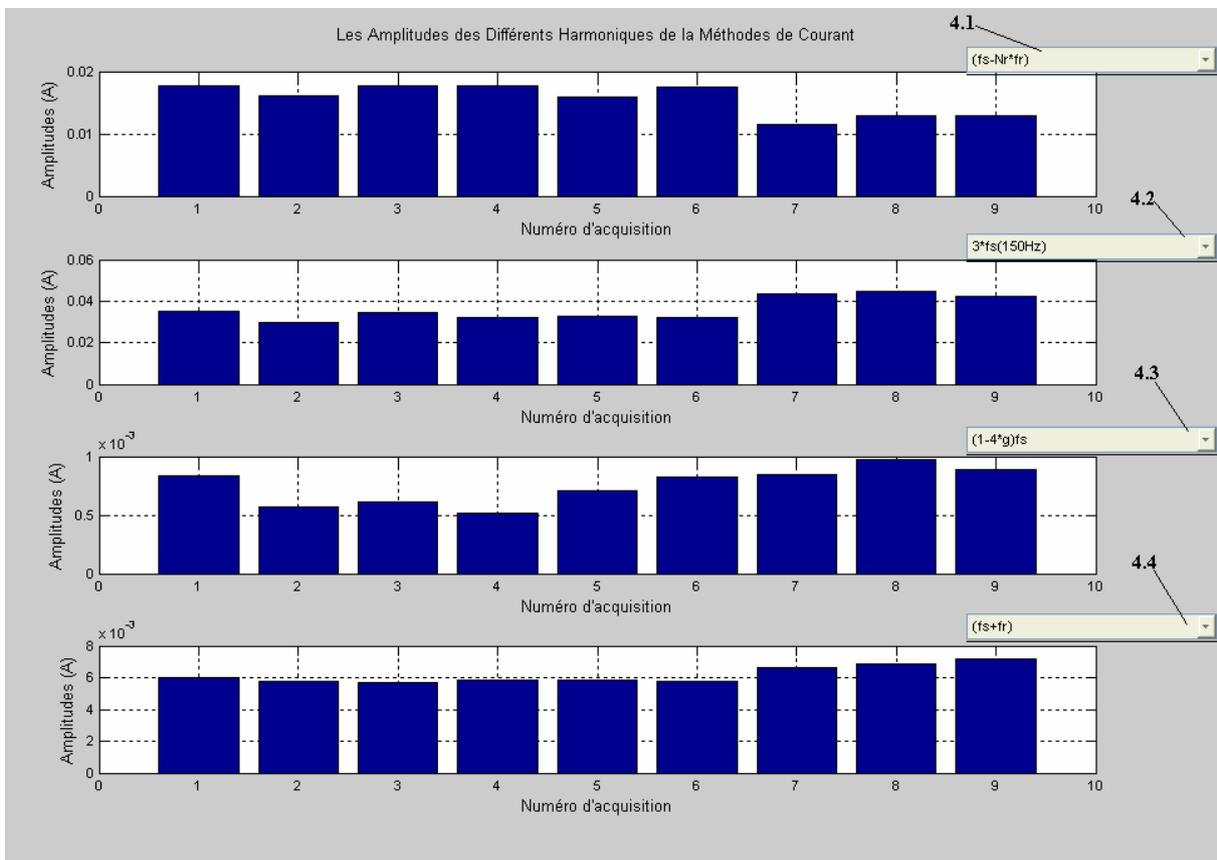


Figure V.6. Les amplitudes des différents harmoniques (par type) du signal de courant.

- "4" : est un bouton actif qui permet de suivre l'évolution des amplitudes des différents harmoniques pour chaque acquisition. Si on clique sur ce bouton, on obtient la Figure V.6. Dans cette figure, on a créé des sous menus "4.1, 4.2, 4.3, 4.4" qui permettent de sélectionner l'harmonique à suivre, comme le montre la Figure V.7



Figure V.7. Les sous menus permettant de sélectionner l'harmonique voulu.

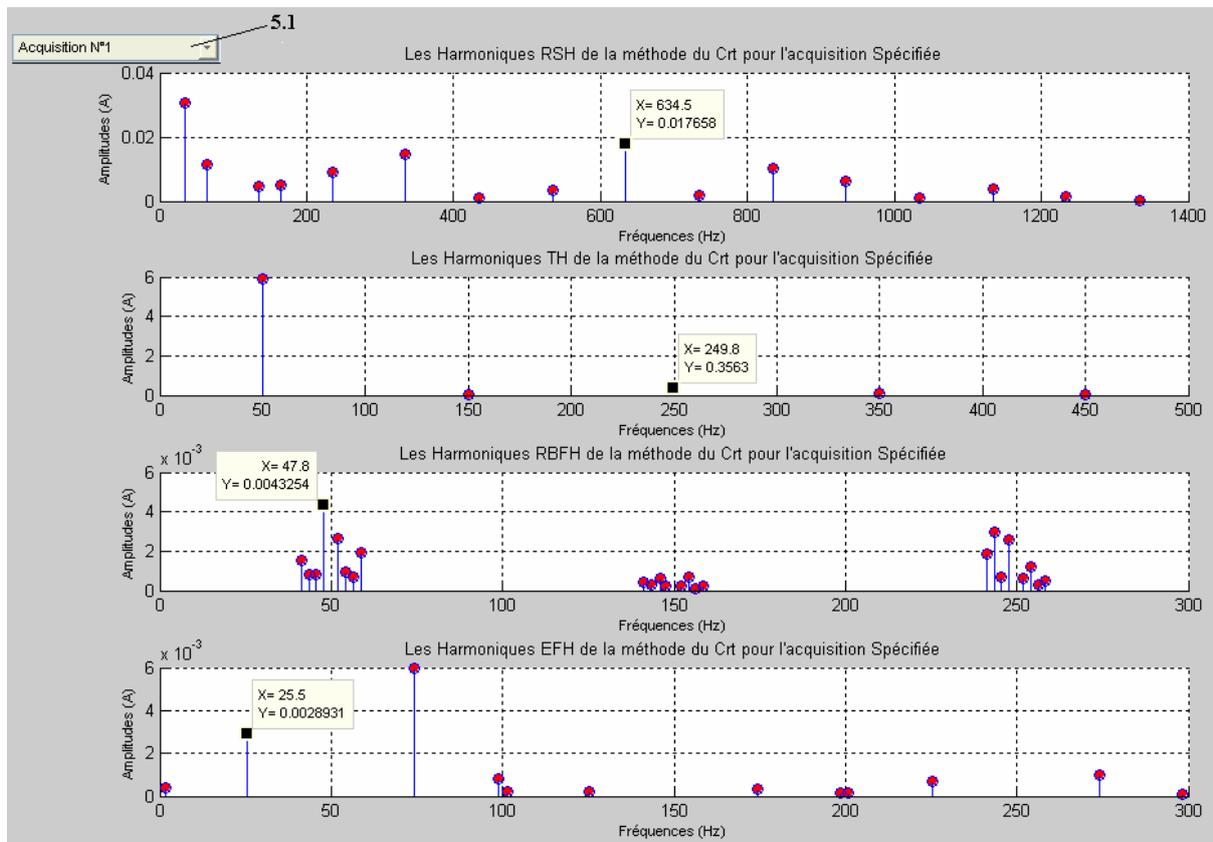


Figure V.8. L'amplitude et la position de chaque type d'harmonique sur le spectre du courant pour une acquisition donnée.

- "5" : est un bouton actif qui permet de connaître les amplitudes et les fréquences des différents types d'harmoniques pour une acquisition choisie. Si on clique sur ce bouton, on obtient la Figure V.8. dans laquelle, on a créé un sous menu "5.1" qui permet de sélectionner une acquisition quelconque comme le montre la Figure V.9.

Le sous menu "5.1"



Figure V.9. Le sous menu permettant de sélectionner l'acquisition voulue.

- Les boutons "6" jusqu'à "13" ont les mêmes descriptions que les précédents. La seule différence, c'est qu'ils sont liés aux autres méthodes de Park et de Park-Hilbert.
- "14" : est un bouton actif qui permet de calculer les *Indices Relatifs Globaux de Diagnostic (IRGD)* associés à chaque méthode. Donc, on aura trois IRGD (voir Chap. IV)

Il est très important de noter que les IRGD sont calculés dans ce logiciel, à partir des valeurs des IRPD après leur classification selon le tableau V.1 (noter que les IRPD après classification valent 1, 1.5, 3 ou 4). Ensuite, les IRGD obtenus doivent être reclassés dans d'autres intervalles bien déterminés selon trois modes de sensibilité qui sont introduits d'une manière implicite lors des calculs de ces IRGD. Le tableau V.2 montre ce classement :

Type des IRGD quelque soit le mode de sensibilité	Intervalles de classification	Nouvelle valeur imposée à IRGD	Couleur imposée
IRGD de la méthode de Courant	[1 → 1.25 [1	Vert
	[1.25 → 1.5 [1.5	Jaune
	[1.5 → 3.0 [3	Rose
	[3.0 → 4.0 [4	Rouge
IRGD de la méthode de Park	[1 → 1.25 [1	Vert
	[1.25 → 1.5 [1.5	Jaune
	[1.5 → 3.0 [3	Rose
	[3.0 → 4.0 [4	Rouge
IRGD de la méthode de Park-Hilbert	[1 → 1.25 [1	Vert
	[1.25 → 1.5 [1.5	Jaune
	[1.5 → 3.0 [3	Rose
	[3.0 → 4.0 [4	Rouge

Tableau V.2. Intervalles de classement de indices IRGD.

Les indices IRGD sont très importants parce qu'ils regroupent toutes les informations portées par les différents IRPD pour chaque méthode, ce qui conduit à une évaluation rapide et efficace de la réponse de chaque méthode suite à un changement dans l'état de la machine. Si on clique sur ce bouton "14", on obtient la figure V.10 qui montre les valeurs des différents IRGD pour les trois modes de sensibilité. On remarque bien que même en mode *très sensible*, tous les IRGD prennent la couleur verte qui désigne l'état sain (qui est le cas réel de notre exemple) ce qui n'était pas le cas, lorsqu'on a visualisé les IRPD (figure V.5) où l'on a trouvé que certains indices (IRPD des harmoniques RBFH pour les acquisitions N° 7, 8 et 9) prennent la couleur jaune, qui signifie la possibilité d'existence d'un défaut. Donc, on peut dire que le calcul des IRGD applique une sorte de correction traduite par l'élimination de toute information de faible argument devant la majorité des autres informations.

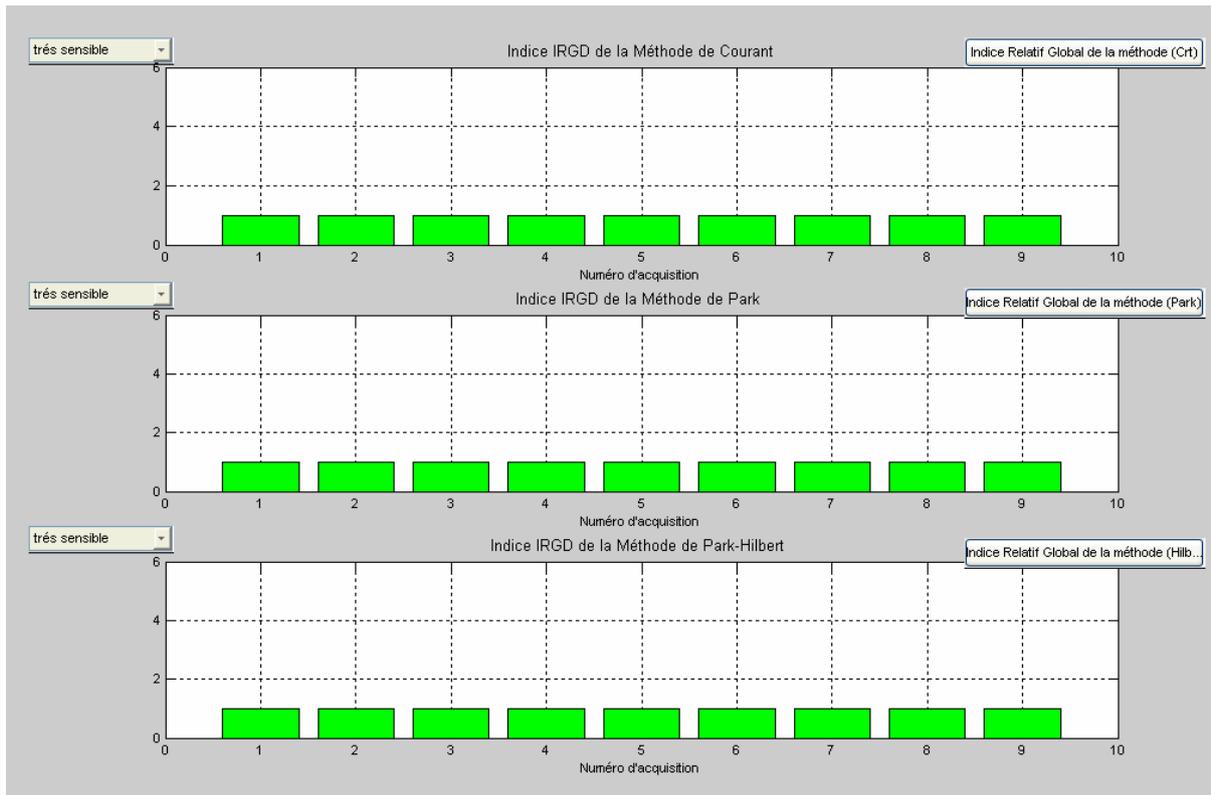


Figure V.10. Les valeurs des IRGD pour différentes acquisitions en mode *très sensible*.

- "15" : est un bouton actif qui permet de calculer un autre indice qu'on appelle : **Indice Relatif Total de Diagnostic (IRTD)** lié aux trois méthodes. Donc, on aura un seul IRTD défini par :

$$InRT = \frac{InRG_C + InRG_P + InRG_{P-H}}{3} \tag{V.1}$$

Nous avons démontré par l'étude comparative, dans le chapitre précédent, que chaque méthode présente des avantages et des inconvénients, et à la fin, nous avons recommandé de combiner entre les trois méthodes pour arriver à un diagnostic fiable et rapide. Pour cela, ce nouvel indice IRTD est introduit principalement pour accomplir cette recommandation. En effet, et comme nous voyons dans l'équation V.1, cet indice (IRTD) se calcule à partir des IRGD de la méthode de Courant, de Park ainsi que celle de Park-Hilbert ; donc, on est en train d'extraire toutes les informations portées par les trois méthodes puis les combiner et enfin les visualiser sous forme d'un seul indice relatif total (IRTD).

Cet indice présente une très grande importance; parce que dans la plupart des cas, l'opérateur du diagnostic se trouve dans des situations où il faut prendre une *décision rapide* sur l'état de la machine, c'est-à-dire, répondre rapidement à la question suivante : **Y a-t-il un défaut ou non?**

Même chose, les valeurs de cet indice doivent être classées dans des intervalles permettant d'indiquer, à travers trois couleurs, une des trois informations suivantes :

- Vert : *état sain* ;
- Jaune : *il se peut qu'il existe un défaut* ;
- Rouge : *il existe un défaut*.

