

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

*MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE*

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département du Génie Electrique

Spécialité Electrotechnique

Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

THÈME

**Diagnostic de défauts au stator et au rotor
par estimation paramétrique de la machine
asynchrone à cage d'écureuil**

Etudié:

M^r. F. BENABIDA

M^r. M. OUADAH

Proposé et dirigé par:

Pr. O. TOUHAMI

Juin 2006

Laboratoire de Machine

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

DIDICASE

Nous dédions ce modeste travail a nos chers parents.

A nos frères, nos sueurs et leurs familles.

A tous amis , a nos enseignants.

En fin ELHAMDOU LILAHY RABI ELRALAMINE.

M'HAMED ET FARID

Remerciements

Le travail de recherche développé dans ce mémoire a été réalisé au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale polytechnique.

Je remercie sincèrement Monsieur le professeur Omar TOUHAMI, directeur de ce mémoire, pour m'avoir accordé leur confiance, et m'est fait bénéficiaire de leur culture scientifique.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur MEKHALDI professeur de l'ENP, qui m'a fait de présider le jury d'examen de ce mémoire.

Je remercie vivement Monsieur Said MEKHTOUB, Maître de conférences de l'ENP, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Tableau I.1 effet de défaut statorique sur les paramètres de la machine

Tableau I.2 effet de défaut rotoriques sur les paramètres de la machine.

Tableau V.1 : Valeurs des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète

Tableau V.2 : Fonctions de transfert identifiées en discret (défaut rotor)

Tableau V.3 : la fonction de transfert et les valeurs de leurs paramètres (défaut stator)

Tableau V.4 : Résultats d'estimation paramétriques obtenus par l'algorithme
des moindres carrés récursifs

Index de figures

Chapitre I

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

Figure. I.2 : Coupe schématique de la machine asynchrone

FigureI.3: Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteur d'encoches et têtes de bobines statoriques)

Figure I.4 : Rotor à cage d'écureuil

Figure I.5 : (a) court-circuit entre spires (b) le courant de circulation (c) court-circuit entre deux faisceaux

Figure I.6: Défaut d'une barre cassée

Figure I.7:Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit.

Figure I.8 : Les roulements à billes

FigureI.9 : Les défauts d'excentricité

Figure I.10 : les différentes fréquences induisent à cause des défauts

Chapitre II

Figure II.1 : Représentation temps-fréquence du courant statorique lors d'une variation du couple de charge (Résultats de simulation avec une barre cassée)

Figure II.2: Principe de la surveillance par analyse spectrale

Figure II.3 : Spectre du courant statorique

Figure II.4 : Spectre de la puissance instantanée

Figure II.4 : Principe de la démodulation synchrone

Figure II.5 : Principe général de diagnostic à base du modèle analytique

Figure II.6 : Le vecteur de Park pour un moteur sain à vide et en charge

Figure II.7 : Le vecteur de Park pour une machine avec phase statorique ouverte à vide et en charge

Figure II.8 : Spectre de la tension composée U_{ab} après déconnexion de la source d'alimentation

Chapitre III

Figure III.1 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation des trois phases statoriques

Figure III.2 : Fonction d'enroulement de la i^{eme} maille du rotor

Figure III.3 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique

Figure III.4 : Modèle de la machine dans le repère de Park

Figure III.4 : Circuit équivalent suivant l'axe direct tourne à la vitesse de synchronisme.

Figure III.5 : Circuit équivalent suivant l'axe quadrature tourne à la vitesse de synchronisme.

Chapitre V

Figure V.1 : Banc d'essais pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone

Figure V.2 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine

Figure V.3 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine saine et une barre cassée

Figure V.4 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine avec deux barres cassées

Figure V.5 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassée

Figure V.6 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine avec une phase statorique ouverte

Figure V.8 : Variation des paramètres de la fonction de transfert discrète (défaut rotorique)

Figure V.9 : Variation des paramètres de la fonction de transfert discrète (défaut stator)

Figure V.10 : Variation des paramètres des machines **a/** machine saine, **b/** barre cassée **c/** deux barres cassées, **d/** portion d'anneau cassée, **e/** phase statorique ouverte

Figure V.15 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine saine

Figure V.16 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine avec une barre cassée

Figure V.17 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine à deux barres cassées

Figure V.18 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassée

Figure V.19 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine avec une phase statorique ouverte

Figure V.20 : Organigramme du diagnostic de la machine asynchrone

Figure V.21 : Comparaison entre les paramètres (R_s, R_r, L_s) de la machine saine et les machines en présence de défauts rotorique

Figure V.22 : Comparaison entre les paramètres (R_s, R_r, L_s) de la machine saine et la machine en présence de défaut statorique (phase statorique ouverture)

Figure V.23 : Densité spectrale de puissance des résidus (défaut rotor)

Figure V.24: Densité spectrale de puissance des résidus (défaut stator)

Sommaire

Introduction générale	1
CHAPITRE I : CONSTITUTION ET REPRESENTATION DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE	
Introduction	4
I Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil	4
I.1. Différents parties de la machine asynchrone à cage d'écureuil	4
I.1.1. Stator	5
I.1.2. Rotor	7
I.1.3. Paliers	8
II Classification des défauts au niveau de la MAS	8
II.1. Les défaillances de la machine asynchrone à cage d'écureuil	8
II.1.1. Défaillances d'ordre électriques	8
II.1.1.1. Défauts des circuit électriques statoriques	9
II.1.1.1.1. Les courts circuits internes	9
II.1.1.1.2. Les isolations électriques	10
II.1.1.1.3. Décharges partiels	10
II.1.1.2. Défauts des circuits électriques rotoriques	10
II.1.1.2.1. Les cassures de barres	11
II.1.1.2.2. Cassure d'une portion d'anneau de c-c	11
II.1.2. Défaillances d'ordre mécanique	12
II.1.2.1. Défauts des roulements à billes	12
II.1.2.2. Excentricité	13
II.1.2.3. Défaillance de l'arbre	14
II.1.2.4. Défaillance du flasque	14
II.2. Cause des défaillances	14
II.2.1. Cause des défauts statoriques	14
II.2.2. Cause des défauts rotoriques	15
II.2.3. Cause des défauts de roulement à billes	15
II.3. Effets des défauts	15
II.3.1. Effets de défauts statoriques (court circuit)	15
II.3.2. Effets de défauts rotoriques	17
III. Etude statistique	19
Conclusion	19

CHAPITRE II : LES METHODES DE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Introduction	20
II.1. Méthodes de traitement des signaux	20
II.1.1. Transformée de Fourier discrète	20
II.1.2. Transformée de Fourier rapide	21
II.2. Méthodes de diagnostic utilisées pour détecter les défauts	21
II.2.1. Approche signal	21
II.2.1.1. Analyse temps-fréquence et temps-échelle	22
II.2.1.2. Analyse spectrale	23
II.2.1.3. Démodulation synchrone	27
II.2.1.4. Analyse spectrale à haute résolution	28
II.2.2. Approche modèle	28
II.2.2.1. Surveillance par les observateurs	29
II.2.2.2. surveillance par redondance analytique	29
II.2.2.3. surveillance par estimation paramétrique	29
II.2.2.4. Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park	30
II.2.3. Technique additionnelle	31
Conclusion	33

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Introduction	34
III.1. Modèle de la machine asynchrone saine	34
III.1.1. Hypothèses de départ	35
III.1.2. Modélisation du stator	35
III.1.2.1. Structure du stator	35
III.1.2.2. Les équations électriques statoriques	36
III.1.3. Modélisation du rotor	40
III.1.3.1. Structure du rotor	40
III.1.3.2. Les équations électriques rotoriques	41
III.1.4. Equations mécaniques de la machine	43
III.1.5. Modélisation dans le repère diphasé (d, q)	44
III.1.5.1. Transformation de Park	45
III.1.5.2. Modèle du stator	46
III.1.5.3. Modèle du rotor à cage	47
III.1.6. La fonction de transfert	49

III.1.7. Détermination des paramètres	51
Conclusion	52

**CHAPITRE IV : IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU
MODELE LINEAIRE DE LA MACHINE A CAGE D'ECUREUIL**

Introduction	53
IV.1. Identification paramétrique réursive	53
1.1. Principes de base	53
1.1.1. Modèles et prédicateurs de signaux	53
1.1.2. Algorithmes pour l'estimation paramétrique	54
1.1.3. Schéma général	57
1.2. Méthodes d'estimation paramétrique	58
1.2.1. Méthodes de l'erreur d'équation	58
1.2.2. Méthodes de l'erreur de sortie	59
1.2.3. Méthodes de la variable instrumentale.	61
1.3. Validation du modèle identifié	63
IV.2. Modèle linéaire de la machine pour l'identification paramétrique	64
2.1. Modèle continu	64
2.2. Modèle discret	65
Conclusion.	67

**CHAPITRE V: RESULTATS EXPERIMENTAUX DU DIAGNOSTIC
DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE**

Introduction.	68
V.1. Description du système expérimental.	68
1.1. Banc experimental.	68
1.2. Signal d'excitation.	69
V.2. Identification des paramètres de la fonction de transfert en discret . . .	70
2.1. Filtrage des données entrées-sorties.	70
2.2. L'évolution des paramètres de la fonction de transfert en discret.	73
2.2.1. Initialisation de vecteur paramètre.	73
2.2.2. La variation des paramètres pour chaque machine.	74
V.3. Identification des paramètres des machines.	76
3.1. Résultats expérimentaux	76
3.2. Validation des résultats.	78

V.4	Diagnostic des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil . . .	80
4.1.	Méthodologie de surveillance.	80
4.2.	Suivi des paramètres électriques.	81
4.2.1.	Pour les défauts rotoriques	81
4.2.2.	Pour le défaut statorique	83
4.3.	Analyse spectrale des résidus de l'identification.	83
	Conclusion	85
	 Conclusion générale	 86

Introduction générale

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

Le travail proposé s'attarde sur le diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la trouvons maintenant dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires. A titre d'exemple, aux Etats-Unis, 70 millions de moteurs asynchrones sont fabriqués chaque année pour une population d'environ 300 millions de personnes. Toute proportion gardée, il est clair ces moteurs nous conduisent à porter une attention de plus en plus sérieuse quant à leur fonctionnement et leur disponibilité.

En effet, l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant, en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise (cas des machines de fortes puissances) sans oublier la perte de production occasionnée. Dans le domaine nucléaire, par exemple, il est indispensable d'assurer la sécurité des personnes et du matériel car aucun système, qu'il soit simple ou complexe, n'est à l'abri d'un dysfonctionnement.

Les techniques d'estimation paramétrique ont été intensivement étudiées et testées, en particulier sur des données réelles. Les algorithmes de type erreur d'équation permettent d'obtenir des estimations réalistes et fiables en données réelles. Cette approche étant basée sur l'identification des paramètres d'un modèle de la machine, l'un des objectifs les plus importants, dans le cadre du diagnostic, concerne la mise au point de modèles mathématiques représentatifs d'un fonctionnement sain. L'étape de modélisation s'avère donc indispensable aussi bien en

commande, pour la synthèse des boucles de régulation, qu'en surveillance, pour la détection et la localisation de pannes.

En situation de défaut, la machine asynchrone présente en plus d'un comportement dynamique classique, un comportement dû au défaut. Les paramètres de ce mode doivent être essentiellement sensibles au défaut. Cette situation s'avère propice à la détection de véritables défauts. La méthode de diagnostic par identification paramétrique conduit à procéder à l'estimation des paramètres électrique. Ainsi, ces paramètres permettront d'accéder à l'information sur les défauts présents dans la machine, et la localisation du déséquilibre.

Par ailleurs, les progrès en identification réursive des machines électriques offrent la possibilité d'un diagnostic en-ligne des défauts. Ainsi, la surveillance en temps réel des défauts dans la machine asynchrone suppose l'adaptation des algorithmes récursifs au cas des paramètres variables (présence des défauts). C'est pour cette raison que la piste des Moindres Carrés Récursifs a été investiguée.

Organisation du mémoire

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés aux méthodes de diagnostic par estimation paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil. En conséquence, ce mémoire est organisé en cinq chapitres complémentaires:

Le premier chapitre de ce document rappelle le contexte de l'étude : le diagnostic de défaut rotorique et statorique dans les machines asynchrones à cage d'écureuil. Nous présentons dans un premier temps les éléments de constitution de ce type de machine en précisant les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux (causes et effets).

Le deuxième chapitre est consacré à énumérer quelques outils nécessaires à l'analyse de signaux temporels dans le domaine fréquentiel pour la détection des défauts de la machine asynchrone. Nous allons nous attacher dans un deuxième temps à rappeler brièvement les méthodes de surveillance des entraînements électriques, essentiellement l'analyse vibratoire en présentant leurs points faibles et leurs points forts.

Le troisième chapitre est dédié à la présentation du modèle de la machine. Nous utilisons un modèle basé sur le couplage magnétique des circuits électriques pour analyser le comportement de la machine en absence de défaillances. Ce type d'approche offre un modèle de machine flexible, ne nécessite aucun recours au calcul de champ. Finalement, un modèle sous forme d'une fonction de transfert est proposé pour l'estimation des paramètres électriques de la machine.

Les méthodes d'identification paramétriques récursives sont développées au quatrième chapitre. Trois grandes familles sont présentées : les méthodes d'équation de l'erreur, les méthodes de l'erreur de sortie et les méthodes de la variable instrumentale. Dans un deuxième temps, nous appliquons la méthode des moindres carrés récursifs, pour l'estimation des paramètres de la machine.

S'appuyant sur le modèle proposé, l'application expérimentale de la stratégie de surveillance par identification paramétrique fait l'objet du cinquième chapitre. Une évaluation des performances en détection et localisation des défauts a été effectuée au travers d'essais expérimentaux dans plusieurs situations de fonctionnement (sain, présence de défaut rotorique et statorique).

CHAPITRE I

CONSTITUTION ET REPRESENTATION DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

Introduction:

De nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont très variées.

Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Cette présentation débute par un rappel sur les éléments de construction de cette machine. A ce propos, nous nous intéresserons de plus près à la réalisation pratique des enroulements statoriques et des encoches rotoriques. Après avoir effectuons une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux, citons leurs causes et nous analysons les effets de ces défauts sur le comportement de la machine.

I. Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitution des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- le stator, partie fixe de machine où est connectée l'alimentation électrique ;
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

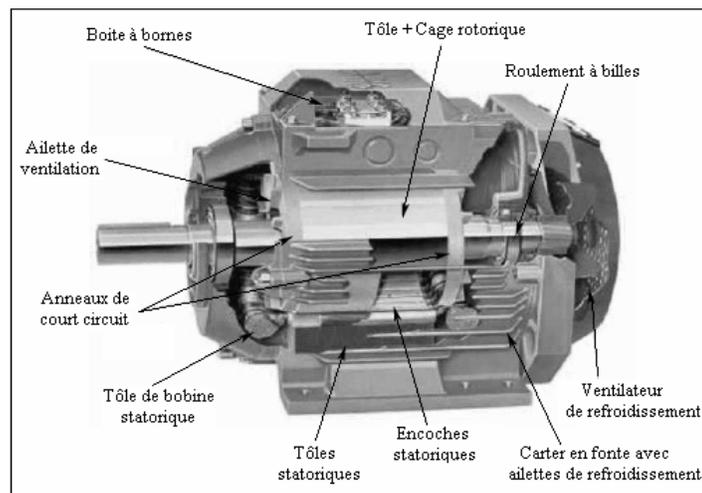


Figure I.1 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [10]

I.1. Différents parties de la machine asynchrone à cage d'écureuil

La machine est constituée d'un circuit magnétique déformable (rotor en mouvement par rapport au stator) et de bobinages parcourus par des courants, à l'origine du champ magnétique. Le circuit magnétique est réalisé par un empilement de tôles ferromagnétiques

finies et découpées, faisant apparaître le stator, le rotor et les différentes encoches (**Figure I.2**). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties (**Figure I.3**) : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [7].

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Si ce type de réalisation ne permet pas véritablement d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, il est par contre extrêmement robuste, peu coûteux, et donc très répandu [1].

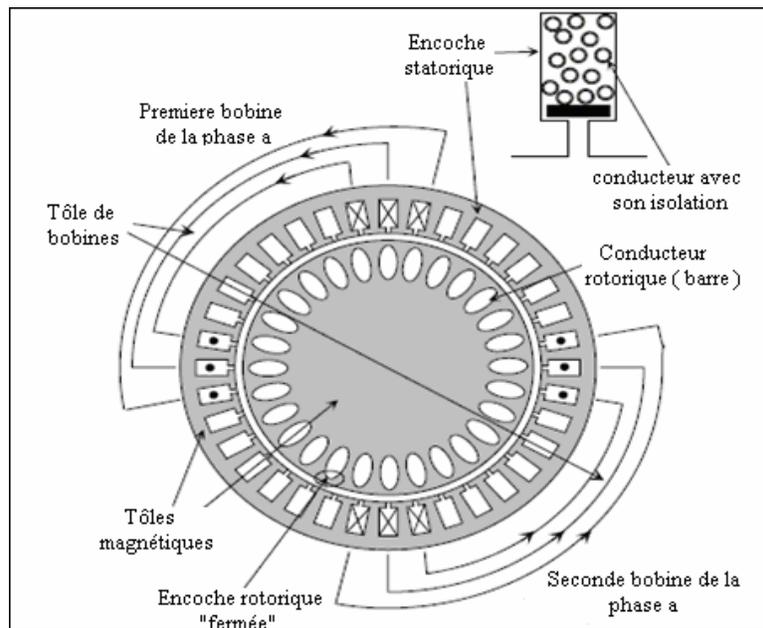


Figure. I.2 : Coupe schématique de la machine asynchrone [1]

I.1.1. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois cette étape d'assemblage terminée [10], la réalisation de bobinage statorique est faite comme suit:

Concrètement, le bobinage statorique est réalisé par la mise en série et parallèle de spires élémentaires. L'organisation des spires est faite en fonction de la vitesse, du couple et des tensions d'alimentation désirés de la machine. [1] Comme le montrent les **FigureI.2** et **FigureI.3**.

Pour des raisons techniques de mise en oeuvre, et pour limiter les effets pelliculaires, les conducteurs statoriques sont réalisés en fil de cuivre isolé de petite section. L'isolation est assurée par une résine protectrice dont les qualités d'isolation et de tenue à la chaleur déterminent en grande partie l'utilisation possible de la machine. Dans certaines machines, on peut aussi trouver plusieurs sections par encoche, les sections pouvant appartenir à des phases différentes. Une isolation supplémentaire peut être rajoutée pour améliorer le mur isolant entre les phases. Placé dans les encoches, le bobinage est englué dans un vernis qui le maintient collé, tout en améliorant l'isolation électrique. Une petite cale supplémentaire aide au blocage des conducteurs dans leur encoche. En effet, les efforts mis en jeu (force de Lorenz) peuvent être très importants. Les vibrations des conducteurs et les divers frottements qui en résultent accélèrent l'usure des isolants. Le facteur principal de vieillissement reste cependant la chaleur. Les machines disposent donc généralement d'un ventilateur pour limiter leur montée en température. Placé à une extrémité, ce ventilateur force le passage de l'air entre les ailettes extérieures, ou dans l'entrefer et la carcasse magnétique, pour les grosses machines.

Les contraintes sur le bobinage statorique dépendent du type de machine et de son utilisation. Pour les machines fonctionnant en atmosphère polluée, la poussière et se déposant au niveau des têtes de bobines affaiblissent plus particulièrement l'isolation électrique de ces régions. Pour les machines haute-tension, c'est à la sortie des encoches que le champ électrique est le plus élevé, en raison de la discontinuité du circuit électrique. D'une façon générale, c'est aussi à la sortie des encoches que les vibrations mécaniques sont les plus contraignantes. Nous étudierons donc en priorité les courts-circuits entre spires ayant lieu au niveau des têtes de bobines et à la sortie des encoches [1].

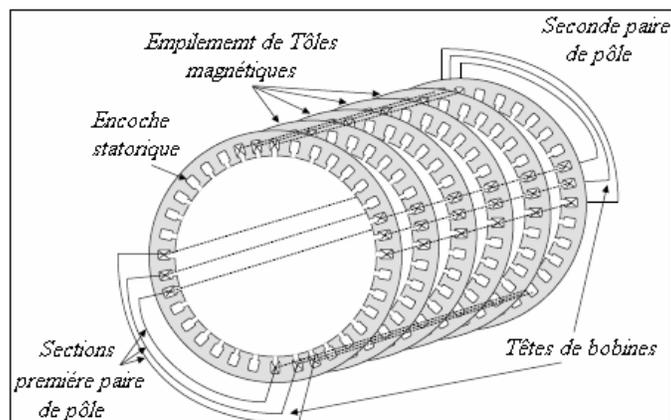


Figure I.3: Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteur d'encoches et têtes de bobines statoriques [11])

I.1.2. Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en générale, de même origine que celle utilisée pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types: bobinés ou à cage d'écureuil. Les rotors bobinés sont constitués de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques disponibles grâce à un système de bagues-balais positionnés sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petites. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium. Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépendent principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera fait. Nous donnons à la **Figure I.1** les différents éléments de construction d'un rotor à cage d'écureuil. Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil. Très souvent ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone. L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est pas en générale nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre. Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible comme le montre la **Figure I.1**.

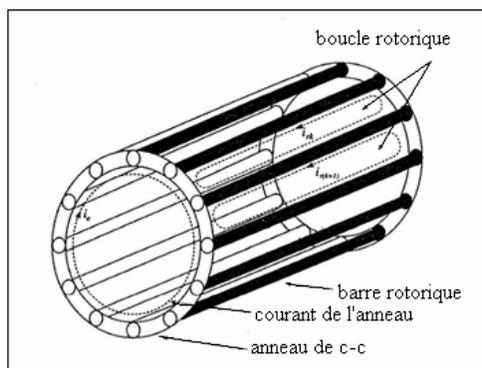


Figure I.4 : Rotor à cage d'écureuil

I.1.3. Paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons des tiges de serrage comme nous montrons la **Figure I.1**.

L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

II. Classification des défauts au niveau de la MAS

Les défauts dans les entraînements électriques se répartissent en deux catégories : les défauts qui se produisent dans la machine électrique (défauts des roulements, inclinaison de l'axe) et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine électrique (défauts dans la chaîne d'entraînement électrique à vitesse variable). Notre étude est restreinte aux problèmes électriques qui apparaissent dans la machine asynchrone [2].

II.1. Les défaillances de la machine asynchrone

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

II.1.1. Défaillances d'ordre électriques

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défauts qui apparaissent

au niveau des circuits électriques statoriques et celle qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [1].

II.1.1.1. Défauts des circuit électrique statoriques

D'où proviennent les pannes statoriques dans les moteurs asynchrones ?

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile, poussière et humidité viennent se déposer : pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au niveau des têtes de bobines, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant du fait les conducteurs [11].

II.1.1.1.1. Les courts circuits internes

Le court-circuit de spires est donc le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator. Ce sont des pannes dues à un court circuit dans une ou plusieurs phases statoriques. Ce type de défaut provoque une détérioration de la machine. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui perturbe les commandes développées sur la base du modèle de Park. Un défaut de court-circuit est une connexion directe entre deux points du bobinage. Il peut se manifester soit entre les spires au milieu du bobinage ou bien entre une spire et le neutre. On distingue trois types de court-circuit au niveau du stator [5].

a- Court-circuit spire neutre : Le courant dans la phase concernée a une amplitude supérieure par rapport au courant des autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas de la machine saine. Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants. De plus le facteur de puissance diminue avec l'augmentation de nombre de spires en court-circuit. Ce qui explique la modification des bobinages, qui implique une variation de l'inductance propre de la phase affectée également par le défaut et affecte les autres par couplage magnétique.

b- Court-circuit au milieu de la phase : le court-circuit entre spires loin du neutre augmente les courants dans les phases statoriques, dans les barres, et les portions d'anneaux du circuit rotorique.

c- Court-circuit entre phases différentes : l'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre deux phases, induirait une des courants très forts conduisant à la fusion des conducteurs. Cependant, un court-circuit proche du neutre engendre un déséquilibre sans

provoquer la fusion des conducteurs. De plus, les courants des barres sont amplifiés lors de l'apparition du défaut.

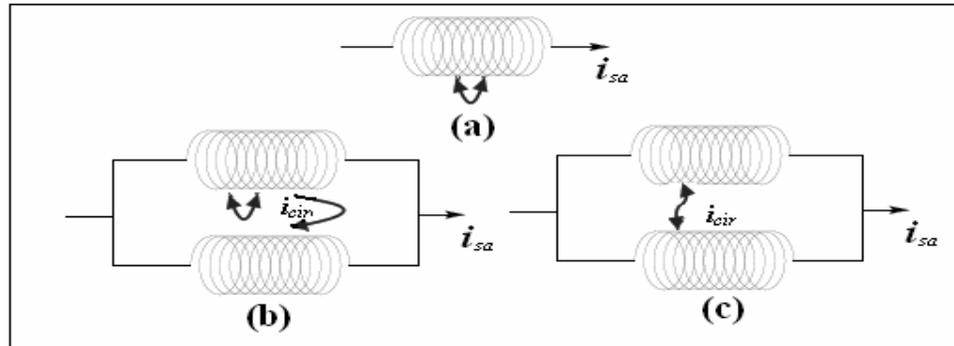


Figure I.5 : (a) court-circuit entre spires (b) le courant de circulation (c) court-circuit entre deux faisceaux

II.1.1.1.2. Les isolations électriques

Les défauts d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite à un vieillissement du ou milieu de fonctionnement hostile ou non, et à la façon dont est alimenté le moteur [6].

II.1.1.1.3. Décharges partielles

Ce type de défauts est dû aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse qui simplifie avec l'usure des isolants. Sa présence précède l'apparition de courts-circuits entre phases ou entre phases et la masse [6].

III.1.1.2. Défauts des circuits électriques rotoriques

Le problème des ruptures de barres dans les moteurs asynchrones a été à l'origine des premiers travaux de recherche sur le diagnostic des machines tournantes. L'émergence de nombreux travaux de recherche, notamment ceux des mécaniciens par analyse vibratoire, a contribué à une avancée prometteuse du diagnostic des machines tournantes à vitesse constante (machine asynchrone, alternateurs, etc...). Les défauts rotoriques typiques des machines asynchrones sont dus à un défaut de fabrication, ou à un défaut d'utilisation. On peut citer les principaux [11] :

- Une rupture partielle ou totale d'une barre au rotor survenant généralement à cause de l'échauffement dû aux sollicitations.
- Une barre résistive due à la présence de poches d'air dans les encoches rotoriques. Ce défaut se produit lors de la fabrication car la phase du coulage de l'aluminium dans les tôles empilées n'est pas parfaitement maîtrisée (absence d'étanchéité totale).

- Une rupture de soudure au niveau de l'anneau de court-circuit, notamment pour les fortes puissances.
- Une rupture de portion d'anneau de court-circuit.

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

II.1.1.2.1. Les cassures des barres

Ces défauts apparaissent au niveau du rotor. Ce sont les défauts les plus fréquents. Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une (s) barre (s) au niveau de la cage d'écureuil. Ils se traduisent par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique. Ces pannes rotoriques engendrent malheureusement des ondulations dans le couple électromagnétique qui elles mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine. Ce qui génère des défauts mécaniques en plus dans la machine.

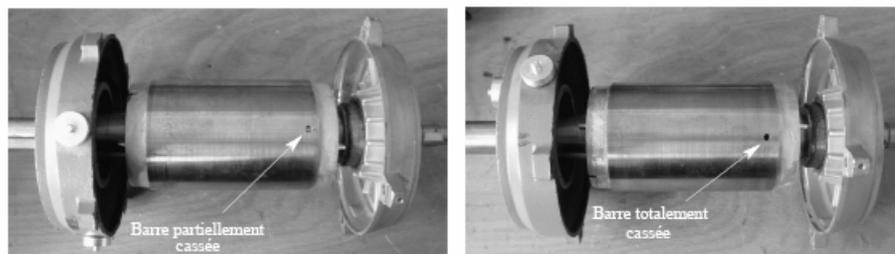


Figure I.6: Défaut d'une barre cassée

II.1.1.2.2. Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit

Les cassures de portion d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux. Les anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple et donc de courant peuvent entraîner leur cassure. La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure de barres.

