

Remerciement

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Salah-Eddine ZOUZOU mon encadreur.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur M. S. Nait Said, maître de conférence de l'université de Batna d'avoir voulu présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur A. MOUSSI, maître de conférence de l'université de Biskra, Monsieur A. GOLEA, maître de conférence de l'université de Biskra et Monsieur A. BENAKCHA, Docteur de l'université de Biskra, d'avoir bien voulu examiner ce travail.

Mes remerciements Monsieur M. BEHRI directeur du laboratoire de modélisation des systèmes énergétiques qui ma permet de travailler au sein de son laboratoire MSE.

Je tiens à remercier Monsieur A. DERGHAL, Monsieur A. MENACER, Monsieur A. ABOUBOU et Monsieur S. Guedidi, pour leurs conseils et leurs aides tout au long de ce travail.

Mes remerciements aussi, vont également très sincèrement au chef de département Monsieur K. SRAIRI, maître de conférence de l'université de Biskra, et au Monsieur S. M. MIMOUNE maître de conférence de l'université de Biskra, pour leurs conseils pendant tout au long de mes études.

Enfin, je ne serai terminer sans exprimer mes remerciements à ma famille et mes amis : B. Brahimi, L. Boudjlal, A. Arif, O. Khelili, L. Alloui, A. Mekihel, N. Tkouti et N. Rahoua.

Contribution au Diagnostic d'une Machine Asynchrone Triphasée à Cage

Résumé :

La sécurité des personnes et du matériel, la qualité du service et la rentabilité des installations, imposent des contraintes sévères de fiabilité et de sûreté du fonctionnement.

Cependant nul système industriel n'est à l'abri d'une défaillance, il faut donc mettre en œuvre des systèmes de surveillances qui permettent de garantir le bon fonctionnement de ce système industriel.

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance et la surveillance des entraînements électriques nécessite aujourd'hui un travail préalable de modélisation et de simulation, c'est dans cet esprit que nous avons entrepris notre travail, qui a porté sur la modélisation et la simulation des ruptures de barres et/ou de portions d'anneaux de court - circuit ainsi que la représentation des plusieurs techniques dédiées à la détection de ce type des défauts.

Des résultats de la simulation nous ont permis l'évaluation et la comparaison entre ces techniques et afin de valider notre étude et nos constatations nous avons fait quelques applications sur des signaux réels issus d'un moteur de 3Kw.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	3
Chapitre I : Etat de l'Art	
I.1. INTRODUCTION.....	5
I.2. LES PRINCIPAUX DEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE.....	5
I.2.1. Défauts statoriques	5
I.2.2. Défauts rotoriques	5
I.3. METHODES DE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS BASEES SUR L'ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX.....	6
I.3.1. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques.....	6
I.3.2. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite.....	6
I.3.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites.....	7
I.3.4. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique.....	7
I.3.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée.....	7
I.3.6. Diagnostic par mesure du courant statorique.....	7
I.4. DIAGNOSTIC DES DEFAUTS PAR L'ESTIMATION PARAMETRIQUE	8
I.5. SIGNATURES SPECTRALES DES DEFAUTS DANS LE SPECTRE DU COURANT STATORIQUE.....	8
I.5.1. Défauts statoriques.....	8
I.5.2. Défauts rotoriques.....	9
I.5.2.1. Cassure de barres rotoriques.....	9
I.5.2.2. Excentricité d'entrefer.....	9
I.5.3. Défauts au niveau des roulements.....	10
I.6. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	11
I.6.1. Approche numérique.....	11
I.6.2. Approche analytique.....	12
I.7. CONCLUSION.....	12
Chapitre II : Modélisation de la Machine Asynchrone Triphasée à Cage	
II.1. INTRODUCTION.....	13
II.2. LE MODELE MULTI-ENROULEMENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE	13
II.2.1. Hypothèses simplificatrices	13
II.2.2. Calcul des inductances.....	14
II.2.2.1. Inductances statoriques	14
II.2.2.2. Inductances rotoriques.....	15
II.2.2.3. Inductance mutuelle stator – rotor.....	16
II.2.3. Mise en équations	17
II.2.3.1. Equations de tensions au stator.....	17
II.2.3.2. Equations de tensions au rotor.....	18
II.2.3.3. Equation globale des tensions.....	19
II.2.4. Expression du couple électromagnétique.....	24
II.3. PRIS EN COMPTE DU DEFAUT DANS LE MODELE.....	25
II.4. CONCLUSION.....	26

Chapitre III : Simulation de la Machine Asynchrone Triphasée à Cage

III.1. INTRODUCTION.....	27
III.2. SIMULATION DU DEMARRAGE A VIDE ET VARIATION DU COUPLE RESISTANT.....	27
III.3. SIMULATION DE LA RUPTURE DE BARRES AU ROTOR.....	30
III.4. EFFET DE GLISSEMENT.....	35
III.5. EFFET DE POSITION DE BARRES CASSEES.....	37
III.6. ETUDE ANALYTIQUE DU DEFAUT.....	39
III.6.1. Expression des champs magnétiques statoriques et rotoriques.....	39
III.6.2. Le couple électromagnétique.....	40
III.6.3. La vitesse de rotation.....	41
III.6.4. La force électromotrice (f.e.m).....	41
III.7. CONCLUSION.....	43

Chapitre IV : Détection des Défauts Rotoriques par l'Analyse spectrale du Courant Statorique

IV.1. INTRODUCTION.....	44
IV.2. ANALYSE SPECTRALE DU COURANT STATORIQUE PAR LA FFT.....	44
IV.3. EFFET DU NOMBRE DE BARRES CASSEES SUR LES HARMONIQUES ($1\pm 2k_g$) f_s	47
IV.4. RUPTURES DES PORTIONS D'ANNEAUX DE COURT-CIRCUIT.....	51
IV.5. L'EFFET DU GLISSEMENT SUR LES RAIES ($1\pm 2k_g$) f_s	53
IV.6. ALGORITHME DE DETECTION DES DEFAUTS ROTORIQUES PAR L'ANALYSE SPECTRALE DU COURANT STATORIQUE.....	54
IV.7. CONCLUSION.....	56

Chapitre V : Autres Méthodes Dédiées à la Détection des Défauts Rotoriques

V.1. INTRODUCTION.....	57
V.2. UTILISATION DU COUPLE ET DE LA VITESSE.....	57
V.3. L'APPROCHE DE VECTEUR DE PARK ETENDU.....	58
V.4. UTILISATION DE LA PUISSANCE INSTANTANEE.....	62
V.5. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES METHODES DE DETECTION DES DEFAUTS ROTORIQUES.....	64
V.6. CONCLUSION.....	65

Applications et Validations

VI.1. INTRODUCTION.....	67
VI.2. APPLICATIONS.....	68
VI.3. CONCLUSION.....	70
CONCLUSION GENERALE.....	71
ANNEXE 1 : Paramètres du moteur utilisé.....	73
ANNEXE 2 : Liste des symboles utilisés.....	74
BIBLIOGRAPHIE.....	76

INTRODUCTION GENERALE

Le cadre de ce travail, est le diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil. Le moteur asynchrone à cage est une composante clé de la plupart des équipements industriels, du fait de sa grande robustesse. Il est en effet, omniprésent dans les secteurs de pointes comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie,...