	Intervalles de classification	Nouvelle valeur imposée à IRTD	Couleur imposée
L'indice IRTD quelque soit le mode de sensibilité	[1 → 1.25 [1	Vert
	[1.25 → 1.5 [1.5	Jaune
	[1.5 → 4.0 [4	Rouge

Tableau V.5. Intervalles de classement de l'indice IRTD

On remarque que l'intervalle qui correspond à la couleur *Rose* est englobé dans celui qui correspond à la couleur *Rouge*, parce que le but est de détecter la présence d'un défaut même moins sévère.

Si on clique sur le bouton "15", on obtient la figure V.11, et à travers le sous menu "15.1", on peut facilement changer le mode de sensibilité.

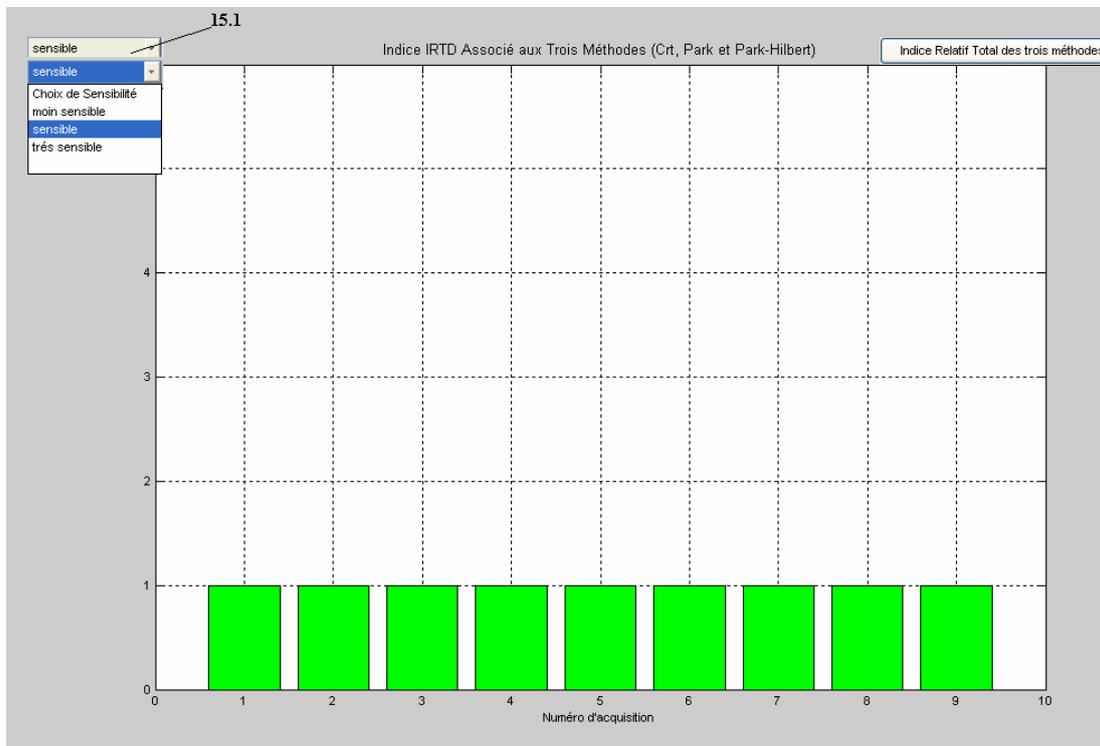


Figure V.11. Les valeurs de l'indice IRTD en mode *sensible*.

- "16" : est un bouton actif qui permet d'avoir une idée sur le régime de fonctionnement. Pour cela, on a défini trois intervalles représentant trois régimes de fonctionnement qui sont:
 - [0% → 40%] : Représente l'intervalle du régime faible charge.
 -]40% → 70%] : Représente l'intervalle du régime mi-charge.
 -]70% → ...] : Représente l'intervalle du régime pleine charge.

La sélection de l'un de ces intervalles dépend de la valeur du glissement estimé. Si on clique sur le bouton "16", on obtient la figure V.12 qui confirme que le régime de fonctionnement est la mi-charge pour toutes les acquisitions, ce qui est le cas réel dans notre exemple.

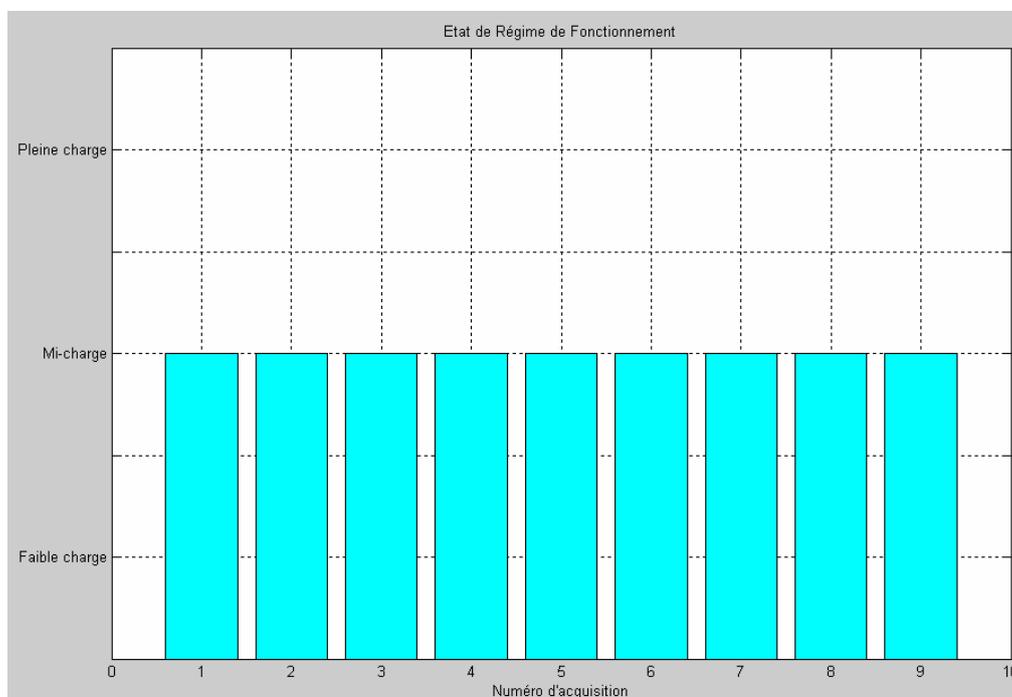


Figure V.12. Etat de régime de fonctionnement pour chaque acquisition.

- "17" : est un bouton actif qui permet de suivre l'évolution du glissement en fonction des acquisitions. Si on clique sur ce bouton, on obtient la figure V.13. A l'aide de l'option "Data Cursor" de Matlab, on peut connaître la valeur du glissement pour chaque acquisition.

Malgré que le moteur fonctionne en mi-charge, la figure V.13 montre que la valeur du glissement change légèrement d'une acquisition à une autre, ce qui confirme ce qu'on a dit au début de ce chapitre.

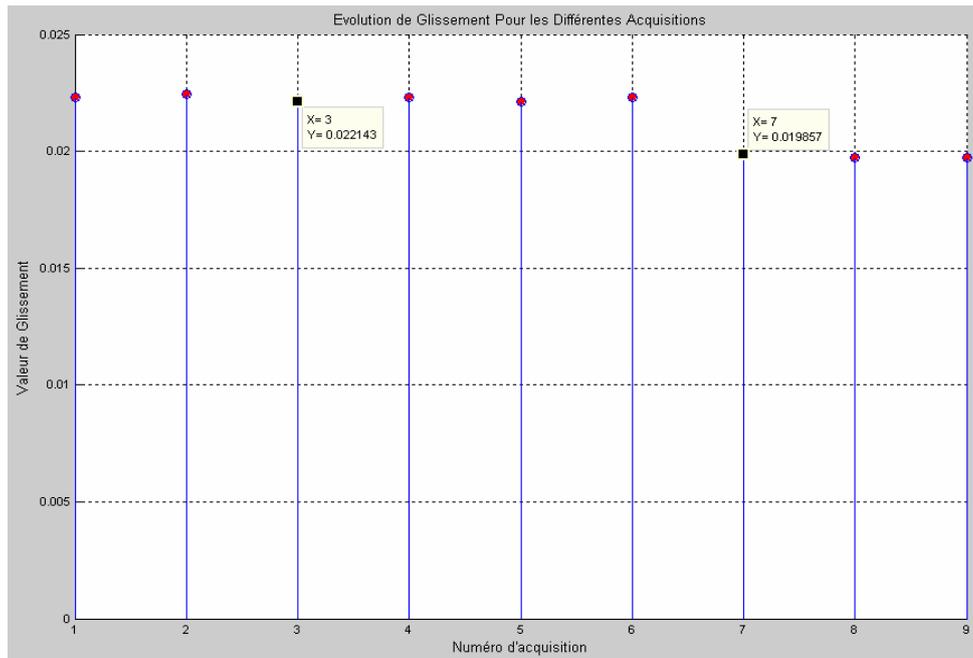


Figure V.13. Le glissement estimé pour chaque acquisition

- "18" : est un bouton actif qui permet de suivre l'évolution des différents seuils en fonction des acquisitions. Si on clique sur ce bouton, on obtient la figure V.14.

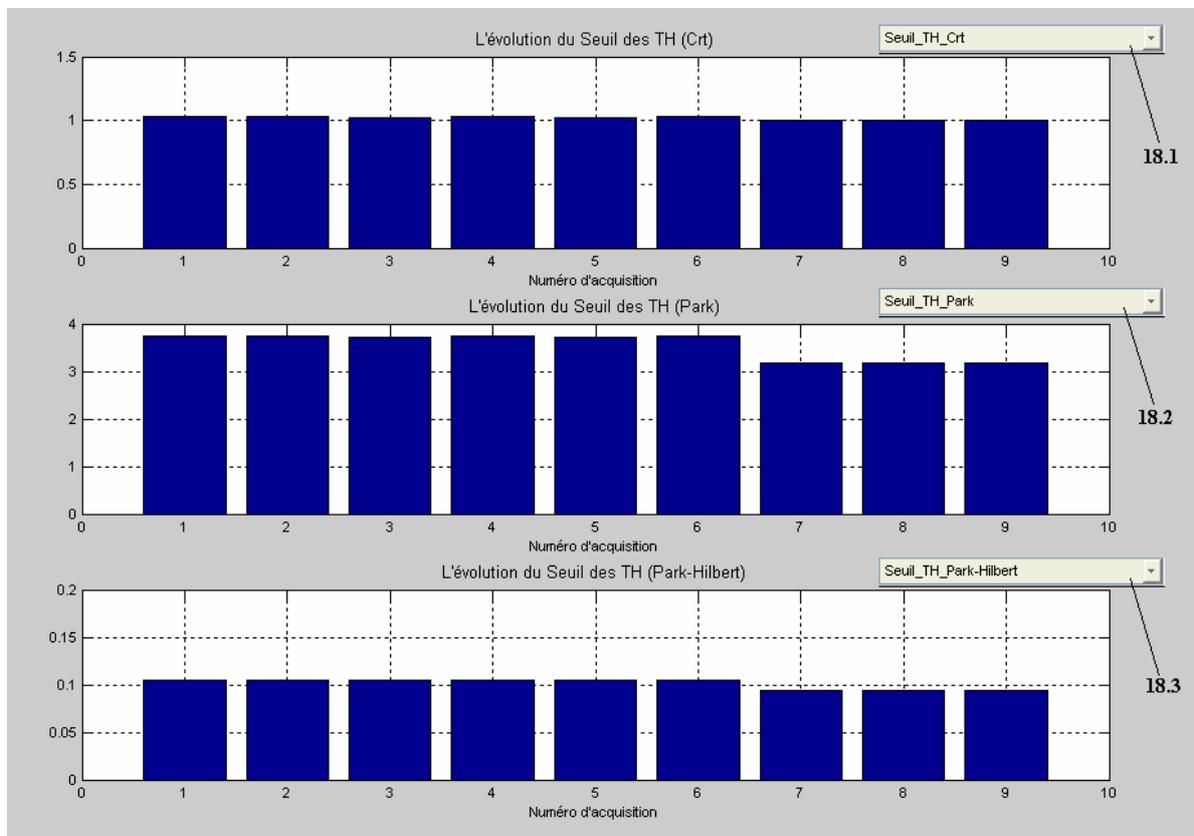


Figure V.14. Les valeurs des différents seuils des trois méthodes pour chaque acquisition.

A l'aide des sous menus "18.1, 18.2, 18.3", on peut facilement sélectionner le seuil qu'on veut visualiser.

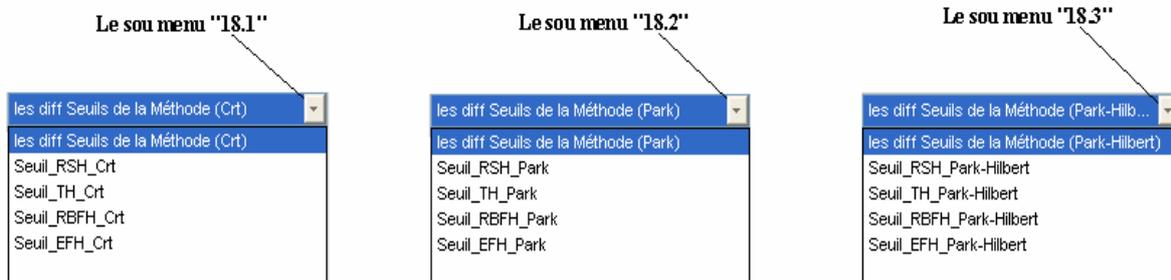


Figure V.15.

A la fin de cette partie destinée à l'exploration de notre logiciel (LDME), on peut tirer plusieurs constats:

- Ce logiciel est destiné principalement à la détection des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage.
- L'exploitation de ce logiciel est très simple ; et vu sa nature interactive, il peut être utilisé par des utilisateurs peu qualifiés.
- Ce logiciel ne nécessite comme entrées que les trois courants d'alimentation, qui peuvent être obtenus par des moyens simples, moins coûteux et non encombrants (capteurs de courant).
- Ce logiciel utilise trois méthodes de diagnostic très efficaces appartenant à l'approche signal. En plus, il combine entre ces méthodes afin de bénéficier des avantages de chacune d'elles.
- Ce logiciel présente l'avantage d'estimer le glissement (et la vitesse) à partir des courants d'alimentation. Donc, il ne nécessite aucune intervention externe ni un capteur de vitesse.
- Ce logiciel a besoin d'un ensemble d'essais à l'état sain (de référence) chaque fois qu'on change le type de moteur. Ceci lui permet d'estimer les seuils convenables aux différents régimes de fonctionnement.

V. L'EXAMEN DU LOGICIEL

Pour vérifier l'efficacité et la robustesse des différents algorithmes constituant ce logiciel, on va prendre plusieurs exemples pratiques sur le moteur 3kW.

V.1. Défaut de barres rotoriques

Nous avons fait fonctionner le moteur 3kW avec un rotor qui comporte deux barres cassées en régime pleine charge, puis on a effectué plusieurs acquisitions des courants d'alimentation dans différents jours. Finalement, on a enregistré 9 acquisitions qui sont injectées dans la base de données du logiciel. Après son exécution, les résultats obtenus sont:

- ❖ Si on veut connaître le régime de fonctionnement, il suffit de cliquer sur le bouton "16" (de la figure V.3), on obtient la figure V.16 qui indique que c'est le régime de pleine charge.