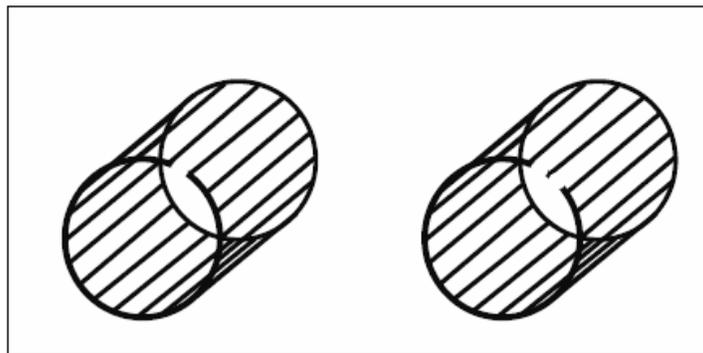


Figure I.7:Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit.

Suite à l'apparition de ces défauts, la machine continue à fonctionner, il est donc très difficile de détecter ces défaillances si la machine est en régime de défauts. Le courant qui conduit une barre cassée se répartit sur les autres barres, ces dernières seront surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et par la suite la rupture d'un nombre plus important de barres, dans la machine.

II.1.2. Défaillances d'ordre mécanique

Les défaillances d'ordre mécaniques sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur. Nous énumérons, dans la suite du document, certains de ces défauts. Nous pouvons trouver dans la littérature des ouvrages très complets qui traitent de ces divers problèmes [13] [14].

II.1.2.1. Défauts des roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse de roulement, causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation [10]. Les défauts des roulements se manifestent comme de défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité. Un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur.

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone .pour ce la les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrits par ces expression [4] :

$$f_{exe} = \left(1 \pm k \cdot \left(\frac{1-g}{p/2} \right) \right) \cdot f \quad (\text{Hz})$$

$$f_{exe} = |f \pm k \cdot f_{rm}| \quad (\text{Hz}) \quad f_{bng} = |f \pm m \cdot f_{vib}| \quad (\text{Hz})$$

Où f_{vib} est l'une des fréquences des vibrations mécaniques

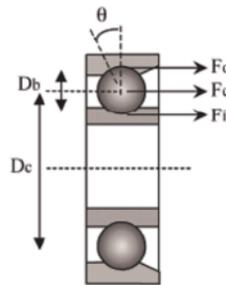


Figure I.8 : Les roulements à billes

Où : g = le glissement, f = fréquence d'alimentation, f_{rm} = fréquence de rotation mécanique, $m = 1,2,3,\dots,n$ IN, $k = 1,3,5,\dots,k$ IN, p = nombre de paires de pôles, n_b = nombre de billes, D_b = diamètre des billes, D_c = distance du centre des billes, θ = l'angle de contact de la bille avec la cage.

II.1.2.2. Excentricité

La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants On distingue généralement trois cas d'excentricité [8] :

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

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivant



Figure I.9 : Les défauts d'excentricité [8]

II.1.2.3. Défaillance de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple l'humidité peut provoquer des micro-fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi une fatigue supplémentaire. Une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance [10].

II.1.2.4. Défaillance du flasque

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire où analyse harmonique des courants absorbés par la machine.

II.2. Causes des défaillances

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes les initiateurs de défauts, les amplificateurs de défauts et les défauts de fabrication [2].

La majorité de tous les défauts du rotor et du stator sont provoqués par une combinaison des divers efforts qui agissent sur ces deux composants de la machine.

II.2.1. Causes des défauts statoriques

Les défauts statoriques peuvent être due à plusieurs raisons, parmi lesquelles [3] [2] :

- un grand noyau du stator ou la température d'enroulements est élevé.
- Attachement lâche à la fin de l'enroulement.
- contamination due à l'huile, moisissure et saleté.
- Cycle de démarrage fréquent.

- Surtension, décharges électriques, Les fuites dans les systèmes de refroidissement.

II.2.2. Causes des défauts rotorique

Comme pour le stator, les raisons pour les cassures des barres rotoriques et de rupture d'une portion d'anneau de court circuit sont nombreuses:

- Effort thermique due à l'échauffement de l'anneau du court-circuit et la différence de la température dans la barre pendant le démarrage (effet de peau).
- Effort magnétique causé par les forces électromagnétiques (flux de fuite d'encoche, l'excentricité de l'entrefer), bruits et vibration électromagnétiques.
- Effort dynamique du au couple de charge, aux forces centrifuges ainsi que les efforts cycliques.
- effort environnementale causées par la contamination, l'abrasion des matériels rotoriques due aux particules chimiques.

II.2.3. Causes des défauts de roulement à billes

Souvent mêmes sous des conditions normales de fonctionnement avec équilibre de charge et un bon alignement, les défauts dues à la fatigue peuvent prendre place. Autres les fatigues dues au fonctionnement interne normal inhérentes à l'excentricité.

Autres causes externes peuvent exister, telles que:

- contamination et corrosion causées par l'eau et l'acide...
- lubrification impropre.
- installation impropre de roulement, du au désalignement de la machine.

II.3. Effets des défauts

II.3.1. Effets de défauts statoriques (court circuit)

Le court-circuit de spires est donc le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator, même si les risques d'ouverture de phase (conducteur coupé) demeurent physiquement réalisables. En effet, on a vérifié expérimentalement que le courant circulant dans les spires en court-circuit est dix fois plus important que le courant nominal. L'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine [11].

D'une façon générale, à la suite d'un court-circuit, apparaissent des vibrations et des oscillations de couple synonymes de présence de nouvelles composantes dans le couple électromagnétique, et par conséquent dans les courants statoriques. En effet, un court-circuit de spires est à l'origine d'un nouveau bobinage monophasé au stator traversé par un fort

courant, il en résulte un champ magnétique additionnel dans la machine de fréquences $\pm f_s$ (ou f_s est la fréquence de synchronisme) [1] [15]. Ces nouvelles composantes entraînent des harmoniques de fréquences kf_s dans les courants absorbés par la machine.

L'origine des raies dues au défaut statorique dans l'analyse spectrale du courant de ligne peut s'expliquer de la manière suivante. Prenons le cas d'une machine saine à p paires de pôles, lorsque les trois bobinages statoriques sont parcourus par un système sinusoïdal équilibré de courant de pulsation $\omega_s = 2\pi f_s$, il se crée alors trois excitations magnétiques stationnaires dirigées selon l'axe de chaque phase. C'est la somme de ces excitations qui crée un champ tournant dans l'entrefer dont l'expression au point M repéré par l'angle θ peut être approchée par :

$$H(\theta, t) = H_a(\theta, t) + H_b(\theta, t) + H_c(\theta, t) = \frac{3}{2} H_m \cos(\omega_s t - p\theta) \quad (\text{I.1})$$

où H_m est proportionnel à l'amplitude des courants.

Il s'agit d'une onde sinusoïdale progressive d'amplitude constante de p périodes sur un tour complet, tournant à $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ par rapport au bobinage triphasé qui le crée. Le flux généré balaye les bobinages rotoriques, ce qui provoque la rotation de l'arbre moteur. La vitesse rotorique augmente et atteint une vitesse Ω_r inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s , les enroulements rotoriques sont alors balayés par le flux à la vitesse de glissement $\Omega_s - \Omega_r = g\Omega_s$.

Lorsqu'un court-circuit de spires apparaît, l'application du théorème d'Ampère montre qu'il se crée en plus du champ principal, une excitation magnétique de pulsation Ω_s due au nouveau bobinage court-circuité parcouru par un courant de court-circuit. C'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique qui crée les ondulations de couple et qui induit au stator des forces magnétomotrices de fréquence $2f_s$, d'où les courants statoriques comportant ces composantes. Ces courants circulant dans les circuits magnétiques et en présence du défaut induisent, par conséquent, des courants de fréquence $3f_s$ selon le même processus. Ainsi, des composantes aux fréquences kf_s (ou k est un entier positif) se retrouvent dans les courants statoriques [16].

Dès lors, une analyse dans le domaine fréquentiel de ces courants par le biais de la transformée de Fourier rapide (FFT Software) est révélatrice d'un déséquilibre au stator.

L'intérêt de l'analyse du courant statorique réside dans la simplicité du capteur utilisé. En effet, la mise en place d'un capteur de courant est des plus simples et est moins onéreuse qu'une analyse de la vitesse de rotation qui nécessite l'utilisation d'un capteur amovible pour le dépanneur.

Le diagnostic par analyse spectrale consiste donc) prélever le courant statorique, et à tracer son spectre fréquentiel. Ainsi, la détection de raies aux fréquences de défaut est une indication d'un déséquilibre présent dans la machine [11].

La variation des paramètres se fait comme suit:

Type de défaut	Paramètres du modèle (d-q)				Paramètres du modèle triphasé	
	R_r	R_s	L_r	L_s	$R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}, L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}, R_r, L_r$	
Court-circuit entre spires d'une phase statorique.					R_{sa}, L_{sa} $R_{sb}, R_{sc}, L_{sb}, L_{sc}$	

Tableau I.1 effet de défaut statorique sur les paramètres de la machine [9]

II.3.2. Effets de défauts rotoriques

La conséquence de la dissymétrie due à un défaut de barre(s) cassée(s) réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator, et cela à la fréquence de glissement. Par conséquent, il y aura création des courants supplémentaires dans le bobinage statoriques à des fréquences induites **Figure I.7** :

$$f_b = (1 \pm 2g).f \quad (Hz)$$

Ou: f_b = fréquence de barre cassée et g : le glissement.

- Le signe (+) indique la conséquence des oscillation en vitesse.
- Le signe (-) indique la présence du défaut rotor (barres cassées).

Par contre, les harmoniques d'espaces gènèrent eux aussi des fréquences dont la relation est:

$$f_b = \left\{ \left(\frac{k}{p} \right) (1 - g) \pm g \right\} f \quad (Hz)$$

En effet, la relation permettant au moteur de fonctionnement en tant que tel repose sur la relation: $f = f_r + f_s \quad (HZ)$

f_r = fréquence de rotation. , f_g = fréquence de glissement. Dans la dissymétrie f_s est

négative, donc: $f_b = f_r - f_s = f - 2f_s = f(1 - 2g) \quad (HZ)$

Ce courant va générer un couple oscillatoire car il aura interaction entre ce courant et le flux fondamental créé par l'alimentation statorique. Des lors, ce couple additionnel issu du produit du flux par le courant est proportionnel à l'amplitude de courant et la fréquence $(1-2g)f$.

La fréquence d'oscillation sera donc de $2gf$ et engendrera une oscillation de vitesse à cette fréquence dont l'amplitude dépendra de l'inertie du (moteur + charge). Cette oscillation de

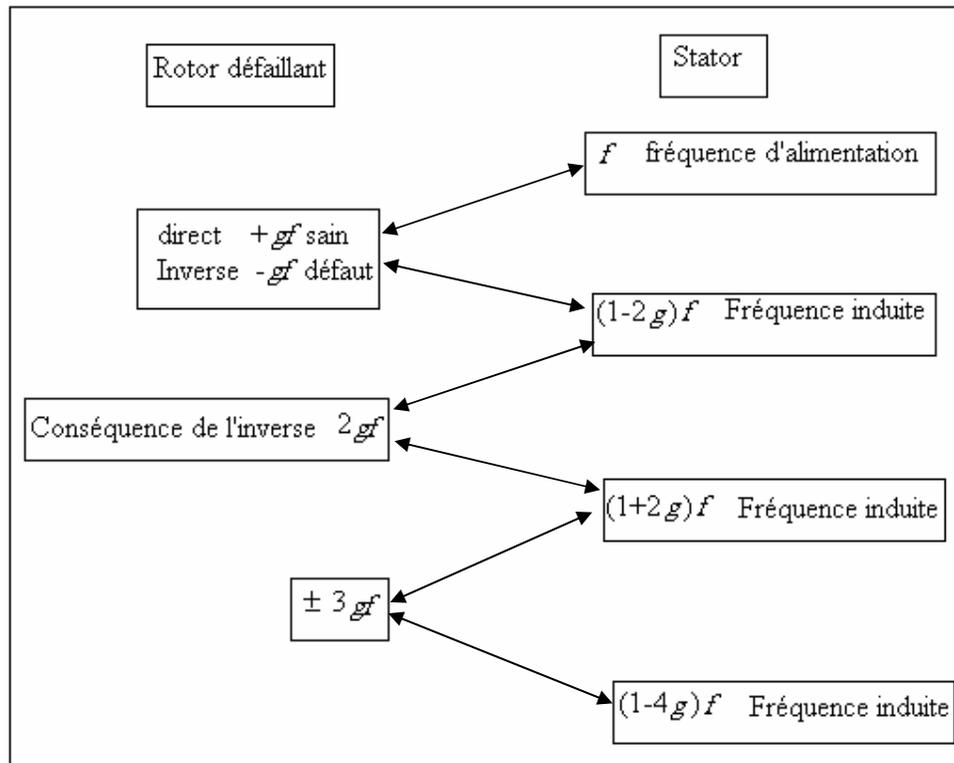


Figure I.10 : les différentes fréquences induites à cause des défauts

vitesse va générer une variation de flux, donc une force électromotrice de fréquence fondamentale plus deux supplémentaires liées aux oscillations de vitesse. Celles –ci sont proportionnelles à l'amplitude de la variation de la vitesse et généreront deux courants additionnels de fréquence $(1-2g)f$ et $(1+2g)f$ de même valeur. Cependant, le courant de création à la fréquence $(1-2g)f$ vient se soustraire à celui créé par le défaut rotorique.

Nous pouvons donc conclure que l'amplitude de courant à la fréquence $(1-2g)f$ est constante. L'amplitude du courant à $(1+2g)f$ sera d'autant plus faible que l'inertie du moteur plus celle de la charge ramenée sera grande, importante.

La variation des paramètres rotoriques se fait comme suit [9]:

Type de défaut	Paramètres du modèle (d-q)				Paramètres du modèle triphasé
	R_r	R_s	L_r	L_s	$R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}, L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}, R_r, L_r$
Cassure des barres et des portions d'anneau de court-circuit.					

Tableau I.2 effet de défaut rotoriques sur les paramètres de la machine.

III. Etude statistique

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande des systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants [1] :

60% défauts dans le stator.
 22% défauts dans le rotor.
 18% autres défauts.

Une autre étude statique faite sur des machines de grande puissance (de 100kW à 1MW) donne les résultats suivants :

Enroulements stator	13%	Couplage magnétique	4%
Défauts au rotor	8%	Roulements	41%
Autres	34%		

Conclusion

Nous avons montré que les principaux éléments de construction d'une machine asynchrone à cage d'écureuil peuvent présenter des défaillances qui induisent, pour la plupart d'entre elles, un arrêt intempestif de la machine. Nous nous sommes volontairement attardés sur les bobinages statoriques en détaillant les différents défauts fréquemment rencontrés, de même, au rotor. Nous avons dénombré les principaux défauts qui peuvent survenir soit dans la phase de fabrication, soit dans celle d'utilisation. Nous avons cité les causes de ces défaillances et leurs effets sur le comportement de la machine. Et d'après l'étude statistique, on constate que, Les contraintes mécaniques sont les plus grandes pour ce type de machines ; ce qui explique la domination des défauts de roulements par rapport aux défauts électriques.

C'est pour pallier ce problème que le diagnostic de défauts a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels.

CHAPITRE II

LES METHODES DE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Introduction

Afin de mieux situer notre travail, il a été nécessaire de regarder quelles sont les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées pour détecter la présence d'une anomalie au sein de la machine asynchrone. Comme les chercheurs de part le monde travaillent sur ce sujet depuis un certain nombre d'années, beaucoup de travaux ont vu le jour.

Dans ce chapitre, nous citons les méthodes de traitements du signal qu'elles sont utilisées dans les méthodes de diagnostic. Après, nous présentons l'état de l'art de la surveillance de la machine asynchrone à cage d'écurie (l'approche signal et l'approche modèle) et nous avons choisi de décrire les méthodes les plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défauts électriques et/ou mécaniques en précisant leurs points faibles et leurs points forts.

II.1. Méthodes de traitement des signaux

Nous présentons ici les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance d'un signal, notée DSP, fondées sur la transformée de Fourier discrète. Nous donnons par la suite les caractéristiques importantes d'un estimateur que sont les biais et la variance ainsi que leur impact sur le spectre fréquentiel résultant. Cela nous amènera à présenter quelques méthodes permettant de diminuer la variance pour obtenir une meilleure estimation de la densité spectrale de puissance du signal observé.

II.1.1. Transformée de Fourier discrète

La transformée de Fourier discrète, généralement notée TDF, d'une suite finie de P échantillons $\{p_s(0), p_s(1), \dots, p_s(P-1)\}$ se calcul grâce la relation:

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad \text{pour } k = 0, \dots, N-1 \quad (\text{II.1})$$

Où le terme N représente le nombre de point de calcul de TDF. Ce terme joue sur la précision du tracé alors que le terme P est lié ce que l'on appelle la résolution en fréquence. En pratique, on essaye d'avoir un nombre de point P de la suite $p_s(n)$ supérieur ou égal au nombre de point de la TDF ($P \geq N$). Si ce n'est pas le cas, on utilise une technique appelée zero-padding qui consiste à compléter la suite $p_s(n)$ avec $(N - P)$ zéros, ce qui permet d'obtenir autant de point pour la suite temporelle que la suite fréquentielle. La transformée de Fourier inverse, notée ITFD, se calcul grâce à la relation :

$$p_s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \quad (\text{II.2})$$

En décomposant l'exponentielle de l'équation I.1, le nombre complexe $F(k)$ peut se mettre sous la forme :

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (\text{II.3})$$

Cette équation nous permet ainsi de définir la transformée de Fourier en cosinus, notée TDF cos grâce à l'équation suivante :

$$F_c(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (\text{II.4})$$

Ainsi que la transformée de Fourier en suite, notée TDF-sin, calculée avec l'équation :

$$F_s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (\text{II.5})$$

Ces deux transformées permettent d'obtenir des temps de calcul réduits lorsqu'elles sont implantées dans un algorithme de calcul.

II.1.2. Transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier rapide, notée TFR, est un algorithme de calcul rapide de la TDF élaborée en 1965 par *J.W.Cooley*. L'algorithme de base de cette transformée utilise un nombre de points N égal à une puissance de 2, ce qui permet d'obtenir un gain en temps de, par rapport à un calcul avec la TDF, de :

$$\text{Gain} = \frac{N}{\log_2(N)} \quad (\text{II.6})$$

Cette transformée de Fourier rapide est très utilisée lorsqu'il est indispensable d'obtenir une analyse fréquentielle "en ligne" dans certains processus au travers d'une fenêtre glissante d'observation.

II.2. Méthodes de diagnostic utilisées pour détecter les défauts

II.2.1. Approche signal

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou dévient du procédé. La première étape dans cette approche concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance, etc [21]. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations, etc., ces symptômes sont la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

Dans la littérature, sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par traitement du signal [22, 23]. Dans notre cas, nous présentons les techniques les plus répandues.

II.2.1.1. Analyse temps-fréquence et temps-échelle

La non-stationnarité des signaux est une propriété très courante mais difficile à maîtriser. Si nous prenons le cas d'une machine asynchrone, certaines utilisations obligent cette dernière à fonctionner sous des couples de charges variant très souvent dans le temps. C'est pour cette raison que des techniques de traitements temps-fréquence et temps-échelle ont vu le jour.

a. Analyse temps-fréquence

Le courant du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certaines applications (variation aléatoire du couple de charge modifiant la valeur efficace du courant absorbé). De plus, nous savons que les techniques qui utilisent la transformée de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter ce type de signal. Durant ces dernières années, l'avancement des méthodes statistiques de surveillance de signaux a fourni des outils efficaces pour traiter les signaux non-stationnaires. En particulier, les transformations temps-fréquence donnent un cadre mathématique optimal pour l'analyse des signaux non-stationnaires [17] [18]. Par exemple, la transformation de Wigner-Ville permet d'obtenir une représentation temps-fréquence permettant d'effectuer un diagnostic relativement précis de l'état du système analysé. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence. Le temps de calcul d'une telle représentation peut être prohibitif et l'interprétation de l'image résultante est souvent difficile, ce qui rend la détection de défaut complexe. C'est pour cette raison, une méthode d'analyse temps-fréquence adaptative pour détecter les barres rotoriques cassées et les défauts roulement a été proposée. L'idée clé dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en une représentation temps-fréquence pour capturer la variation dans le temps des composantes spectrales comme nous le montre la **Figure II.1**. Ensuite, une analyse statistique du spectre fréquentiel est effectuée pour distinguer les conditions de défaut par rapport aux conditions de fonctionnement normal du moteur. Puisque chaque moteur a une géométrie distincte, une approche particulière est alors utilisée. Dans cette approche, l'algorithme est programmé pour identifier le fonctionnement normal du moteur avant la détection réelle du défaut [19].

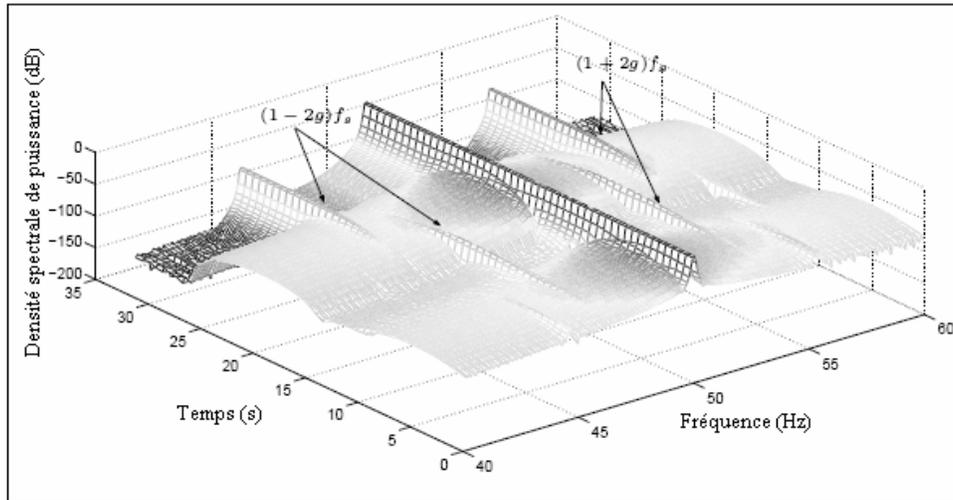


Figure II.1 : Représentation temps-fréquence du courant statorique lors d'une variation du couple de charge (Résultats de simulation avec une barre cassée)

b. Analyse temps-échelle

Ce mode d'analyse est utilisé pour détecter des phénomènes qui se déroulent sur des échelles de fréquences différentes rencontrées dans un signal. L'idée fondamentale est de décomposer le signal à l'aide de fonctions analysantes particulières construites à partir d'une ondelette mère oscillante et à moyenne nulle. A partir de l'ondelette mère, il est possible de créer des ondelettes analysantes centrées d'une valeur et à échelle variable limitée.

Une technique de fenêtrage avec une région de taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du signal, ce signal pouvant être par exemple le courant statorique du moteur asynchrone. L'analyse par ondelettes permet l'utilisation d'intervalles de temps longs, pour avoir une information basse fréquence la plus précise possible, et l'intervalles de temps plus courts, pour avoir une information riche en haute fréquences. La capacité d'exécuter l'analyse locale est un des dispositifs les plus intéressants de la transformation en ondelette. L'utilisation des ondelettes pour la surveillance des défauts et le diagnostic des moteurs asynchrones est un avantage car cette technique permet d'améliorer l'analyse du courant statorique pendant les phases transitoires. Les ondelettes peuvent être utilisées pour l'analyse localisée dans le domaine temps-fréquence ou temps-échelle. C'est par conséquent un outil adéquat pour la surveillance et le diagnostic de défaut des machines électriques lorsqu'il est indispensable de les utiliser à vitesse variable [20].

II.2.1.2. Analyse spectrale

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines

asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation. La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine **Figure. II.2**. Les grandeurs choisies sont soit les grandeurs électriques (plus particulièrement les courants de ligne) [24], soit les grandeurs mécaniques (vibration, couple électromagnétique).

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

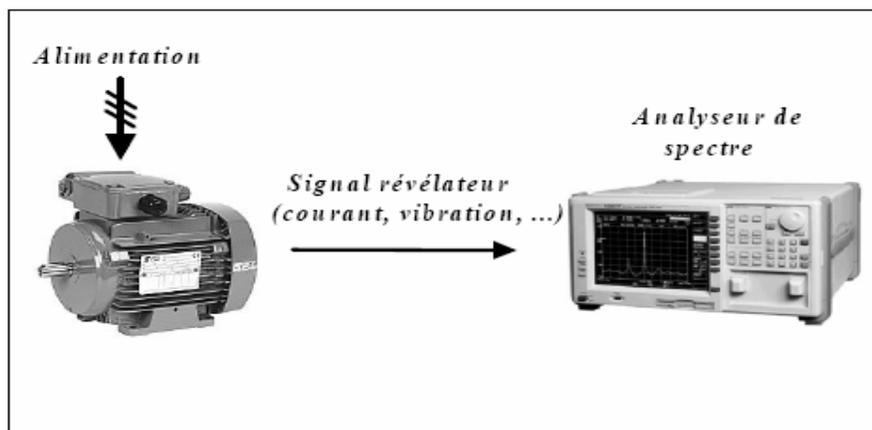


Figure II.2: Principe de la surveillance par analyse spectrale [11]

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

- les courants absorbés, la tension d'alimentation, le flux de dispersion;
- la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les vibrations ;

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

a. Analyse spectrale des courants statoriques et de flux de dispersion

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la

majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone.

Nous savons que le suivi de l'amplitude des composantes caractéristiques de fréquence $(1 \pm 2kg)f_s$ dans le spectre du courant permet de se renseigner sur l'état de la cage rotorique. A titre d'exemple, nous présentons sur les **Figure II.3 (a) et II.3 (b)** le spectre du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain et un rotor défaillant (une barre cassée). Nous apercevons une nette augmentation de l'amplitude de ces composantes. Ce qui traduit la présence d'un défaut au sein de la cage d'écurueil. Certain auteurs se sont penchés sur l'analyse du flux de dispersion de la machine pour la détection des courts-circuits entre spires statorique. Ils ont montré que l'apparition de ce type de défaut induisait des composantes additionnelles dans le spectre fréquentiel du flux de dispersion [25]. Cette nouvelle approche permet de détecter, tant un défaut statorique, qu'un défaut rotorique en utilisant un capteur de flux relativement peu coûteux.

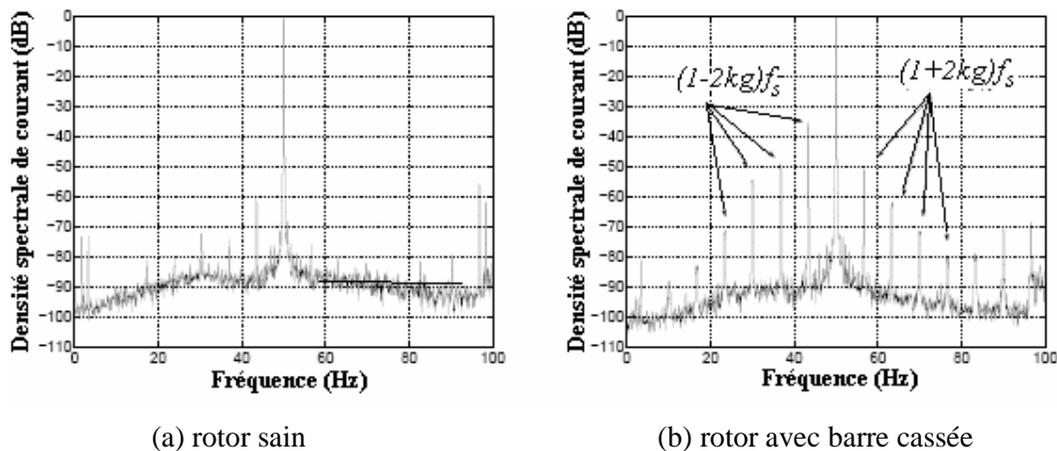


Figure II.3 : Spectre du courant statorique

b. Analyse spectrale du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation

Lorsqu'une rupture de barre apparaît, les spectres de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent paraître des composantes supplémentaires situées aux fréquences $2kgf_s$. Cependant, il s'est avéré que l'analyse de ces composantes ne nous renseigne pas aussi bien sur le défaut rotorique que celles présentes dans le spectre de courant statorique (augmentation des l'amplitudes moins significative). De plus, l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux par rapport à un simple capteur de courant, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones.

Certains systèmes reconstruisent une image du couple électromagnétique à partir des tensions et des courants mesurés sur la machine, mais cette approche reste moins efficace.

c. analyse fréquentielle de la tension de neutre

En 1998, Cash a utilisé la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone (à condition que la machine soit couplée en étoile sur l'alimentation) pour détecter des courts-circuits entre spires dans le bobinage statorique [26].