Malgré le fait que la machine asynchrone à cage soit réputée pour être la plus robuste des machines électriques, un certain nombre de contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement) peuvent affecter la durée de vie de celle-ci en faisant apparaître des pannes dans le stator et le rotor [HAN 03][BON 92]. Ces pannes occasionnent des pertes économiques considérables. Il est impératif donc de mettre en œuvre des systèmes de surveillance adéquats.

La surveillance est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic fait partie de la surveillance. Il a pour objectif de détecter d'une manière précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance totale dans l'installation industrielle. Les deux principales tâches de diagnostic sont : la détection et la localisation des défauts [ABE 02]. La détection consiste à signaler l'existence du défaut, tandis que la localisation a pour objet de trouver le type de défaut.

Une étude [THO 01] faite sur les pannes de machines asynchrones, a montré que près de 40% sont liées aux roulements, 38% sont concentrées au niveau du stator et 10% au niveau du rotor, le reste (12%) touche d'autres parties de la machine. Les ruptures des barres ou d'anneaux de court-circuit ont fait l'objet de nombreux travaux, à cause de l'inaccessibilité en fonctionnement de celui-ci. D'autre part, ce type de défaut est dangereux et peut être l'origine des autres pannes au niveau du stator et rotor.

Les objectifs de notre travail sont :

- ❖ La modélisation de la machine asynchrone, pour la simulation de la rupture de barres et/ou d'anneaux de court-circuit.
- ❖ La représentation et la comparaison entre cinq méthodes dédiées à la détection des défauts étudiés.

Pour cela, notre mémoire sera organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons les principaux défauts pouvant modifier le bon fonctionnement de la machine asynchrone, leurs origines, ainsi que leurs signatures

spectrales sur le courant statoriques. Nous présenterons par la suite, les différentes techniques utilisées pour la détection des défauts, ainsi que les approches utilisées pour la modélisation de la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation et la formulation mathématique du modèle multi-enroulement de la machine asynchrone triphasée à cage, afin de simuler les ruptures de barres ou de portions d'anneaux de court-circuit, objectif de notre travail.

Dans le troisième chapitre, nous montrerons dans un premier temps les résultats de la simulation du moteur asynchrone, dans les différentes conditions de fonctionnement, avec et sans défauts. Dans un second temps, et afin d'expliquer les effets des cassures de barres sur le couple, la vitesse et le courant statorique, une étude analytique du défaut rotorique sera présentée.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons l'analyse spectral du courant statorique (à l'aide de la transformée de Fourier rapide) afin de mettre en évidence la présence des harmoniques caractérisant le défaut de barres ou d'anneaux de court-circuit. Nous montrerons par la suite l'influence du nombre de barres cassées (d'anneaux de court-circuit), leurs mutuelles position, ainsi que la variation du glissement sur ces harmoniques.

Dans le cinquième chapitre, d'autres méthodes dédiées à la détection des défauts de barres rotoriques seront présentées. Ces méthodes sont basées sur l'exploitation de la composition fréquentielle des signaux du couple, de la vitesse, du module de vecteur de Park (L'approche du Vecteur de Park Etendue) et de la puissance instantanée. Nous présenterons par la suite une comparaison entre ces techniques.

Afin de valider notre étude et nos constatations, nous montrerons les résultats de l'application de trois de ces techniques sur des signaux réels issus d'un moteur asynchrone de 3Kw. Les essais expérimentaux sont effectués au sein du laboratoire de GREEN-UHP à Nancy.

Une conclusion générale s'impose à la fin de ce mémoire, pour montrer l'état d'avancement de notre travail et les perspectives d'avenir pour répondre aux problèmes posés, afin d'accomplir notre tâche de maintenance préventive.

I.1. INTRODUCTION

La surveillance est un moyen pour garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic fait partie de la surveillance, qui a pour objectif de trouver la cause des dysfonctionnements.

I.2. LES PRINCIPAUX DEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE

Si l'on élimine les pannes dues à des causes intrinsèques, c'est-à-dire, résultant d'une mauvaise conception (mauvais choix des matériaux), d'une mauvaise fabrication (défauts d'usinage) ou d'un mauvais montage (serrage, désalignement) du moteur, les défaillances usuelles d'une machine asynchrone sont les suivantes [BON 88][BON 92] :

I.2.1. Défauts statoriques :

- Court-circuit entre phases statoriques ou entre spires d'une même phase.
- Ouverture d'une phase.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).

I.2.2. Défauts rotoriques :

- Rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).
- Défaut de roulements.
- Excentricité statique et/ou dynamique...

Ces dégâts peuvent avoir pour origines des problèmes de nature très différentes, souvent reliés les uns aux autres :

- Causes thermiques : balourds, points chauds, température ambiantes élevée, ...
- Causes électriques : transitoire d'alimentation, déséquilibres, ...
- Causes mécaniques : chocs en service, vibrations, jeux, ...
- Causes chimiques : corrosion, humidité, ...

La diversité des défauts et des causes possibles entraînant une panne dans la machine asynchrone, facilite les erreurs sur la nature et la localisation de cette panne. Un diagnostic fiable, nécessite donc une bonne connaissance des mécanismes des défauts à surveiller, ainsi que leurs conséquences sur les signaux issus de la machine.

I.3. METHODES DE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS BASEES SUR L'ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX

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

I.3.1. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques

D'après [HAN 03], le diagnostic des défauts en utilisant les vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine asynchrone. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique [CAM 86].

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

La distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer, est le produit de la F.m.m (Fm) et de la perméance (P).

$$B_s = Fm.P \quad (I.2)$$

Les vibrations de la machine peuvent être captés par des accéléromètres. Les spectres des signaux de vibrations, issus du moteur avec défaut, sont comparés avec ceux enregistrés lorsque le moteur est en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et la perméance dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques et rotoriques, l'excentricité).

I.3.2. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite

Dans une machine idéale et sans défauts, les courants et les tensions statoriques sont équilibrés, ce qui annule le flux de fuite axial. La présence d'un défaut quelconque, provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator ce qui donne naissance à des flux de fuite axial de valeurs dépendantes du degré de sévérité du défaut. Si on place une bobine autour de l'arbre de la machine, elle sera le siège d'une force électromotrice induite. Le contenu spectral de la tension induite dans cette bobine, peut être exploitée pour détecter les différents défauts.

I.3.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites

J. Milimonfared [MIL 99], a proposé une nouvelle technique pour la détection des défauts rotoriques dans les machines asynchrones. Cette technique, est basée sur l'exploitation du contenu fréquentielle de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statoriques, pendant la déconnexion du moteur de réseau. La rupture d'une barre va affecter directement la tension induite dans les enroulements statoriques. En utilisant cette approche, les effets de non – idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que la non – linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évités.