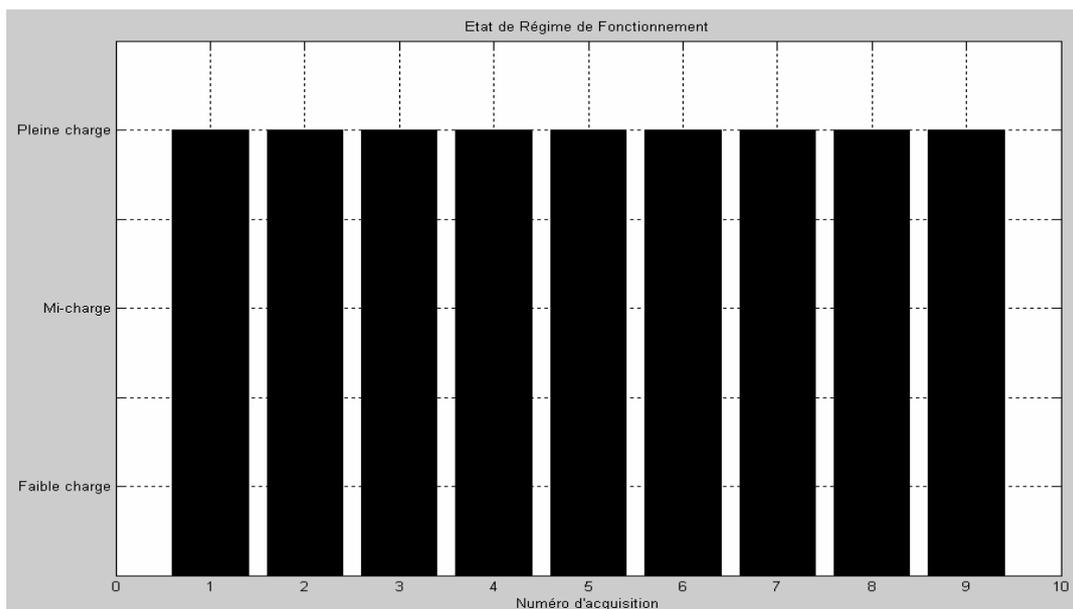


Figure V.16. Détermination du régime de fonctionnement

- ❖ Si on veut connaître la valeur du glissement pour chaque acquisition, il suffit de cliquer sur le bouton 17 (de la figure V.3), on obtient la figure V.17. A l'aide de l'option "Data Cursor" de Matlab, on peut facilement déterminer la valeur numérique du glissement.

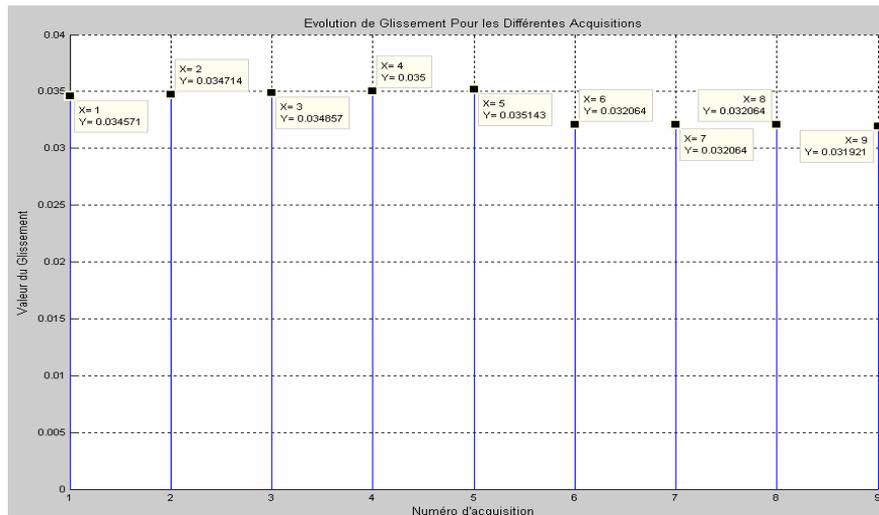


Figure V.17. Détermination du glissement pour chaque acquisition

❖ Si on veut savoir rapidement l'état du moteur, on doit vérifier les valeurs de l'indice relatif total IRTD. Pour cela, il suffit de cliquer sur le bouton **15**, on obtient la figure V.18 sous le mode *moins sensible*. A travers la couleur rouge, on peut détecter l'existence d'un défaut pour les acquisitions N°1, 2, 3 et 4. Cependant, cette figure montre que certaines acquisitions (N° 5, 6, 7, 8 et 9) présentent des IRTD de couleur verte qui indique l'état sain. Cela signifie que plusieurs informations échappent à la couverture de ce mode de sensibilité, et pour pouvoir les considérer, il faut qu'on améliore le mode de sensibilité vers celui *sensible* ou *très sensible*. En effet, selon la figure V.19, on peut remarquer que le mode *sensible* permet de signaler l'existence d'un défaut dans le moteur asynchrone pour toutes les acquisitions.

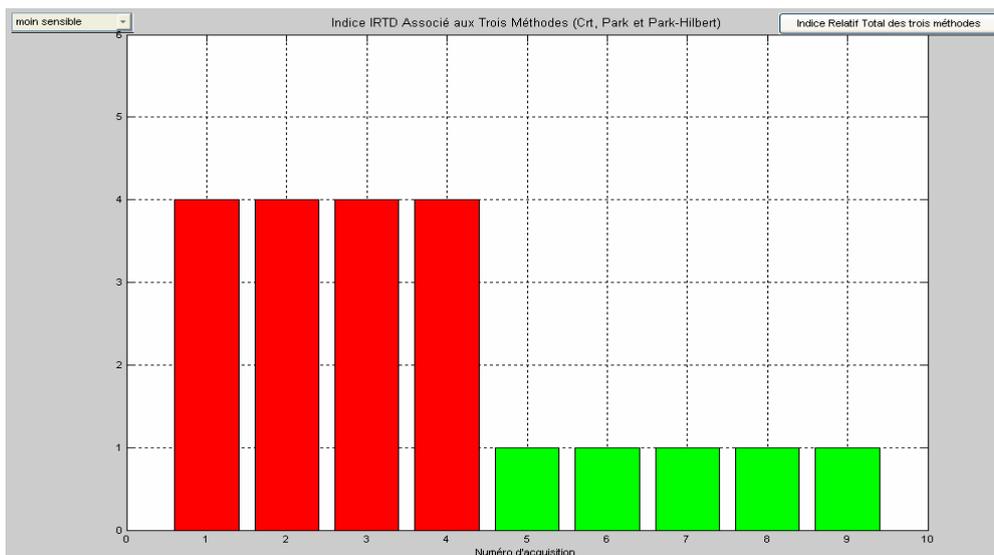


Figure V.18. Les valeurs de l'indice IRTD pour chaque acquisition en fonctionnement pleine charge et avec défaut de barres sous le mode *moins sensible*.

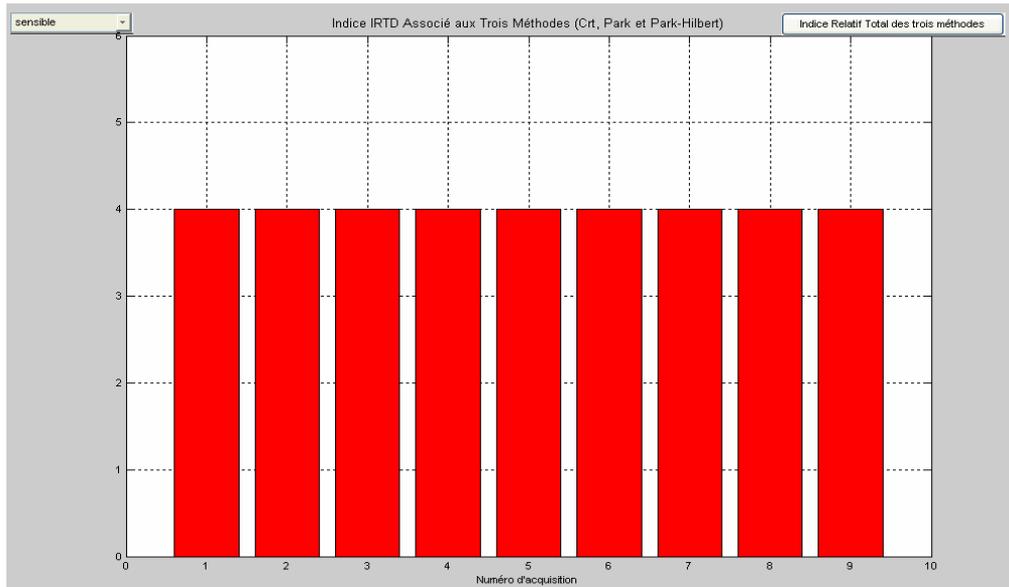


Figure V.19. Les valeurs de l'indice IRTD pour chaque acquisition en fonctionnement pleine charge et avec défaut de barres sous le mode *sensible*

❖ Maintenant, si on veut avoir plus d'informations sur ce défaut, on doit suivre les évolutions des différents IRPD de chaque méthode. Pour cela, on doit cliquer sur les boutons "3", "7" et "11", on obtient les figures V.20-22 respectivement.

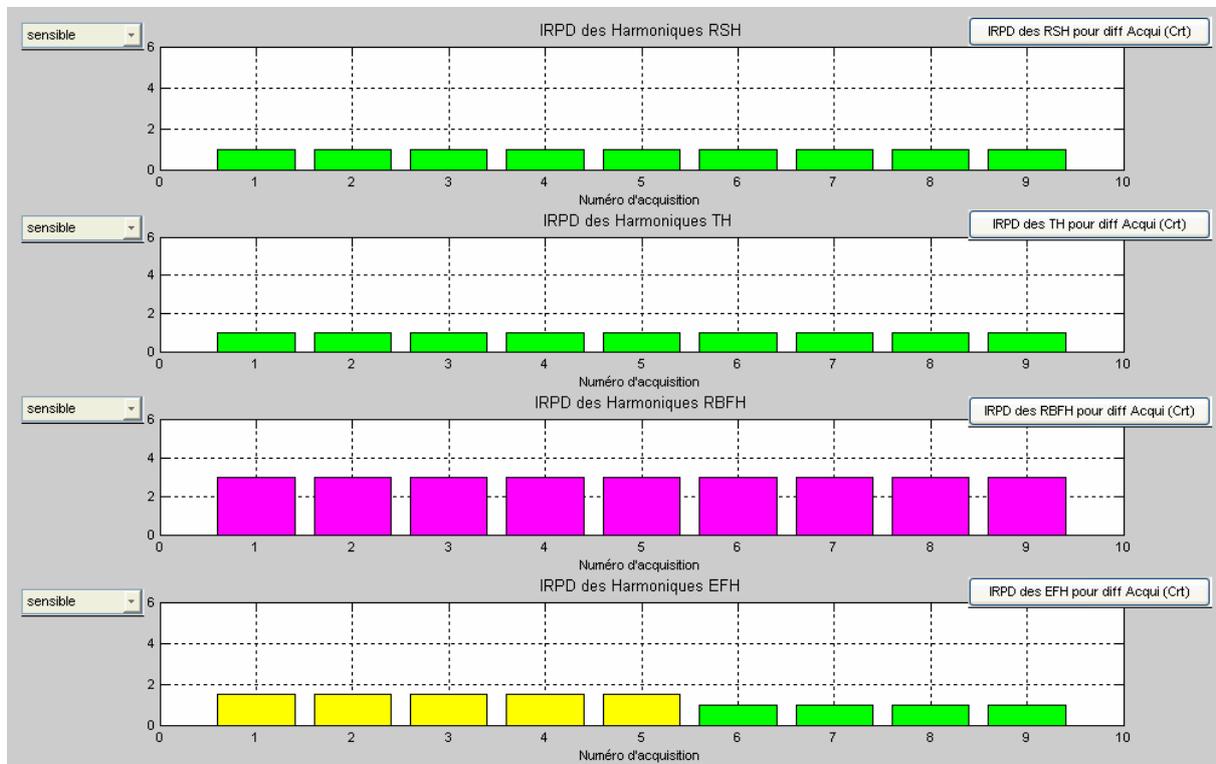


Figure V.20. Les valeurs des indices IRPD de la méthode de Courant, pour le fonctionnement pleine charge et avec défaut de barres sous le mode *sensible*.

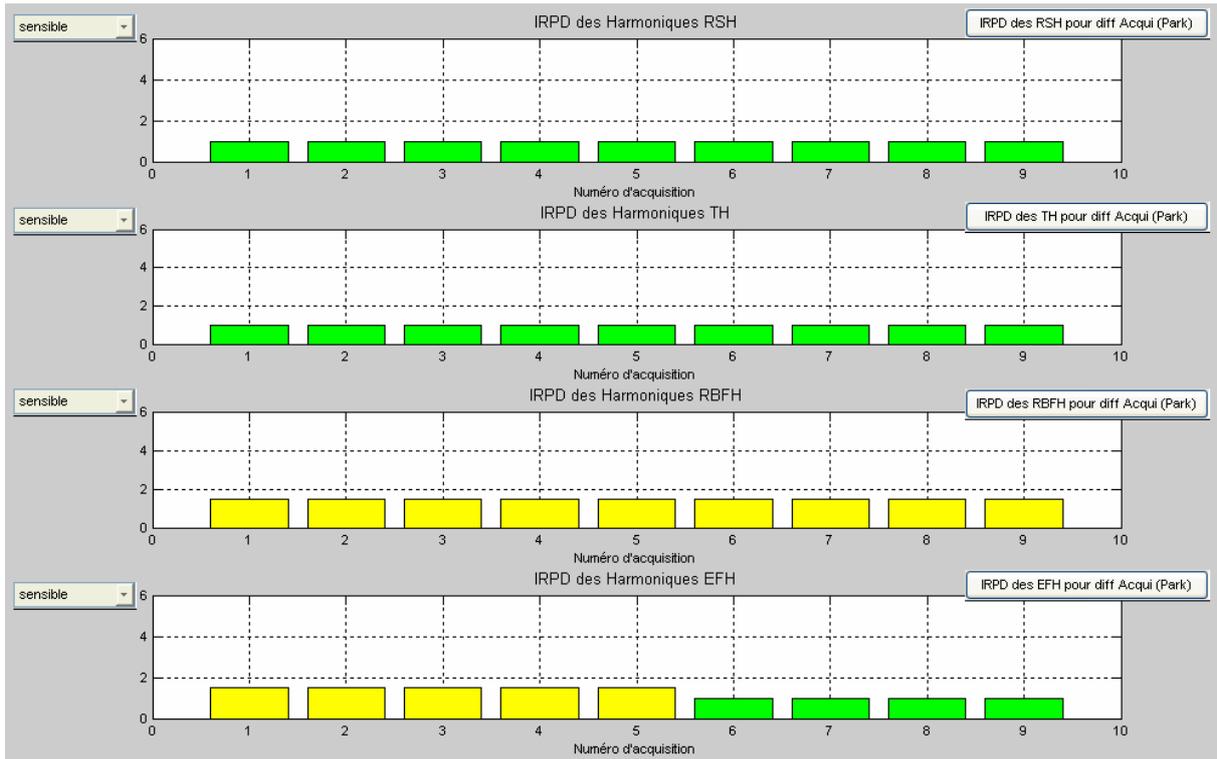


Figure V.21. Les valeurs des indices IRPD de la méthode de Park, pour le fonctionnement pleine charge et avec défaut de barres sous le mode *sensible*.