Nous avons montré que l'information donnée par la tension présente entre les deux neutres était pertinente pour le diagnostic des défauts rotoriques. L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquence $f_{\pm} = [3(1-g) \pm g]f_s$ [10].

d. Analyse spectrale de la puissance instantanée

La quantité d'information donnée par la puissance instantanée d'une phase, qui n'est autre que le produit de la tension d'alimentation et du courant absorbé par le moteur, est plus importante que l'analyse du courant seul [27]. En effet, en plus de la composante fondamentale et des deux composantes latérales, le spectre de la puissance instantanée contient une composante additionnelle située à la fréquence de défaut comme le montre la relation suivante :

$$p_s(t) = p_{s_0}(t) + \frac{mV_{LL}I_L}{2} \left[\cos\left(2\omega_s t - \omega_f t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(2\omega_s t + \omega_f t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) + 2\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right)\cos(\omega_f t) \right] \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec : } p_{s_0} = V_{LL}I_{LL} \left[\cos\left(2\omega_s t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{II.8})$$

Dans cette expression, $p_s(t)$ représente la puissance instantanée d'une phase statorique, m l'indice de modulation, V_{LL} la valeur RMS de la tension entre phase, I_L le courant de ligne et ω_f la pulsation d'oscillation (pulsation de défaut) exprimée en radians par seconde. Les termes ω_s et φ représentent respectivement la pulsation des courant d'alimentation exprimée en radians par seconde et l'angle de déphasage entre le courant absorbé par le moteur et la tension. Les Figures II.4(a) et II.4(b) montrent clairement la présence de ces composantes basses fréquences lorsque la cage de la machine présente une défaillance (essais effectuées à charge nominale). Le faut de retrouver ces composantes dans la bande fréquentielle bornée

facilite leur détection et permet donc d'améliorer le diagnostic de défaut. Ce type de signal est aussi utilisé pour détecter les défauts d'origine mécanique ou encore les courts-circuits entre spires statoriques [28].

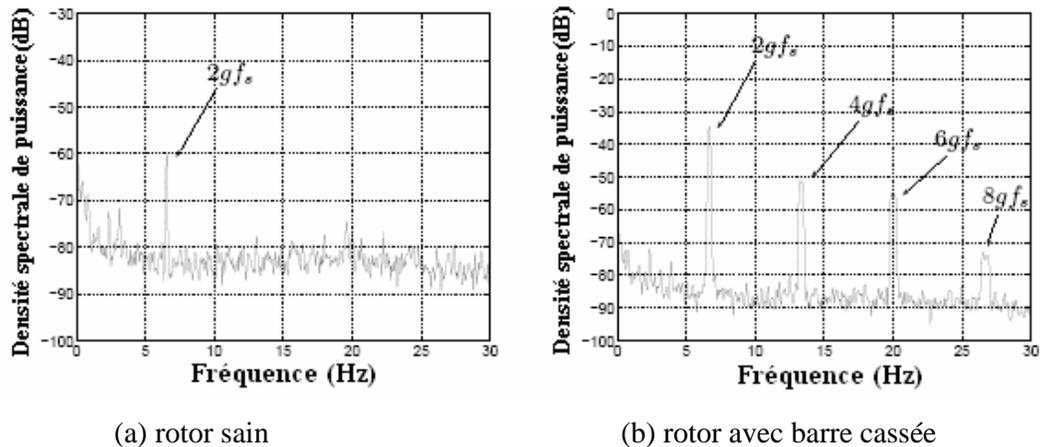


Figure II.4 : Spectre de la puissance instantanée

II.2.1.3. Démodulation synchrone

Le principe de cette méthode consiste à extraire la valeur de la composante de la raie associée au défaut dont la pulsation est notée ω_d . En pratique, cette technique consiste à multiplier le signal module par un signal auxiliaire de même fréquence que la composante à rechercher. Un filtrage passe-bas permet alors de ne conserver que la composante continue de chaque signal. La composante obtenue en sortie correspond à l'amplitude de la fréquence surveillée [11]. Le principe de la démodulation synchrone est exposé à la Figure II.3. Lorsque la fréquence de défaut est parfaitement connue, la démodulation synchrone conduit à des meilleurs résultats. Par contre, il est important de noter qu'une incertitude sur cette fréquence peut conduire à la non détection du défaut ou à d'éventuelles fausses alarmes. Comme les défauts de la machine asynchrone sont généralement liés à la vitesse de rotation, cette méthode s'appuie sur la mesure de la vitesse de rotation. Dans le cas des entraînements à vitesse variable, cette technique s'avère inadaptée au diagnostic de la machine asynchrone.

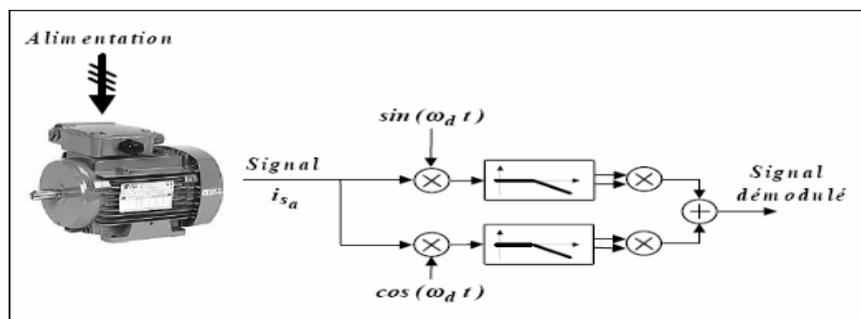


Figure II.4 : Principe de la démodulation synchrone

II.2.1.4. Analyse spectrale à haute résolution

Les méthodes, dites à haute résolution (HR) fréquentielles, restent en pratique largement sous employées par rapport aux méthodes classiques qui reposent, comme nous l'avons vu précédemment, sur le calcul de transformée de Fourier. Les principaux obstacles à l'utilisation plus large des méthodes HR sont essentiellement liés au choix des paramètres libres (en particulier l'ordre du modèle) et la dégradation des performances de ce type de méthodes en présence de signaux complexes (grand nombre de composantes, très proches et d'amplitudes très différentes). Ce type d'analyse est utilisé lorsque le nombre d'échantillons du signal est relativement faible (nombre de points compris entre quelque dizaines et quelque centaines). En effet, pour un nombre de points fixé, les méthodes hautes résolutions permettent d'obtenir une meilleure résolution fréquentielle par rapport à une analyse par transformée de Fourier classique. Notons aussi que les méthodes à haute résolution requièrent des hypothèses sur la nature du bruit et sur le modèle du signal [10].

II.2.2. Approche modèle

Ces méthodes reposent sur l'utilisation de modèles du processus à surveiller incluant ou non l'influence des défauts et des perturbations sur l'état de la sortie. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former un résidu exploité pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des défauts [29]. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue :

- la surveillance par les observateurs,
- la surveillance par redondance analytique (espace de parité),
- la surveillance par estimation paramétrique.

Bien que ces approches soient différentes, leur but est le même; il consiste à générer un vecteur caractéristique : le résidu, qui est sensiblement nul en absence de défauts et non nul en leur présence. Ainsi, le problème de diagnostic des défauts par ces méthodes peut se reformuler sous la forme d'un problème de génération de résidus. Ces derniers devant justifier de certaines propriétés [30].

Le principe général du diagnostic à base de modèles analytiques appliqué à la machine asynchrone est illustré à la **Figure II.5**.

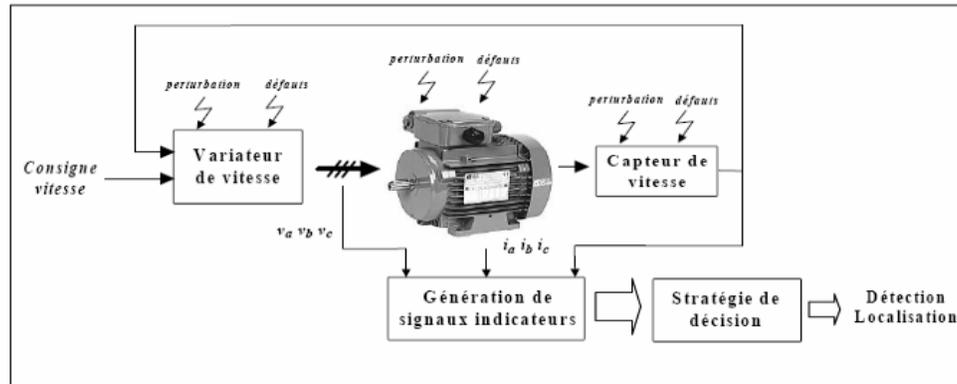


Figure II.5 : Principe général de diagnostic à base du modèle analytique [11]

II.2.2.1. Surveillance par les observateurs

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des machines à induction. Ils sont sensés fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut : ils sont donc choisis et calculés en fonction de critères de stabilité et de performance. Un défaut se traduisant par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, il peut se révéler dans la rupture des grandeurs observées par rapport aux grandeurs mesurées. La comparaison de la sortie réelle avec la sortie observée peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts. On utilise généralement les observateurs de Luenberger, les observateurs à entrées inconnues ou les observateurs à grand gain...etc [31].

II.2.2.2. surveillance par redondance analytique

Comme pour les observateurs, la redondance analytique et la projection dans l'espace de parité sont basées sur l'exploitation des résidus issus du modèle de bon fonctionnement. La philosophie de cette approche est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité [32].

Pour les deux approches précédentes, la stratégie de diagnostic revient à créer un registre de signatures de défauts afin de les discriminer, c'est pourquoi elles sont plus dédiées aux pannes de capteurs et d'actionneurs qu'aux défauts structurels.

II.2.2.3. surveillance par estimation paramétrique

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix

du modèle de connaissance. En effet, le type de défaut que l'on voudra détecter sera fonction du modèle utilisé.

Les premiers travaux relatant de l'estimation de paramètres ont débuté avec des modèles relativement simples (modèle de Park par exemple) utilisés depuis plusieurs années pour la commande des machines électriques. Ces modèles n'ont besoin que de quatre paramètres pour effectuer le diagnostic de défaut ce qui, dans certains cas, ne permet pas de localiser avec précision la défaillance. L'étape suivante est donc nécessairement le passage à un modèle de connaissance plus fin de la machine, tout en gardant la possibilité d'identifier les paramètres souhaités. Ces modèles peuvent être des modèles triphasés, qui s'affranchissent de l'hypothèse d'une machine magnétiquement équilibrée, ou encore des modèles à n phases, capable de refléter le fonctionnement de machine sur large bande de fréquence [11].

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

II.2.2.4. Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des moteurs asynchrones triphasés. Une des plus connues et des plus appropriées repose sur le calcul des courants dits de Park [33]. En fonction des courants de phase $i_{sa}(t), i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$, les composantes de vecteur de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$ sont :

$$i_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t) \quad (\text{II.9})$$

$$i_q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t) \quad (\text{II.10})$$

Nous représentons sur les Figures II.6 (a) et II.6 (b) le tracé du courant $i_d(t)$ en fonction du courant $i_q(t)$ pour un fonctionnement de la machine avec un rotor sain à vide et en charge

et les figures II.7(a) et II.7(b)) le tracé du courant $i_d(t)$ en fonction du courant $i_q(t)$ pour un fonctionnement de la machine avec une phase statorique ouverte à vide et en charge. Nous apercevons que le défaut statorique induit une déformation total du cercle pour le fonctionnement à vide et en charge, ce qui permet d'établir un diagnostic de défaut en effectuant une surveillance des déviations de ce cercle par rapport au modèle de base.

Cette méthode de détection donne des résultats satisfaisants lorsque la machine fonctionne à son couple nominal [34].

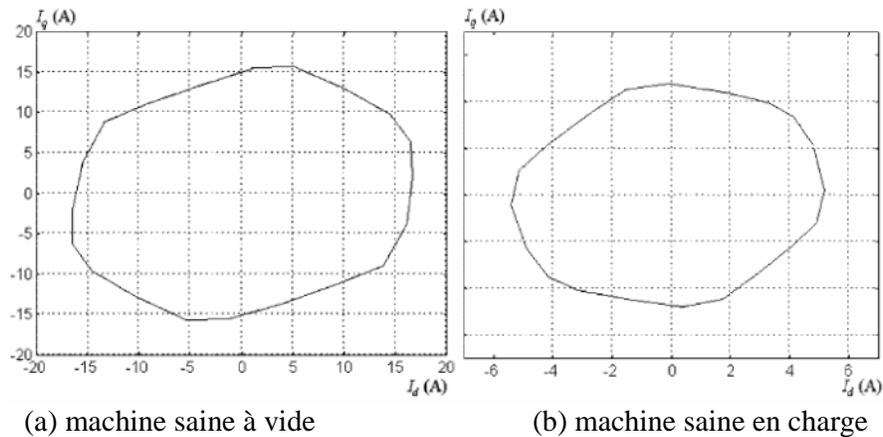


Figure II.6 : Le vecteur de Park pour un moteur sain à vide et en charge [34]

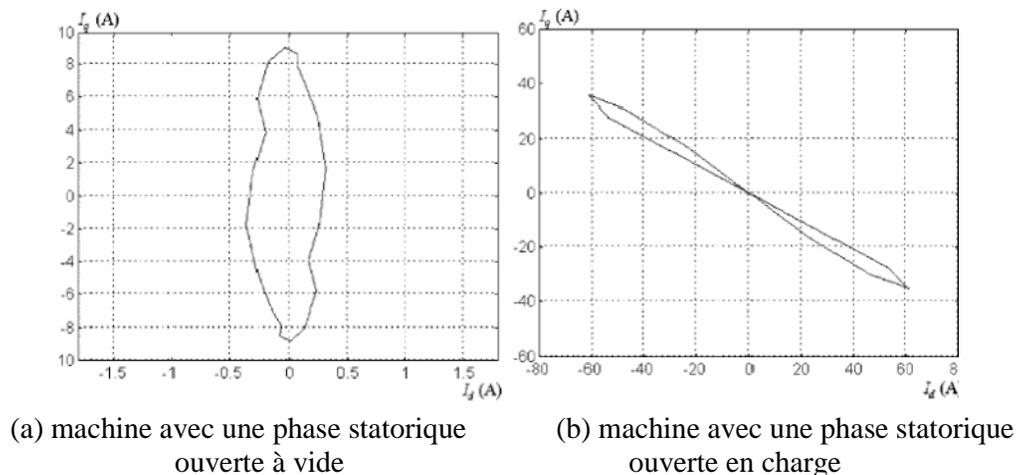


Figure II.7 : Le vecteur de Park pour une machine avec phase statorique ouverte à vide et en charge [34]

II.2.3. Technique additionnelle

Récemment, une technique intéressante a été proposée par J. Milimonfared pour la détection de barres cassées dans les moteurs asynchrones [35]. Cette technique est basée sur un test d'ouverture de phase lorsque la machine asynchrone fonctionne à vide. Au moment où

les trois phases statoriques de la machine sont déconnectées de l'alimentation, nous savons que les courants rotoriques induisent des tensions dans les bobinages statoriques. Lorsque le rotor de la machine est sain, la force magnétomotrice produite par les courants des barres rotoriques après la déconnexion de la source d'alimentation est à prédominance sinusoïdale. Par conséquent, les tensions générées dans les bobinages statoriques ne contiennent pas ou peu d'harmoniques significatifs, mise à part l'harmonique fondamental ou encore les harmoniques créés par l'encochage rotorique. Si la cage d'écureuil présente une ou plusieurs barres cassées, la tension induite dans les bobinages statoriques n'est plus sinusoïdale ce qui provoque l'apparition de composantes harmoniques supplémentaires spécifiques au défaut rotorique [10].

Nous donnons aux Figures II.8 (a) et II.8(b) les spectres fréquentiels de la tension composée U_{ab} présente aux bornes de la machine lors d'une déconnexion de la source d'alimentation. Comme prévu par les auteurs, nous avons une augmentation de l'amplitude des composantes harmoniques de rang $(6m \pm 1)$ ($m = 0,1,2,\dots$) lorsque la cage rotorique présente une défaillance. La quantification du défaut reste cependant difficile étant donné que le spectre de la tension composée obtenue pour un rotor sain présente des composantes harmoniques de fréquences identiques.

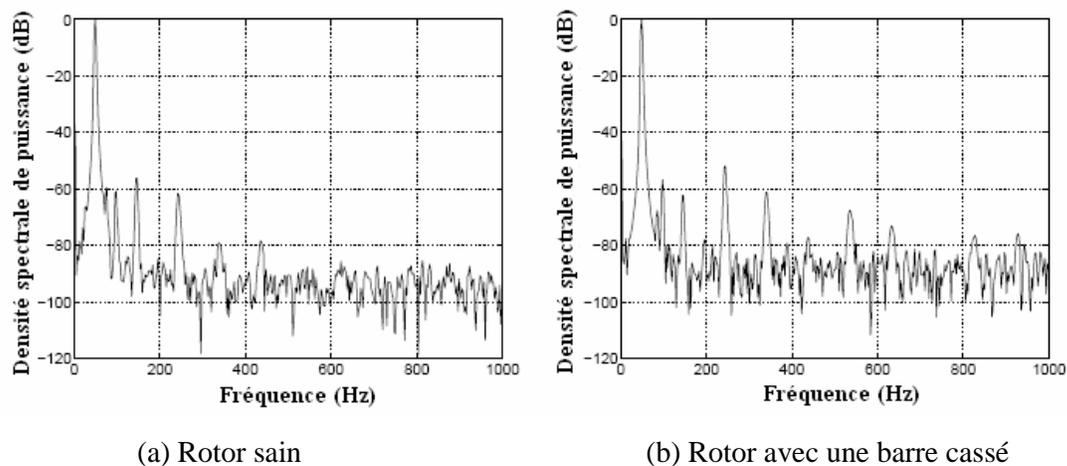


Figure II.8 : Spectre de la tension composée U_{ab} après déconnexion de la source d'alimentation

Cependant, la technique proposée est intéressante puisqu'elle se dégage des perturbations (harmoniques de temps) et des déséquilibres générés par la source d'alimentation.

De plus, cette méthode requiert peu de points pour le calcul de la transformée de Fourier car il ne faut prendre que les premières périodes de la tension composée pour considérer le signal comme étant stationnaire.

Le principal inconvénient est l'impossibilité d'utiliser cette méthode sur des machines faisant partie intégrante d'un système de production. Cette technique peut cependant être intéressante pour le diagnostic des défauts rotoriques dans une entreprise de fabrication de machines électriques (diagnostic de la machine en sortie de chaîne de production par exemple). La détection d'un défaut naissant avec cette technique reste, à l'heure actuelle, encore difficile.

II.4. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, donné quelques rappels sur le traitement de signal (estimateurs classiques de la densité spectrale de puissance d'un signal temporel).

Après, nous avons abordé les techniques de diagnostic des processus industriels et plus particulièrement relatives à la machine asynchrone à cage d'écurie, en discutant de leurs atouts et de leurs faiblesses. Nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique, s'effectue majoritairement par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable, en utilisant la transformée de Fourier rapide. Cependant, il s'avère que lorsque le signal à analyser est non-stationnaire (vitesse rotorique variable), les transformations temps-fréquence et temps-échelle fournissent un outil plus efficace pour la détection des défauts.

Même l'approche modèle reste un outil efficace pour le diagnostic des machines asynchrones à cage d'écurie, dans ce travail on utilise la méthode d'identification paramétrique pour la détection des défaillances statoriques (ouverture d'une phase) et rotoriques (cassure (s) d'une barre (s) ou portion d'anneau de court-circuit).

CHAPITRE III

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Introduction

Les modèles qui décrivent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil peuvent être décomposés en deux parties bien distinctes :

- les modèles dits "physiques" ;
- les modèles dits "comportementaux".

En ce qui concerne les modèles physiques, ce sont les lois régissant l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire le fonctionnement de la machine asynchrone. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée. Nous ne les citerons pas tous mais nous pouvons énoncer les plus connus dont ceux basés sur :

- la méthode des éléments finis ;
- la méthode des réseaux de perméance ;
- la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés;
- l'approche des circuits électriques couplés multiples.

Les modèles comportementaux, quant à eux, reprennent les modèles physiques en y incluant des paramètres supplémentaires. Ces paramètres permettent la détection, et pour certains d'entre eux, la localisation du défaut observé. Nous introduisons alors une description exhaustive de ces différentes méthodes de modélisation pour permettre une compréhension adéquate des problèmes propres à chacune d'entre elles.

Les représentations mathématiques de ces modèles peuvent se faire, selon le cas, de plusieurs manières différentes : un système d'équations linéaires, des représentations d'états et des fonctions de transfert.

III.1. Modèle de la machine asynchrone saine

Dans notre étude, nous utiliserons la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés pour modéliser la machine asynchrone. Les facilités apportées par cette approche pour étudier les défauts nous ont semblé être les plus adéquates pour analyser l'influence des défaillances sur le fonctionnement de la machine asynchrone. Dans cette méthode, les inductances peuvent être calculées en utilisant les fonctions de bobinage, en sachant que cela impose une connaissance précise de la forme du bobinage de la machine [36].

Tout type de modélisation ne peut se faire sans effectuer quelques hypothèses qui font l'objet de la suite de cette partie. Nous développerons ensuite les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques et l'équation de mécanique pour permettre proposer un modèle de la machine.

III.1.1. Hypothèses de départ

Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence l'influence des défauts électriques sur les paramètres de la machine asynchrone (résistances statorique et rotorique, l'inductance statorique et rotorique). Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. Cependant, étant donné que le modèle de la machine asynchrone à cage est développé en vue de la surveillance et du diagnostic, il faut imposer un minimum d'hypothèses si nous voulons des bons résultats.

Dans l'approche proposée, nous avons supposé que :

- les barres rotoriques étaient isolées les unes des autres ce qui permet d'éliminer les courants inter-barres et leurs effets au sein même de la cage rotorique.
- l'entrefer est constant, l'effet d'encoche est négligé.
- la linéarité du circuit magnétique (perméabilité relative du fer fixe), cette hypothèse nous a permis d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.
- la répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux sont sinusoïdaux.
- la saturation, les effets capacitifs et les effets thermiques ont été négligés dans la construction du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

III.1.2. Modélisation du stator

III.1.2.1. Structure du stator

Le stator de la machine étudiée est un stator triphasé de m encoches statoriques. Une phase statorique est composée de plusieurs bobines logées dans les encoches du stator. Ces bobines statoriques sont placées de sorte à obtenir une distribution de la force magnétomotrice la plus sinusoïdale possible le long de l'entrefer. La **Figure III.1** donne une représentation de la modélisation choisie pour les trois phases statoriques de la machine asynchrone. La valeur des inductances est fonction du nombre de bobines ainsi que du type de bobinage mis en place dans les encoches statoriques (concentrique, imbriqué, ...), celle des résistances dépend essentiellement de la longueur, de la section et du type de cuivre utilisé.

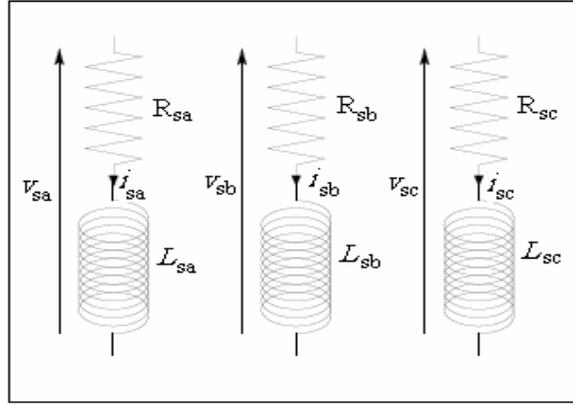


Figure III.1 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation des trois phases statoriques

III.1.2.2. Les équations électriques statoriques

Ces équations électriques vont nous permettre d'associer le vecteur tension, le vecteur courant ainsi que le vecteur flux pour les trois phases statoriques $\mathcal{S}_a, \mathcal{S}_b$ et \mathcal{S}_c . En appliquant la loi d'Ohm sur les trois phases statoriques, nous obtenons :

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{I}_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Avec $[\mathbf{V}_s]$ représente le vecteur tension, $[\mathbf{I}_s]$ le vecteur courant et $[\Phi_s]$ le vecteur flux tel que:

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad [\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

La matrice des résistances $[\mathbf{R}_s]$, où sont regroupées les résistances de chacune des phases statoriques, se met sous la forme suivante, tel que $r_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc}$:

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Les trois phases statoriques sont non seulement magnétiquement couplées entre elles mais également avec les circuit électriques rotoriques. Par conséquent, les courants de boucles rotoriques notés ici $[\mathbf{I}_r]$ interviennent dans les équations des trois flux statoriques comme le montre ci dessous :

$$[\Phi_s] = [\Phi_{ss}] + [\Phi_{sr}] \quad (\text{III.4})$$

Avec : $[\Phi_{ss}]$ le flux statorique dû aux courants statoriques.

$[\Phi_{sr}]$ le flux statorique dû aux courants rotoriques.

a. Détermination du flux statorique dû aux courants statoriques

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

$$[\Phi_{ss}] = [L_s] [I_s] \quad (\text{III.5})$$

La matrice inductance $[L_s]$ se compose des inductances propres, de magnétisation, de fuites et mutuelles des trois phases statoriques. Elle peut se mettre sous la forme :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Où :

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 l r}{g} N_s^2 \left(\frac{\pi}{4}\right)$$

L_{ls} Inductance de fuite d'une phase statorique, g L'épaisseur de l'entrefer.

L_{ms} Inductance magnétisante d'une phase statorique, r Rayon moyen de l'entrefer.

μ_0 La perméabilité magnétique de l'entrefer, l Longueur du rotor.

N_s Le nombre de spires par phase statorique.

b. Détermination du flux statorique dû aux courants rotorique

Chaque maille rotorique est formée de deux barres adjacentes et les portions d'anneau de court-circuit qui relie, et magnétiquement couplée avec toutes les autres mailles rotoriques et avec les trois phases statoriques **Figure III.3**. Le flux statorique dû aux courants rotoriques est donné par:

$$[\Phi_{sr}] = [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{III.7})$$

La matrice des inductances mutuelles $[M_{sr}]$ entre les trois phases statoriques et les $(N_r + 1)$ boucles rotoriques se met sous la forme matricielle suivante :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{s_a r_1} & M_{s_a r_2} & \dots & M_{s_a r_k} & \dots & M_{s_a r_N} \\ M_{s_b r_1} & M_{s_b r_2} & \dots & M_{s_b r_k} & \dots & M_{s_b r_N} \\ M_{s_c r_1} & M_{s_c r_2} & \dots & M_{s_c r_k} & \dots & M_{s_c r_N} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$M_{s_x r_k}$ L'inductance mutuelle entre la phase x du stator et la maille k du rotor.

N_r Nombre de barres rotoriques.

Les inductances sont calculées par l'intermédiaire des fonctions d'enroulement, cette méthode suppose qu'il n'y a pas de symétrie dans l'emplacement des bobines dans les encoches, selon la théorie de fonction de bobinage.

L'inductance mutuelle entre deux enroulements arbitraires "i" et "j" dans une machine s'obtient par la relation suivante :

$$M_{ij} = \mu_0 . l . r . \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) N_i(\varphi, \theta) N_j(\varphi, \theta) d\theta \quad (\text{III.9})$$

Où θ représente la position du rotor par rapport à une référence donnée (liée au stator) φ est une position angulaire particulière le long de la surface intérieure du stator, $g^{-1}(\varphi, \theta)$ est l'inverse de la fonction de l'entrefer, si nous supposons que l'entrefer est constant et petite devant le rayon du stator alors la fonction $g^{-1}(\varphi, \theta)$ devient constante est égale à $1/g$. Le terme $N_j(\varphi, \theta)$ est dite fonction d'enroulement et représente en effet la distribution spatiale de FMM le long de l'entrefer

pour une unité de courant circulant dans l'enroulement, les termes d'inductances propre peuvent être calculés simplement en posant $i=j$ l'expression "i" est d'ordre générale pour deux enroulements quelconques dans une machine électrique.