I.3.4. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique [HSU 95]. L'analyse spectrale du signale du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de santé du moteur [JAC 98].

I.3.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée

L'utilisation de la puissance instantanée pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones, a fait l'objet des nombreux travaux [TRZ 00][BIL 01][MAI 92][LEG 96]. La puissance instantanée est la somme des produit des courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau d'informations apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par apport aux autres.

I.3.6. Diagnostic par mesure du courant statorique

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

- ❖ L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).

- ❖ La modification de l'amplitude des raies spectrales, déjà présentés dans le spectre du courant.

La surveillance via le courant statorique nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures.

M. Cardoso [CAR 95] a présenté l'approche du vecteur de Park. Cette approche utilise les grandeurs biphasées i_{ds} et i_{qs} pour l'obtention de la courbe de lissajou : $i_{qs}=f(i_{ds})$. Le changement de l'épaisseur et de la forme de cette courbe donne une information sur le défaut. L'Approche du Vecteur de Park Étendu, qui est basée sur l'analyse spectrale du module du vecteur de Park, a été proposée dans [CRU 00].

I.4. DIAGNOSTIC DES DEFAUTS PAR L'ESTIMATION PARAMETRIQUE

La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, consistent à déterminer les valeurs numériques des paramètres structuraux d'un modèle de connaissance qui gouverne le comportement dynamique du système [BAC 02]. La première étape est donc, l'élaboration d'un modèle mathématique de complexité raisonnable pour caractériser la machine en fonctionnement sain et dégradé. Le type de défaut que l'on pourra détecter dépend du choix du modèle. En effet, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physiques estimés, pour qu'on puisse les détecter et les localiser.

Le modèle de Park est souvent utilisé en diagnostic pour l'estimation paramétrique [FIL 94][BAC 02]. Les cassures de barres provoquent une augmentation dans la résistance rotorique apparente. En se basant sur cette hypothèse, M. S. Nait [NAI 00], a utilisé le filtre de Kalman étendu pour estimer la résistance rotorique, puis la comparée avec sa valeur nominale pour détecter les ruptures de barres. Avec cette technique, une modification de la symétrie du champ magnétique due à un défaut rotorique pourra être efficacement détectée.

I.5. SIGNATURES SPECTRALES DES DEFAUTS DANS LE SPECTRE DU COURANT STATORIQUE

I.5.1. Défauts statoriques

Les défauts statoriques les plus courants sont la mise en court-circuit d'une ou plusieurs spires de son bobinage, la fréquence caractéristique de ce défaut est [THO 01] :

$$f_{cs} = f_s \left\{ \frac{n}{p} (1 - g) \pm k \right\} \quad (I.3)$$

Avec : $n=1, 2, 3, \dots$ et $k=1, 3, 5, \dots$

I.5.2. Défauts rotoriques

L'analyse du spectre du courant statorique en régime permanent, fournit des indications sur les défaillances rotoriques telles que les ruptures de barres, d'anneaux de court-circuit ou l'excentricité d'entrefer.

I.5.2.1. Cassure de barres rotoriques

Une asymétrie rotorique générée par la présence de barres rotoriques cassées produit des raies spectrales autour de la fréquence fondamentale f_s [DOR 96] telles que :

$$f_{brc} = f_s(1 \pm 2kg) \quad (I.4)$$

I.5.2.2. Excentricité d'entrefer

Il y a deux types d'excentricité : statique (déformation du corps du stator, positionnement incorrecte du rotor) et dynamique (lorsque le centre du rotor n'est pas le centre de rotation).

Les excentricités d'entrefer peuvent être détectées, en surveillant les raies latérales de la fréquence d'alimentation [SCH 95.a], [BEN 00] :

$$f_{exc} = f_s \left[1 \pm k \frac{(1-g)}{p} \right] \quad (I.5)$$

Avec : $k = 1, 2, 3, \dots$

La détection des excentricités est aussi possible en surveillant les harmoniques principales d'encoches du courant et certaines de leurs composantes spectrales latérales [CAM 86] [SCH 95.b]. Cette méthode nécessite la connaissance du nombre d'encoches rotoriques N_e .

$$f_{enc+exc} = f_s \left[(k N_e \pm n_d) \frac{(1-g)}{p} \pm n_w \right] \quad (I.6)$$

$n_d = 0$, dans le cas d'une excentricité statique et $n_d = 1$, dans le cas d'une excentricité dynamique.

N_e est le nombre d'encoches rotoriques.

$k=1, 2, 3, \dots$ et $n_w=1, 3, 5, 7, \dots$ (l'ordre de l'harmonique de la F.m.m du stator)

La présence d'une excentricité statique, modifie l'amplitude des harmoniques principales d'encoches du courant statorique, tandis que celle d'une excentricité dynamique fait apparaître de nouvelles raies spectrales.

I.5.3. Défauts au niveau des roulements

Puisque les éléments roulants du roulement supportent le rotor, quelque soient les défauts dans les roulements, ils vont produire des mouvements radiales entre le rotor et le stator dans la machine. Par conséquent, des variations d'entrefer génèrent dans le courant statorique des raies spectrales de fréquence [SCH 95.a] :

$$f_{roul} = |f_s \pm kf_v| \quad (I.7)$$

D'où : $k = 1, 2, \dots$, et f_v est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations (f_b , $f_{b.int}$ ou $f_{b.ext}$)

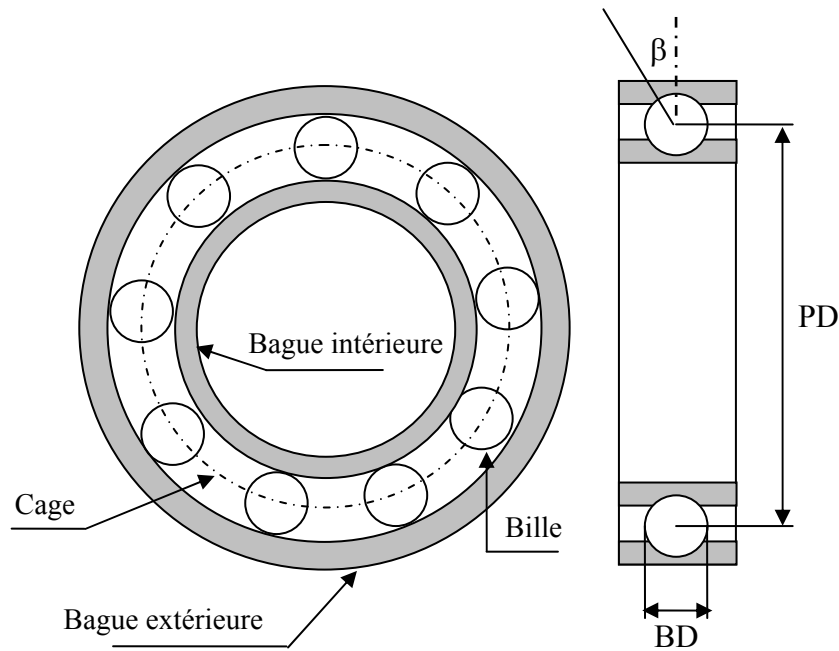


Figure I.1 : Dimensions du roulement à bille

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par un défaut et sont liées aux paramètres physiques du roulement.