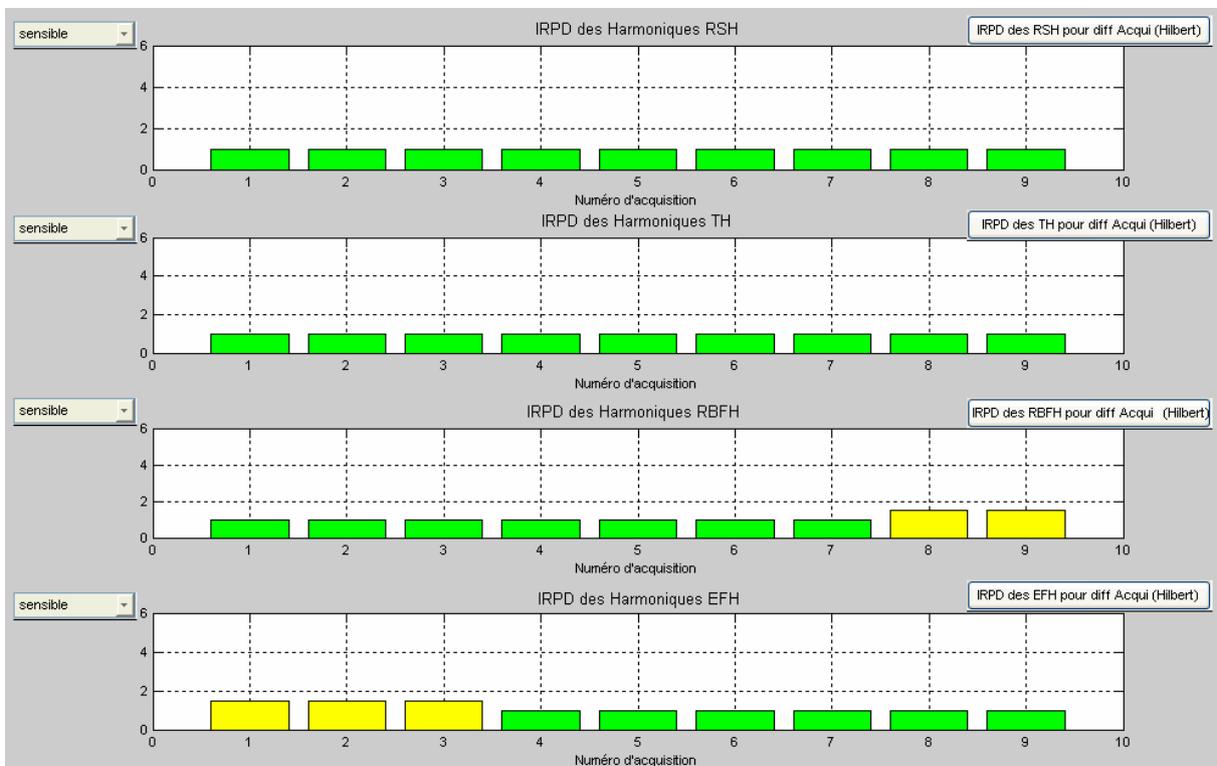


Figure V.22. Les valeurs des indices IRPD de la méthode de Park-Hilbert, pour le fonctionnement pleine charge et avec défaut de barres sous le mode *sensible*.

Il est clairement visible que l'influence de ce défaut est concentrée sur les IRPD associés aux harmoniques de type RBFH et EFH. Une simple inspection, montre que l'influence de ce défaut n'est pas la même pour toutes les acquisitions, car elles ne sont pas effectuées au même temps, mais elles ont été effectuées dans des jours et des heures différents. Ceci a été fait exprès dans le but de tester la fiabilité des algorithmes de ce logiciel.

En comparant les figures V.20-22 avec la figure V.19, on peut confirmer, encore une fois, que l'indice IRTD rassemble toutes les informations portées par les trois méthodes et conduit à une décision rapide et fiable sur l'état du moteur.

❖ Maintenant, nous allons tester le logiciel pour un moteur avec deux barres cassées fonctionnant en faible charge. Huit acquisitions ont été enregistrées et injectées dans la base de données. Après l'exécution du logiciel, on clique sur le bouton "15", on obtient la figure V.23. Celle-ci montre que même en mode *très sensible*, l'indice IRTD indique toujours l'état sain pour toutes les acquisitions. Cela confirme que la détection d'un défaut de cassure de barres est presque impossible lorsque la machine fonctionne en faible charge.

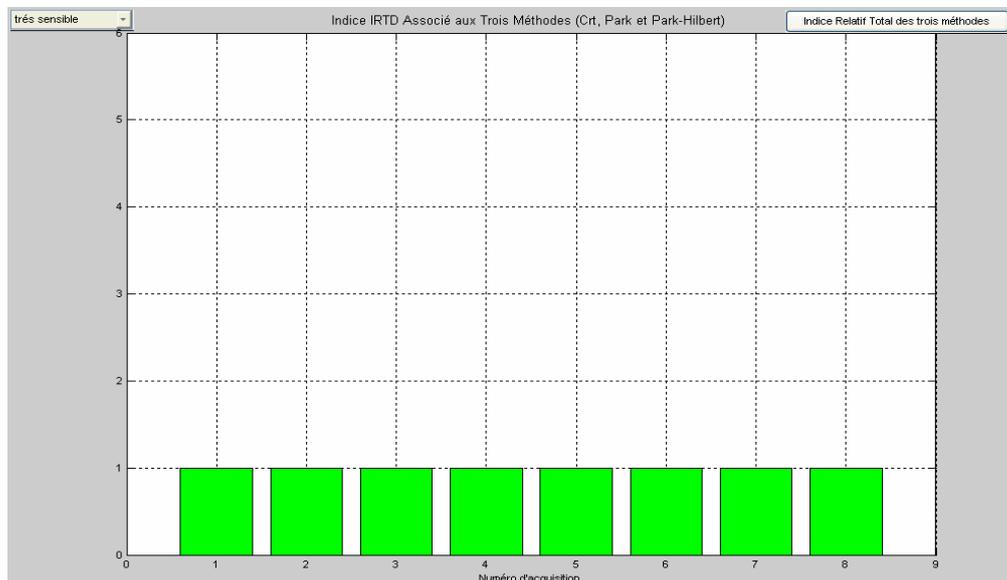


Figure V.23. Les valeurs de l'indice IRTD pour chaque acquisition en fonctionnement faible charge et avec défaut de barres sous le mode *très sensible*

V.2. Défaut de court-circuit entre spires statoriques

Nous avons fait fonctionner le moteur de 3kW en régime mi-charge avec 10 spires en court-circuit. Ensuite, on a enregistré 7 acquisitions à différents jours et heures. Ces acquisitions sont injectées dans la base de données. Après l'exécution du logiciel:

- ❖ Si on veut connaître la réaction globale de chaque méthode, on doit suivre les valeurs des indices globaux IRGD. Pour cela, il suffit de cliquer sur le bouton "14". Par conséquent, on obtient la figure V.24.

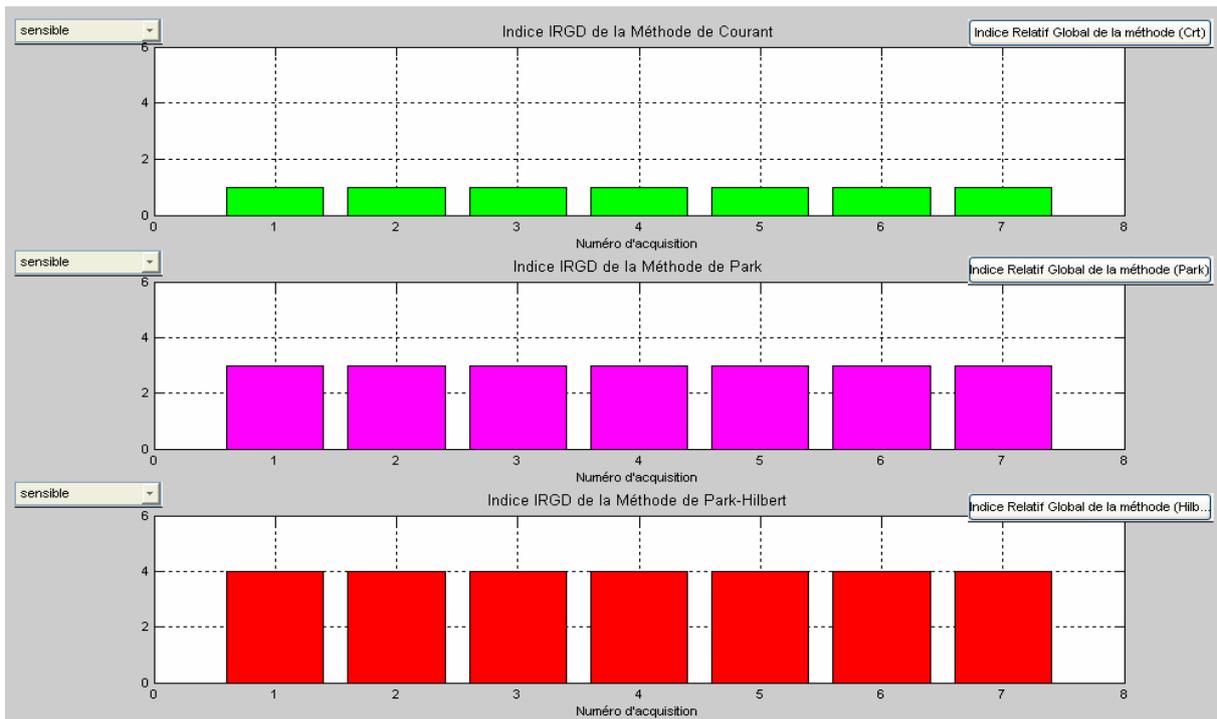


Figure V.24. . Les valeurs des indices IRGD pour chaque acquisition en fonctionnement mi-charge avec 10 spires en court-circuit sous le mode *sensible*.

Cette figure montre que même en présence de 10 spires en court-circuit, l'indice IRGD de la méthode de courant ne réagit pas et il garde toujours la couleur verte. Par contre, l'indice IRGD de la méthode de Park, et par sa couleur rose, indique la présence d'un défaut ; tandis que l'indice IRGD de la méthode de Park-Hilbert réagit beaucoup plus fort et indique, à travers sa couleur rouge, l'existence d'un défaut trop sévère pour toutes les acquisitions. Ces remarques confirment les constats du chapitre IV.

- ❖ Lorsqu'on veut savoir rapidement l'état du moteur, il suffit de cliquer sur le bouton "15", on obtient la figure V.25. Selon cette figure, on peut signaler, sans aucun doute, la présence d'un défaut dans le moteur.

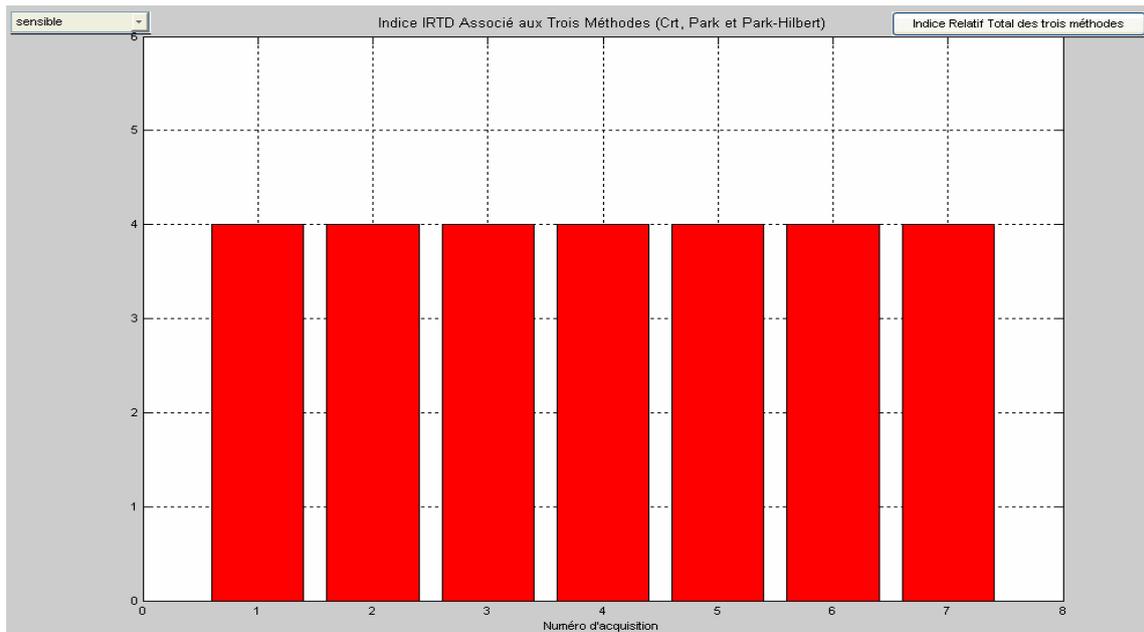


Figure V.25. Les valeurs de l'indice IRTD pour chaque acquisition en fonctionnement mi-charge avec 10 spires en court-circuit sous le mode *sensible*

❖ On peut aussi facilement connaître le régime de fonctionnement en cliquant sur le bouton "16" qui fournit la figure V.26.

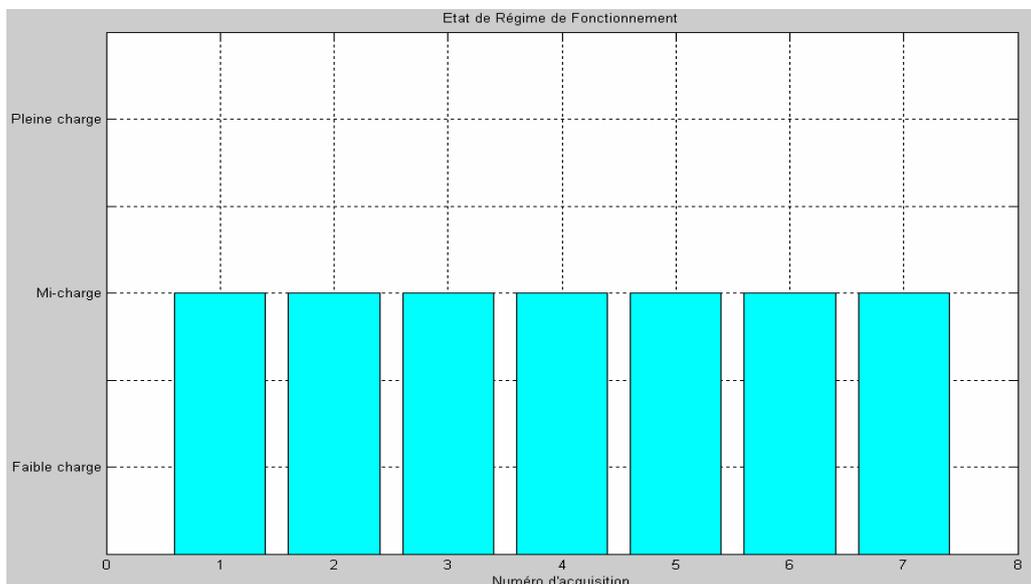


Figure V.26. Détermination du régime de fonctionnement.