Dans ce cas, pour trouver l'inductance mutuelle, il faut définir les fonctions d'enroulements. La fonction d'enroulement normalisée pour les phases statoriques :

$$\begin{cases} N_{s_a} = \frac{N_s}{2} \cos(\theta) \\ N_{s_b} = \frac{N_s}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ N_{s_c} = \frac{N_s}{2} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

La fonction d'enroulement normalisé pour la i^{eme} boucle de rotor, donnée par la distribution de FMM produite par un ampère du courant traversant la boucle i , est montrée dans **Figure III.2**. Pour toutes les autres boucles les fonctions d'enroulements normalisés sont semblables, changeant seulement l'angle relatif de phase comme définies par la position de chaque boucle en ce qui concerne le point de référence. Mathématiquement, cette fonction est définie par :

$$N_i(\theta) = \begin{cases} -\alpha_r / (2\pi) & 0 < \theta < \theta_i \\ 1 - \alpha_r / (2\pi) & \theta_i < \theta < \theta_{i+1} \\ -\alpha_r / (2\pi) & \theta_{i+1} < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (III.11)$$

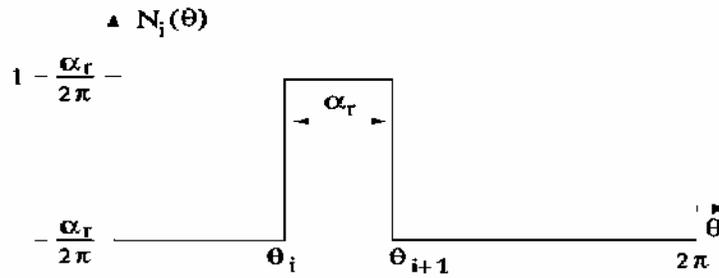


Figure III.2 : Fonction d'enroulement de la i^{eme} maille du rotor

Où : α_r est l'angle entre deux barres adjacentes de rotor, θ_i et θ_{i+1} définissent la position des barres formant la maille.

L'inductance mutuelle entre la phase a et la i^{eme} boucle de rotor est :

$$\begin{aligned} M_{s_a r_i} &= \frac{\mu_o l_r}{g} \int_0^{2\pi} N_{s_a}(\theta) N_i(\theta) d\theta \\ &= \frac{\mu_o l_r N_s}{g} \frac{1}{2} [\sin(\alpha_r) \cos(\theta_i) - (1 - \cos(\alpha_r)) \sin(\theta_i)] \end{aligned} \quad (III.12)$$

Puisque chaque boucle de rotor est placé symétriquement le long de la périphérie de rotor, θ_i peut être exprimé en termes d'angle arbitraire de rotor θ_r et l'angle entre les barres adjacentes de rotor α_r , comme suit :

$$\theta_i = \theta_r + (i-1)\alpha_r \quad (III.13)$$

En employant des identités trigonométriques (III.12) peut être écrit comme suit :

$$M_{s_a r_i} = L_m \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + \delta) \quad (\text{III.14})$$

Ou : L_m est la mutuelle inductance entre une phase statorique et une maille rotorique quand

leurs axes coïncident, avec :

$$L_m = \frac{4L_{ms}}{\pi N_s} \sin(\delta) \quad \alpha_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad \delta = \frac{\alpha_r}{2}$$

En ce qui concerne L'inductance mutuelle entre la i^{eme} boucle de rotor et les phases b et c sont trouvées par un déphasage de $\pm \frac{2\pi}{3}$ du $M_{s_a r_i}$ respectivement.

Le vecteur $[I_r]$ regroupe les $(N_r + 1)$ courants de boucles rotoriques :

$$[I_r] = [i_{r_1} \ i_{r_2} \ \dots \ i_{r_k} \ \dots \ i_{r_N}]^T \quad (\text{III.15})$$

Les équations des trois phases statoriques de la machine étant maintenant décrites, les équations associées aux circuits électriques de la cage rotorique sont maintenant abordées.

III.1.3. Modélisation du rotor

III.1.3.1. Structure du rotor

La cage d'écreuil de la machine se compose de N_r encoches rotoriques. La cage rotorique peut se décomposer en $(N_r + 1)$ circuits électriques rotoriques indépendants. En effet, si nous considérons deux barres rotoriques adjacentes ainsi que les segments d'anneau de court-circuit les reliant, nous obtenons une boucle rotorique fermée qui peut être étudiée sous forme de circuit électrique. Un des anneaux de court-circuit crée par conséquent une boucle supplémentaire ce qui porte le nombre de boucle totale à $(N_r + 1)$. Nous associons à chacune de ces boucles un courant, ce qui nous amène à calculer $(N_r + 1)$ courants rotoriques. Chaque barre rotorique est modélisée par une inductance en série avec une résistance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit [37]. **Figure III.3** nous donne la forme des circuits électriques adoptée pour la modélisation de la cage d'écreuil rotorique. Pour permettre une compréhension adéquate du modèle de la cage d'écreuil de la machine, on nomme :

R_{b_k} la résistance d'une barre rotorique k , L_{b_k} l'inductance de fuite d'une barre rotorique k , R_{e_k} la résistance du segment d'anneau de court-circuit k , L_{e_k} l'inductance de fuite du segment d'anneau de court-circuit k , \dot{i}_{rb_k} le courant circulant dans la barre rotorique k , \dot{i}_{r_k} le courant circulant dans la boucle rotorique k , $\dot{i}_{r_{cc}}$ le courant circulant dans l'anneau de

court-circuit dans ce cas, il est nul, $j_{e_N}^{int}$ le courant dans le segment d'anneau de court-circuit intérieur k , $j_{e_N}^{ext}$ le courant dans le segment d'anneau de court-circuit extérieur k .

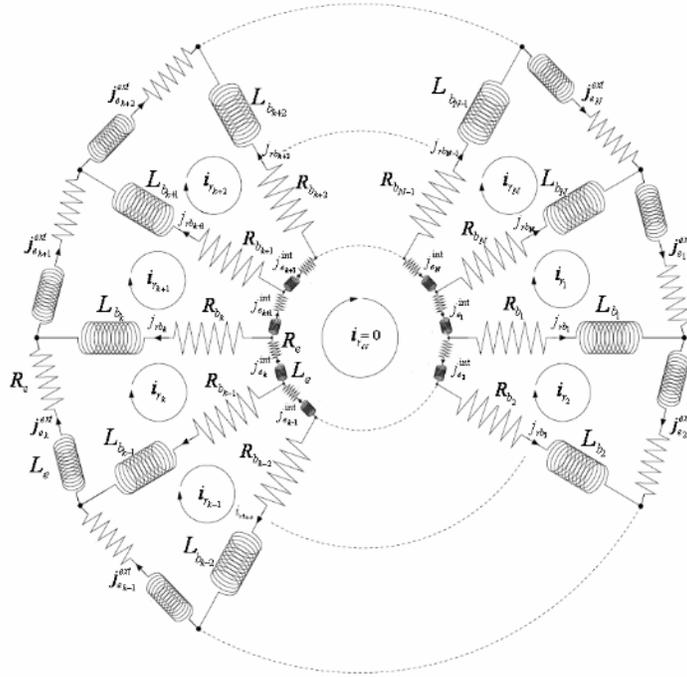


Figure III.3 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique

III.1.3.2. Les équations électriques rotoriques

Tout comme pour les équations du stator de la machine asynchrone, les équations natives des circuits électriques rotoriques peuvent se mettre sous une forme matricielle. Nous relient les tensions de chacune des boucles rotoriques avec les courants et les flux grâce à l'équation:

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \tag{III.16}$$

Le vecteur $[\Phi_r]$, donné dans l'équation précédente, se décompose de la façon suivante :

$$[\Phi_r] = [\phi_{r_1} \quad \phi_{r_2} \quad \dots \quad \phi_{r_k} \quad \dots \quad \phi_{r_N}] \tag{III.17}$$

Nous devons noter que dans le cas particulier de la machine asynchrone à cage d'écurueil, le vecteur tension $[V_r]$ est nul.

dans la matrice $[R_r]$ comme Les résistances des N_r boucles rotoriques sont regroupées suit :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & \cdot & \dots & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & -R_b \\ -R_b & 0 & \cdot & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

R_b la résistance d'une barre rotorique, R_e la résistance d'une portion d'anneau de court-circuit.

Les boucles rotoriques étant magnétiquement couplées aux phases statoriques, le vecteur flux $[\Phi_r]$ dépend non seulement des courants de boucles rotoriques mais aussi des courants de chacune des phases statoriques si bien que :

$$[\Phi_r] = [\Phi_{rr}] + [\Phi_{rs}] \quad (\text{III.19})$$

Avec : $[\Phi_{rr}]$ le flux rotorique dû aux courants rotoriques, $[\Phi_{rs}]$ le flux rotoriques dû aux courants statorique .

a. Détermination du flux rotorique dû aux courants statoriques

Le couplage magnétique entre le rotor et le stator, est donné par :

$$[\Phi_{rs}] = [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{III.20})$$

La matrice $[M_{rs}]$ décrite à l'équation (III.21), se compose des inductances mutuelles entre les boucles rotoriques et les trois phases statoriques, tel que $[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$:

$$[M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{r_1s_a} & M_{r_1s_b} & M_{r_1s_c} \\ M_{r_2s_a} & M_{r_2s_b} & M_{r_2s_c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_ks_a} & M_{r_ks_b} & M_{r_ks_c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_Ns_a} & M_{r_Ns_b} & M_{r_Ns_c} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 21})$$

$M_{r_k s_x} = M_{s_x r_k}$: L'inductance mutuelle entre la maille k du rotor et la phase x du stator.

a. Détermination du flux rotorique dû aux courants rotoriques

Le flux dans la $k^{ème}$ maille du rotor provoqué par les courants rotoriques est exprimé par la relation

$$\phi_{rkr} = L_{k1} i_{r1} + \dots + L_{kN} i_{rN} + 2(L_e + L_b) i_{rk} - L_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) \quad (III.22)$$

Le flux dû par le courant rotorique est exprimé par la relation matricielle suivante :

$$[\Phi_{rr}] = [\phi_{r1r} \ \phi_{r2r} \ \dots \ \phi_{rkr} \ \dots \ \phi_{rNr}] = [L_r] [I_r] \quad (III.23)$$

Où la matrice inductance $[L_r]$, décrite à l'équation (III.24), se compose des inductances propres, de magnétisation, de fuite et mutuelles de chaque boucle rotorique.

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_o & L_{12} - L_{b2} & L_{13} & \dots & L_{1(N-1)} & L_{1N} - L_{bN} \\ L_{21} - L_{b1} & L_o & L_{23} - L_{b3} & \dots & \cdot & L_{2N} \\ L_{31} & L_{32} - L_{b2} & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & L_{(N-1)N} - L_{bN} \\ L_{N1} - L_{b1} & \cdot & \cdot & \dots & L_{N(N-1)} - L_{b(N-1)} & L_o \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Telle que :

$$L_o = L_{kk} + 2(L_b + L_e) \quad (III.25)$$

Où L'inductances propre L_{kk} de la mailles k est données par :

$$L_{kk} = \frac{\mu_o l}{g} r \int_0^{2\pi} N_k^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_o l}{g} r \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (III.26)$$

La mutuelle entre mailles rotoriques "i" et "j" est donné par :

$$L_{ij} = \frac{\mu_o l}{g} r \int_0^{2\pi} N_i(\theta) N_j(\theta) d\theta = \frac{\mu_o l}{g} r \alpha_r \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (III.27)$$

III.1.4. Equations mécaniques de la machine

Les équations mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone peuvent se mettre sous la forme :

$$j_t \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (III.28)$$

$$\Omega = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{III.29})$$

Où J_t représente le moment d'inertie de la machine étudiée, Ω sa vitesse rotorique, C_{em} son couple électromagnétique, f_v son frottement visqueux et C_r son couple de charge. L'équation (III.29) lie la vitesse rotorique à la position du rotor θ_r . Le calcul du couple électromagnétique est déterminé en étudiant la coénergie magnétique. Si cette coénergie est exprimée en fonction des différents courants de phases de la machine, le couple électromagnétique se calcule en dérivant cette dernière par rapport à la position θ_r , que prend le rotor vis-à-vis du stator. L'expression du couple électromagnétique C_{em} peut finalement être déterminée grâce à la relation :

$$C_{em} = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r \text{ constants})} \quad (\text{III.30})$$

$$C_{em} = \frac{P}{2} [I_s]^T \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{III.31})$$

où P Le nombre de paire de pole.

Après les calculs, on arrive à l'expression (III.32) :

$$C_{em} = \frac{P}{2} L_m \left\{ \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \sum_{k=1}^{N_r} i_{rk} \sin(\theta_r + (k-1)\alpha_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sc} - i_{sb}) \sum_{k=1}^{N_r} i_{rk} \cos(\theta_r + (k-1)\alpha_r) \right\}$$

III.1.5. Modélisation dans le repère diphasé (d, q)

La transformation triphase-biphasé aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature. L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système biphasé de deux bobines décalées de $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de $\frac{\pi}{2}$ dans le temps. On se donne pour objectif que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées.

III.1.5.1. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectuée à l'aide de la matrice de Park $[P(\theta)]$.

L'invariance de la puissance instantanée donne :

$$P_e = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \quad (\text{III.33})$$

$[P(\theta)]$ doit être orthogonale $[P]^T = [P]^{-1}$ tel que $[P(\theta)]$ s'écrit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.34})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park est schématisé par la figure suivante :

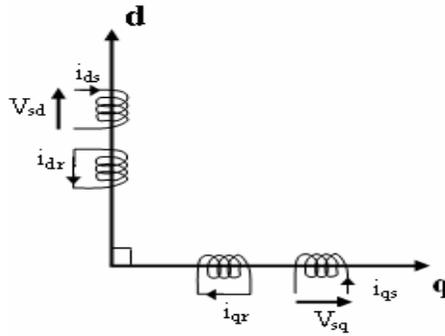


Figure III.4 : Modèle de la machine dans le repère de Park

Tel que : d axe direct, q axe quadrature.

L'écriture matricielle donne :

$$[G_c] = [P(\theta)] \cdot [G] \quad (\text{III.36})$$

$$[G] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [G_c] \quad (\text{III.37})$$

Avec : $[G]$ vecteur des grandeurs électriques et magnétiques réelles (tension, courant ou flux magnétique).

$[G_c]$ vecteur des grandeurs composantes (dans le repère d, q).

$[P(\theta)]$ la matrice de transformation.

III.1.5.2. Modèle du stator

Pour le stator, on a un système triphasé équilibré, sa matrice de transformation $[P_s(\theta)]$ est donnée par, tel que on néglige la composante homopolaire :

$$[P_s(\theta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

Et sa matrice inverse est :

$$[P_s(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

On multipliant l'équation (III.1) par la matrice de transformation $[P_s(\theta)]$:

$$[P_s(\theta)] \cdot [V_s] = [P_s(\theta)] \cdot [R_s] \cdot [I_s] + [P_s(\theta)] \cdot \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (\text{III.40})$$

$$[V_{cs}] = [R_s] \cdot [I_{cs}] + [P_s(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} \left([P_s(\theta)]^{-1} [\Phi_{cs}] \right) \quad (\text{III.41})$$

Avec :

$$[V_{cs}] = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad [I_{cs}] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{cs}] = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix}$$

Après calcul, on arrive à la relation suivante :

$$[V_{cs}] = [R_s] \cdot [I_{cs}] + \frac{d[\Phi_{cs}]}{dt} + \omega_s [J_2] \cdot [\Phi_{cs}] \quad (\text{III.42})$$

Avec :

$$[V_{cs}] = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad [I_{cs}] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{cs}] = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix}$$

ω_s vitesse de rotation de l'axe d par rapport à l'axe a.

$$[J_2] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ matrice de rotation de } 90^\circ.$$

D'après (III.4), (III.5) et (III.7) le flux statorique $[\Phi_s]$ s'écrit comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{III.43})$$

En multipliant (III.43) par la matrice de transformation $[P_s(\theta)]$, on obtient :

$$[P_s(\theta)][\Phi_s] = [P_s(\theta)] \cdot [L_s] \cdot [I_s] + [P_s(\theta)] \cdot [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{III.44})$$

$$[\Phi_{cs}] = [P_s(\theta)] \cdot [L_s] \cdot [P_s(\theta)]^{-1} [I_{cs}] + [P_s(\theta)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P_s(\theta)]^{-1} [I_{cr}]$$

On fait le produit matriciel de (III.44), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

Avec : $L_s = L_{ts} + \frac{3}{2} L_{ms}$ inductance cyclique statorique.

$$M = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m \text{ mutuelle statorique rotorique.}$$

III.1.5.3. Modèle du rotor à cage

On peut ainsi définir un rotor diphasé fictif équivalent au rotor à cage. Les courants rotoriques fictif circulant s'expriment en fonction des courants de maille au moyen de la transformation suivante (III.46) [1] :

$$[P_r(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{N_r}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \alpha_r) & \dots & \cos(\theta_r - k\alpha_r) \dots & \cos(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \alpha_r) & \dots & -\sin(\theta_r - k\alpha_r) \dots & -\sin(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \end{bmatrix}$$

Avec : θ_r l'angle arbitraire de rotor.

α_r l'angle entre les barres adjacentes de rotor.

Comme pour le stator en multipliant (III.16) par $[P_r(\theta)]$, on peut écrire :

$$[V_{cr}] = [R_{rs}] \cdot [I_{cr}] + \frac{d[\Phi_{cr}]}{dt} + \omega_r [J_2] \cdot [\Phi_{cr}] \quad (\text{III.47})$$

Avec :

$$[V_{cr}] = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [I_{cr}] = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{cr}] = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

ω_r la vitesse de rotation de l'axe d par rapport l'axe de l'angle arbitraire θ_r (l'axe A).

$$\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega_s$$

ω la vitesse de rotation de l'axe A par rapport à l'axe a.

g le glissement.

D'après (III.19), (III.20) et (III.23) le flux statorique $[\Phi_r]$ s'écrit comme suit :

$$[\Phi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (\text{III.47})$$

En multipliant (III.47) par la matrice de transformation $[P_r(\theta)]$, on obtient

$$\begin{aligned} [P_r(\theta)][\Phi_r] &= [P_r(\theta)] \cdot [L_r] \cdot [I_r] + [P_r(\theta)] \cdot [M_{rs}] \cdot [I_s] \\ [\Phi_{cr}] &= [P_r(\theta)] \cdot [L_r] \cdot [P_r(\theta)]^{-1} [I_{cr}] + [P_r(\theta)] \cdot [M_{rs}] \cdot [P_r(\theta)]^{-1} [I_{cs}] \end{aligned} \quad (\text{III.48})$$

On fait le produit matriciel de (III.48), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Avec : L_r l'inductance équivalente rotorique.

$r_r = 2 \cdot R_e + 2 \cdot R_b (1 - \cos(\alpha_r))$ la résistance équivalente rotorique.

En appliquant la transformation de Laplace sur (III.42) et (III.46), et en remplaçant $[\Phi_{cs}]$ et $[\Phi_{cr}]$ en fonction de $(i_{ds}, i_{qs}, i_{dr} \text{ et } i_{qs})$, on a :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + L_s p \cdot i_{ds} + M \cdot p \cdot i_{dr} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + L_s p \cdot i_{qs} + M \cdot p \cdot i_{qr} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = r_r \cdot i_{dr} + L_r p \cdot i_{dr} + M \cdot p \cdot i_{ds} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = r_r \cdot i_{qr} + L_r p \cdot i_{qr} + M \cdot p \cdot i_{qs} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

III.1.6. La fonction de transfert

Toutes les fuites sont modélisées par le schéma équivalent ramené au stator pour réduire le nombre de paramètres; alors nous choisissons une référence d'axes d-q liée au synchronisme ($\omega = 0$) [38].

En utilisant des variables électriques complexes comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_s = \phi_{ds} + j \cdot \phi_{qs} \\ I_s = i_{ds} + j \cdot i_{qs} \\ V_s = v_{ds} + j \cdot v_{qs} \end{cases} \tag{III.51}$$

Même pour le rotor on a :

$$\begin{cases} \Phi_r = \phi_{dr} + j \cdot \phi_{qr} \\ I_r = i_{dr} + j \cdot i_{qr} \\ V_r = v_{dr} + j \cdot v_{qr} \end{cases} \tag{III.52}$$

Le modèle électrique de la machine asynchrone est donné par :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + L_s p \cdot i_{ds} + M \cdot p \cdot i_{dr} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + L_s p \cdot i_{qs} + M \cdot p \cdot i_{qr} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = r_r \cdot i_{dr} + L_r p \cdot i_{dr} + M \cdot p \cdot i_{ds} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = r_r \cdot i_{qr} + L_r p \cdot i_{qr} + M \cdot p \cdot i_{qs} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \tag{III.53}$$

a. Schéma équivalent suivant l'axe d

Suivant l'axe d on a les équations :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + L_s p \cdot i_{ds} + M \cdot p \cdot i_{dr} \\ 0 = r_r i_{dr} + L_r p \cdot i_{dr} + M \cdot p \cdot i_{ds} - j\omega_r \phi_{qr} \end{cases} \tag{III.54}$$

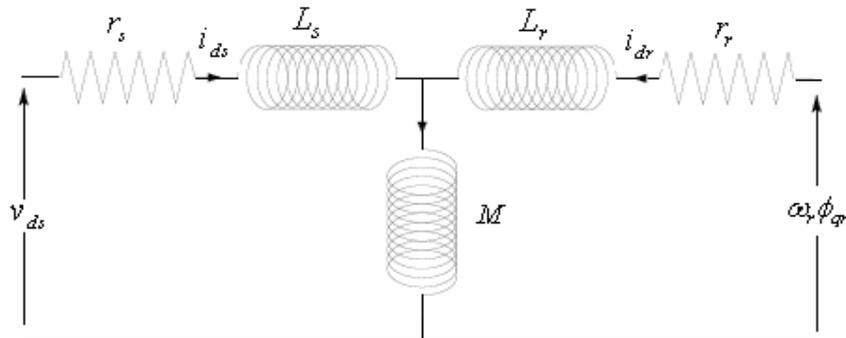


Figure III.4 : Circuit équivalent suivant l'axe direct tourne à la vitesse de synchronisme.

b. Schéma équivalent suivant l'axe q

Suivant l'axe q on a les équations :

$$\begin{cases} v_{qs} = r_s i_{qs} + L_s p \cdot i_{qs} + M \cdot p \cdot i_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + L_r p \cdot i_{qr} + M \cdot p \cdot i_{qs} + j\omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

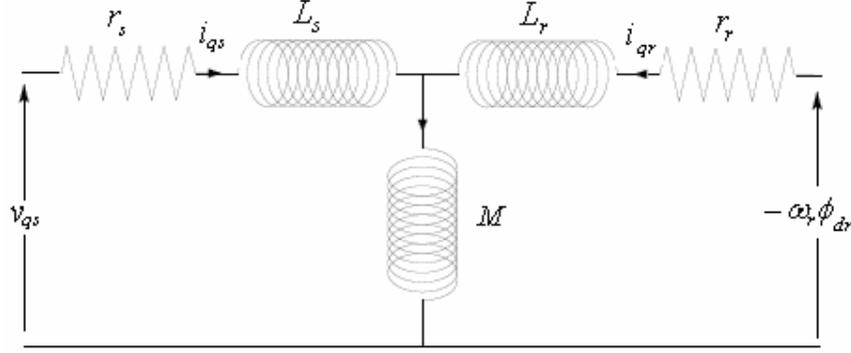


Figure III.5 : Circuit équivalent suivant l'axe quadrature tourne à la vitesse de synchronisme.

Les courants sont exprimés en fonction des flux statorique et rotorique comme suit :

$$\begin{cases} I_s = \frac{L_r}{\sigma} \Phi_s - \frac{M}{\sigma} \Phi_r \\ I_r = \frac{L_s}{\sigma} \Phi_r - \frac{M}{\sigma} \Phi_s \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

Avec le coefficient de dispersion $\sigma = L_s L_r - M^2$

D'après les équations (III.1) (III.16) et (III.56) le système d'état devient :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_s}{dt} = -\frac{r_s \cdot L_r}{\sigma} \Phi_s + \frac{r_s \cdot M}{\sigma} \Phi_r + V_s \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{r_r \cdot M}{\sigma} \Phi_s - \left(\frac{r_r \cdot L_s}{\sigma} - j\omega_r \right) \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

À partir de ce système linéaire invariant dans le temps, nous obtenons la fonction de transfert en utilisant la transformée de Laplace [38] :

$$G(p) = \frac{\frac{r_r}{\sigma} [T_r p + (1 - j\omega_r T_r)]}{p^2 + \frac{1}{T} \left(\frac{L_r \cdot L_s}{\sigma} - j\omega_r T_s \right) p + \frac{r_s r_r}{\sigma} (1 - j\omega_r T_r)} \quad (\text{III.58})$$

Avec, les constantes de temps sont définis comme suit :

$$T_s = \frac{L_s}{r_s}, T_r = \frac{L_r}{r_r} \quad \text{et} \quad \frac{1}{T} = \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \quad (\text{III.59})$$

Les termes complexes $j\omega_r$ de cette fonction de transfert doivent être éliminées. Une manière de faire ceci est d'employer une séparation d'échelle de temps : pendant le régime transitoire, la variations des variables mécaniques est lente, peuvent être négligées en comparaison de la dynamique électrique rapide. Cette séparation d'échelle de temps est réalisable pour notre machine asynchrone [38].

III.1.7. Détermination des paramètres

A une vitesse constante, les paramètres de machine peuvent être obtenus à partir des estimation, $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{b}_0$ et \hat{b}_1 des coefficients, a_0, a_1, b_0, b_1 de la fonction de transfert $G(p)$. Il peut écrire comme :

$$G(P) = \frac{b_1 \cdot P + b_0}{P^2 + a_1 \cdot P + a_0} \quad (\text{III.60})$$

Les estimations sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{L_r}{\sigma} &= \hat{b}_1, & \frac{r_r}{\sigma} &= \text{Re}(\hat{b}_0) \\ L_s &= \frac{\text{Re}(\hat{a}_1) - \hat{b}_1 \frac{\text{Re}(\hat{a}_0)}{\text{Re}(\hat{b}_0)}}{\text{Re}(\hat{b}_0)} & r_s &= \frac{\text{Re}(\hat{a}_0)}{\text{Re}(\hat{b}_0)} \\ \text{et } \omega_r &= -\text{Im} \frac{\hat{a}_1}{\hat{b}_1} \end{aligned}$$

Une identification de la machine vue du stator ne permet de déterminer les paramètres du rotor que d'une manière globale, et non pas individuelle. Pour pouvoir identifier séparément les paramètres rotoriques, on recourt à l'hypothèse de P.L.Alger :

$$\begin{cases} L_2' = L_s \\ R_2' = \frac{L_2'}{T_r} \end{cases}$$

Conclusion

Nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil saine. Dans première temps, nous avons montré la description de la machine et sous quelques hypothèses nous pouvons obtenir un modèle réel de la machine, nous avons ensuite détaillé en utilisant les lois de kirchoff le modèle mathématique du rotor qui contient un grande nombre d'équation en fonction des résistances et les inductances de barres et d'anneaux de court-circuit, de plus en fonction des dimensions géométrique du rotor. Ce nombres d'équations requises pour représenter entièrement la machine est indépendant du nombre de barres rotoriques considéré et les équations résultants ont une structure semblable à celle trouvée dans le modèle habituel d-q.

Dans un deuxième temps, nous avons présenté la transformation de park. Pour N_r phases au rotor ou bien (N_r+1) mailles rotoriques, qui permet de trouver un modèle simplifié de la machine dans le repère diphasé d-q, en fonction de l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor, et en fonction des résistances et des inductances équivalentes rotoriques et statorique sous forme d'une fonction de transfert.

CHAPITRE IV

IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MODELE LINEAIRE DE LA MACHINE A CAGE D'ECUREUIL

Introduction

Ce chapitre présente l'application des techniques d'identification récursives pour estimer les paramètres de la machine asynchrone. Deux grandes familles d'algorithmes sont présentées ; les moindres carrés récursifs et l'algorithme de gradient.

Parmi les modèles représentatifs de la machine asynchrone existants dans la littérature, on trouve celles qui sont décrites par des fonctions de transfert tirées à partir des circuits équivalents du modèle de Park. Ce modèle permet une estimation linéaire des paramètres électriques de la machine en se basant sur les mesures (tension, courant) et utilisant la méthode des moindres carrés récursifs comme algorithme d'estimation.

IV.1. Identification paramétrique récursive

L'estimation paramétrique récursive se fait par un traitement d'une paire d'entrées/sorties à chaque pas d'échantillonnage. (pendant l'acquisition (temps réel) ou lors de la lecture d'un fichier de données), donc c'est une identification à chaque pas d'échantillonnage. Alors que, l'estimation paramétrique non récursive se fait par un traitement des entrées/sorties par paquets obtenus sur un horizon de temps, donc pas d'estimation des paramètres pendant l'acquisition ou la lecture du fichier.