Selon [SCH 95.a], les fréquences de vibration qui caractérisent les défauts des roulements à bille sont :

- Défaut au niveau d'une bille :

$$f_b = \frac{PD}{BD} f_{rot} \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos\beta \right)^2 \right] \quad (I.8)$$

- Défaut sur la bague intérieure :

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos\beta \right] \quad (I.9)$$

- Défaut sur la bague extérieure :

$$f_{b,ext} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 - \frac{BD}{PD} \cos\beta \right] \quad (I.10)$$

où n_b est le nombre d'éléments roulants, BD le diamètre d'un élément roulant, PD la distance entre les centres des billes diamétralement opposées, β l'angle du contact des billes avec les bagues du roulement et f_{rot} est la fréquence de rotation du rotor.

Pour des dimensions courantes, c'est-à-dire que le nombre de billes est de 6 à 12, les fréquences de vibrations peuvent être approximés par :

$$f_{b,int} = 0.6 n_b f_{rot} \quad (I.11)$$

$$f_{b,ext} = 0.4 n_b f_{rot} \quad (I.12)$$

I.6. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE

La modélisation et la simulation des machines électriques constituent une étape primordiale en matière du diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux et la vérification des algorithmes de détection des défauts, elles nous permettent aussi, de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Il est important donc, de synthétiser un modèle adapté au problème à traiter, décrivant le comportement de la machine non pas de la façon moyenne, comme pour la commande, mais d'une façon la plus fine possible.

Plusieurs voies de modélisation existent, elles sont actuellement utilisées pour examiner des problèmes tels que la commande, la conception ou la surveillance. En ce qui nous concerne, nous nous intéressons aux modèles simulant le comportement électromagnétique de la machine asynchrone en vue de faire le diagnostic.

Parmi les approches de modélisation, nous citons deux :

I.6.1. Approche numérique

On cite deux méthodes :

- **La méthode des réseaux de perméances** [JAC 98] : Elle consiste à découper la machine en plusieurs tubes du flux caractérisés par des perméances. Le mouvement de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer variable selon la position du rotor. Cette méthode tient aussi de la saturation.
- **La méthode des éléments finis** [BAN 00] : Il s'agit de découper la machine en éléments de tailles suffisamment petites, pour que le matériau magnétique puisse être

considérer comme linéaire sur les surfaces correspondantes, et à partir des équations de Maxwell, il est possible d'exprimer le problème à résoudre.

La méthode des éléments finis permet de reproduire fidèlement le comportement électromagnétique de la machine, et de simuler les défauts d'une manière plus proche de la réalité. Cependant, les moyens et le temps de calcul freinent l'utilisation de tels méthodes en simulation et l'évaluation des algorithmes de détection des défauts.

I.6.2. Approche analytique

Cette approche est la plus simple et la plus employée. Elle est basée sur la modélisation du moteur sous forme de circuits électriques équivalents. Elle repose sur le concept d'inductance, notion qui caractérise une relation flux–courant linéaire. Cette approche permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine et par conséquent de trouver les équations différentielles décrivant le fonctionnement de la machine.

Le développement des modèles mathématiques de degrés de complexités différentes, depuis le modèle triphasé au stator et rotor jusqu'aux modèles triphasés au stator et multi-phasés au rotor (modèle multi–enroulements), ont été le sujet de plusieurs travaux [RIT 94][LUO 95][MAN 96][MUN 99][ABE 99].

I.7. CONCLUSION

Ce chapitre est un prétexte à la présentation des notions très importantes en diagnostic, tels que les défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, leurs causes et leurs signatures, ainsi que les techniques utilisées en diagnostic. Comme nous avons mentionné précédemment, notre travail est consacré à l'étude et à la détection des cassures de barres et de portions d'anneaux de court-circuit dans la cage rotorique d'un moteur asynchrone. Pour cela, il faut disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement de la machine dans l'état sain et avec défaut. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

II.1. INTRODUCTION

La mise au point d'une procédure de diagnostic, à base de modèles analytiques pour les machines asynchrones, nécessite la synthèse d'un modèle décrivant le comportement de la machine non pas d'une façon moyenne, comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte et plus fine en intégrant certains paramètres de la machine.

Les modèles simples (dq), négligent un certain nombre de phénomènes. Ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe. Donc, il a fallu s'orienter vers le modèle multi-enroulements pour une description adaptée aux défauts.

La modélisation décrite dans ce chapitre, à pour objet de simuler la rupture de barres ou de portions d'anneaux de court-circuit pour une machine asynchrone à cage. Nous avons privilégié l'approche analytique afin de disposer d'un modèle mathématique ne nécessitant pas d'outils de calculs complexe. Dans cette perspective, nous avons développé un modèle basé sur un circuit maillé représentant la cage rotorique.

II.2. LE MODELE MULTI-ENROULEMENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE

II.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir nous concentrer sur la simulation des ruptures de barres et de portions d'anneaux de court-circuit, nous avons modélisé le rotor par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituée de deux barres et les deux portions d'anneaux qui les relie. Chaque barre et segment d'anneau sont caractérisés par une résistance et une inductance (Figure II.2) [RIT 94][ABE 99].

Pour notre modélisation, nous avons été amenés à faire quelques hypothèses simplificatrices :

- ❖ perméabilité relative de fer très grande;
- ❖ entrefer lisse et constant (effet d'excentricité négligeable, champ radial);
- ❖ distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique;
- ❖ effet pelliculaire nul – courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.

Avec ces hypothèses, et en supposant un stator sain, de constitution symétrique, nous avons calculé les différents paramètres du modèle [RIT 94], [ABE 02].

II.2.2. Calcul des inductances

II.2.2.1. Inductances statoriques

Nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour du périphérique de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale. L'expression de la F.m.m de la phase "a" est donnée par la relation suivante [RIT 94] :

$$F_m(\theta) = \frac{2 N_s i_a}{p \pi} \cos(\theta) \quad (\text{II.1})$$

θ : est un angle électrique décrivant une position dans l'espace.

D'où l'induction créée dans l'entrefer :

$$B_s(\theta) = \frac{2 \mu_0 N_s i_a}{e p \pi} \cos(\theta) \quad (\text{II.2})$$

Le flux magnétique dans l'entrefer, par pôles, est obtenu par intégration de l'expression (II.2) autour d'un intervalle polaire le long de la machine :

$$\phi_s = \iint_S B_s dS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R d\theta \quad (\text{II.3})$$

On obtient :

$$\phi_s = \frac{4 \mu_0 N_s R l}{\pi e p^2} i_a \quad (\text{II.4})$$

Le flux magnétique total traversant l'enroulement de la phase "a" dû au courant i_a :

$$\Psi_{sa} = N_s \phi_s = N_s i_a \frac{2 \mu_0 N_s R l}{e p^2 \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(\theta) d\theta = L_{sp} i_a \quad (\text{II.5})$$

L'inductance principale (magnétisante) de la phase "a" statorique est donnée donc par :

$$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4 \mu_0 N_s^2 R l}{e \pi p^2} \quad (\text{II.4})$$

L'inductance totale (propre) de la phase "a", est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et l'inductance de fuite :

$$L_{as} = L_{sp} + L_{sf} \quad (\text{II.5})$$

Puisque les enroulements statoriques sont symétriques, les inductances propres des trois phases sont égales ($L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s$).