Il est très important d'affirmer que plusieurs autres essais ont été effectués dans différentes conditions de fonctionnement, et pour tous ces cas, notre logiciel a présenté une haute fiabilité dans la détection des défauts et une grande rapidité lors de la prise des décisions ainsi qu'une large couverture des différentes informations concernant l'état de la machine et son régime de fonctionnement.

V.2. Défaut de Roulement

En plus des défauts de cassures de barres et des courts-circuits entre spires statoriques, nous allons tester ce logiciel en présence d'un défaut de roulement. On note que ce défaut n'était pas étudié analytiquement dans cette thèse; ceci va nous permettre de connaître la réaction de notre logiciel face à un défaut non connu.

Pour réaliser ce type de défaut, on a changé le roulement côté charge du moteur de 3kW par un autre roulement défectueux. On note que le roulement défectueux utilisé contient un défaut réel n'étant pas un défaut artificiel. On a fait fonctionner le moteur en pleine charge, ensuite, 9 acquisitions ont été enregistrées puis injectées dans la base de données.

Après l'exécution du logiciel, on clique sur les boutons **3**, **7** et **11**, on obtient les figures V.27-29. On remarque que les indices IRPD correspondants aux harmoniques de type EFH de la méthode de Park sont les plus sensibles à la présence d'un défaut de roulement ; tandis que, ceux de la méthode de Park-Hilbert sont les moins sensibles. De plus, on remarque que tous les autres indices ne sont pas affectés par ce défaut.

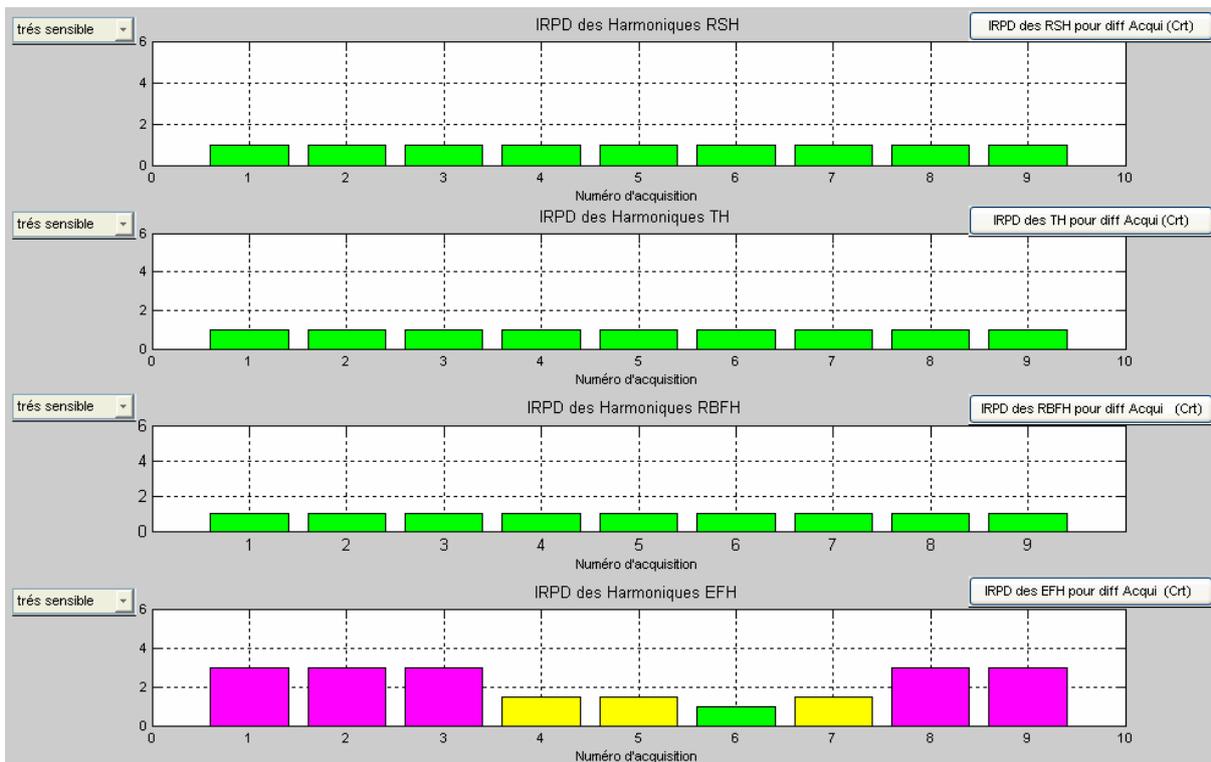


Figure V.27. Les valeurs des indices IRPD de la méthode de Courant pour chaque acquisition du fonctionnement pleine charge avec défaut de roulement en mode *très sensible*.

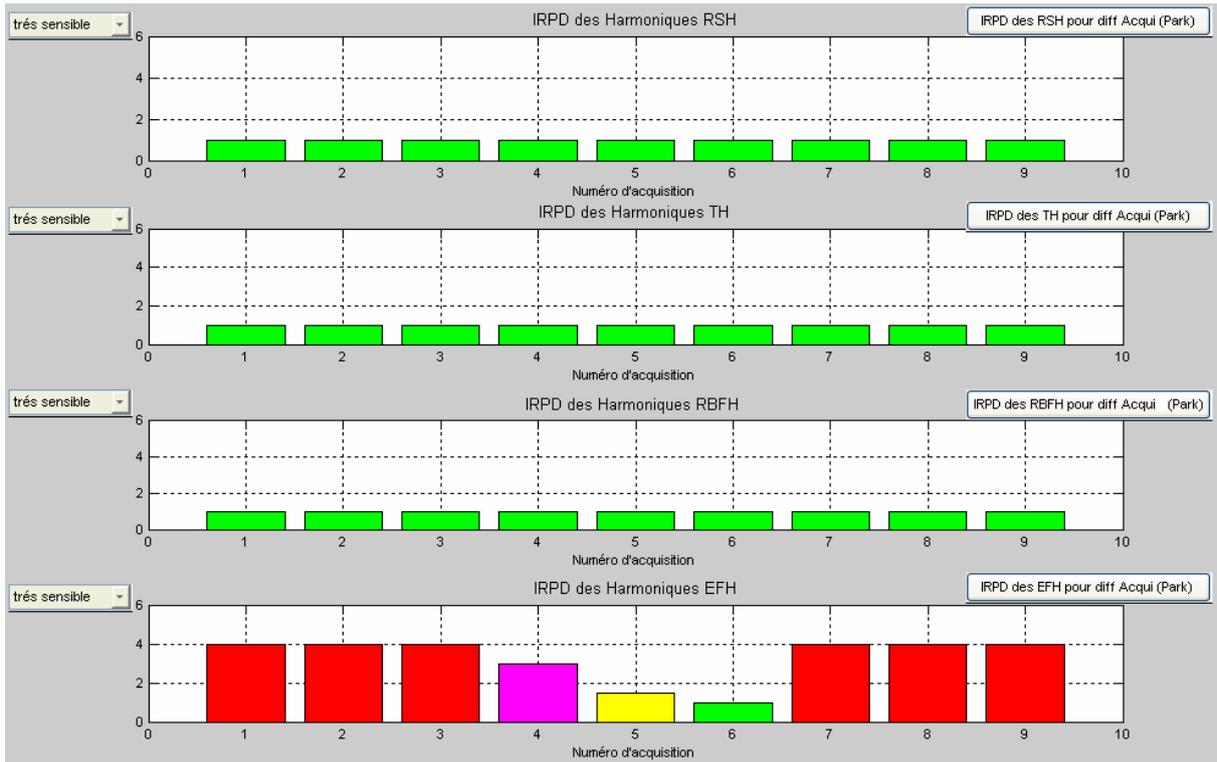


Figure V.28. Les valeurs des indices IRPD de la méthode de Park pour chaque acquisition du fonctionnement pleine charge avec défaut de roulement en mode *très sensible*.

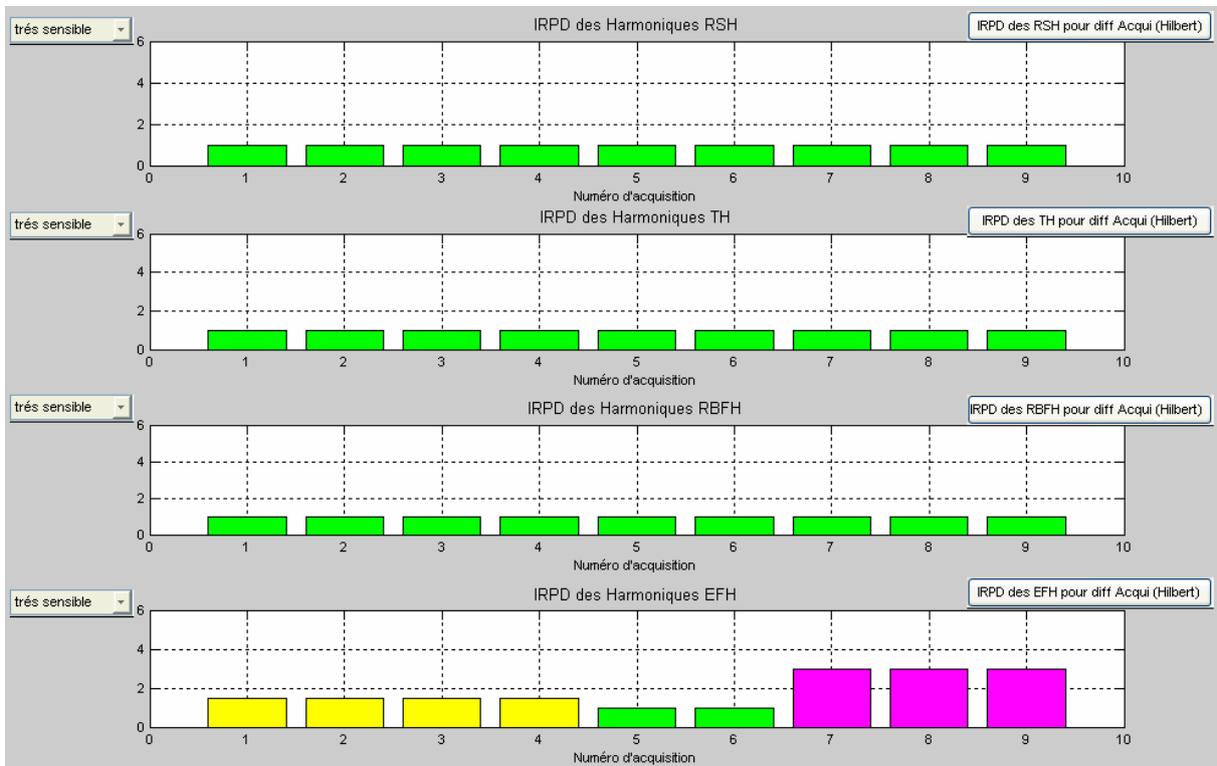


Figure V.29. Les valeurs des indices IRPD de la méthode de Park-Hilbert pour chaque acquisition du fonctionnement pleine charge avec défaut de roulement en mode *très sensible*.

Si on veut directement connaître l'état du moteur, on doit cliquer sur le bouton **15**, on obtient la figure V.30. Cette figure montre qu'il existe deux acquisitions (N°5 et 6) où l'indice IRTD présente la couleur verte (état sain). Malgré cela, on peut déclarer l'existence d'un défaut en favorisant les informations (couleur rouge) données par les indices IRTD des sept autres acquisitions.

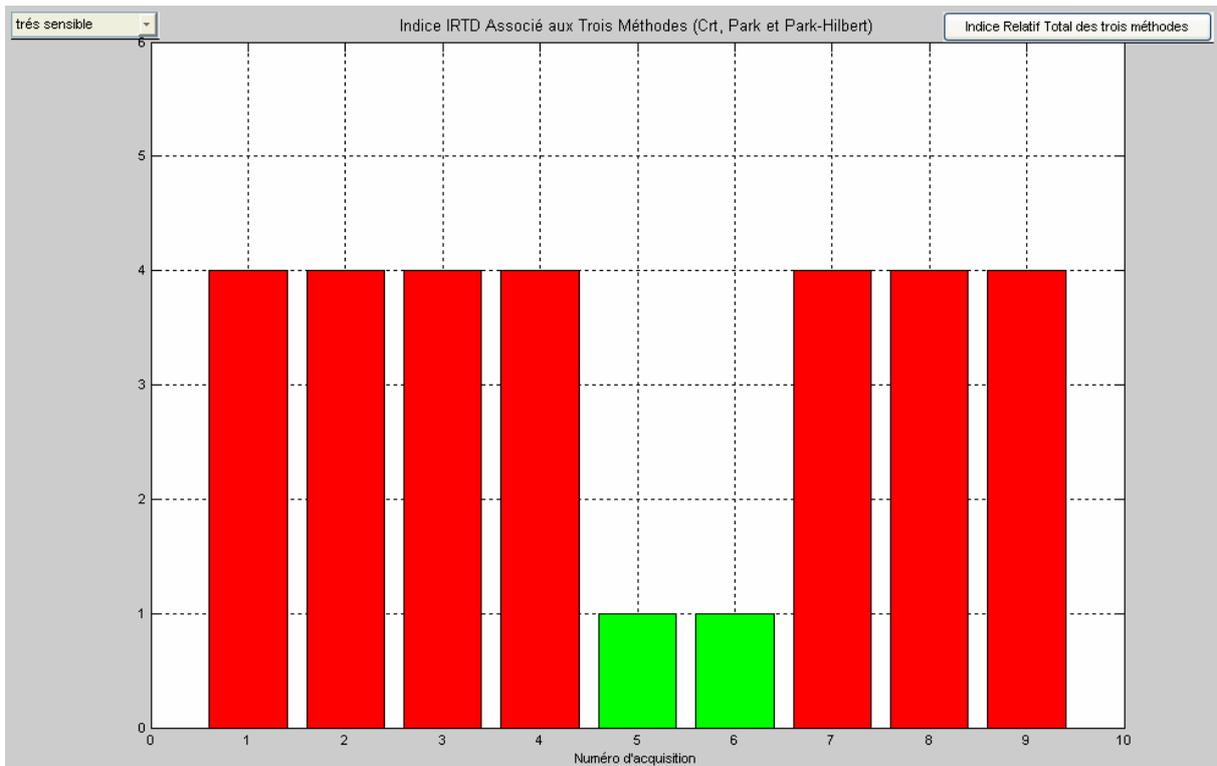


Figure V.30. Les valeurs de l'indice IRTD pour chaque acquisition du fonctionnement pleine charge avec défaut de roulement en mode *très sensible*.

Il est important de noter qu'on a effectué d'autres essais sur ce moteur avec le défaut de roulement en mi-charge et en faible charge. Pour ces essais, le logiciel n'a pas pu détecter ce défaut, probablement, parce que ce défaut n'était pas sévère. Mais, cela ne nous empêche pas de constater que notre logiciel a permis de détecter un défaut de roulement en fonctionnement pleine charge.