Avantages de l'estimation paramétrique récursive par rapport aux approches classiques :

- Obtention d'une estimation du modèle à fur et à mesure que le procédé évolue
- Compression importante des données
- Nécessite moins de puissance de calcul et de mémoire
- Mise en oeuvre facile sur microprocesseurs
- Identification temps réel si nécessaire
- Possibilité de poursuite des paramètres variables dans le temps

1.1 Principes de base

1.1.1. Modèles et prédicteurs de signaux

Le processus et son environnement stochastique sont décrits par l'équation :

$$y_k = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u_k + w_k \quad (\text{IV.1})$$

u_k est un signal mesurable à l'entrée du processus. w_k étant un processus stationnaire de moyenne nulle et variance finie. Dans le cas où w_k à une densité spectrale rationnelle, le modèle (IV.1) peut se représenter sous la forme (IV.2) :

$$y_k = q^{-d} \frac{B_1(q^{-1})}{A_1(q^{-1})} u_k + \frac{C_1(q^{-1})}{A_2(q^{-1})} e_k \quad (\text{IV.2})$$

e_k est un bruit blanc gaussien $(0, \sigma_e)$, $C_1(q^{-1})$ et $A_2(q^{-1})$ ont leurs zéros à l'intérieur du cercle unité. En ramenant l'équation précédente au même dénominateur on obtient :

$$y_k = q^{-d} \frac{B_1(q^{-1})A_2(q^{-1})}{A_1(q^{-1})A_2(q^{-1})} u_k + \frac{C_1(q^{-1})A_1(q^{-1})}{A_1(q^{-1})A_2(q^{-1})} e_k \quad (\text{IV.3})$$

On aboutit ainsi au modèle de base commun à toutes les techniques de modélisation récursives, le modèle de prédiction ARMAX :

$$y_k = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u_k + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e_k \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Avec :} \quad A(q^{-1}) = A_1(q^{-1})A_2(q^{-1}) \quad (\text{IV.5})$$

$$B(q^{-1}) = B_1(q^{-1})A_2(q^{-1}) \quad (\text{IV.6})$$

$$C(q^{-1}) = C_1(q^{-1})A_1(q^{-1}) \quad (\text{IV.7})$$

La connaissance des propriétés du signal y_k revient à celle du modèle représentant ce signal. Le problème se ramène à un problème de prédiction adaptative, qui conduit à l'estimation des paramètres du modèle.

Pour la prédiction adaptative, il existe différentes structures de prédicteurs :

- La structure série-parallèle utilisée par les méthodes d'équation d'erreur (Moindres Carrés Récursifs MCR, Moindres Carrés étendus MCE, Maximum de vraisemblance MVR ...) qui sont basées sur la minimisation d'un critère d'erreur conduisant au blanchissement de l'erreur de prédiction (séquence d'innovation) [39].

- La structure parallèle (utilisée par les méthodes d'erreur de sortie), basées sur le principe des systèmes adaptatifs avec modèle de référence (SAMR) (méthode du modèle d'estimation étendu, méthode d'erreur de sortie avec compensateur fixe ou avec compensateur ajustable) [40]. Ces méthodes sont basées sur le principe d'orthogonalité entre l'estimation optimale et l'erreur de prédiction.

1.1.2. Algorithmes pour l'estimation paramétrique

Des algorithmes d'identification performants, ayant une formulation récursive adaptée aux problèmes d'identification temps-réel et leur mise en œuvre sur micro-ordinateur. Le fait que ces méthodes d'identification peuvent opérer avec des signaux d'excitation extrêmement

faibles constitue une qualité très applicable en pratique (algorithme de gradient, algorithmes de moindres carrés récurrents...). Où le vecteur paramètre (contient l'ensemble des paramètres à identifier) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \text{Nouvelle estimation} \\ \text{des paramètres} \\ \text{(vecteur)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{estimation précédente} \\ \text{des paramètres} \\ \text{(vecteur)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Gain} \\ \text{d'adaptation} \\ \text{(matrice)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Fonction} \\ \text{des mesures} \\ \text{(vecteur)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Fonction} \\ \text{de l'erreur de prédiction} \\ \text{(scalaire)} \end{bmatrix}$$

a. Algorithme de gradient

L'algorithme d'adaptation paramétrique du gradient a comme objectif de minimiser un critère quadrature en terme de l'erreur de prédiction.

Le modèle discrétisé du système s'écrit :

$$y(k+1) = \theta^T \phi(k) \quad (\text{IV.8})$$

Où : $\theta^T = [a_{na} \ a_{na-1} \ \dots \ a_0, b_{nb} \ b_{nb-1} \ b_0]$ est le vecteur des paramètres, et ϕ_k est le vecteur des observations.

Le modèle de prédiction ajustable est décrit, dans ce cas, par :

$$\hat{y}^\circ(k+1) = \hat{y}(k+1 / \hat{\theta}(k)) = \hat{\theta}(k) \phi(k) \quad (\text{IV.10})$$

Où $\hat{y}^\circ(t+1)$ représente la prédiction dépendant des valeurs des paramètres estimés à l'instant t :

$$\hat{\theta}^T(k) = [\hat{a}_{na} \ \hat{a}_{na-1} \ \dots \ \hat{a}_0, \hat{b}_{nb} \ \hat{b}_{nb-1} \ \dots \ \hat{b}_0] \quad (\text{IV.11})$$

$\hat{\theta}^T$ est le vecteur des paramètres estimés.

La sortie à posteriori du prédictor sera donnée par :

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+1) &= \hat{y}(k+1 / \hat{\theta}(k+1)) \\ &= \hat{\theta}(k+1) \phi(k) \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

On définit une erreur de prédiction à priori :

$$\varepsilon^0(k+1) = y(k+1) - \hat{y}^\circ(k+1) \quad (\text{IV.13})$$

et une erreur de prédiction à posteriori :

$$\varepsilon(k+1) = y(k+1) - \hat{y}(k+1) \quad (\text{IV.14})$$

Un algorithme d'adaptation paramétrique récursif s'écrit :

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(k+1) &= \hat{\theta}(k) + \Delta \hat{\theta}(k+1) \\ &= \hat{\theta}(k) + f(\hat{\theta}(k), \phi(k), \varepsilon^0(k+1))\end{aligned}\quad (\text{IV.15})$$

La fonction f doit dépendre uniquement des informations disponibles à l'instant $(t+1)$.

Le terme de correction doit permettre de minimiser à chaque pas, le critère :

$$\min_{\hat{\theta}(t)} J(k+1) = \left[\varepsilon^0(k+1) \right]^2 \quad (\text{IV.16})$$

La solution s'obtient par l'algorithme du gradient.

L'algorithme correspondant aura la forme :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + F \frac{\partial J(k+1)}{\partial \hat{\theta}(k)} \quad (\text{IV.17})$$

Où $F = I (>0)$ est le gain d'adaptation matriciel (I matrice diagonale unitaire) et

$\frac{\partial J(k+1)}{\partial \hat{\theta}(k)}$ est le gradient du critère de l'éq.(III.16) par rapport à $\hat{\theta}(t)$.

De l'éq.(III.17), on obtient :

$$\frac{1}{2} \frac{\partial J(k+1)}{\partial \hat{\theta}(k)} = \frac{\partial \varepsilon^0(k+1)}{\partial \hat{\theta}(k)} \varepsilon^0(k+1) \quad (\text{IV.18})$$

Avec

$$\varepsilon^0(k+1) = y(k+1) - \hat{\theta}(k)\phi(k) \quad (\text{IV.19})$$

Et donc :

$$\frac{\partial \varepsilon^0(k+1)}{\partial \hat{\theta}(k)} = -\phi(k) \quad (\text{IV.20})$$

Introduisant l'éq.(III.20) dans l'éq.(III.18) on obtient :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + F\phi(k)\varepsilon^0(k+1) \quad (\text{IV.21})$$

Ce dernier algorithme présente de risques d'instabilité si le gain d'adaptation est grand. Pour éviter ce problème, une autre approche du gradient avec un autre critère sera utilisée :

$$\min_{\hat{\theta}(t+1)} J(k+1) = \left[\varepsilon^0(k+1) \right]^2 \quad (\text{IV.22})$$

Et respectivement :

$$\frac{\partial \varepsilon(k+1)}{\partial \hat{\theta}(k+1)} = -\phi(k) \quad (\text{IV.23})$$

D'où l'algorithme devient :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + F\phi(k)\varepsilon(k+1) \quad (\text{IV.24})$$

On obtient la relation souhaitée entre $\varepsilon(k+1)$ et $\varepsilon^0(k+1)$:

$$\varepsilon(k+1) = \frac{\varepsilon^0(k+1)}{1 + \phi(k)^T F \phi(k)} \quad (IV.25)$$

Et l'algorithme devient :

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{F \phi(k) \varepsilon^0(k+1)}{1 + \phi(k)^T F \phi(k)} \quad (IV.26)$$

Cet algorithme est stable quelque soit le gain F .

b. Algorithme des moindres carrés

La méthode d'identification récursive la plus connue pour ce type de structure de modèle est celle des moindres carrés récursifs où le vecteur paramètre $\hat{\theta}_k$ (estimée de θ à l'instant k) minimise le critère suivant :

$$J_k = \sum_{i=1}^k [y_i - \hat{\theta}_k^T \Phi_{i-1}]^2 \quad (IV.27)$$

Le minimum de (IV.8) s'obtient pour $\hat{\theta}_k$ tel que :

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\theta}} = -2 \sum_{i=1}^k [y_i - \hat{\theta}_k^T \Phi_{i-1}] \cdot \Phi_{i-1} \approx 0 \quad (IV.28)$$

Ce qui donne comme estimation optimale :

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{i=1}^k \Phi_{i-1} \cdot \Phi_{i-1}^T \right]^{-1} \cdot \sum_{i=1}^k y_i \cdot \Phi_{i-1} = F_k^{-1} \cdot \sum_{i=1}^k y_i \cdot \Phi_{i-1} \quad (IV.29)$$

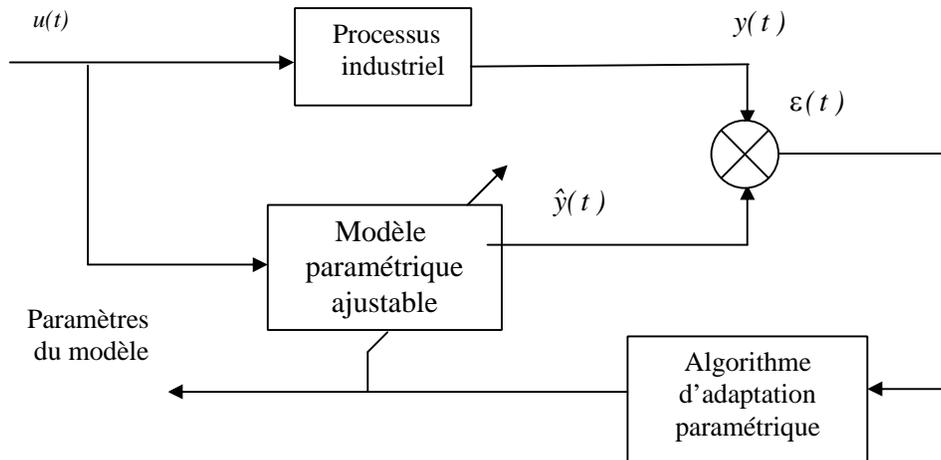
On en déduit finalement une formule récursive de mise à jour du vecteur paramètre :

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + F_{k+1} \Phi_k \varepsilon_k \quad (IV.30)$$

$$F_{k+1} = F_k - \frac{F_k \cdot \Phi_k \cdot \Phi_k^T \cdot F_k}{1 + \Phi_k^T \cdot F_k \cdot \Phi_k} \quad (IV.31)$$

$$\varepsilon_{k+1} = y_{k+1} - \hat{\theta}_k^T \cdot \Phi_k \quad (IV.32)$$

1.1.3. Schéma général



1.2. Méthodes d'estimation paramétrique

Toutes les méthodes d'estimation utilisent la même structure pour l'algorithme d'adaptation paramétrique (AAP). Nous nous limiterons par la suite à décrire la structure de ces méthodes, les types de modèles de signaux pouvant être traités et les conditions de convergence. Pour l'étude théorique de ces algorithmes, elles peuvent être groupées en trois classes différentes :

- les méthodes de l'erreur d'équation.
- les méthodes de l'erreur de sortie.
- les méthodes de la variable instrumentale.

1.2.1. Méthodes de l'erreur d'équation

a. Méthode des Moindres Carrés Récursifs (MCR ou MCS : Moindres Carrés Simples)

Il s'agit de la méthode décrite précédemment, le modèle du signal étant :

$$y_k = -A(q^{-1}) \cdot y_{k-1} + B(q^{-1}) \cdot u_k + e_k \quad (\text{IV.33})$$

On choisit un prédicteur de la forme:

$$\hat{y}_k = \hat{\theta}_{k-1}^T \cdot \Phi_{k-1} \quad (\text{IV.34})$$

$$\text{Ou : } \hat{\theta}_k^T = [\hat{a}_1 \cdots \hat{a}_n, \hat{b}_1 \cdots \hat{b}_n] \quad (\text{IV.35})$$

$$\Phi_k = [-y_{k-1}, \dots, -y_{k-n}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n}] \quad (\text{IV.36})$$

Le signal mesuré peut être représenté par:

$$y_k = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot u_k + \frac{1}{A(q^{-1})} e_k \quad (\text{IV.37})$$

Cette méthode donne des estimations non biaisées uniquement pour des signaux modélisables par des équations de la forme (IV.33) ou (IV.37). De (IV.37) on tire deux conclusions à savoir que cette méthode permet d'estimer sans biais, soit le modèle du filtre engendrant y_k à partir de u_k pour une perturbation AR particulière, soit dans le cas u_k d'estimer le modèle d'un signal du type AR.

b. Méthode des Moindres Carrés étendus (MMCE)

Cette méthode est appropriée, pour l'identification des modèles de signaux de la forme :

$$y_k = -\sum_{i=1}^n a_i y_{k-i} + \sum_{i=1}^n b_i u_{k-i} + \sum_{i=1}^n c_i e_{k-1} + e_k \quad (\text{IV.38})$$

Le prédicteur ajustable est donné par :

$$\hat{y}_k = -\sum_{i=1}^n \hat{a}_i(k) y_{k-i} + \sum_{i=1}^n \hat{b}_i(k) u_{k-i} + \sum_{i=1}^n \hat{c}_i(k) e_{k-i} + e_k = \theta_k^T \Phi_{k-1} \quad (\text{IV.39})$$

Avec : $\varepsilon_k = y_k - \hat{y}_k$ (IV.40)

$$\hat{\theta}^T(t) = [\hat{a}_{na} \hat{a}_{na-1} \cdots \hat{a}_0, \hat{b}_{nb} \hat{b}_{nb-1} \cdots \hat{b}_0, \hat{c}_{nc} \hat{c}_{nc-1} \cdots \hat{c}_0] \quad (\text{IV.41})$$

$$\Phi_k = [-y_{k-1}, \dots, -y_{k-n}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n}, e_{k-1}, \dots, e_{k-n}] \quad (\text{IV.42})$$

Cette méthode assure une estimation non biaisée des paramètres d'un modèle stationnaire de la forme (IV.38).

c. Méthode des Moindres Carrés Généralisés (MMCG)

Cette méthode est destinée à l'identification des modèles de la forme :

$$A(q^{-1})y_k = B(q^{-1})u_k + \frac{1}{G(q^{-1})}e_k \quad (\text{IV.43})$$

Elle diffère de la méthode des moindres carrés étendus par la modélisation des perturbations non mesurables ici, modélisées par un modèle AR long au lieu d'un ARMA, comme le montre l'équation (IV.43). Le prédicteur ajustable est donné par :

$$\hat{y}_k = -\sum_{i=1}^n \hat{a}_i(k) y_{k-i} + \sum_{i=1}^n \hat{b}_i(k) u_{k-i} + \sum_{i=1}^n \hat{c}_i(k) \alpha_{k-i} = \theta_k^T \Phi_{k-1} \quad (\text{IV.44})$$

Avec : $\hat{\alpha}_k = -\sum_{i=1}^n \hat{a}_i(k) y_{k-i} + \sum_{i=1}^n \hat{b}_i(k) u_{k-i}$ (IV.45)

$$\hat{\theta}_k^T = [\hat{a}_1 \cdots \hat{a}_n, \hat{b}_1 \cdots \hat{b}_n, \hat{c}_1 \cdots \hat{c}_n] \quad (\text{IV.46})$$

$$\Phi_k = [-y_{k-1}, \dots, -y_{k-n}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n}, \alpha_{k-1}, \dots, \alpha_{k-n}] \quad (\text{IV.47})$$

Les estimations des paramètres du modèle sont fournies par l'algorithme d'adaptation paramétrique (AAP) donné par la formule (IV.30).

1.2.2. Méthodes de l'erreur de sortie

L'objectif de ces méthodes est de construire un prédicteur adaptatif capable de s'affranchir des hypothèses sur la structure AR ou ARMA des perturbations pour obtenir des estimations non biaisées des paramètres du modèle du signal. L'idée fondamentale est la suivante, étant donné que dans la méthode des moindres carrés simples, en absence de bruit, \hat{y}_k converge vers y_k , on peut considérer de remplacer dans le prédicteur les valeurs mesurées y_{k-1}, y_{k-2} .

... par leur prédiction a posteriori \hat{y}_{k-1} , \hat{y}_{k-2} . . . Les performances en présence de perturbation seront améliorées, car la sortie du prédictif adaptatif ne dépendra qu'indirectement des mesures (et donc de la perturbation) à travers l'algorithme d'adaptation . Cette dépendance peut par ailleurs disparaître asymptotiquement quand on utilise un gain d'adaptation décroissant.

a. Méthode d'Erreur de Sortie avec Filtre Fixe (MESFF)

Dans ce cas le modèle du signal est de la forme :

$$y_k = \frac{A(q^{-1})}{B(q^{-1})} \cdot u_k + w_k \quad (\text{IV.48})$$

Où : w_k est un signal de moyenne nulle et variance finie, indépendant de u_k . Le prédictif adaptatif dans ce cas est de la forme :

$$\hat{y}_k = -\hat{A}(k, q^{-1})\hat{y}_{k-1} + \hat{B}(k, q^{-1})u_k = \hat{\theta}_k^T \cdot \Phi_{k-1} \quad (\text{IV.49})$$

$$\text{Où : } \hat{\theta}^T(t) = [\hat{a}_1(k) \cdots \hat{a}_n(k), \hat{b}_1(k) \cdots \hat{b}_n(k)] \quad (\text{IV.50})$$

$$\Phi_{k-1}^T = [-\hat{y}_{k-1}, \dots, -\hat{y}_{k-n}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n}] \quad (\text{IV.51})$$

L'erreur de prédiction a posteriori est définie par :

$$\varepsilon_k = \frac{y_k - \hat{y}_k}{1 + \Phi_{k-1}^T \cdot F_{k-1} \cdot \Phi_{k-1}} \quad (\text{IV.52})$$

Le grand intérêt de cette méthode est la possibilité d'obtenir des estimées non biaisées des paramètres a_i et b_i , quel que soit le type de perturbations w_k , sans la nécessité d'augmenter le nombre de paramètres à estimer. Il faut noter aussi qu'à la convergence $\varepsilon_k = w_k$ (récupération de la perturbation), c'est donc le type de méthode à utiliser pour les problèmes d'annulation adaptative de bruit ou des problèmes se formulant d'une manière similaire (à savoir l'estimation du modèle d'un signal relié à une excitation mesurable sans qu'il soit nécessaire de modéliser les perturbations). Cette méthode ne peut pas être utilisée dans les cas où il n'y a pas d'entrée u_k mesurable.

b. Méthode d'Erreur de Sortie avec Modèle d'Estimation étendu (MESMEE)

Dans la méthode d'erreur de sortie précédente, on a utilisé un filtre compensateur (fixe ou ajustable), pour satisfaire la condition de stricte positivité (SPR) assurant la stabilité globale;

dans ce cas là on utilise un modèle de prédicteur ajustable étendu pour lever cette condition [40]. Cette méthode adapte, en plus du modèle du système, un modèle pour les perturbations non mesurables. Le prédicteur ajustable est de la forme :

$$\hat{y}_k = -\hat{A}(k, q^{-1})\hat{y}_{k-1} + \hat{B}(k, q^{-1})u_k + \hat{D}(k, q^{-1})\varepsilon_{k-1} = \hat{\theta}_k^T \cdot \Phi_{k-1} \quad (\text{IV.53})$$

Les erreurs de prédiction a priori et a posteriori sont données par :

$$\begin{aligned} \varepsilon_k^0 &= y_k - \hat{y}_k^0 = y_k - \hat{\theta}_{k-1}^T \cdot \Phi_{k-1} \\ \varepsilon_k &= y_k - \hat{y}_k = \frac{\varepsilon_k^0}{1 + \Phi_{k-1}^T \cdot F_{k-1} \cdot \Phi_{k-1}} \end{aligned} \quad (\text{IV.54})$$

Le vecteur paramètres estimé à l'instant k où $\hat{d}_i = \hat{c}_i - \hat{a}_i$; sont les coefficients de :

$$D(q^{-1}) = C(q^{-1}) - A(q^{-1}) \quad (\text{IV.55})$$

Cette méthode possède les mêmes propriétés asymptotiques que la méthode des MMCE et contrairement à la méthode précédente, elle reste applicable si $u_k = 0$ (cas d'un signal). Elle offre souvent de meilleures performances que la MMCE durant l'étape transitoire.

1.2.3. Méthodes de la variable instrumentale (MVI)

Considérons un signal donné par l'équation (IV.4). Le prédicteur ajustable utilisé par la méthode des moindres carrés récursifs (MCR) est de la forme :

$$\hat{y}_k^0 = -\hat{A}(k-1, q^{-1})\hat{y}_{k-1} + \hat{B}(k-1, q^{-1})u_k = \hat{\theta}_{k-1}^T \cdot \Phi_{k-1} \quad (\text{IV.56})$$

Où $\hat{\theta}_{k-1}^T$ et Φ_{k-1} sont donnés par les équations (IV.35) et (IV.36).

L'utilisation de ce prédicteur et d'un vecteur d'observation Φ_{k-1} conduit à des estimations paramétriques biaisées. On montre aisément que pour des modèles de la forme (IV.4) ou (IV.48), $E(\Phi_{k-1}, \varepsilon_k)$ ce qui implique en prenant compte de l'équation (IV.30) de l'algorithme d'adaptation sur un certain horizon qu'un biais va apparaître (même si on utilise une estimation exacte) . Pour obtenir une estimation non biaisée il faut donc assurer $E(\Phi_{k-1}, \varepsilon_k) = 0$. Ceci peut s'obtenir soit en blanchissant ε_k (comme pour la MCE) soit en cherchant un vecteur Φ_{k-1} qui est fortement corréllé avec les variables non entachées de bruit mais non corréllé à la perturbation. Ce type de vecteur s'appelle vecteur des variables instrumentales et il est noté $\phi_{iv}(k)$.

Dans l'algorithme d'adaptation on remplace le vecteur d'observation par la variable instrumentale $\phi_{iv}(k)$. La variable instrumentale peut être choisie de diverses manières donnant lieu à diverses méthodes ; nous en présentons deux :

- la variable instrumentale symétrique à observations retardées;
- la variable instrumentale symétrique à modèle auxiliaire parallèle.

Ces méthodes comme celles de l'erreur de sortie (à filtre fixe ou filtre ajustable) sont particulièrement adaptées pour les problèmes d'annulation adaptative de bruit ou en général pour l'estimation du modèle d'un signal relié à une excitation mesurable sans qu'il ne soit nécessaire de modéliser les perturbations.

a. Méthode de la variable instrumentale symétrique à observation retardée (MVIOR)

Si le modèle de signal est de la forme :

$$y_k = -\sum_{i=1}^n a_i y_{k-i} + \sum_{i=1}^n b_i u_{k-i} + \sum_{i=1}^n c_i e_{k-i} + e_k \quad (\text{IV.57})$$

et on remplace dans Φ_{k-1} donné par l'équation (IV.36) y_{k-i} par y_{k-i-r} on aura alors un vecteur de variable instrumentale :

$$\phi_{iv}^T(k-1) = [-y_{k-1-r}, \dots, -y_{k-n-r}, u_{k-1-r}, \dots, u_{k-n-r}] = \phi_{k-1}^T \quad (\text{IV.58})$$

qui aura la propriété souhaitée, à savoir $E(\phi_{iv}^T(k-1), \varepsilon_k) = 0$ à l'équilibre si $r \geq n$. Pour que cette méthode donne des bons résultats il faut encore que y_{k-r} soit proche du signal non bruité à l'instant k . Il en résulte que cette approche ne fonctionnera que dans le cas où la fréquence d'échantillonnage

est élevée par rapport à la dynamique $B(q^{-1})/A(q^{-1})$ et le bruit se trouve dans une bande haute fréquence par rapport à cette même dynamique.

Dans le cas de l'absence du signal d'excitation u_k , cette méthode permet d'obtenir une estimation non biaisée de la partie AR du spectre d'un signal ARMA. Il faut noter que pour cette méthode si $B(q^{-1})=0$, elle est équivalente à la méthode de corrélation de Yule Walker, très souvent utilisée pour l'estimation autorégressive en traitement du signal.

b. Méthode de la variable instrumentale à modèle auxiliaire (symétrique) (MVIMA)

Dans cette méthode, le vecteur des observations ϕ_{k-1} utilisé (dans les moindres carrés équation (IV.36)) est remplacé par le vecteur suivant :

$$\phi_{iv}^T(k-1) = [-\hat{y}_{iv}(k-1), \dots, -\hat{y}_{iv}(k-n), u_{k-1}, \dots, u_{k-n}] = \phi_{k-1}^T \quad (\text{IV.59})$$

Où les variables \hat{y}_{iv} sont engendrées par un modèle auxiliaire du signal non bruité construit à partir des estimés \hat{a}_i et \hat{b}_i , et sont donnés par :

$$\hat{y}_{iv}(k) = -A(k, q^{-1}) \cdot \hat{y}_{iv}(k-1) + \hat{B}(k, q^{-1}) \cdot u_k \quad (\text{IV.60})$$

Mais les variables instrumentales ne seront significatives que si les estimées de A et B sont assez proches des vraies valeurs. Pour cette raison, cette méthode nécessite un horizon d'initialisation en moindres carrés simples permettant d'obtenir une première estimation de $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$. A la fin de l'horizon d'initialisation la méthode instrumentale est effectivement démarrée.

1.3. Validation du modèle identifié

La validation du modèle identifié a une grande importance car elle permet de juger son aptitude à représenter un certain type de signal. La validation porte essentiellement sur deux aspects :

- La variance de l'erreur de prédiction résiduelle R_0 .
- Les propriétés statistiques des erreurs de prédiction résiduelle.

Le premier test qui porte sur le calcul de R_0 (N est le nombre de données) :

$$R_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon_i^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(y_i - \hat{\theta}^T \Phi_{k-1} \right)^2 \quad (\text{IV.61})$$

Permet de choisir les ordres des polynômes A , B et éventuellement C (en règle générale on choisit $n_a = n_c$) en absence d'information a priori. La règle de base consiste à augmenter les ordres d'une unité tant que la diminution de R_0 est significative. (Réduction de R_0 d'au moins 30 à 50%) On peut aussi utiliser les critères de choix d'ordre type FPE (Erreur de Prédiction Finale) ou AIC (critère d'information de Akaike) [40].

Le deuxième test est particulièrement destiné à apprécier la qualité de l'estimation des paramètres et permet de déterminer la méthode appropriée pour chaque application. En effet si la méthode d'estimation utilisée est appropriée pour un type de signal, les propriétés statistiques de l'erreur de prédiction résiduelle sont celles qui correspondent à la convergence de l'algorithme. En concret, on teste :

- Soit la blancheur des erreurs résiduelles, pour les méthodes d'estimation basées sur le blanchissement asymptotique de l'erreur de prédiction (moindres carrés simples, moindres

carrés étendus, moindres carrés généralisés, erreur de sortie avec modèle d'estimation étendu), par calcul des autocorrélations.

- Soit la décorrélation entre l'erreur de prédiction résiduelle et le signal prédit par le modèle, pour les méthodes basées sur la décorrélation asymptotique du vecteur des observations et de l'erreur de prédiction (variable instrumentale, erreur de sortie), par calcul des intercorrélations.

IV.2. Modèle linéaire de la machine pour l'identification paramétriques

Il existe deux méthodes pour aborder l'identification des paramètres a_0, a_1, b_1, b_0 de la fonction de transfert $G(P)$ exprimée dans le chapitre III:

- Identification directe du modèle continu.
- Identification indirecte du modèle discret.