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques est :

$$M_s = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (\text{II.6})$$

II.2.2.2. Inductances rotoriques

La figure II.1 représente en fonction de θ' , l'allure de l'induction magnétique, supposé radiale, produite par une maille rotorique "k" dans l'entrefer.

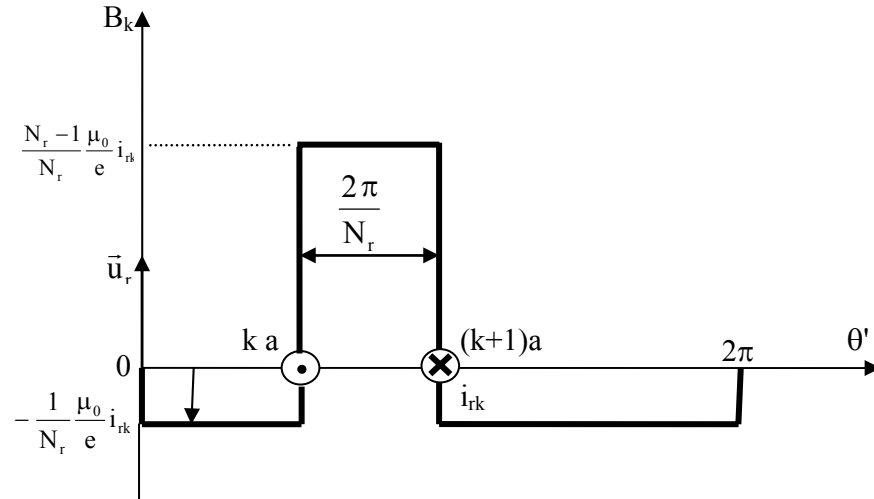


Figure II.1 : Induction magnétique produite par une maille rotorique

Chaque maille rotorique, considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant i_{rk} , est le siège d'un flux principale exprimé par :

$$\phi_{rk} = \int_0^1 dz \int_{ka}^{(k+1)a} \left(\frac{N_r - 1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R i_{rk} \right) d\theta' = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi R l}{e} i_{rk} \quad (\text{II.7})$$

Et par la suite, l'inductance principale d'une maille rotorique est :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R l \quad (\text{II.8})$$

L'inductance totale de la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux portions d'anneaux de court circuit fermant la maille k. Donc l'expression est donnée par :

$$L_{rr} = L_{rp} + 2L_b + 2L_e \quad (\text{II.9})$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. Le flux traversant la $j^{\text{ème}}$ maille, produit par le courant i_{rk} circulant dans la maille k est donné par :

$$\phi_{jrk} = \int_0^l dz \int_{j_a}^{(j+1)a} \left(-\frac{1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R i_{rk} \right) d\theta' \quad (\text{II.10})$$

Donc, l'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes, est exprimée par la relation suivante :

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{2\pi\mu_0}{e} R l \quad (\text{II.11})$$

L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ maille et les mailles adjacentes est donnée par :

$$M_{r_{k(k-1)}} = M_{r_{k(k+1)}} = M_{rr} - L_b \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.3. Inductance mutuelle stator – rotor

La transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (II.2), donne :

$$B_s(\theta') = \frac{2\mu_0 N_s i_a}{e p \pi} \cos[(\theta' + \omega_r t)] \quad (\text{II.13})$$

Avec : $\theta = \theta' + \omega_r t$

D'où le flux traversant la maille k , produit par le courant i_a , est donné par :

$$\phi_{rka} = \int_0^l dz \int_{ka}^{(k+1)a} B_s(\theta') R d\theta' \quad (\text{II.14})$$

L'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\phi_{rka} = L_{sr} i_a \cos[\omega_r t + k a] \quad (\text{II.15})$$

L'inductance mutuelle entre la maille k et la phase "a" est donnée donc par la relation suivante :

$$M_{rka} = L_{sr} \cos(\omega_r t + k a) \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Avec : } L_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R l}{e p^2 \pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \quad (\text{II.17})$$

$a = p \frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux maille rotorique.

De même, les inductances mutuelles entre la k^{ème} maille et les phases "b" et "c", sont exprimées par :

$$M_{rk b} = L_{sr} \cos\left(\omega_r t + k a - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.18})$$

$$M_{rk c} = L_{sr} \cos\left(\omega_r t + k a - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.19})$$

Le tableau suivant, résume les expressions de toutes les inductances de la machine asynchrone à cage.

INDUCTANCES	EXPRESSIONS
L'inductance principale d'une phase statorique.	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R l}{e \pi p^2}$
L'inductance mutuelle entre phases statoriques.	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance totale d'une phase statorique.	$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s = L_{sp} + L_{sf}$
L'inductance principale d'une maille rotorique.	$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R l$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes.	$M_{rr} = -\frac{\mu_0}{N_r^2} \frac{2\pi}{e} R l$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes.	$M_{r_{k(k-1)}} = M_{r_{k(k+1)}} = M_{rr} - L_b$
L'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique "a".	$M_{rk sa} = L_{sr} \cos(p \omega_r t + k a)$ avec : $L_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R l}{e p^2 \pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$

Tableau II.1 : Inductances de la machine asynchrone à cage.

II.2.3. Mise en équations

Le but de la mise en équations est d'effectuer une simulation numérique. Nous recherchons donc, l'ensemble des équations différentielles indépendants définissant le modèle de la machine.

II.2.3.1. Equations de tensions au stator

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (\text{II.20})$$

D'où :

$$[\phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [M_{sr}][i_{rk}] \quad (\text{II.21})$$

Avec :

$[v_{abc}] = [v_a \ v_b \ v_c]^T$, le vecteur de tensions statoriques.

$[i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, le vecteur de courants statoriques.

$[i_{rk}] = [i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)}]^T$, le vecteur de courants dans les mailles rotoriques.

$[\phi_{abc}] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$, le vecteur de flux statoriques.

$[R_s]$: matrice des résistances statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

$[L_s]$: matrice des inductances statoriques.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{bs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

$[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques.

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \dots & L_{sr} \cos(\theta_r + k a) & \dots \\ \dots & L_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{2\pi}{3}) & \dots \\ \dots & L_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{4\pi}{3}) & \dots \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

où : $k=0, 1, 2, \dots, N_r-1$

II.2.3.2. Equations de tensions au rotor

La figure II.2, représente le schéma équivalent de la cage rotorique.