V.3. Test de Robustesse

Un test final nous semble très important pour évaluer la robustesse de notre logiciel et ses algorithmes. Ce test consiste à examiner notre logiciel à suivre une séquence d'événements sur l'état de moteur ainsi que sur son régime de fonctionnement. Le but de ce test est de connaître l'aptitude de ce logiciel à détecter un défaut dans la machine pendant des changements séquentiels sur la sévérité du défaut et sur le régime de fonctionnement de la machine.

Les séquences des évènements sont définies selon le tableau suivant :

N° des acquisitions	Description de l'état
De l'acquisition 1 jusqu'à l'acquisition 8	Moteur à l'état sain en 20% de la charge
De l'acquisition 9 jusqu'à l'acquisition 17	Moteur à l'état sain en 60% de la charge
De l'acquisition 18 jusqu'à l'acquisition 24	Moteur avec 4 spires en C.C. en 60% de la charge
De l'acquisition 25 jusqu'à l'acquisition 29	Moteur avec 4 spires en C.C. en 100% de la charge
De l'acquisition 30 jusqu'à l'acquisition 31	Moteur avec 10 spires en C.C. en 100% de la charge

Tableau V.6. Description des différentes séquences.

- Tout d'abord, on veut connaître si le logiciel suit les changements du régime de fonctionnement. Pour cela, on clique sur le bouton "16", on obtient la figure V.31. qui montre clairement que ce logiciel détermine parfaitement tout changement sur le régime de fonctionnement.

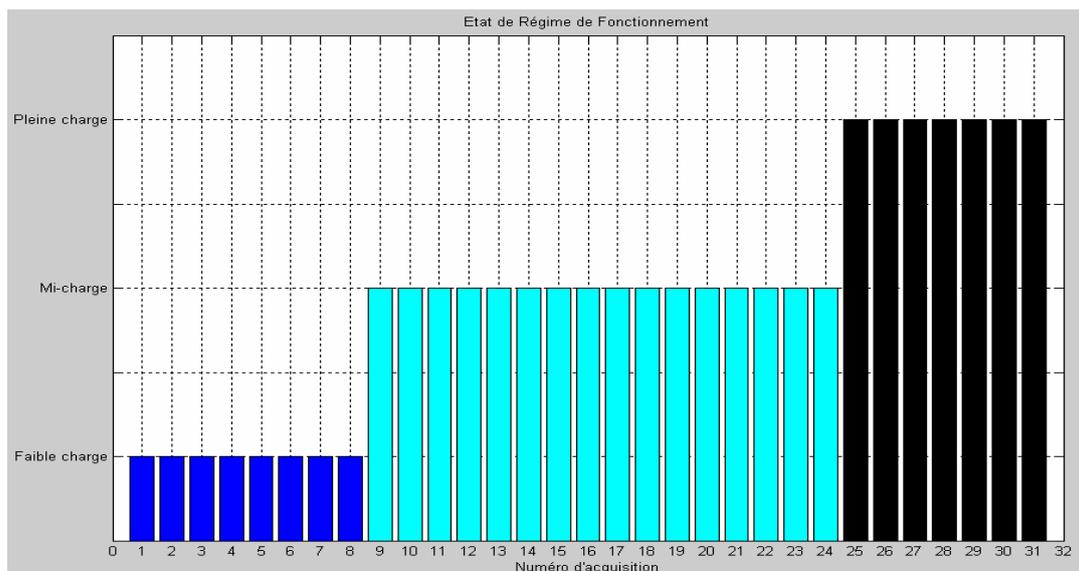


Figure V.31. Détermination du régime de fonctionnement pour les différentes séquences.

- De plus, si on veut savoir l'aptitude de ce logiciel à la détermination du glissement lors de ces changements séquentiels dans le régime de fonctionnement, on clique sur le bouton "17", on obtient la figure V.32. qui confirme la puissance de ce logiciel quant à l'estimation du glissement quelque soit les circonstances.

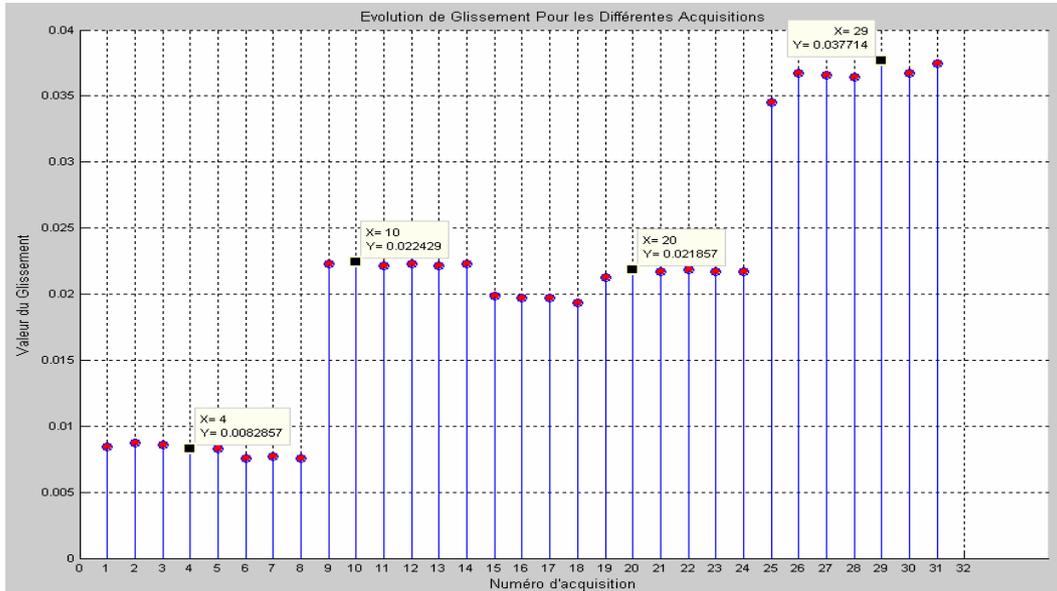


Figure V.32. Détermination du glissement pour les différentes séquences.

- Maintenant, on veut connaître l'aptitude de ce logiciel à détecter les défauts lors de ces séquences. Cela nécessite de suivre les valeurs de l'indice IRTD. Donc, on doit cliquer sur le bouton "15", on obtient la figure V.33.



Figure V.33. Les valeurs de l'indice IRTD pour chaque acquisition lors des variations séquentielles sur le régime de fonctionnement et l'état de moteur en mode *très sensible*.

Selon le tableau V.6 et la figure V.33, on constate que la variation du régime de fonctionnement n'empêche pas ce logiciel de détecter la présence de défauts dans la machine, ce qui prouve sa grande robustesse. Il est très important de confirmer que ces résultats sont obtenus à partir d'acquisitions réelles *sans corrections, sans modifications et sans changements*. En fait, on remarque que pour l'acquisition N°25, l'indice IRTD indique l'état sain, ce qui n'est pas juste. Cette erreur est due probablement à une mauvaise acquisition (à cause des piles des capteurs de courants par exemple) car les acquisitions ont été effectuées dans différents jours.

Des erreurs de ce genre peuvent être commises lors de l'opération du diagnostic d'une machine quelconque, ce qui conduit à un diagnostic erroné. Pour éviter ce problème, il faut effectuer plusieurs essais consécutifs, puis on considère seulement l'information qui se répète et on ignore toute information parasite ou transitoire. Ce type d'erreur nous conduit à un constat général qui dit que : *la détection fiable des défauts ne peut se faire en se basant sur une seule acquisition, mais il faut au minimum cinq acquisitions.*

VI. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré, complètement, à la présentation du logiciel qui a été développé, principalement, pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage. Afin de le mettre au point, nous avons, d'abord, fixé ses objectifs et défini les diverses contraintes techniques à considérer ainsi que les différents problèmes numériques qu'on doit résoudre. Ce logiciel exploite les trois méthodes de diagnostic présentées dans cette thèse.

Comme entrées, il ne nécessite que les trois courants d'alimentation, le nombre des encoches rotoriques ainsi qu'une base de données sur l'état sain (de référence) de la machine considérée. Comme sorties, il permet d'estimer le glissement et de définir le régime de fonctionnement ainsi que de déterminer les amplitudes et les fréquences des différents harmoniques. Il permet aussi de suivre la variation des différents indices (IRPD, IRGD et IRTD) étudiés dans ce travail et il présente une autonomie quant à la définition des divers seuils, ce qui conduit à la détection de tout changement dans l'état de la machine quelque soit le régime de fonctionnement.

Ce logiciel a été construit pour qu'il réagisse d'une manière interactive afin de simplifier son exploitation. Il a été soumis à plusieurs tests : à l'état sain, avec deux barres cassées et avec 4 puis 10 spires en court-circuit et enfin avec défaut de roulement sous différents régimes de fonctionnement. Le but de ces tests était l'évaluation de sa fiabilité, son efficacité ainsi que sa robustesse face à une dégradation de l'état de la machine. Selon les résultats obtenus, on a constaté que ce logiciel a présenté une haute fiabilité dans la détection des défauts et une grande rapidité lors de la prise des décisions ainsi qu'une large couverture des différentes informations concernant l'état de la machine et son régime de fonctionnement.

Comme limites, on a remarqué que ce logiciel ne fonctionne pas correctement en dessous de 15% de la charge et il nécessite toujours la construction d'une base de données sur l'état de référence chaque fois qu'on change la machine. Une autre limite de ce logiciel est présentée par son inaptitude à découvrir les natures des défauts ; ceci est dû principalement à l'absence des signatures propres de chaque défaut.

Il est très important de rappeler que ce logiciel n'est qu'une première tentative à la construction d'un logiciel complet dédié au diagnostic des défauts dans les machines électriques. En effet, il nécessite beaucoup de vérifications et plusieurs améliorations surtout au niveau de l'estimation du glissement, de la définition des seuils et les intervalles de classement des indices ainsi que l'étape de décision.

Conclusion Générale

Le travail qui a été présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil. Nous avons montré que les principaux éléments de la machine asynchrone peuvent présenter des défaillances totales ou partielles provoquant un arrêt inattendu, qui conduit à des pertes économiques considérables. Pour éviter ces problèmes, il est impératif de mettre en œuvre des systèmes de surveillance adéquats.

Nous avons vu que la détection des défauts par l'approche signal s'effectue généralement par le contrôle des composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel du signal mesuré. Nous avons montré que les phénomènes accompagnant la présence d'un défaut élargissent leurs influences sur d'autres composantes spectrales autres que ses signatures ce qui complique l'activité de diagnostic des défauts via leurs signatures.

Pour ces raisons, et puisque le diagnostic comporte deux tâches : la détection et la localisation, nous avons pensé d'ignorer la tâche de localisation des défauts et de concentrer principalement sur la tâche de détection des défauts qui nous semble la plus importante. Ce raisonnement nous a conduit à remplacer la notion de *Signatures des Défauts* par la notion d'*Indices de Diagnostic*. Ces indices rassemblent toutes les informations portées par les amplitudes des composantes spectrales les plus significatives (différenciées par type) constituant le spectre du signal issus de la machine.

Afin de mettre en œuvre cette méthodologie, nous avons sélectionné deux méthodes : la méthode du courant statorique et celle de vecteur de Park étendu ensuite, on a proposé une troisième méthode appelée méthode de Park-Hilbert. En ce qui concerne les défauts, on a choisi les ruptures de barres et les courts-circuits entre spires comme deux exemples sur les défauts rotoriques et statoriques.

De plus, nous avons présenté une étude analytique et expérimentale du moteur asynchrone triphasé à cage pendant l'état sain, puis avec défauts statoriques et rotoriques. Les résultats obtenus ont mis en évidence la richesse en harmoniques des trois signaux de diagnostic : le Courant statorique, le CMVP et le CMVP_{P-H}. A travers ces études, on a identifié quatre types d'harmoniques :

- Les harmoniques TH imposés par la source.
- Les harmoniques RSH qui sont la conséquence de la structure naturelle de la machine asynchrone à cage (la distribution discrètes des encoches statoriques et rotoriques).

- Les harmoniques de type RBFH qui sont la conséquence de la présence d'un certain déséquilibre dans la cage rotorique.
- Les harmoniques de type EFH dû à la présence d'un certains niveau d'excentricité mixte.

Nous avons trouvé également que ces quatre types d'harmoniques sont toujours présents dans les spectres des trois signaux de diagnostic même à l'état sain. Ainsi, on a vu que l'existence d'un défaut, que ce soit, statorique ou rotorique influe, d'une manière différente, sur tous ces types d'harmoniques. Ces résultats ont confirmés la difficulté de la localisation des défauts ainsi que la difficulté de la détection des défauts à partir de leurs signatures.

A la lumière de ces constats et afin de résoudre ce problème, nous avons proposé notre méthodologie qui suppose que la localisation des défauts est l'activité des ateliers de réparation. Tandis que, la tâche de la détection des défauts, lors du fonctionnement, s'est avérée la plus intéressante pour l'opérateur de diagnostic. Dans cette direction, nous avons introduit la notion des Indices Partiels de Diagnostic (IPD). En effet, on a défini quatre IPD, chacun est associé à un type d'harmonique, c'est-à-dire, qu'il permet de prendre en compte toutes les amplitudes des harmoniques appartenant à son type. Nous avons illustré les avantages de ces indices quant à la clarté de la visualisation et la simplicité de l'interprétation. Cependant, on a trouvé que ces indices (IPD) ne permettent pas la comparaison entre les trois méthodes étudiées parce que les unités de ces indices se diffèrent d'une méthode à l'autre. En plus, ces indices ne se prêtent pas bien pour un algorithme de détection des défauts. Pour ces raisons, nous avons défini les indices relatifs partiels de diagnostic (IRPD) et les indices relatifs globaux de diagnostic (IRGD) permettant à une étude comparative approfondie entre les trois méthodes pour différents états du moteur et pour divers régimes de fonctionnement.

Les résultats obtenus nous ont permis, d'une part, de sélectionner les indices indicateurs de la présence d'un défaut de barres ou celui d'un court-circuit entre spires statoriques, et d'autre part de classer ces indices selon leurs sensibilités à l'apparition des défauts. Ces résultats nous ont permis d'éclairer les points forts et les points faibles de chaque technique.

A la lumière des différents résultats issus de l'étude comparative, nous avons recommandé de combiner entre ces trois méthodes afin de bénéficier des avantages de chacune d'elles.

A la fin de ce travail, nous avons présenté un logiciel qui a été développé, principalement, pour détecter des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage d'une manière automatique. Les algorithmes de ce logiciel exploitent toutes les méthodes et les informations présentées dans cette thèse.

Comme entrées, ce logiciel ne nécessite que les trois courants d'alimentation, le nombre des encoches rotoriques ainsi qu'une base de données sur l'état sain (de référence) de la machine considérée. Comme sorties, il permet d'estimer le glissement et de définir le régime de fonctionnement ainsi que de déterminer les amplitudes et les fréquences de différents harmoniques. Il permet aussi de suivre la variation des différents indices (IRPD, IRGD et IRTD) et il présente une autonomie quant à la définition des divers seuils, ce qui conduit à la détection de tout changement dans l'état de la machine quelque soit le régime de fonctionnement.