2.1. Modèle continu

La fonction de transfert de la machine est :

$$G(p) = \frac{b_1 \cdot p + b_0}{p^2 + a_1 \cdot p + a_0} = \frac{I_s(p)}{V_s(p)}$$

$$\text{D'où : } (p^2 + a_1 p + a_0)I_s(p) = (b_0 + b_1 p)V_s(p) \quad (\text{IV.62})$$

En appliquant la transformation inverse de Laplace on aboutit à une équation différentielle qui traduit la relation entre le courant et la tension statorique :

$$\frac{d^2 I_s}{dt^2} + a_1 \frac{dI_s}{dt} + a_0 I_s = b_1 \frac{dV_s}{dt} + b_0 V_s \quad (\text{IV.63})$$

En triant la dérivée second d'un côté et les autres termes de l'autre côté. L'équation différentielle devient :

$$\frac{d^2 I_s}{dt^2} = \left[-\frac{dI_s}{dt} \quad -I_s \quad \frac{dV_s}{dt} \quad V_s \right] \cdot \begin{bmatrix} a_1 & a_0 & b_1 & b_0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.64})$$

Cette équation peut se mettre sous la forme :

$$Y(k) = \Phi(k) \cdot \theta(k) \quad (\text{IV.65})$$

$$\text{Avec : } Y(k) = \frac{d^2 i_s}{dt^2} \quad (\text{IV.66})$$

$$\Phi(k) = \begin{bmatrix} -\frac{di_s}{dt} & -i_s & \frac{dv_s}{dt} & v_s \end{bmatrix} \quad (\text{IV.67})$$

$$\theta(k) = \begin{bmatrix} a_1 & a_0 & b_1 & b_0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.68})$$

Cette forme permet d'identifier le vecteur des paramètres $\theta(k)$ en utilisant l'algorithme d'estimation linéaire :

D'après l'expression (IV-66, IV-67), on peut remarquer qu'elles sont toutes en fonction des grandeurs I_s et V_s et de leurs dérivées, ces grandeurs ne sont pas directement mesurables. Pour contourner cette difficulté, on amène à utiliser la décomposition des grandeurs donnée par les équations (III-51, III-52) du chapitre précédent.

Ainsi on pose :

$$\begin{cases} a_0 = a_{0r} - j\omega a_{0m}, & a_1 = a_{1r} - j\omega \\ b_0 = b_{0r} - j\omega b_{0m}, & b_1 = b_{1r} \end{cases} \quad (\text{IV.69})$$

Avec :

$$\begin{cases} a_{0r} = \frac{1}{\sigma T_s T_r}, & a_{0m} = \frac{1}{\sigma T_s} \\ a_{1r} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{cases} \quad \begin{cases} b_{0r} = \frac{1}{\sigma L_s T_r}, & b_{0m} = \frac{1}{\sigma L_s} \\ b_{1r} = \frac{1}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (\text{IV.70})$$

En développant le produit matriciel (IV.64). On aura :

$$\begin{bmatrix} \frac{d^2 I_{ds}}{dt^2} + \frac{dI_{ds}}{dt} \omega \\ \frac{d^2 I_{qs}}{dt^2} + \frac{dI_{qs}}{dt} \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{dI_{ds}}{dt} & -I_{ds} & \omega V_{qs} & \frac{dV_{ds}}{dt} & V_{ds} \\ -\frac{dI_{qs}}{dt} & -I_{qs} & -\omega V_{ds} & \frac{dV_{qs}}{dt} & V_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1r} \\ a_{0r} \\ a_{0m} \\ b_{1r} \\ b_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.71})$$

2.2. Modèle discret

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit directement du modèle continu proposé. Le choix du pas de discrétisation est le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul. L'objectif étant la simulation réaliste de la machine asynchrone.

Pour transformer la fonction de transfert de la machine asynchrone de la forme continue à la forme discret, on utilise le changement de variable suivant :

$$p = \frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}$$

Avec :

T : période d'échantillonnage.

Dans le cas où la machine est à l'arrêt la fonction de transfert s'écrit sous la forme discrète comme suit :

$$G(Z^{-1}) = \frac{B_0 + B_1 Z^{-1} + B_2 Z^{-2}}{1 + A_1 Z^{-1} + A_2 Z^{-2}} \quad (\text{IV.72})$$

Avec :

$$\begin{cases} B_0 = \frac{b_{0r} T^2 + 2b_{1r} T}{\alpha} \\ B_1 = \frac{2b_{0r} T^2}{\alpha} \\ B_2 = \frac{b_{0r} T^2 - 2b_{1r} T}{\alpha} \end{cases} \quad \begin{cases} A_1 = \frac{-8 + 2a_{0r} T^2}{\alpha} \\ A_2 = \frac{a_{0r} T^2 - 2a_{1r} T + 4}{\alpha} \\ \alpha = a_{0r} T^2 + 2a_{1r} T + 4 \end{cases} \quad (\text{IV.73})$$

Nous déterminons les paramètres de la fonction de transfert en continu par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} a_{0r} = -\frac{1 + A_1 + A_2}{A_1 T - A_2 - 1} \frac{4}{T^2} \\ a_{1r} = -\frac{1 - A_2}{A_1 T - A_2 - 1} \frac{4}{T} \end{cases} \quad \begin{cases} b_{0r} = \frac{B_0 + B_2}{2T^2} \alpha \\ b_{1r} = \frac{B_2 - B_0}{4T^2} \alpha \end{cases} \quad (\text{IV.74})$$

Pour pouvoir estimer les coefficients de la fonction de transfert (IV.80) on doit passer en premier lieu aux équations aux différences :

$$(1 + A_1 Z^{-1} + A_2 Z^{-2}) I_s(Z^{-1}) = (B_0 + B_1 Z^{-1} + B_2 Z^{-2}) V_s(Z^{-1}) \quad (\text{IV.75})$$

L'équation aux différences de la fonction de transfert est donc :

$$I_s(k) + A_1 I_s(k-1) + A_2 I_s(k-2) = B_0 V_s(k) + B_1 V_s(k-1) + B_2 V_s(k-2) \quad (\text{IV.76})$$

Sous forme matricielle on aura :

$$I_s(k) = \begin{bmatrix} -I_s(k-1) & -I_s(k-2) & V_s(k) & V_s(k-1) & V_s(k-2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.77})$$

On peut écrire sous la forme :

$$Y(k) = \Phi(k) \cdot \theta(k) \quad (\text{IV.78})$$

Avec :

$$Y(k) = I_s(k) \quad (\text{IV.79})$$

$$\Phi(k) = [-I_s(k-1) \quad -I_s(k-2) \quad V_s(k) \quad V_s(k-1) \quad V_s(k-2)] \quad (\text{IV.80})$$

$$\theta(k) = [A_1 \quad A_2 \quad B_0 \quad B_1 \quad B_2]^T \quad (\text{IV.81})$$

Conclusion

Dans ce chapitre, un panorama des méthodes récursives, d'identification de modèles paramétriques des systèmes, a été présenté. L'accent a été mis sur la présentation de la structure des différentes méthodes, leur raison d'être, les conditions de convergence dans un environnement stochastique et sur leur domaine d'application. Dans un deuxième temps, l'aspect validation du modèle identifié spécifique aux méthodes d'identification paramétriques a été décrit.

La méthode de moindres carrés récursifs est la plus couramment utilisée. Elle s'applique dans le cas d'un modèle où les paramètres interviennent linéairement, ce qui est le cas de notre système présenté par la machine à synchrone à cage d'écureuil.

CHAPITRE V

RESULTATS EXPERIMENTAUX DU DIAGNOSTIC DE LA MACHINE ASYNCHRONEA CAGE

Introduction

Au second chapitre, nous avons présenté les différentes méthodologies de diagnostic des processus industriels. Dans notre cas, on utilise la méthode de diagnostic par identification paramétrique, cette technique s'est avérée bien adaptée à la détection et la localisation des défauts par le contrôle de l'évolution des paramètres de la machine (les résistances, les inductances et les constantes du temps). Pour une application réaliste de cette procédure, un travail fondamental doit être effectué au préalable suivant deux aspects bien distincts :

- Un aspect théorique qui concerne le modèle de la machine (spécialement dédiés aux défauts envisagés). Ce travail de modélisation est fondamental lorsqu'on envisage un diagnostic fin et minutieux du processus,

- Un aspect expérimental correspondant à la mise en œuvre pratique de l'algorithme d'identifications paramétriques des moindres carrés récursifs. Même si l'introduction de cette connaissance est à utiliser avec précaution, elle peut être déterminante quant à la qualité de la convergence de l'algorithme, et plus particulièrement appréciable dans le cadre de la surveillance et nécessaire dans le cadre de la méthodologie précédente.

Ces deux points ayant été traités aux chapitres précédents, il est intéressant à présent d'appliquer cette procédure pour le diagnostic de la machine asynchrone. Ce chapitre est composé de quatre parties. La première concerne la description du banc d'essai expérimental utilisé pour l'ensemble des essais. La seconde partie présente l'estimation des paramètres de la fonction de transfert en discret. Dans la troisième partie, on étudie la variation des paramètres des différents machines (saine, défaut rotorique et statorique), après on fait une validation de l'algorithme par une comparaison entre la sortie mesuré et estimé. Les résultats de diagnostic des défauts font l'objet de la quatrième partie.

V.1. Description du système expérimental

1.1. Banc experimental

Dans le but de vérifier expérimentalement cette technique de diagnostic, nous avons mis au point un banc d'essai comprenant des machines asynchrones à cage d'écurieil de 4 kW à deux paires de pôles, fabriquée par l'Entreprise Algérienne des Industries Electrotechniques Electro-Industries– AZAZGA. Les caractéristiques détaillées sont données comme suit:

Puissance	4	kW
Tension nominale	220/380	V
Courant nominal	15.2/8.8	A
Vitesse nominale	1435	tr/mn

Ces machines sont accouplée à une machine à courant continu. Fonctionnant en génératrice, cette dernière sert de charge en produisant un couple résistant **Figure V.1**.

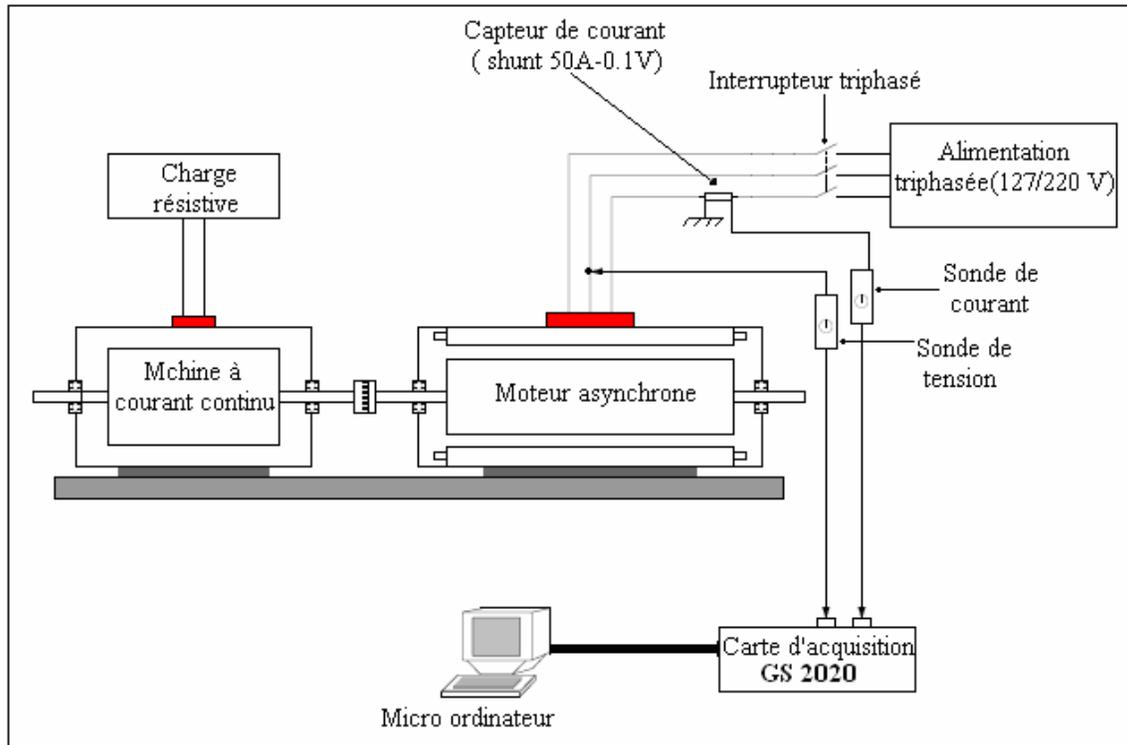


Figure V.1 : Banc d'essais pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone

Le module de mesure des signaux électriques (courant et tension statoriques de ligne) est constitué par :

- pour capter la tension on a utilisé une sonde,
- pour capter le courant on a utilisé un shunt (5A, 0.1V) et une sonde,

Le système d'acquisition est effectué à l'aide d'une carte d'acquisition GS2020, contient deux voies numériques-analogiques CH1 et CH2 , cette carte transforme les données (signaux) analogiques vers des données échantillonnées avec une fréquence d'échantillonnage de $1kHz$, puis ces données sont transférées vers un micro-ordinateur pour l'exploitation et le traitement.

1.2. Signal d'excitation

Les algorithmes d'identification paramétrique nécessitent, pour converger, une excitation persistante qui sensibilise suffisamment tous les modes du système. Dans le cas de la machine asynchrone, il s'agit principalement d'exciter les modes les plus rapides à savoir ceux correspondant aux grandeurs électriques. Il est donc nécessaire d'imposer une entrée

suffisamment riche en fréquence afin d'obtenir une sensibilisation satisfaisante des modes électriques.

Pour notre cas nous avons utilisé une excitation en tension sous vitesse constante (charge nominale) obtenue par des signaux sinusoïdaux à partir d'un réseau triphasé (127/220 V, 50 Hz) pour le diagnostic des défauts rotoriques, alors dans le cas de défaut stator (phase statorique ouverte), on excite la machine par un signal sinusoïdal à vide.

V.2. Identification des paramètres de la fonction de transfert en discret

Afin d'étudier les performances de l'algorithme des moindres carrés récursif pour l'estimation des paramètres de la machine asynchrone à cage d'écuréuil, on a recourt à la simulation du modèle linéaire de la machine dans le cas discret. Le modèle utilisé pour la simulation est donné par la formule (IV.78).

2.1. Filtrage des données entrées-sorties

Le filtrage des données est important dans l'estimation paramétrique par l'algorithme des moindres carrés récursifs, pour que cette méthode tende à optimiser l'approximation du modèle du procédé dans les hautes fréquences. Après filtrage, on observe qu'après un temps relativement court, le signal obtenu est quasiment le même que le signal origine. Le temps de réponse est d'autant plus élevé que l'ordre du filtre est grand mais en contre partie la coupure est d'autant moins franche si l'ordre est faible.

Nous utiliserons très souvent le filtrage de fréquences pour agir sur la représentation fréquentielle des signaux, modifier : davantage d'aigus, davantage de graves, atténuation de telles fréquences gênantes, renforcement de telles autres, etc. Filtrer un signal, c'est donc bien modifier sa représentation fréquentielle.

a. Machine saine

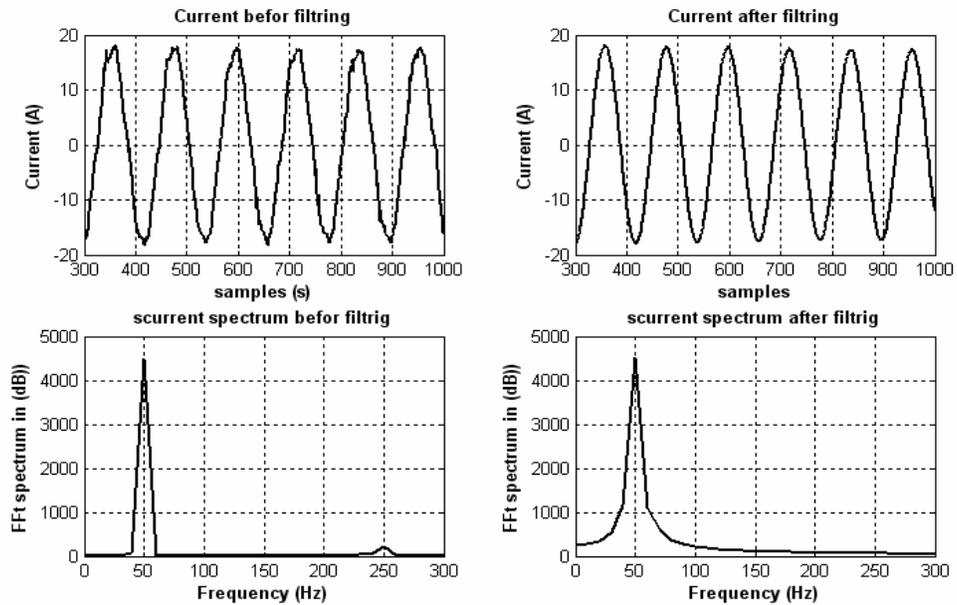


Figure V.2 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine saine

b. Machine avec une barre cassée :

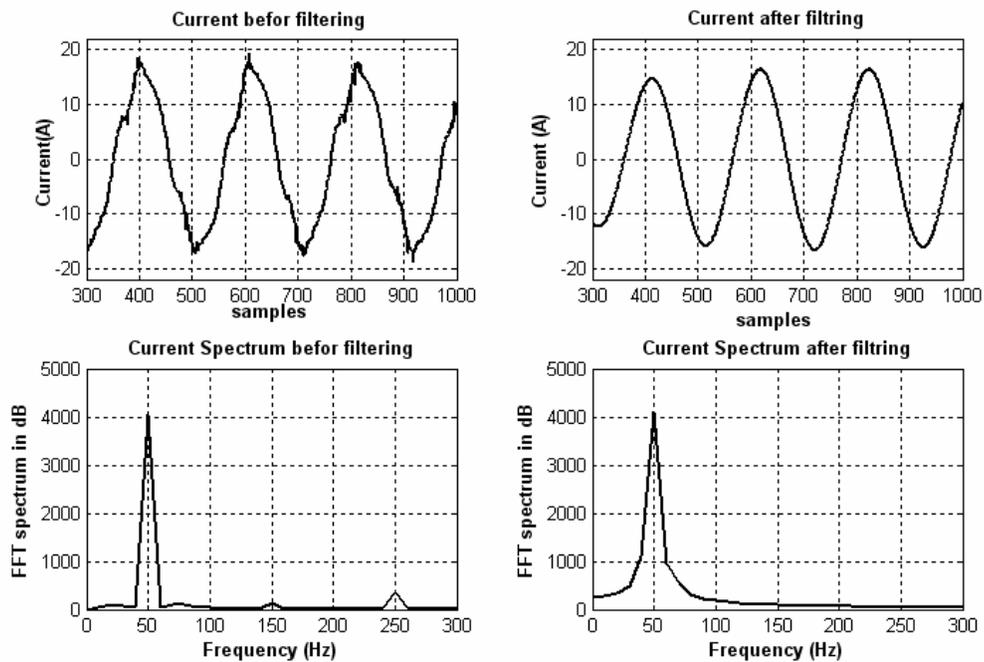


Figure V.3 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine avec une barre cassée

b. Machine avec deux barres cassées

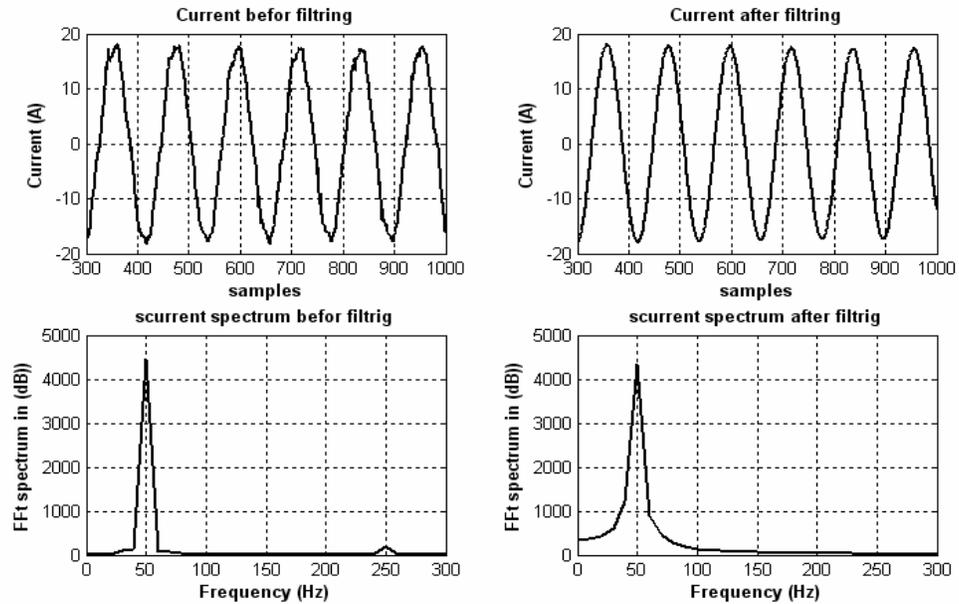


Figure V.4 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine avec deux barres cassées

d. Machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassée

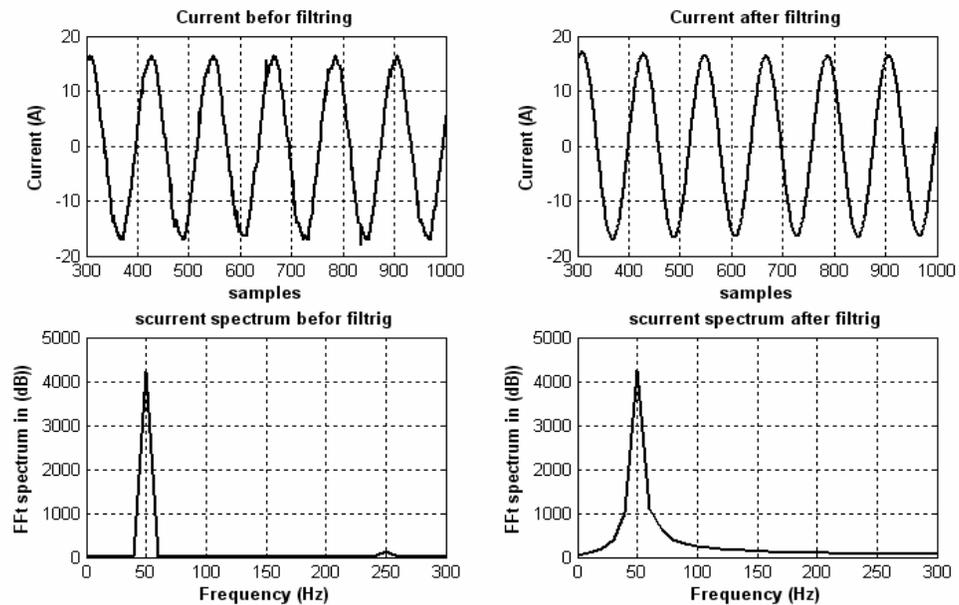


Figure V.5 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassée

e. Machine avec une phase statorique ouverte

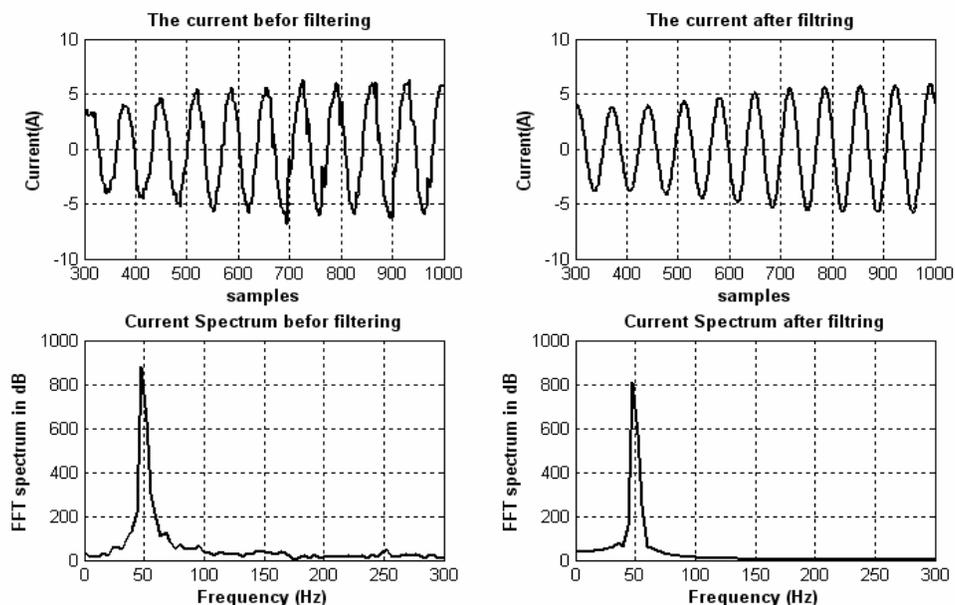


Figure V.6 : Les courants et leurs spectres avant et après filtrage pour la machine avec une phase statorique ouverte

Les figures précédentes représentent les signaux mesurés et leurs spectres avant et après filtrage, pour une excitation en tension sinusoïdal à vitesse constante, correspondant à un essai en charge pour un défaut rotorique et un essai à vide pour défaut stator. Les signaux obtenus après filtrage sont quasiment les mêmes que les signaux d'origine, c'est dû au bon choix du filtre.

A cause de l'excitation par un signal sinusoïdal on a un spectre réduit autour de la fréquence de référence (50 Hz), mais il apparaît des harmoniques dans le cas des machines défectueuses.

2.2. L'évolution des paramètres de la fonction de transfert en discret

Un programme de l'algorithme des moindres carrés récursifs a été validé sous MATLAB nous permet de donner l'évolution des paramètres de la fonction de transfert (IV.72), pour chaque machine.

2.2.1. Initialisation de vecteur paramètre

Il s'agit d'initialiser le vecteur paramètre par des valeurs sensiblement proches des valeurs exactes, pour que la méthode converge rapidement. Dans notre cas, on a effectué des essais classique (à vide et à rotor bloqué) pour déterminer les paramètres de schéma équivalent, puis

initialiser le vecteur des paramètres $\left(\theta(k) = [A_1 \ A_2 \ B_0 \ B_1 \ B_2]^T \right)$ (Annexe A).