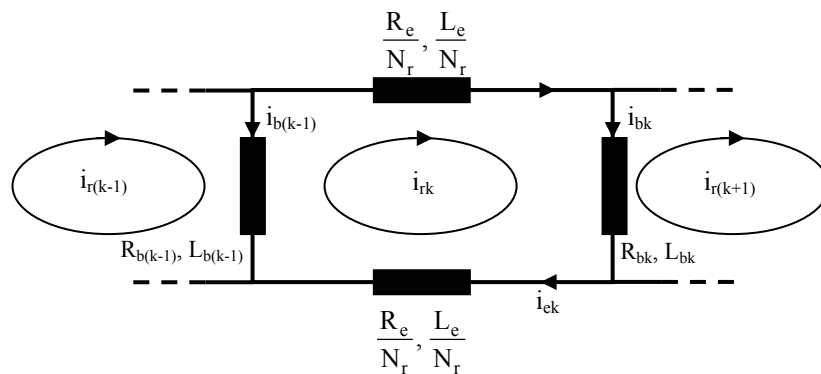


Figure II.2 : Schéma électrique équivalent des mailles rotoriques.

Sachant que :

$$\begin{aligned} i_{ek} &= i_{rk} - i_e \\ i_{bk} &= i_{rk} - i_{r(k+1)} \end{aligned}$$

L'équation de tension pour une maille ' k ' de la cage rotorique est donnée par :

$$R_{bk} i_{r(k-1)} + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b(k-1)} + R_{bk} \right) i_{rk} - R_{bk} i_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} i_e + \frac{d}{dt} \phi_{rk} = 0 \quad (II.25)$$

avec :

$$\begin{aligned} \phi_{rk} &= \left(L_{rp} + 2L_b + 2 \frac{L_e}{N_r} \right) i_{rk} - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} i_{rj} - L_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} i_e \\ &\quad - L_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) : \cos(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}) : \cos(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}) \right] [i_{abc}] \end{aligned} \quad (II.26)$$

Il faut compléter le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de court-circuit, on a alors :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{d}{dt} i_{rk} - R_e i_e - L_e \frac{d}{dt} i_e = 0 \quad (II.27)$$

II.2.3.3. Equation globale des tensions

L'équation globale des tensions est donnée par :

$$[V] = [R] [I] + [L] \frac{d[I]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (II.28)$$

Avec :

$[V] = [v_a \ v_b \ v_c : 0 \ 0 \ \dots \ 0 : 0]^T$, le vecteur global des tensions ($N_r+4 \times 1$), il contient les trois tensions statoriques et les N_r tensions des mailles rotoriques, ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

$[I] = [i_a \ i_b \ i_c : i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} : i_e]^T$, le vecteur global des courants ($N_r+4 \times 1$), il contient les trois courants statoriques et les N_r courants des mailles rotoriques, ainsi que le courant de l'anneau de court-circuit.

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & \vdots & [0] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix}, \text{ la matrice globale des résistances.}$$

Avec :

$[R_r]$: la matrice des résistances rotoriques.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{b0} + R_{b(Nr-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & 0 & \dots & -R_{b(Nr-1)} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & R_{b(k-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{bk} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_{b(Nr-1)} & 0 & \dots & -R_{b(Nr-2)} & R_{b(Nr-1)} + R_{b(Nr-2)} + 2\frac{R_e}{N_r} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & \vdots & [M_{sr}] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [M_{sr}]^T & \vdots & [L_r] \end{bmatrix}, \text{ la matrice globale des inductances.}$$

Avec :

$[L_r]$: matrice des inductances rotoriques.

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \vdots & \dots \\ \frac{d[M_{sr}]^T}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix}, \text{ la dérivée de la matrice globale des inductances.}$$

On remarque que la matrice $[M_{sr}]$ dépend du temps, ce qui nécessite l'inversion de la matrice inductance $[L]$, de dimension $Nr+4$, à chaque pas de calcul. Pour rendre cette matrice constante, on applique la transformation de Park sur les équations de tensions statoriques. Le repère de Park doit être lié au rotor.

La matrice de Park modifiée est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

La dérivée de la matrice de Park est :

$$\frac{d[P(\theta)]}{dt} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \omega \begin{bmatrix} 0 & \sin \theta & \cos \theta \\ 0 & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

La matrice globale de Park de dimension $(N_r+4) \times (N_r+4)$ est définie par :

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [0]^T & \vdots & [1] \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & \vdots & [0] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [0]^T & \vdots & [1] \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$[1]$: est la matrice identité de dimension $(N_r+1) \times (N_r+1)$.

Sachant que :

$$[V] = [T] [V_{tr}], \quad \text{avec : } [V_{tr}] = [v_{os} \ v_{ds} \ v_{qs} \vdots \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \vdots \ 0]^T$$

$$[I] = [T] [I_{tr}], \quad \text{avec : } [I_{tr}] = [i_{os} \ i_{ds} \ i_{qs} \vdots \ i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} \vdots \ i_e]^T$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\omega_s - \omega_r)t \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\omega_s - \omega_r)t \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

L'équation (II.28) devient :

$$[T][V_{tr}] = [R][T][I_{tr}] + [L] \frac{d[T][I_{tr}]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} [T][I_{tr}] \quad (\text{II.36})$$

$$\Leftrightarrow [V_{tr}] = \left(\underbrace{[T]^{-1}[R][T]}_A + \underbrace{[T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt}}_B + \underbrace{[T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T]}_C \right) [I_{tr}] + \underbrace{[T]^{-1}[L][T]}_D \frac{d[I_{tr}]}{dt} \quad (\text{II.37})$$

Les termes A, B, C et D sont données par :

$$A = [T]^{-1} [R] [T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [R_s] [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

$$B = [T]^{-1} [L] \frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [M_{sr}]^T \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

$$C = [T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T] = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \vdots & \dots \\ \frac{d[M_{sr}]^T}{dt} [P(\theta)] & \vdots & [0] \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

$$D = [T]^{-1} [L] [T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] [P(\theta)] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [M_{sr}]^T [P(\theta)] & \vdots & [L_r] \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

La mise en équation du modèle de la machine, conduit à un système complet de dimension $Nr+4$:

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(Nr-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} + [R_{tr}] \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(Nr-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

$[L_{tr}]$ et $[R_{tr}]$ sont les matrices globales des résistances et des inductances obtenues après la transformation de Park.