Ce logiciel a été construit pour qu'il fonctionne d'une manière interactive afin de simplifier son exploitation. Il a été soumis à plusieurs tests : à l'état sain, avec deux barres cassées et avec 4 puis 10 spires en court-circuit et enfin avec défaut de roulement, sous différents régimes de fonctionnement. Le but de ces tests était l'évaluation de sa fiabilité, son efficacité ainsi que sa robustesse face à une dégradation dans l'état de la machine. Selon les résultats obtenus, on a constaté que ce logiciel a présenté une haute fiabilité dans la détection des défauts et une grande rapidité lors de la prise des décisions ainsi qu'une large couverture des différentes informations concernant l'état de la machine et son régime de fonctionnement.

Il est très important de rappeler que ce logiciel n'est qu'une première tentative à la construction d'un logiciel complet dédié au diagnostic. En fait, il nécessite beaucoup de vérifications et plusieurs améliorations surtout au niveau de la définition des seuils et les intervalles de classement des indices ainsi que l'étape de décision.

En perspective, nous proposons d'introduire d'autres techniques d'intelligence artificielle dans la structure de ce logiciel afin de perfectionner sa fiabilité quant à la détection et la définition de la nature des défauts. En plus, nous pensons modifier ce logiciel d'une manière qu'on puisse l'implanter en parallèle de la machine ce qui nous permettra d'effectuer un diagnostic non pas *On-line* mais, si on peut le dire : *Semi On-line*.

BIBLIOGRAPHIE

- [ABE 02] : A. Abed, "*Contribution à l'Etude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone*", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, France, Mars 2002.
- [ABO 04]: A. Aboubou, **M. Sahraoui**, S.E. Zouzou, H. Razik, A. Rezzoug, "A. Rezzoug, "Broken Bar and/or End Rings Detection in Three-Phase Induction Motors by the Extended Park's Vector Approach", Power Electronics Congress, 2004, CIEP 2004, 9th IEEE International, 17-22 Oct. 2004 Page(s):128 – 133
- [ABO 05]: A. Aboubou, **M. Sahraoui**, S.E. Zouzou, N. Harid, H. Razik et A. Rezzoug, "Comparaison de Trois Techniques Dédiées au Diagnostic des Défauts Rotoriques dans les Moteurs Asynchrones Triphasés à Cages", Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE), vol. 8, no. 3/4, 2005, pp. 557-576.
- [AHM 08]: I. Ahmed and M. Ahmed, "Comparison of Stator Current, Axial leakage Flux and Instantaneous Power to Detect Broken Rotor Bar Faults in Induction Machines", in Proc. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'08), 2008, pp. 1-6
- [ASS 04]: T. Assaf and al., "Simplified axial flux spectrum method to detect incipient stator inter-turn short-circuits in induction machine," in Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., May 4–7, 2004, vol. 2, pp. 815–819.
- [BAC 02.a]: S. Bachir S. Tnani, J. C. Trigeassou, G. Champenois, J. S. Michel, "Diagnostic de la Machine asynchrone par Identification Paramétriques. Modélisation et Détection des Défauts Stator et Rotor", Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 5, No. 3-4, 2002, pp. 401-430.
- [BAC 02.b]: S. Bachir "*Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique*", Thèse de Doctorat l'Université de Poitiers 2002. France
- [BEN 99]: M. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, "The Induction Motors Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No.1, Jan. 1999, pp. 14-22.
- [BEN 00]: M. H. Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium For Faults Detection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 47, No. 5, October 2000, pp. 984-993.
- [BLO 06]: Martin BLÔDT, "*Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives Application of Stator Current Time-Frequency Analysis and Parameter Estimation*", These de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse, France 2006.
- [BLO 06]: Martin BLÔDT and al., "Mechanical Load Fault Detection in Induction Motors by Stator Current Time-Frequency Analysis", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 42, no. 6, Nov./Dec. 2006, pp. 1454-1463

- [BOG 03]: D. Bogh and al., "Bearings for IEEE 841 Motors" IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 39, no. 6, Nov./Dec. 2003
- [BOQ 02]: X. Boqiang and al., "A novel approach to detect rotor bar breaking fault of induction motors based on Hilbert transform and graph visualization technique. The Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering 2002, Jeju (Korea), 2: 975-978.
- [BON 88]: A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Analysis of Rotor Failures in Squirrel-Cage Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 6, November/December 1988, pp. 1124-1130.
- [BON 92]: A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No 4, July/August 1992, pp. 921-937.
- [BRU 97]: J. F. Brudny, "Modélisation de la Denture des Machines Asynchrones Phénomène de Résonance", J. Phys. III, vol. 7, 1997, pp. 1009-1023.
- [CAM 86]: J. R. Cameron and al., "Vibration and Current Monitoring for Detecting Airgap Eccentricity in Large Induction Motors", in Proc. IEE, vol. 33 no.3 (1986), pp. 155-163.
- [CAR 93]: A. J. L. Cardoso and al. "Computer-aided detection of air gap eccentricity in operating three-phase induction motors by park's vector approach", IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 29, No. 5, pp. 897-901, Sept./Oct. 1993.
- [CAR 98]: Caryn M. Riley and al., "A Method for Sensorless On-Line Vibration Monitoring of Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 34, No. 6, Nov. /Dec. 1998.
- [CRU 00] : S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, , " Rotor Cage Fault Diagnosis in Three Phase Induction Motors by Extended Park's Vector Approach", Electric Machines and Power Systems, Vol. 28, pp. 289-299, 2000.
- [CRU 01]: S. M. A. Cruz and al. "Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors, by the Extended Park's Vector Approach", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 37, No. 5, pp. 1227-1233, Sept./Oct. 2001
- [CAS 98]: M. A. Cash and al., "Kliman. Insulation failure prediction in ac machines using line-neutral voltages", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 34, no. 6, Nov. /Dec. 1998, pp. 1234_1239.
- [DID 06]: G. Didier and al. "Fault Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motor Using a Global Fault Index", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 42, no.1, Jan./Feb., 2006, pp.79-88
- [DOR 97]: D. G. Dorrell and al., "Analysis of Airgap Flux, Current, and Vibration Signals as a Function of the Combination of Static and Dynamic Airgap Eccentricity in 3-Phase Induction Motors", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 33, no.1, 1997, pp.24-34.

- [DRI 07]: M. Drif and al., "The Use of Instantaneous Phase-Angle Signature Analysis for Airgap Eccentricity Diagnosis in Three-Phase Induction Motors", in Proc. POWERENG 2007, April 12-14, 2007, Setubal, Portugal, pp. 100-105
- [DRI 08]: M. Drif and al., "Airgap-Eccentricity Fault Diagnosis, in Three-Phase Induction motors, by the Complex Apparent Power Signature Analysis", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.55, no.3, March 2008.
- [FAN 05]: C. H. Fang and al., "On-line Parameter Estimator of an Induction Motor at Standstill", ELSEVIER Control Engineering Practice 13 (2005), pp. 535–540
- [FIL 94]: F. Filippetti and al., "Broken Bar Detection in Induction Machines: Comparaison Between Current Spectrum Approach and Parametre Estimation Approach", IEEE Industry Application Conference'94, vol. 1, Denver, USA, Oct. 1994, pp. 95-102.
- [FIL 98]: F. Filippetti and al., "AI Techniques in Induction Machines Diagnosis Including the Speed Ripple Effect, IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 34, no. 1, 1998, pp. 98-108.
- [FIN 00]: W. Finley and al., "An Analytical Approach to solving Motor Vibration Problems", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 363, No. 5, Sept. /Oct. 2000.
- [GHO 05.a]: A. Ghoggal, M. Sahraoui, and al., "An Improved Model of the Induction Machine Dedicated to Faults-Detection – Extension of the Modified Winding Function", in Proc. IEEE ICIT Conf., Hong-Kong, China 2005, pp.191-196.
- [GHO 05]: A. Ghoggal, "*Diagnostic de la machine asynchrone triphasée: modèle dédié à la détection des défauts*", Thèse de Magistère, University of Batna, Algeria, May 2005.
- [GHO 08] A. Ghoggal, M. Sahraoui and al., "Analytical and experimental study of squirrel cage induction motors with rotor bar faults", Advances in Modeling, Measurement and Control, A: General Physics and Electrical Applications, vol.81, no 2, pp. 43-60, 2008.
- [GHO 09]: A. Ghoggal, and al., "An improved model of induction motors for diagnosis purposes – Slot skewing effect and air-gap eccentricity faults", Elsevier – Energy Conversion and Management, vol. 50, no. 5 (2009), pp. 1336-1347.
- [GRU 08]: S. Grubic and al., "A Survey on Testing and Monitoring Methods for Stator Insulation Systems of Low-Voltage Induction Machines Focusing on Turn Insulation Problems", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, December 2008, pp. 4127-4136.
- [HAN 03] : Y. Han, Y. H. Song, "Condition Monitoring Techniques for Electrical Equipment – A Literature Survey", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 1, January 2003, pp. 4-13.
- [HSU 95]: J. S. Hsu, "Monitoring of Defects in Induction Motors Through Air-Gap Torque Observation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No.5, Sept./Oct. 1995, pp. 1016-1021.

- [HEN 03]: H. Henao, and al. "A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, No. 5, pp. 1272–1279, Sep./Oct. 2003.
- [HEN 05]: H. Henao, and al. "Analytical Approach of the Stator Current Frequency Harmonics Computation for Detection of Induction Machine Rotor Faults, IEEE Transactions on Ind. Appl., vol. 41, no. 3, 2005, pp. 801-807.
- [HEL 77]: B. Heller, V. Hamata, *Harmonic Field Effects in Induction Machines*, Elsevier Scientific Publishing Co, Prague, 1977.
- [ISE 97]: R. Isermann and al., "Trends in the Application of Model-Based Fault Detection and Diagnosis of Technical Process", Control Engineering Practice, vol. 05, no. 05, pp. 709-719, 1997.
- [JOK 00.a]: G. Joksimovic and al., "the Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, October 2000, pp. 1078-1084.
- [JOK 00]: G. Joksimovic and al., "Dynamic Simulation of Dynamic Eccentricity in Induction Machines – Winding Function Approach, IEEE Trans. on Energy. Conversion, vol. 5, no. 2, 2000, pp. 143-148.
- [JOK 01]: G. Joksimovic and al., "Cage rotor MMF: Winding Function Approach, IEEE Power Engineering Review, 2001, pp. 64-66.
- [KER 84] : I. Kerszenbaum and al. "The Existence of Large Inter – Bar Currents in Three Phase Squirrel Cage Motors with Rotor – Bar and/or End – Ring Faults", IEEE Transactions on Power Apparatus and System, vol. 103, no. 7, July 1984, pp 1854-1862.
- [KHA 05]: A. Khezzar and al., "Analytical investigation of rotor slot harmonics in a three phase induction motor with broken rotor bars", EPE 2005 – Dresden.
- [KHA 09]: A. Khezzar and al., "Induction Motor Diagnosis Using Line Neutral Voltage Signatures", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 11, Nov. 2009, pp. 4581-4591.
- [KLI 92]: G.B. Kliman and al., "Methods of Motor Current Signature Analysis", Electric Machines and Power Systems, Vol. 20, No. 3, September 1992, pp. 463-474.
- [KOK 03]: V. Kokko, "Condition monitoring of squirrel-cage motors by axial magnetic flux measurements", Doctoral thesis, Oulun Yliopisto, Oulu 2003, ISBN 951-42 6938-1, p. 157. Available on web at: <http://herkules.oulu.fi/isbn9514269381>.
- [KOS 69]: M. Kostenko, L. Piotrovski, "*Machines électriques*" Tome II : Machines à courant alternatif, Edition Mir Moscou 1969.

- [KNI 05]: A. Knight and al., "Mechanical Fault Detection in a Medium-Sized Induction Motor Using Stator Current Monitoring", IEEE Trans. on Energy Conversion vol. 20, no.4, 2005.753-760.
- [LEG 96]: S. E. Legowski, A and al., "Instantaneous Power as Medium for the Signature Analysis of Induction Motors". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No.4, July/August 1996, pp. 904-909.
- [LIU 04.a]: Zhenxing Liu, and al., "Rotor cage fault diagnosis in induction motors based on spectral analysis of current Hilbert modulus. The Proceedings of IEEE 2004 Power Engineering Society General Meeting, 6-10 June 2004, Denver (USA), 2: 1500-1503.
- [LIU 04]: Z. Liu, and al., "Online Rotor Mixed Fault Diagnosis Way Based on Spectrum Analysis of Instantaneous Power in Squirrel Cage Induction Motors", IEEE Trans. on Energy Conversion. vol. 9, no.3, 2004, pp. 483-490.
- [MAI 92] : R. Maier, "Protection of Squirrel-Cage Motor Utilizing Instantaneous Power and Phase Information", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, March/April 1992, pp. 376-380.
- [NAN 01]: S. Nandi and al., "Detection of Rotor Slot and Other Eccentricity Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor With Different Rotor Cages, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 16, no. 3, 2001, pp. 253-260.
- [NAN 02.a]: S. Nandi and al., "Novel Frequency Domain Based Technique to Detect Incipient Stator Inter-Turn Faults in Induction Machines Using Stator Induced Voltage After Switch-Off," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 38, No. 1, pp. 101-109, Jan./Feb. 2002.
- [NAN 02.b]: S. Nandi and al., "Performance Analysis of a Three-Phase Induction Motor Under Mixed Eccentricity Condition", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 17, no. 3, september 2002
- [NAN 05]: S. Nandi and al., "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors – A Review, IEEE Trans. on Ener. Conv. Vol. 20, no.4, 2005, pp. 719-729.
- [NEG 06]: Marian Dumitru Negrea, "*Electromagnetic Flux Monitoring for Detecting Faults in Electrical Machines*", Doctoral Dissertation, Helsinki University of Technology Department of Electrical and Communications Engineering Laboratory of Electromechanics, 2006.
- [OCA 04]: H. Ocak and al., "Estimation of the running speed and bearing defect frequencies of an induction motor from vibration data", ELSEVIER, Mechanical Systems and Signal Processing, 18 (2004), pp. 515-533.
- [OUM 07]: M.E.K. Oumaamar and al., "Neutral Voltage Analysis for Broken Rotor Bars Detection in Induction Motors Using Hilbert Transform Phase", in Proc. IEEE IAS'07 Annual Meeting Conf.2007, pp.1940-1947.