2.2.2. La variation des paramètres pour chaque machine

a. Machines avec défauts rotoriques

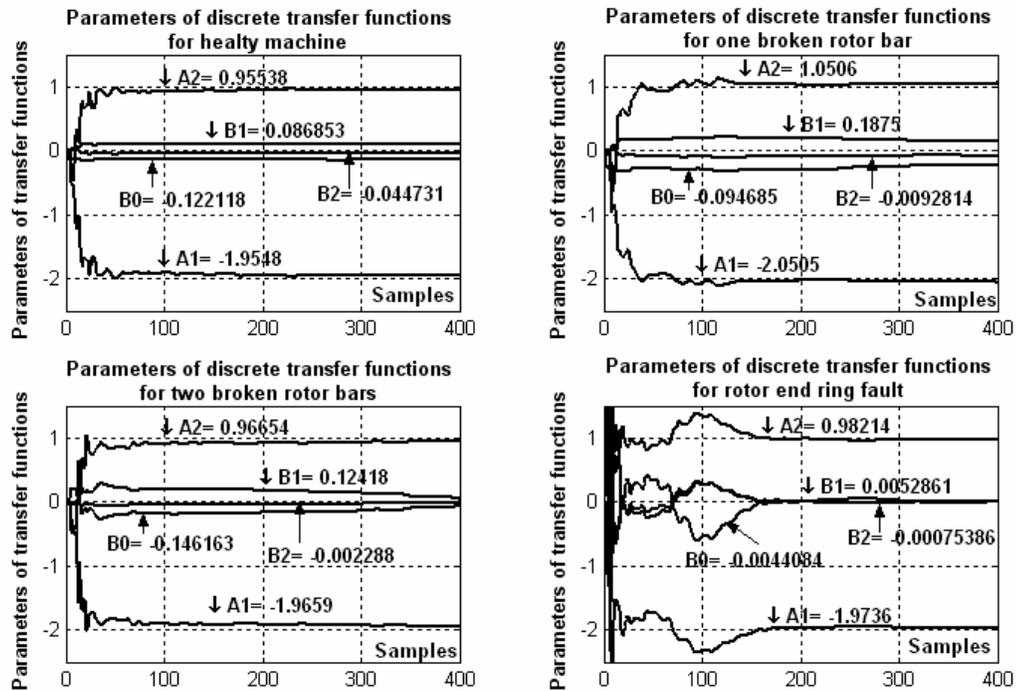


Figure V.7 : La variation des paramètres de la fonction de transfert discrète (défaut rotorique)

Machines identifiées	Paramètres de la fonction de transfert discrète				
	A ₀	A ₁	B ₀	B ₁	B ₂
Machine saine	-1.9548	0.9554	-0.1221	0.0869	-0.0447
Machine avec une barre cassée	-2.0505	1.0506	-0.0947	0.1875	-0.00928
Machine avec deux barres cassées	-1.9659	0.9665	-0.1461	0.1241	-0.0023
Machine avec une portion d'anneau cassée	-1.9736	0.9821	-0.0044	0.0053	-0.0008

Tableau V.1 : Valeurs des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète

Machine identifiée	Fonction de transfert
Machine saine	$G(Z^{-1}) = \frac{-0.1221 + 0.0869 \cdot Z^{-1} - 0.0447 \cdot Z^{-2}}{1 - 1.9548 \cdot Z^{-1} + 0.9554 \cdot Z^{-2}}$
Machine avec une barre cassée	$G(Z^{-1}) = \frac{-0.0947 + 0.1875 \cdot Z^{-1} - 0.0928 \cdot Z^{-2}}{1 - 2.0505 \cdot Z^{-1} + 1.0506 \cdot Z^{-2}}$
Machine avec deux barres cassées	$G(Z^{-1}) = \frac{-0.1461 + 0.1241 \cdot Z^{-1} - 0.0023 \cdot Z^{-2}}{1 - 1.9659 \cdot Z^{-1} + 0.9665 \cdot Z^{-2}}$
Machine avec une portion d'anneau cassée	$G(Z^{-1}) = \frac{-0.0044 + 0.0053 \cdot Z^{-1} - 0.0008 \cdot Z^{-2}}{1 - 1.9736 \cdot Z^{-1} + 0.9821 \cdot Z^{-2}}$

Tableau V.2 : Fonctions de transfert identifiées en discret (défaut rotor)

c. Défaut statorique (phase ouverte)

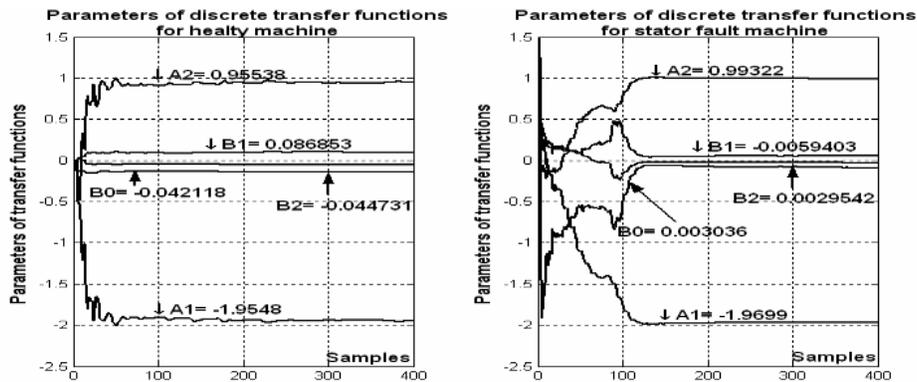


Figure V.8 : La variation des paramètres de la fonction de transfert discrète (défaut stator)

Les paramètres	A ₀	A ₁	B ₀	B ₁	B ₂
	-1.9699	0.9932	-0.093	0.094	-0.0030
La fonction de Transfert	$G(Z^{-1}) = \frac{-0.093 + 0.094 \cdot Z^{-1} - 0.0030 \cdot Z^{-2}}{1 - 1.9699 \cdot Z^{-1} + 0.9932 \cdot Z^{-2}}$				

Tableau V.3 : la fonction de transfert et les valeurs de leurs paramètres (défaut stator)

Les figures précédentes montrent que le temps de convergence pour l'ensemble des paramètres est différent d'une machine à l'autre:

- pour la machine saine le temps de convergence est d'environ 40 échantillons. Après un régime transitoire de calcul l'algorithme converge vers l'optimum.

- pour la machine avec une barre cassée et la machine avec deux barres cassées le temps de convergence est plus grand, d'environ 80 échantillons, dû à la mauvaise initialisation des paramètres, puisque on a utilisé l'initialisation de la machine saine.

- pour la machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassée et la machine avec une phase statorique ouverte le temps de convergence est d'environ 150 échantillons. C'est aussi dû à la mauvaise initialisation des paramètres. Mais dans ce cas l'écart est plus grand.

V.3. Identification des paramètres des machines

3.1. Résultats expérimentaux

L'intérêt majeur de cette estimation étant de caractériser les différentes machines dans des conditions nominales de fonctionnement, et de voir la variation des paramètres. Sur une moyenne de 300 échantillons, on obtient les valeurs d'estimations des paramètres des machines récapitulées au tableau V.4 :

Paramètres	Les différentes machines				
	saine	1 barre cassée	2 barres cassées	portion d'anneau cassée	défaut statorique
$R_s (\Omega)$	2.0452	1.7233	1.5640	1.8433	2.2784
$R_r (\Omega)$	1.4916	1.6302	2.0287	1.9086	1.6021
$L_s (H)$	0.2045	0.1438	0.1203	0.1393	0.2223

Tableau V.4 : Résultats d'estimation paramétriques obtenus par l'algorithme des moindres carrés récursifs

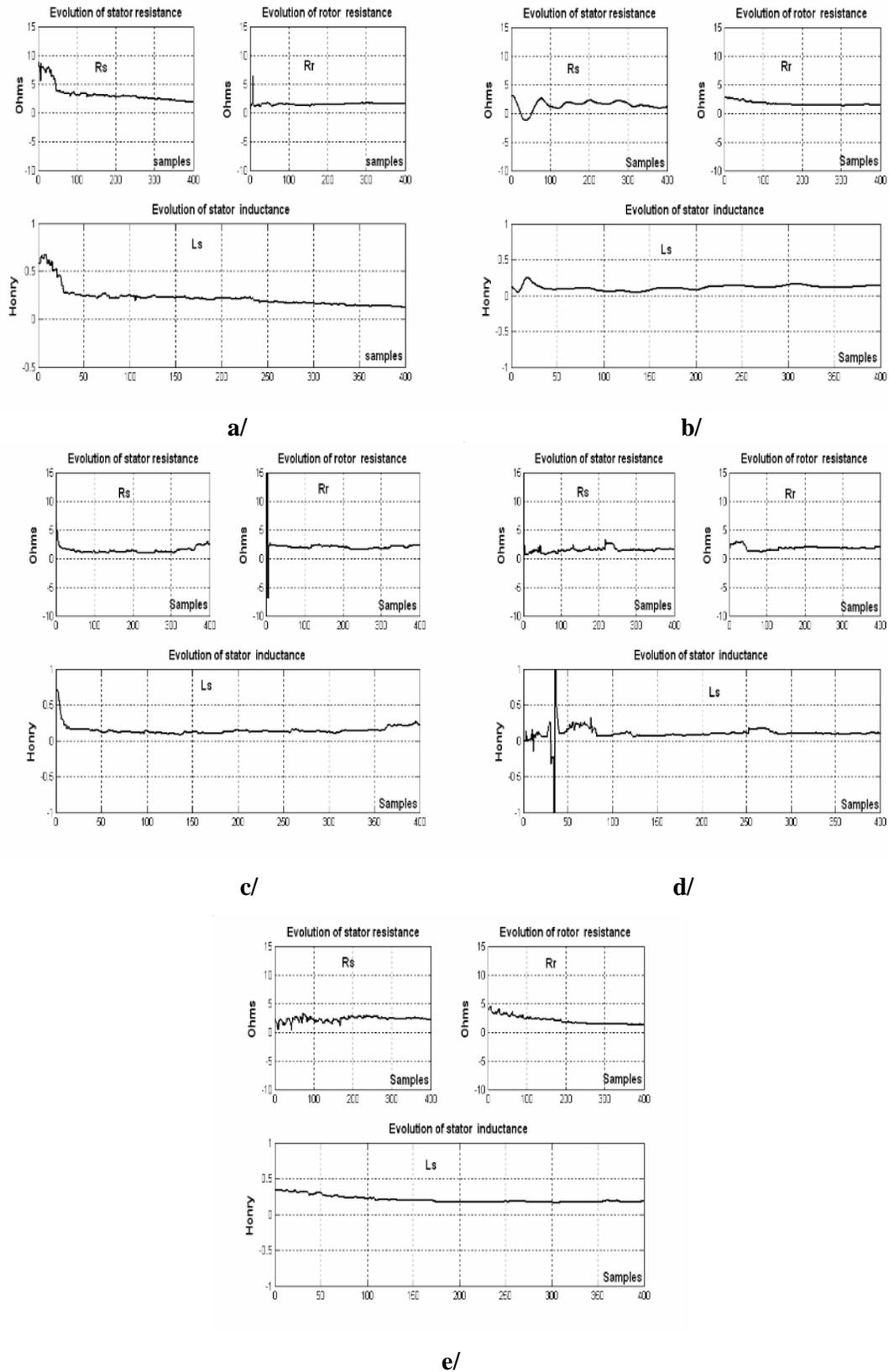


Figure V.9 : Variation des paramètres ders machines **a/** machine saine, **b/** barre cassée
c/ deux barres cassées, **d/** portion d'anneau cassée, **e/** phase statorique ouverte

La **figure V.9** représente l'évolution des paramètres estimés lors de la procédure d'identification des différentes machines en fonction des échantillons. L'objectif étant de montrer la rapidité de l'estimation paramétrique grâce à l'utilisation du critère composite. Le temps de convergence est différent d'une machine à l'autre, il est d'environ de 50 échantillons pour la machine saine et de 100 échantillons pour les machines en présence de défauts.

3.2. Validation des résultats

a. Machine saine

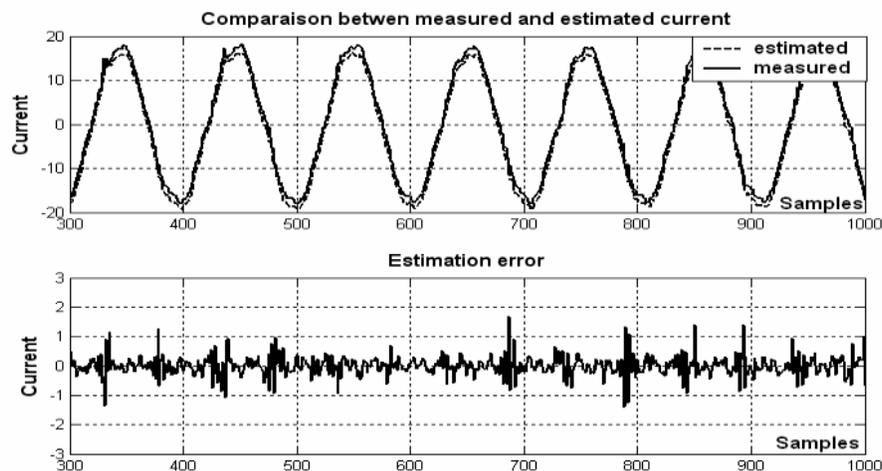


Figure V.10 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine saine

b. Machine avec une barre cassée

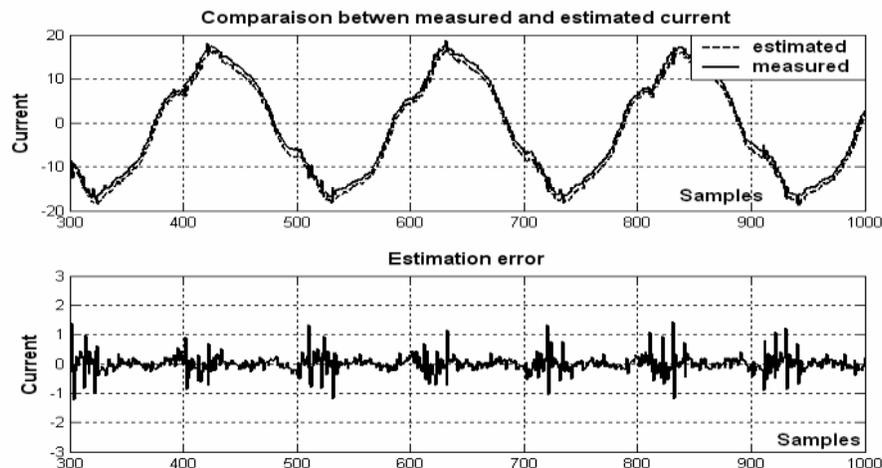


Figure V.11 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine avec une barre cassée

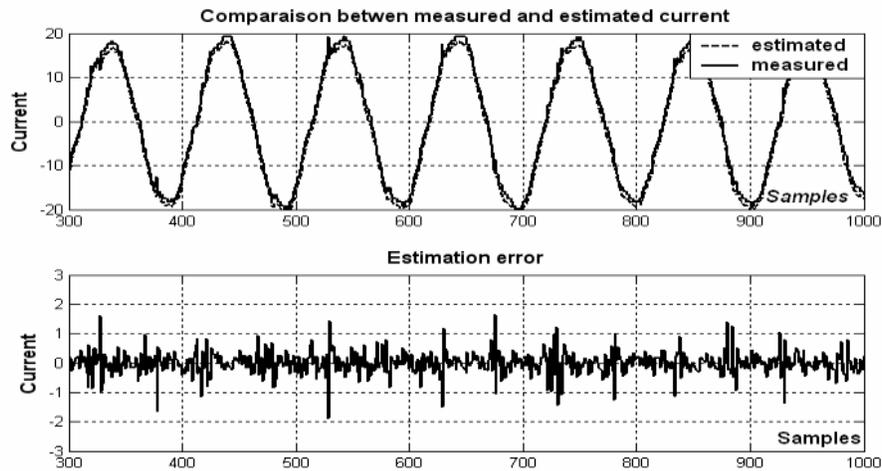
c. Machine avec deux barres cassées

Figure V.12 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine avec deux barres cassées

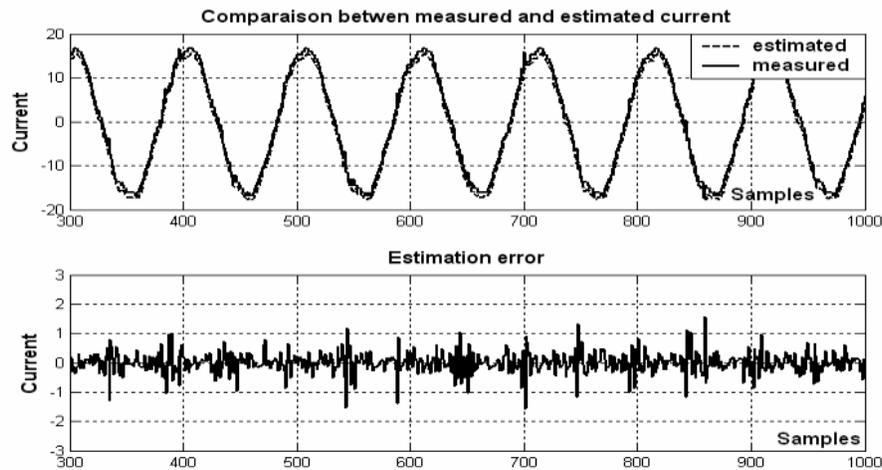
d. Machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassée

Figure V.13 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassée

e. machine avec une phase statorique ouverte (accidentellement)

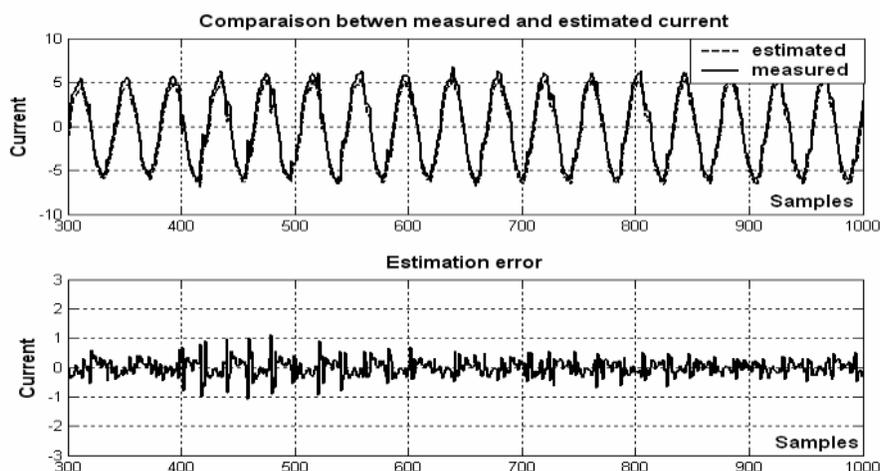


Figure V.14 : Comparaison des courants réel et estimé pour la machine avec une phase statorique ouverte

Les figure V (10, 11, 12, 13, 14) représentent la comparaison entre les courants mesurés et ses estimés pour les différentes machines, on constate la bonne concordance de l'estimation des courants estimés avec les courants réels. Le résidu d'identification ne dépasse pas 1.2 A.

V.4. Diagnostic des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Ce paragraphe est destiné au développement et à l'expérimentation de la méthode de diagnostic par estimation paramétrique permettant la détection des défauts au niveau de la cage rotorique et les phases statoriques. On commence par une méthodologie de surveillance des défauts, puis une comparaison entre les paramètres de la machine saine et les machines en présence de défauts, puis on fait une analyse spectrale des résidus.

4.1. Méthodologie de surveillance

L'identification paramétrique, présentée précédemment, est la procédure permettant la détermination des paramètres d'un modèle mathématique à partir de résultats expérimentaux. Ainsi, l'identification repose sur la définition d'un modèle du système réel. Dans le cas du diagnostic de la machine asynchrone à cage, on s'intéresse à l'identification des paramètres du modèle présenté au 3^{ème} chapitre. La stratégie de diagnostic consiste à réaliser le suivi des paramètres des machines (sans et avec défaut).

Les conditions de fonctionnement de la machine asynchrone font que ces paramètres électriques sont sujets à des variations. En effet, l'échauffement ou un changement dans l'état

magnétique (la saturation par exemple) de la machine affecte l'ensemble des paramètres (résistances et inductances), mais dans notre cas les effets thermiques et saturation sont négligés d'après les hypothèses de 3^{ème} chapitre. En pratique, il serait donc judicieux d'associer au diagnostic de la machine asynchrone la surveillance de son état électrique global par l'estimation des paramètres électriques (R_s, R_r, L_s). Ces paramètres reflétant le fonctionnement sain ou défaillant de la machine, en situation de défaut, doit théoriquement variés (les variations possibles sont dues au présence de défaut).

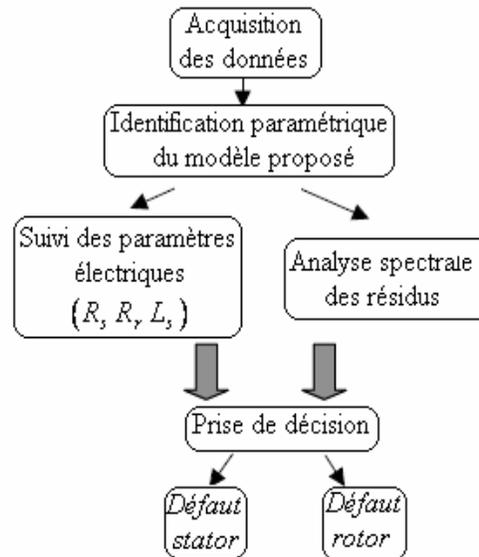
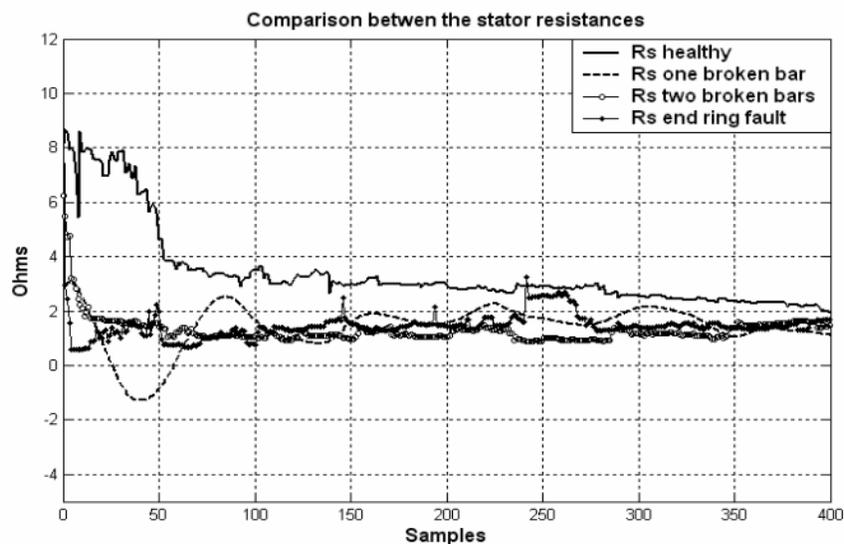


Figure V.20 : Organigramme du diagnostic de la machine asynchrone

4.2. Suivi des paramètres électriques

4.2.1. Pour les défauts rotoriques



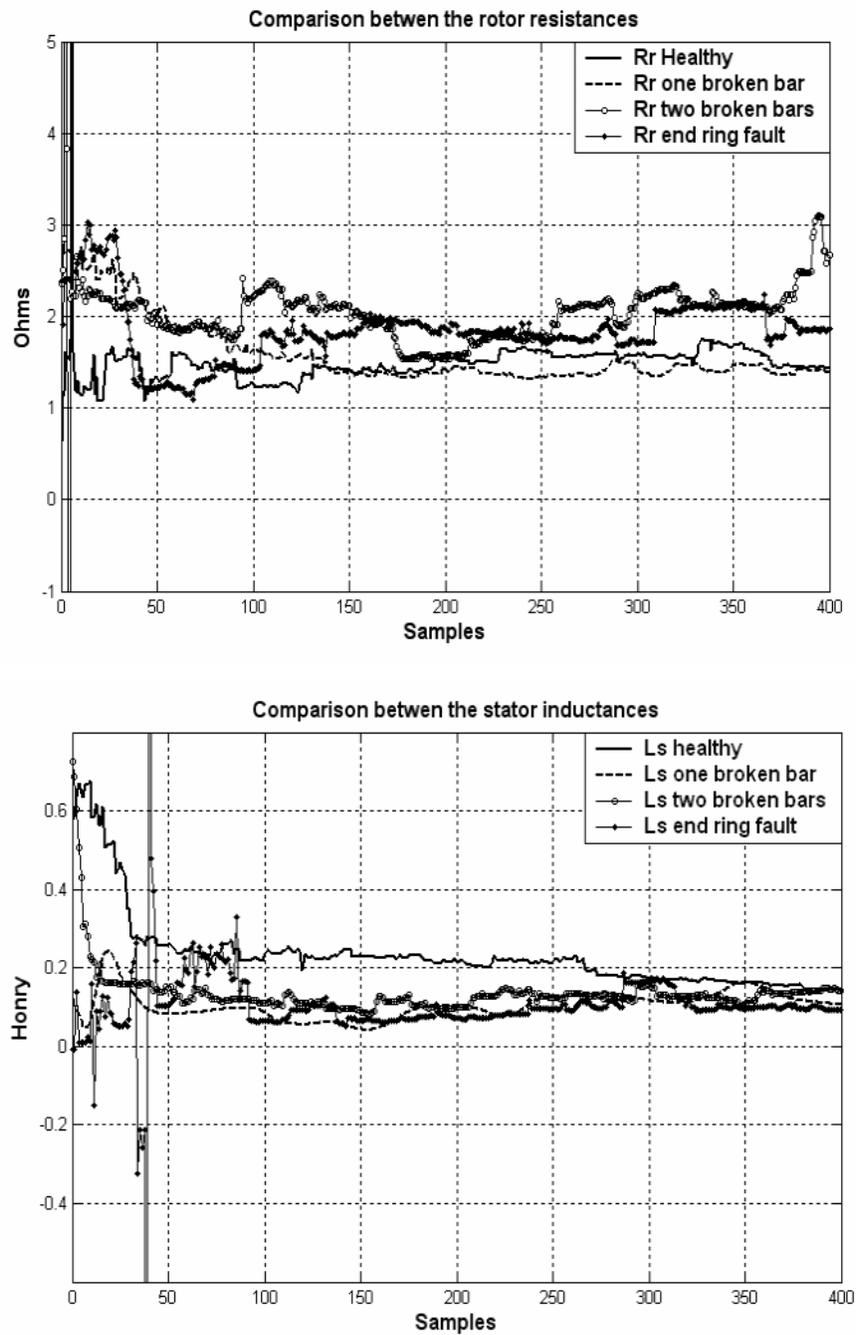


Figure V.21 : Comparaison entre les paramètres (R_s , R_r , L_s) de la machine saine et les machines en présence de défauts rotorique

4.2.2. Pour le défaut statorique

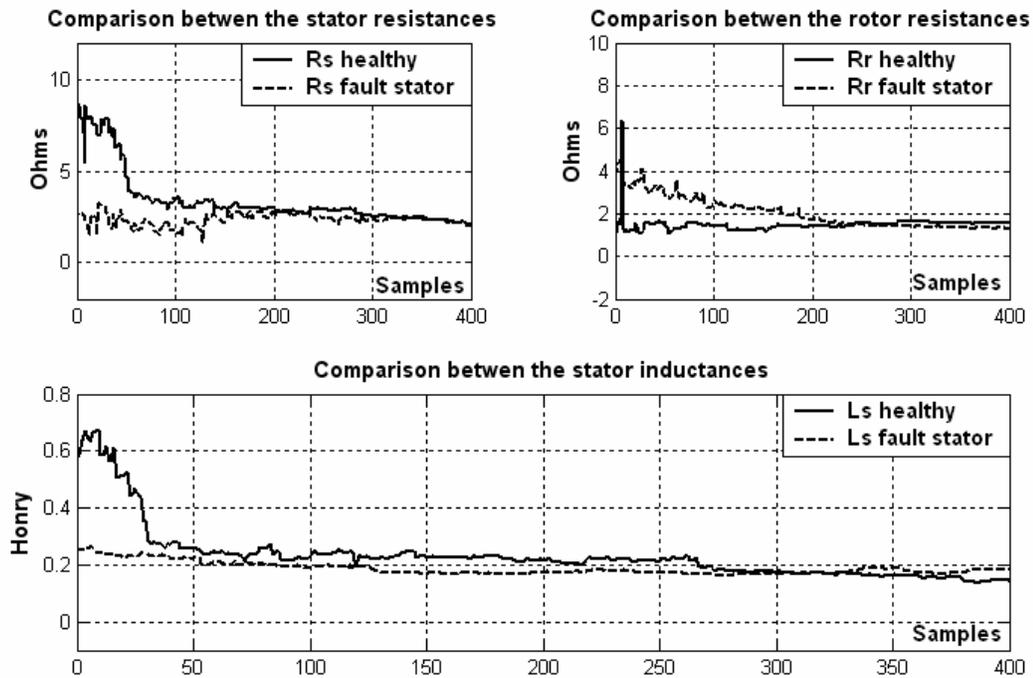


Figure V.22 : Comparaison entre les paramètres (R_s , R_r , L_s) de la machine saine et la machine en présence de défaut statorique (ouverture d'une phase statorique)

A titre d'illustration, il est intéressant de présenter la comparaison entre les paramètres estimés de la machine saine et les machines défectueuses lors de la procédure d'identification, l'objectif étant de montrer la différence entre les paramètres saines et défectueuses, pour pouvoir trouver un critère de diagnostic.