La matrice $[L_{tr}]$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix}
 L_s + 2M_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \vdots & 0 \\
 0 & L_s - M_s & 0 & \vdots & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \cos(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \cos((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 0 & 0 & L_s - M_s & \vdots & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \sin(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \sin((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} & 0 & \vdots & L_{rp} + 2L_b + 2 \frac{L_e}{Nr} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & \vdots & - \frac{L_e}{Nr} \\
 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \cos(a) & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \sin(a) & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2 \frac{L_e}{Nr} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \cos((Nr-1)a) & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L}{sr} \sin((Nr-1)a) & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2 \frac{L_e}{Nr} & \vdots & - \frac{L_e}{Nr} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & - \frac{L_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & - \frac{L_e}{Nr} & \vdots & L_e
 \end{bmatrix}$$

(II.43)

La matrice $[R_{tr}]$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix}
 r_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \vdots & 0 \\
 0 & r_s & \omega_r (M_s - L_s) & \vdots & 0 & - \omega_r \frac{L}{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(a) & \dots & \dots & - \omega_r \frac{L}{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 0 & \omega_r (L_s - M_s) & r_s & \vdots & \omega_r \frac{L}{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} & \omega_r \frac{L}{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(a) & \dots & \dots & \omega_r \frac{L}{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & R_{b0} + R_{b(Nr-1)} + 2 \frac{R_e}{Nr} & - R_{b0} & 0 & \dots & - R_{b(Nr-1)} & \vdots & - \frac{R_e}{Nr} \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & - R_{b(k-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2 \frac{R_e}{Nr} & - R_{bk} & 0 & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & - R_{b(Nr-1)} & 0 & \dots & - R_{b(Nr-2)} & R_{b(Nr-1)} + R_{b(Nr-2)} + 2 \frac{R_e}{Nr} & \vdots & - \frac{R_e}{Nr} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & - \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & - \frac{R_e}{Nr} & \vdots & R_e
 \end{bmatrix}$$

(II.44)

A ces équations, on ajoute les équations électromécaniques afin d'avoir la vitesse électrique de rotation et la position θ_r du rotor.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (C_e - C_r - k_0 \omega_m) \tag{II.45}$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \tag{II.46}$$

II.2.4. Expression du couple électromagnétique

Il faut d'abord, trouver les expressions des composantes biphasées Ψ_{ds} et Ψ_{qs} du flux statorique.

On a :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{odqs} \\ \phi_{kr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odqs} \\ i_{kr} \end{bmatrix} \quad (II.47)$$

$$\Leftrightarrow \begin{bmatrix} \Psi_{odqs} \\ \Psi_{kr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] & [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T [P(\theta)] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odqs} \\ i_{kr} \end{bmatrix} \quad (II.48)$$

On aura :

$$\Psi_{odqs} = [P(\theta)]^{-1} [L_s] [P(\theta)] i_{odqs} + [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] i_{kr} \quad (II.49)$$

Après le calcul on obtient :

$$\begin{cases} \Psi_{os} = (L_s + 2M_s) i_{os} \\ \Psi_{ds} = (L_s - M_s) i_{ds} + \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sum_{k=0}^{Nr-1} i_{rk} \cos(ka) \\ \Psi_{qs} = (L_s - M_s) i_{qs} + \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sum_{k=0}^{Nr-1} i_{rk} \sin(ka) \end{cases} \quad (II.50)$$

Or, pour un moteur alimenté par une source triphasée, la puissance instantanée s'écrit :

$$\begin{aligned} P_s(t) &= [v_{abc}]^T [i_{abc}] \\ &= ([P(\theta)] [v_{odqs}])^T [P(\theta)] [i_{odqs}] \\ &= [v_{odqs}]^T [i_{odqs}] \end{aligned} \quad (II.51)$$

Les équations de tensions dans un repère lié au rotor sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_r \Psi_{qs} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_r \Psi_{ds} \end{cases} \quad (II.52)$$

En remplaçant les tensions v_{ds} et v_{qs} dans l'expression (II.51), on obtient :

$$P_{sa}(t) = r_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \left(i_{ds} \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\Psi_{qs}}{dt} \right) + \omega_r (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (II.53)$$

Le troisième terme, représente la puissance électromagnétique transmise au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant. Donc le couple électromagnétique est :

$$T_e = P (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \tag{II.54}$$

En remplaçant Ψ_{ds} et Ψ_{qs} par leurs expressions, on obtient :

$$T_e = \sqrt{\frac{3}{2}} P L_{sr} \left\{ i_{qs} \sum_{k=0}^{Nr-1} i_{rk} \cos(ka) - i_{ds} \sum_{k=0}^{Nr-1} i_{rk} \sin(ka) \right\} \tag{II.55}$$

II.3. PRIS EN COMPTE DU DEFAUT DANS LE MODELE

Il est assez difficile de décrire exactement la succession des phénomènes physiques entrant en jeu lors d'une rupture d'une barre. On peut modéliser la cassure d'une barre par l'annulation du courant qui traverse cette barre [TOL 95]. Les matrices des inductances et des résistances sont modifiées de tel façon que : si la barre k est rompue, le courant i_{bk} dans cette barre s'annule. Dans ce cas, le courant dans la maille $(k-1)$ devient égal au courant dans la maille (k) , c'est-à-dire, ($i_{r(k-1)} = i_{rk}$) (Figure II.3). Ceci est traduit dans les matrices des inductances et des résistances, par l'addition des deux colonnes et des deux lignes liées aux courants $i_{r(k-1)}$ et i_{rk} . Le courant i_{rn} est donc supprimé du vecteur des courants, en d'autre terme l'ordre du système est réduit.

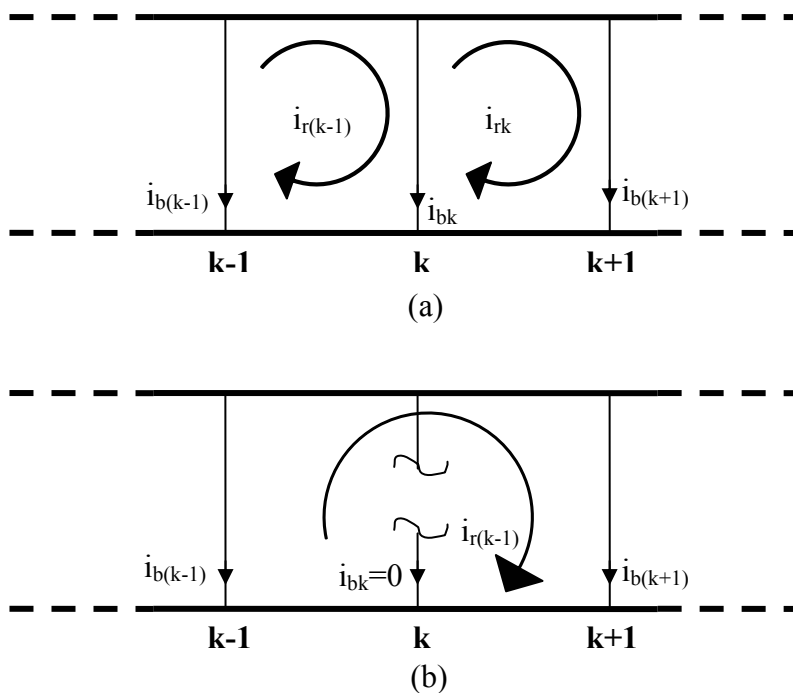


Figure II.3 : schéma équivalent de la cage rotorique pour :
 a. Etat sain, b. Avec une barre rompue.