- [PAN 09]: R. Puche-Panadero and al., "Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, no. 1, March 2009, pp. 52-59.
- [PEN 94]: J. Penman and al., "Detection and location of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, n. 4, December 1994, pp. 652-658.
- [PEN 05]: Z. K. Peng, and al., "A comparison study of improved Hilbert–Huang transform and wavelet transform: Application to fault diagnosis for rolling bearing", Mech. Syst. Signal Process., vol. 19, pp. 974–988, 2005.
- [PEI 89]: S. C. Pei and al., "Computation of discrete Hilbert transform through fast Hartley transform," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 36, no. 9, pp. 1251–1252, Sep. 1989.
- [RAZ 04]: H. Razik and al., "A novel method of induction motor diagnosis using the line-neutral voltage". EPE-PEMC, September 2004.
- [SCH 95]: R. R. Schoen, and al., "Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, Nov./Dec. 1995, pp. 1274-1279.
- [SAH 03]: M. Sahraoui, "*Contribution au Diagnostic d'une Machine Asynchrone*", Thèse de Magistère, université de Biskra, 2004.
- [SAH 06]: M. Sahraoui, and al., "Modelling and Detection of Inter-Turn Short Circuits in Stator Winding of Induction Motors", in Proc. IEEE IECON'06, Paris, France, November 2006, pp. 4981-4986
- [SAH 07]: M. Sahraoui, and al., "Analytical Study, Modeling and Detection of Inter-Turn Short-Circuits in Stator Windings of Induction Motors", International Review on Electrical Engineering, vol. 2, no. 5, October 2007, pp. 711-722.
- [SAH 08]: M. Sahraoui, and al., "Dynamic Eccentricity in Squirrel Cage Induction Motors – Simulation and Analytical Study of its Spectral Signatures on Stator Currents", Elsevier – Simulation Modelling Practice and Theory (SIMPAT), vol. 16, no. 9 (2008), pp. 1503-1513.
- [SAN 08]: Sang-Bo Han and al., "Development of Diagnosis Algorithm for Induction Motor Using Flux Sensor", in Proc. of International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Beijing, China, April 21-24, 2008,
- [SID 05]: A. Siddique and al., "A review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 1, March 2005, pp. 106-114.
- [SIG 77]: G. Segulier et F. Notelet, "*Electrotechnique industrielle*", Technique et Documentation (Lavoisier), 1977.

- [SRI 06]: T. Sribovornmongkol, " *Evaluation of Motor Online Diagnosis by FEM Simulations*", Master's Thesis, Royal Institute of Technology Stockholm 2006.
- [TON 07]: Krstevski Toni, "Detection of Turn to Turn Faults in Stator Winding With Axial Magnetic Flux in Induction Motors," 2007.
- [THO 01] : W. T. Thomson and al., "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", IEEE Industry Application Magazine, July/August 2001, pp. 26-34.
- [TRA 08]: B. Trajin and al., "Detection of Bearing Faults in Asynchronous Motors using Luenberger Speed Observer", In proc. 2008
- [TRZ 00]: A. M. Trzynadlowski, and al., "Comparative Investigation of Diagnostic Media for Induction Motors: A Case of Rotor Cage Faults," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, October 2000, pp. 1092-1099.
- [WID 06]: R.D. Widdle and Al., "An Induction Motor Model for High-Frequency Torsional Vibration Analysis", ELSEVIER, Journal of Sound and Vibration 290 (2006), pp. 865–881.
- [ZAR 08]: Jafar Zarei and al, "An Advanced Park's Vectors Approach for Bearing Fault Detection", ELSEVIER Tribiol Int (2008), doi: 10.1016 /j. triboint. 2008.06.002
- [ZID 03]: F. Zidani and al., "Induction Motor Stator Faults Diagnosis by a Current Concordia Pattern Based Fuzzy Decision System," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 18, no. 4, pp. 469–475, Dec. 2003.

A.1. Description du Banc d'Essai

Les essais expérimentaux ont été effectués au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB). Le moteur triphasé asynchrone à cage utilisé pour notre étude expérimentale est un moteur tétra polaire de 3 kW fabriqué par *Leroy sommaire*. Le stator est constitué de 48 encoches alors que le rotor se compose de 28 barres en Aluminium. Notre moteur est accouplé à une génératrice à courant continu de même puissance qui débite sur une charge résistive variable. Le moteur est alimenté directement par une source triphasée variable. Le banc d'essai est équipé par un ensemble d'instruments de mesure, des capteurs de tension, de courant et de couple. L'acquisition des signaux est effectuée par l'intermédiaire d'une carte *dSpace* 1104.

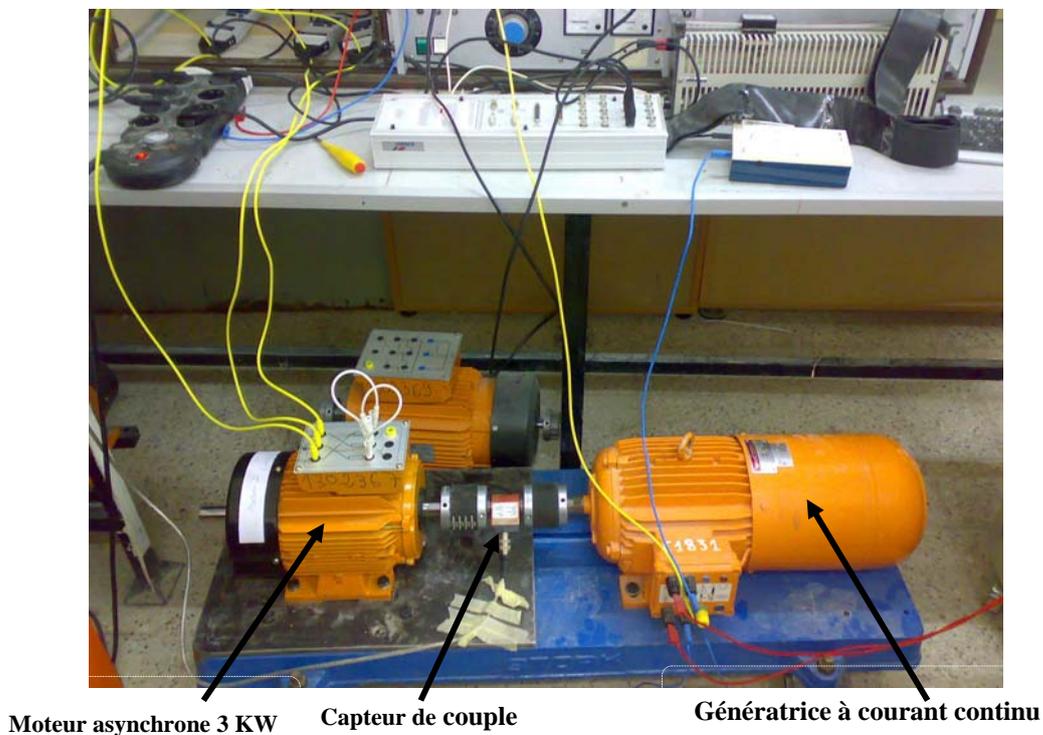


Figure A.1: Le banc d'essai expérimental

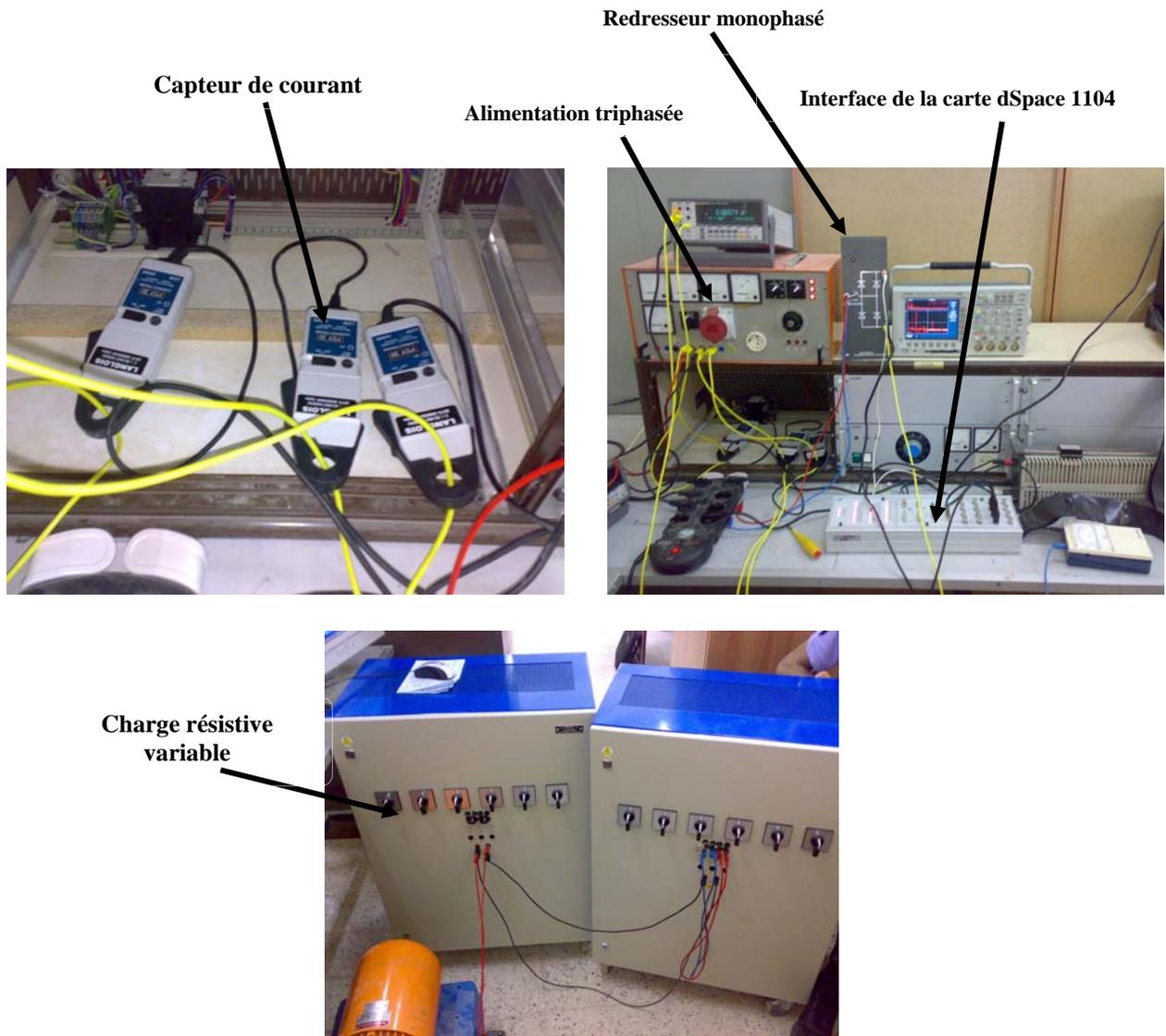


Figure A.2. Instruments utilisés pour le Banc d'essai

A.2. Défaut de barres rotoriques

Nous présentons aux figures A.3 le rotor du moteur 3kW ayant deux barres casées. Le défaut de barres a été réalisé en perçant deux barres adjacentes à la jointure entre la barre et l'anneau de court-circuit. D'autres essais de défauts de barres sont effectués en utilisant un autre moteur de 1.1kW (figure A.4). Les caractéristiques des deux moteurs et de la machine à courant continu sont présentées sur le tableau A.1.



Figure A.3: rotor du moteur 3kW avec deux barres cassées

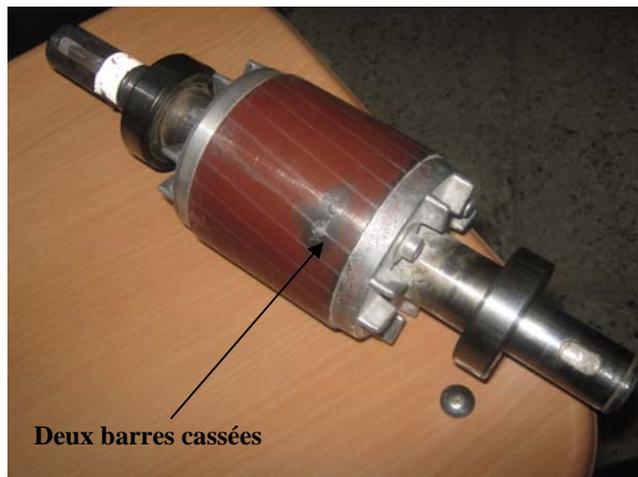


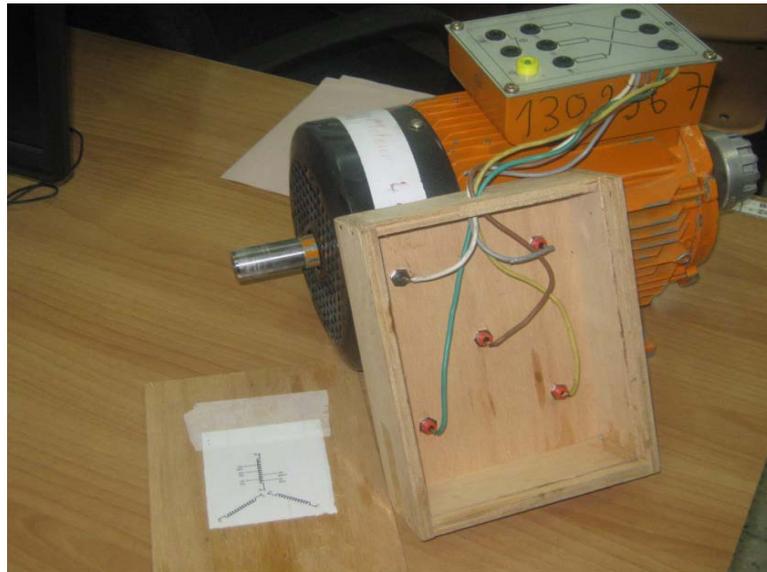
Figure A.4: rotor du moteur 1.1kW avec deux barres cassées

Caractéristiques	Moteur asynchrone N°1	Moteur asynchrone N°2
Fabricant		
La puissance	3 kW	1.1 kW
La vitesse nominale	1430 tr/min	1417 tr/min
La tension nominale	380 V	380 V
Le courant nominale	6.40 A	2.80 A
Nombre de barres rotoriques	28	28

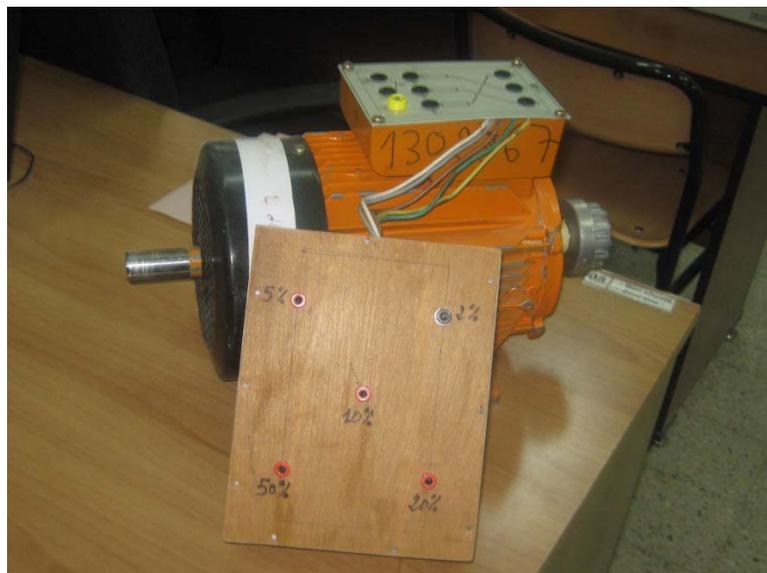
Tableau A.1. Caractéristiques des machines utilisées

A.3. Défaut de Court-circuit Entre Spires Statoriques

Pour effectuer des essais sur le défaut de court-circuit entre spires, une machine de 3kW a été spécialement rebobinée afin de rajouter des prises supplémentaires. Cinq bornes intermédiaires au niveau de la phase **W1-W2** ont été sorties en différents points. Ces sorties ont alors été reliées a une plaque à bornes pour pouvoir simuler des courts-circuits d'un nombre donné de spires (Figure II.15-16).



a)



b)

Figure A.5: moteur 3kW rebobiné spécialement pour faire les essais de court-circuit entre spires.