4.3. Analyse spectrale des résidus de l'identification

Les résidus d'identification (erreur d'estimation) traduisent la gravité du défaut [11, 15]. En effet, plus le défaut est important, plus la valeur du critère à l'optimum est élevée, mettant ainsi en évidence une augmentation de l'erreur d'estimation. On rappelle que les résidus sont une image de l'erreur de modélisation.

a. défauts rotoriques

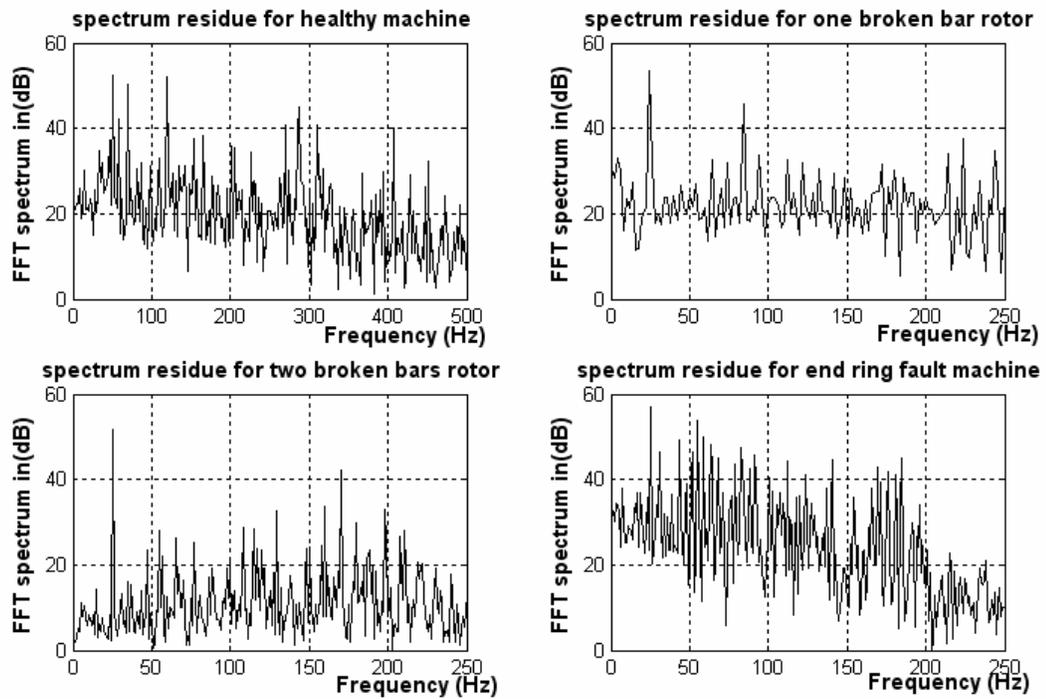


Figure V.23 : Densité spectrale de puissance des résidus (défaut rotor)

b. défaut statorique

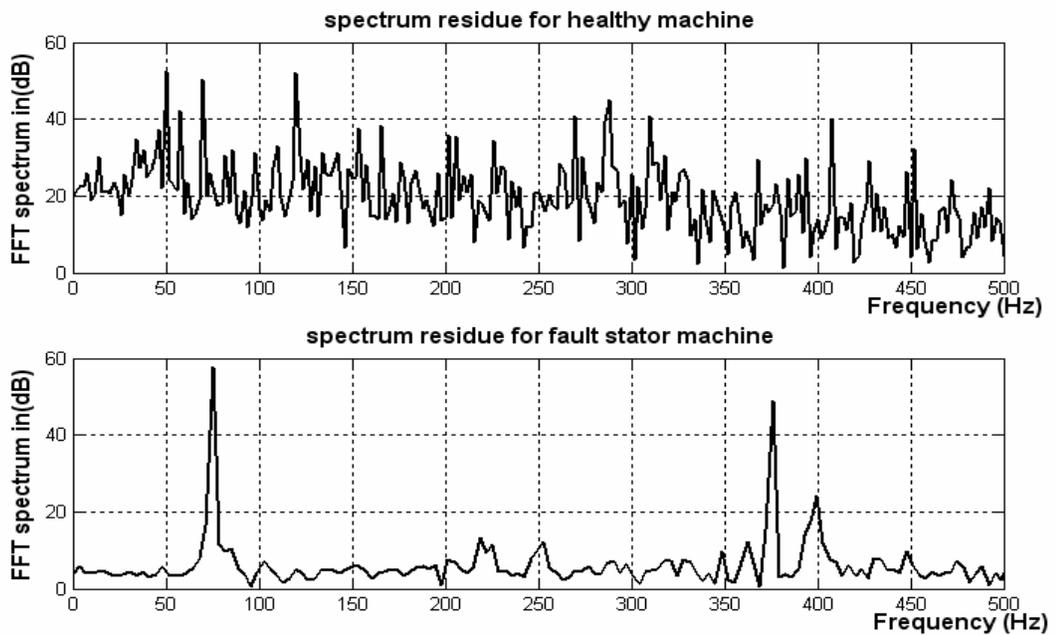


Figure V.24 : Densité spectrale de puissance des résidus (défaut stator)

Pour notre cas on utilise le modèle classique de Park qui ne tient pas compte du défaut, alors pour les défauts rotoriques (cassure des barres ou portion d'anneau de court-circuit) l'analyse spectrale des résidus fait apparaître une nouvelle raie à basses fréquences (fréquence de glissement), qui se distingue du fonctionnement sain, représentée à la **Figure V.23**.

Ainsi, en présence de déséquilibre (phase statorique ouverte), une importante erreur de modélisation se manifeste, en raison des conditions restrictives d'utilisation du modèle de Park. Concrètement, analyse de Fourier des résidus (machine saine et machine avec défaut statorique) représentée à la **Figure V.24** permet de constater, en situation de ce défaut, l'apparition de raies supérieur à 50Hz , ce qui constitue une signature d'un défaut stator [1, 11].

4.4. Les signaux des vitesses de rotation

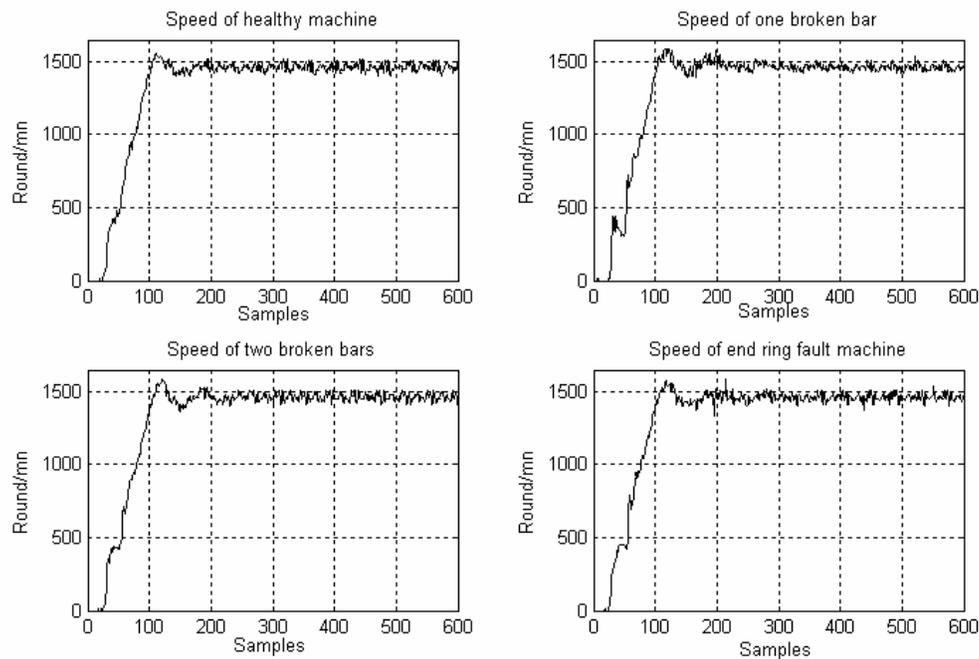


Figure V.25 : vitesse de rotation pour machine saine et avec défauts au rotor

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une procédure de détection et de localisation des défauts sur la machine asynchrone basée sur l'estimation paramétrique et sur l'analyse spectrale des résidus.

Cette dernière méthode permet d'expliquer la composante du courant évoluant au delà de la fréquence d'alimentation dans le cas d'un défaut stator (ouverture d'une phase), et d'expliquer la composante basse fréquence (au voisinage de la pulsation de glissement) dans le cas d'un défaut rotorique.

En ce qui concerne le suivi des paramètres électriques des machines, on constate qu'il y a une légère différence, que l'on peut résumer comme suit :

- cas de défaut rotorique: la résistance et l'inductance statorique diminue avec l'augmentation du nombre des barres cassés, par contre la résistance rotorique augmente.
- Cas de défaut statorique : la résistance rotorique, la résistance et l'inductance statorique augmentent à cause de l'ouverture d'une phase statorique.

Pour la vitesse de rotation l'influence de défauts rotoriques n'apparaît qu'en régime transitoire.

Conclusion générale

L'évolution croissante des machines asynchrones dans les secteurs industriels oblige certains utilisateurs à se prémunir contre l'apparition d'un défaut provoquant le plus souvent un arrêt intempestif de la machine. Le travail présenté traite de la modélisation et de l'identification paramétrique en vue de la surveillance des entraînements électriques, et plus particulièrement de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les éléments de constitution de la machine afin de préciser les différents défauts pouvant survenir sur ceux-ci. Après avoir montré, dans le contexte de notre étude, les causes de ces défaillances et leurs effets sur le comportement de la machine. Et d'après l'étude statistique, on constate que, Les contraintes mécaniques sont les plus grandes pour ce type de machines.

Dans le deuxième chapitre, nous avons constaté que, les techniques de traitements de signal formant un outil important pour le diagnostic des défauts, par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable. Après, deux grandes familles de méthodes de diagnostic appliquées à la machine asynchrone pour établir la présence d'un défaut sont discutées : l'approche signal et l'approche modèle. Nous avons présenté quelles étaient les performances de chacune d'entre elles ainsi que les limites d'application.

Nous avons présenté dans le troisième chapitre de ce document un modèle permettant la représentation d'une machine asynchrone saine à cage d'écureuil dans le repère d-q, sous forme d'une fonction de transfert. Nous avons décrit la méthodologie qui nous a permis d'aboutir à la formulation des différentes équations régissant le système complet (circuits électriques magnétiquement couplés). Ce modèle permettant le suivi des paramètres électriques de la machine, pour la procédure de l'identification et la surveillance des défauts.

Le quatrième chapitre a été consacré à l'identification paramétrique des systèmes. Dans un premier temps, trois méthodes d'identification paramétriques sont discutées : la méthode de l'erreur d'équation, la méthode d'erreur de sortie et la méthode de la variable instrumentale. Finalement on a appliqué l'algorithme des moindres carrés récursifs sur notre système.

Nous avons présenté dans le cinquième chapitre une étude expérimentale de la procédure d'identification ainsi la localisation des défauts statorique et rotorique de la machine asynchrone à

cage d'écureuil. La procédure de diagnostic par estimation paramétrique mise en place donne une image très réaliste du déséquilibre présent dans la machine par la variation des paramètres électrique. Ceci est dû d'une part, à la puissance de l'algorithme d'identification. Les résultats d'identification donnent une légère différence entre les paramètres des machines (sains et défaillants), car le modèle de Park ne tient pas compte à la présence de défaut, il ne représente que le fonctionnement sain, alors pour cette raison l'estimation des paramètres des machines défaillantes n'est pas précis. Ce type d'identification pose des problèmes en raison des perturbations stochastiques, les signaux utilisés et le modèle proposé pour la représentation de fonctionnement sain et défaillant (la complexité du modèle), ce qui rend l'estimation asymptotiquement biaisée, et approximative. Par contre une analyse spectrale des résidus peut nous permet de distinguer entre un défaut stator et rotor.

Enfin nous n'omettrons pas de signaler qu'il reste beaucoup à faire dans le domaine d'identification paramétrique des machines asynchrones. Ce simple travail, que nous venons de présenter, ne constitue qu'une contribution à ce sujet.

Bibliographie

- [1] E. SCHAEFFER. Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts. Thèse de doctorat. Université De Nantes 1999.
- [2] T. BOUMEGOURA. Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic . Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon. Mars 2001.
- [3] N. Lahcène. Diagnostic de défauts au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Thèse magister. Ecole Polytechnique d'Alger 2005.
- [4] H. Razik. Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de Défaillance, état de l'art. La revue 3EI n°29, pages 48-52. Juin 2002.
- [5] J. Penman, H. G. Sedding, W. T. Fink. Detection and location of interturn's short circuits in the stator windings of operating motors. IEEE Trans. Energy conversion, vol.9, n°4, dec.1994.
- [6] M. Haidour. Diagnostic de la machine asynchrone. Thèse PFE, Ecole Nationale Polytechnique D'Alger, Juin 2005.
- [7] Technique d'ingénieur. Moteur asynchrone. D3490, pages 2-6.
- [8] R.Casimir. Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes. Thèse doctorat. Ecole centrale de Lyon. décembre 2003.
- [9] R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc and F. Chappuis. Comparative study of diagnosis methods for induction motors. Ecole Centrale de Lyon.
- [10] G. Didier. Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances. Thèse doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. Octobre 2004
- [11] S. Bachir. Contribution au diagnostique de la machine asynchrone par estimation Paramétrique. Thèse doctorat. Université de Poitiers. Décembre 2002.
- [12] A. H. Bonnett and G. C. Soukup. Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28(4) :921_937, July/August 1992.
- [13] A. H. Bonnett. Root cause ac motor failure analysis with a focus on shaft failures. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36(5) :1435-1448, September/ October 2000.

- [14] J. Povinelli, F. Bangura, Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and Time-Stepping Coupled FE–State-Space Techniques. IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 39, NO. 4, JULY/AUGUST 2003
- [15] S. Moreau, Contribution à la modélisation et à l'estimation paramétrique des machines électriques à courant alternatif : Application au diagnostic, Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 1999.
- [16] S. Williamson & K. Mirzoian, Analysis of cage induction motors with stator winding faults, IEE Trans. on Power Apparatus and Systems, pp. 1838-1843, 1985.
- [17] B. Boashash. The Relationship Between Instantaneous Frequency and Time-Frequency Representations. IEEE Transactions on signal processing, pages 1458-1462, 1993.
- [18] B. Ristic. Kernel design for Time-Frequency signals analysis using the radon transform. IEEE Transactions on signal processing, pages 1996-2008, May 1993.
- [19] B. Yazici. An adaptative statistical time-frequency method for detection of broken rotor bars and bearing faults in motors using stator current. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35 :442_452, Mar./Apr. 1999.
- [20] W. J. Wang. Application of wavelets to gearbox vibration signals for fault detection. J. Sound Vib., Vol. 192(5) :927-939, 1996.
- [21] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott & M. W. Madden, Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors, IEEE Trans. on Energy Conversion, VOL. 03, NO. 04, pp. 873-879, Decembre 1988.
- [22] J. Salsona. Effects of rotor bar and end ring faults over the signals of a position estimation strategy for induction motors. IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 03, no. 04, pp. 873-879, Decembre 1988. Applications, 0-7803-7817, 2003.
- [23] M. H. Benbouzid, Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.14, NO. 1, January 1999.
- [24] B. Raison. Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.

- [25] H. Henao, G. A. Capolino, and C. Martis. On the stray flux analysis for the detection of the three-phase induction machine faults. Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting, Vol. 2, 2003.
- [26] M. A. Cash, T. G. Habetler, and G. B. Kliman. Insulation failure prediction in ac machines using line-neutral voltages. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34(6) :1234_1239, November/December 1998.
- [27] A. M. Trzynadlowski and E. Ritchie. Comparative investigation of diagnostic media for induction motors : A case of rotor cage faults. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 47(5):1092-1099, October 2000.
- [28] S. F. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula, and A. M. Trzynadlowski. Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 32(4), July/August 1996.
- [29] H. Benbouzid. Detection of Broken Bars in Induction Motors Using an Extended Kalman Filter for Rotor Resistance Sensorless Estimation. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, no. 1, March 2000
- [30] M. Laleg. Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la Commande Tolérante aux Défauts Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA. Thèse PFE. Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Juin 2004.
- [31] B. Raison, Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [32] E. Y. Chow & A. S. Willsky, Analytical redundancy and the design of robust pp. failure detection systems, IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 29, no. 07, 603-614, 1984.
- [33] J. Lesenne, F. Notelet, and G. Séguier. Introduction à l'électrotechnique approfondie. Technique et Documentation, 1881.
- [34] H. Najjari. Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, May/June 2000

- [35] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, and H. A. Toliyat. A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35(5):1000-1006, Sept./Oct. 1999.
- [36] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, and E. Destobbeleer. A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines. *IEMDC*, 2003.
- [37] A. Thomas. Complex vector model of the squirrel cage induction machine including instantaneous rotor bar currents. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998.
- [38] H. Guesbaoui, O. Touhami. Identification of asynchronous machine parameters by Recursive least square method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994.
- [39] L. LJUNG et T. SODERSTROM, *Theory and Practice of Recursive Identification*, MIT Press, Cambridge, Massachusetts, London, 1983.
- [40] M. M'SAAD. Techniques de modélisation récursives pour l'analyse spectrale paramétrique adaptative. *Traitement de signal*. Volume 3 - n° d-5 – 1986.
- [41] Londau. *Identification et commandes des systèmes*

Annexe A

Modélisatrice de la machine asynchrone au présence de défaut rotor

III.2. Modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances

Les types de défauts que nous étudions dans cette partie sont les défauts rotoriques (la rupture d'une ou plusieurs barres de la cage d'écureuil de la machine asynchrone et la rupture d'une portion d'anneau de court-circuit).

III.2.1. Modèle de la machine avec une barre cassée

Une méthode de modélisation consiste à reconstituer totalement le circuit électrique rotorique. Dans ce type d'approche, la barre rotorique défaillante est enlevée du circuit électrique, ce qui oblige à recalculer les matrices résistance $[R_r]$ et inductance $[L_r]$ de la machine asynchrone. En effet, la suppression d'une barre de la cage nous donne une matrice $[R_r]$ et $[L_r]$ de rang inférieur à celle développée pour la machine saine. La modification de l'ordre des matrices rotoriques oblige à recalculer les lois électriques et magnétiques de la boucle k . Nous présentons sur **Figure A.3** la structure finale que prend le circuit électrique rotorique lorsque nous sommes en présence d'une barre défaillante. Si c'est la barre parcourue par i_{r_k} et $i_{r_{(k+1)}}$ qui est cassée, on aura $i_{r_k} = i_{r_{(k+1)}}$.

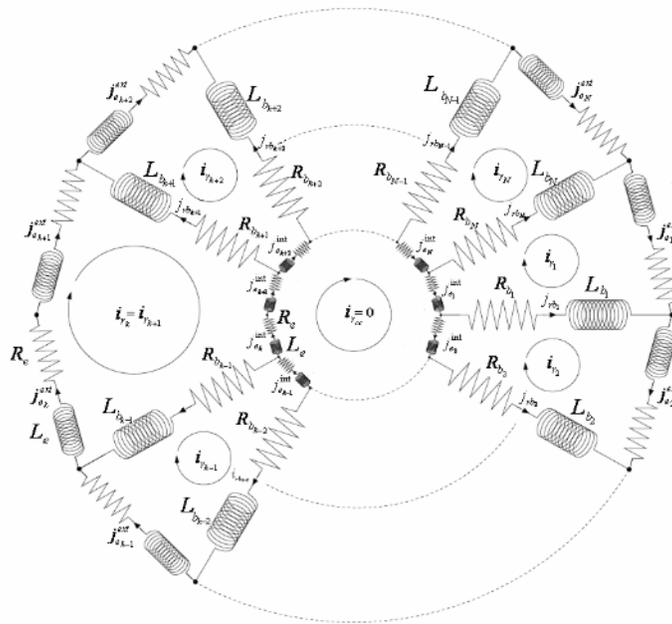


Figure A.1 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation du rotor en présence d'une barre cassée

Dans les matrice inductances la ligne et la colonne $k + 1$ sont éliminées et les termes relatifs à la colonne k sont donc recalculés en tenant compte de la nouvelle fonction d'enroulement pour la boucle k .

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

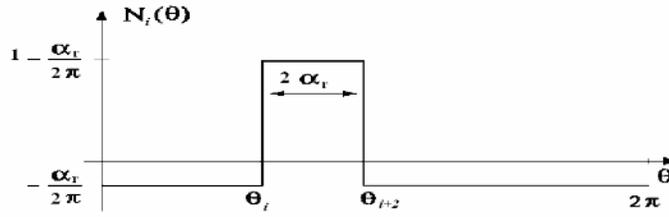


Figure A.2 : Fonction d'enroulement de la i^{eme} maille du rotor pour une barre cassé

L'inductance mutuelle entre la phase a et la i^{eme} boucle de rotor est :

$$M_{s_a r_i} = \frac{\mu_o l r}{g} N_s \sin(2\delta) \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + 2\delta) \quad (\text{A.2})$$

La matrice d'inductance mutuelle stator rotor, et rotor stator devient :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_{s_a r_1} & M_{s_a r_2} & \dots & M_{s_a r_k} & M_{s_a r_{k+2}} & \dots & M_{s_a r_N} \\ M_{s_b r_1} & M_{s_b r_2} & \dots & M_{s_b r_k} & M_{s_b r_{k+2}} & \dots & M_{s_b r_N} \\ M_{s_c r_1} & M_{s_c r_2} & \dots & M_{s_c r_k} & M_{s_c r_{k+2}} & \dots & M_{s_c r_N} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

La mutuelle entre mailles rotoriques "i" et "j" est recalculée comme suit :

$$L_{ij} = \frac{\mu_o l r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta) N_j(\theta) d\theta = -2 \frac{\mu_o l r}{g} \alpha_r \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{A.4})$$

L'inductances propre L_{kk} de la mailles k est données par :

$$L_{kk} = \frac{\mu_o l r}{g} \int_0^{2\pi} N_k^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_o l r}{g} \alpha_r \left(2 - 3 \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{A.5})$$

De même la matrice résistance est affectée et devient

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & & & \vdots & & 0 \\ 0 & & & & -R_b & & \vdots \\ \vdots & & -R_b & 2(R_b + 2R_e) & -R_b & & \vdots \\ \vdots & & & & -R_b & & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \vdots & -R_b & 2(R_b + R_e) & \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

La matrice inductance est affectée et devient :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \dots & L_{1i} & L_{1(i+2)} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \dots & \cdot & \cdot & \dots & L_{2N_r} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ L_{i1} & \cdot & \cdot & \dots & L_0 & L_{i(i+2)} - L_b & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & L_{(i+2)i} - L_b & L_0 & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{(N_r-1)} & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & L_{(N_r-1)N_r} - L_b \\ L_{N_r1} - L_b & L_{N_r2} & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & L_0 \end{bmatrix} .$$

III.2.2. Modèle de la machine avec rupture de portion d'anneau de court-circuit

Les défauts qui peuvent apparaître au niveau des segments d'anneau de court-circuit ont souvent les mêmes origines que celles présentées pour la cassure d'une barre de la cage rotorique. La rupture d'une portion d'anneau de court-circuit liée à k^{eme} maille indique le modèle diminué par une seule équation. Nous présentons sur **Figure A.3** la structure finale que prend le circuit électrique rotorique lorsque nous sommes en présence de rupture de portion d'anneau de court-circuit.

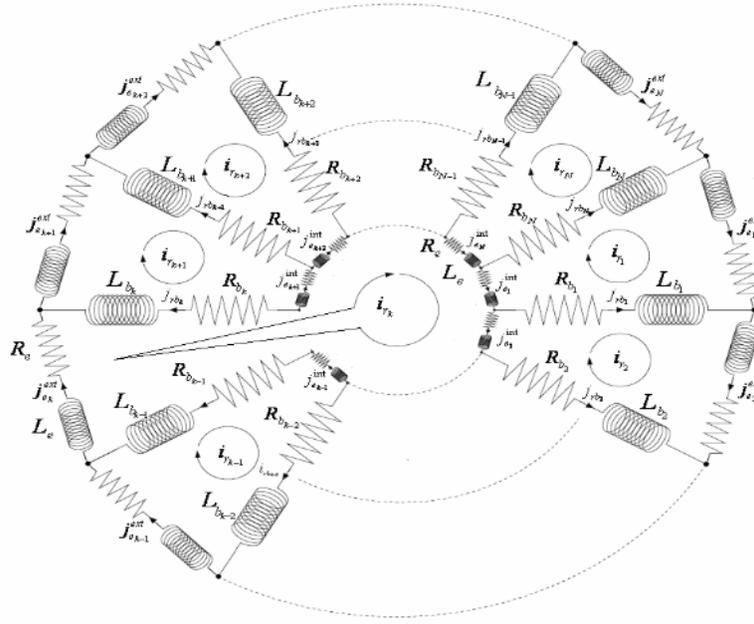


Figure A.3 : Modèle du rotor avec rupture de portion d'anneau de court-circuit

La matrice d'inductance mutuelle stator rotor, et rotor stator devient :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{s_a r_1} & M_{s_a r_2} & \dots & M_{s_a r_{(k-1)}} & 0 & M_{s_a r_{(k+1)}} & \dots & M_{s_a r_N} \\ M_{s_b r_1} & M_{s_b r_2} & \dots & M_{s_b r_{(k-1)}} & 0 & M_{s_b r_{(k+1)}} & \dots & M_{s_b r_N} \\ M_{s_c r_1} & M_{s_c r_2} & \dots & M_{s_c r_{(k-1)}} & 0 & M_{s_c r_{(k+1)}} & \dots & M_{s_c r_N} \end{bmatrix}$$

La matrice inductance pour un rotor avec une portion d'anneau de c-c cassée donner par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & \dots & L_{1(i-1)} & 0 & L_{1(i+1)} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{(i-1)i} & \cdot & \dots & L_0 & 0 & L_{(i-1)(i+1)} & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ L_{(i+1)i} & \cdot & \dots & L_{(i+1)(i-1)} & 0 & L_0 & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{1N_r} - L_b & \cdot & \dots & L_{N_r(i-1)} & 0 & L_{N_r(i+1)} & \dots & L_0 \end{bmatrix}$$

Annexe B

Description et identification du banc d'essai et mesure

Description du banc d'essai et mesure

Les machines asynchrones à cage d'écuréuil utilisées pour les différents essais expérimentaux sont des machine de 4 kW accouplée à une machine à courant continu, à deux paires de pôles, avec les enroulements du stator sont montés en étoile (Y), fabriquée par l'Entreprise Algérienne des Industries Electrotechniques Electro-Industries – AZAZGA.

Les caractéristiques détaillées sur la machine sont données comme suit:

Puissance	4	kW
Tension nominale	220/380	V
Courant nominal	15.2/8.8	A
Vitesse nominale	1435	tr/mn
Nombre de paires de pôles	2	
Nombre d'encoches statoriques Z_1	36	
Nombre de barres au rotor Z_2	28	
Nombre de spires en série par phase N_s	156	
La résistance par phase au stator R_s	1.5	
Diamètre d'alésage D_1	108.5	mm
La longueur de la machine l	120	mm
L'entre fer de machine e	0.280	mm

La charge appliquée à la machine asynchrone est créée en connectant une caisse de résistance aux bornes de la machine à courant continu qui fonctionne alors en génératrice. L'alimentation de la machine se fait par une connexion directe sur le réseau triphasé.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la mise en oeuvre d'une méthodologie de diagnostic de défauts au rotor et au stator de la machine asynchrone basée sur l'estimation paramétrique.

Dans une première étape, on décrit les différents éléments de constitution d'une machine asynchrone et les principaux défauts pouvant survenir sur ceux-ci. Après avoir présenté les différentes techniques de surveillance des entraînements électriques afin d'analyser brièvement leurs performances respectives.

Dans un deuxième temps, nous proposons un modèle de machine basée sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés. En suite, nous citons le principe d'identification par la méthode du modèle. Finalement, une procédure de diagnostic est appliquée sur le modèle proposé, à l'aide d'une étude expérimental.

Mots-clés: Diagnostic, machine asynchrone, estimation paramétrique, erreur de équation, modélisation, ouverture d'une phase statorique, rupture de barres rotoriques, algorithme des moindres carrées récursifs.

Abstract

The works presented in this dissertation are focused on the design and the development of a diagnosis procedure by parameter estimation for stator and rotor faults in induction motor.

In a first stage, one describes the various elements of constitution of an asynchronous machine and the principal defects being able to occur on those. After having presented the various techniques of monitoring of the electric drives in order to briefly analyze their respective performances.

In the second time, we propose a model of machine based on the method of the magnetically coupled electric circuits. In continuation, we quoted the principle of identification by the method of the model. Finally, a procedure of diagnosis is applied to the model suggested, using a study experimental.

Key words: Diagnosis, asynchronous machine, parametric estimate, error of equation, modeling, opening of a stator phase, rupture of rotor bars, algorithm of least square recursive.

ملخص

العمل الموضى في هذه الرسالة ، يوس منهجيه التشخيص لأطباء المهندسة في الجزء الدور و الثابت في المحرك اللاتزامني.

في المرحلة لولى قمنا بعض لاجزاء الكونة للمحرك و الاظاء لاسلية التي يمكى ل ظهور فهافي المرحلة الثانية قمنا نموذج لالة معتمدن على طريقة لدارات الكهر بائية الم لكمة مغنطسيا . في انهلية مجموعة من الاجراءلت طبقت بمساعدة دراسة تطبيقية.

المفاتيح: الشغين، آلة غير مؤمنة، تقدر ، ظا الةلاقة، فتطورن ل ثابت، كور قديب الجزء الدور ، خوارزمية أدنية تربيعية التراجعية