E. Ritchie [RIT 94], a comparé entre les résultats de simulation, lorsqu'on modélise la cassure d'une barre par la méthode décrite ci-dessus, et les résultats expérimentaux, il a trouvé que cette méthode est limitée. Ceci est dû aux hypothèses simplificatrices, puisque dans le modèle mathématique on a négligé les courants de fuite entre les barres. En réalité, et d'après Kerszenbaum [KER 84], le courant dans une barre rompue n'est jamais nul. Il existe toujours un courant qui passe tangentiellement à travers les tôles du rotor vers les barres adjacentes. Il est possible de modéliser ce phénomène par l'addition d'une résistance de grande valeur par apport à la résistance de la barre rotorique rompue.

D'après A. Abed [ABE 99], la valeur de la résistance à additionner pour simuler la rupture d'une barre dépend des paramètres de la machine et particulièrement du pas de simulation. En ce qui nous concerne, avec un pas de simulation de 10^{-3} sec, une augmentation de 30 fois de la résistance initiale de la barre nous a permis, d'aboutir à des résultats en satisfaisant et en concordance avec ceux prévus par la théorie. On note que l'augmentation de la résistance plus de 30 fois amène à des instabilités numériques, pour éviter ce problème il faut diminuer le pas de calcul.

II.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement mathématique d'un modèle multi-enroulement qui prend en considération la structure du rotor. Le choix d'un tel modèle est imposé par l'objectif de pouvoir simuler une rupture de barre ou d'une portion d'anneau de court-circuit au rotor. Ce type de défaut est modélisé par l'augmentation de la résistance de l'élément défectueux. Dans le chapitre suivant, nous présenterons les résultats de la simulation obtenus à l'aide de ce modèle.

III.1. INTRODUCTION

Après avoir défini le modèle de la machine asynchrone, nous avons implémenté le système (II.42) au sein du logiciel MATLAB 5.3. La résolution des équations différentielles obtenues est réalisée par la méthode de Runge Kutta d'ordre 4.

Dans ce chapitre, on va présenter les courbes du courant statorique, du courant dans les barres rotoriques, le couple et la vitesse pendant les différentes conditions de fonctionnement, à l'état sain et avec défaut. En suite, nous présenterons une étude analytique du défaut rotorique. Cette étude a pour objectif, d'analyser et d'expliquer les phénomènes observés sur les grandeurs électriques et mécaniques du moteur, tels que les oscillations du couple et de la vitesse, ainsi que la modulation de l'enveloppe du courant statorique.

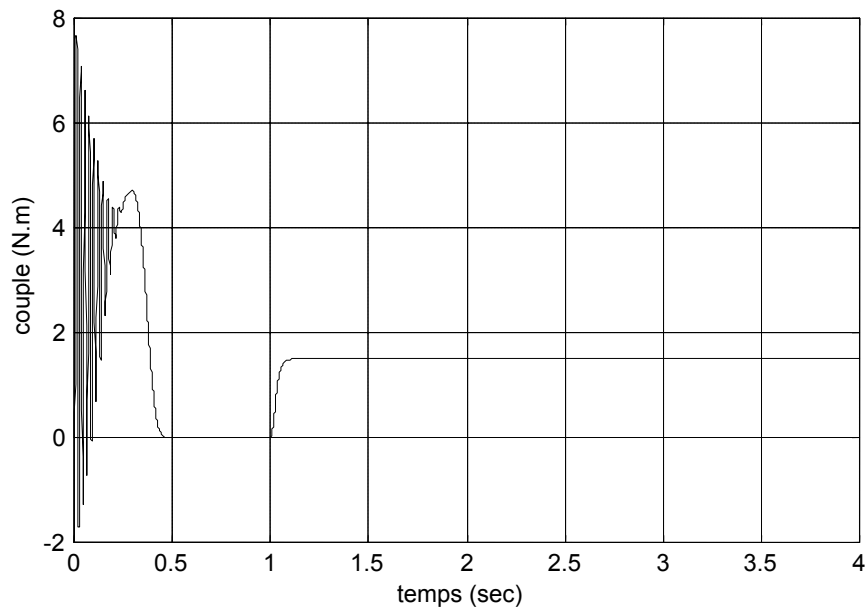
III.2. SIMULATION DU DEMARRAGE A VIDE ET VARIATION DU COUPLE RESISTANT

Les paramètres du moteur, utilisé pour la simulation [VAS 94], sont présentés dans l'annexe1. Les figures (III.1.a et b) et (III.2.a et b) montrent, respectivement, l'évolution du couple électromagnétique et la vitesse de rotation ainsi que le courant statorique et le courant dans la barre1, lors d'un démarrage à vide sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée. A l'instant $t=1s$, nous procédons à un échelon de couple résistant nominal de 1.5Nm. Le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant (figureIII.1.a), la vitesse diminue à la vitesse nominale (figure III.1.b) et le courant augmente à la valeur nominale (figure III.2.a).

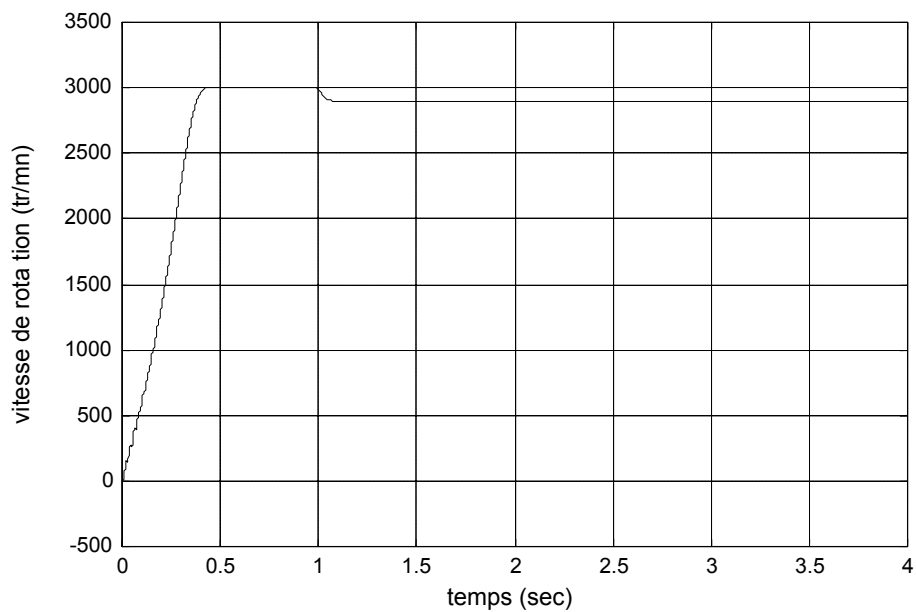
Le tableau III.1 montre que les résultats de la simulation sont en bonne concordance qualitative et quantitative avec ceux réels du moteur [VAS 94].

Paramètres	Résultats réels [VAS 94]	Résultats calculés (simulation)	Erreur relative (%)
Puissance (w)	450	455.14	1.14
Courant statorique (A)	1.7	1.6	5.88
Vitesse (tr/mn)	2895	2899	0.1

Tableau III.1 : Comparaison entre les résultats de simulation et ceux réels.

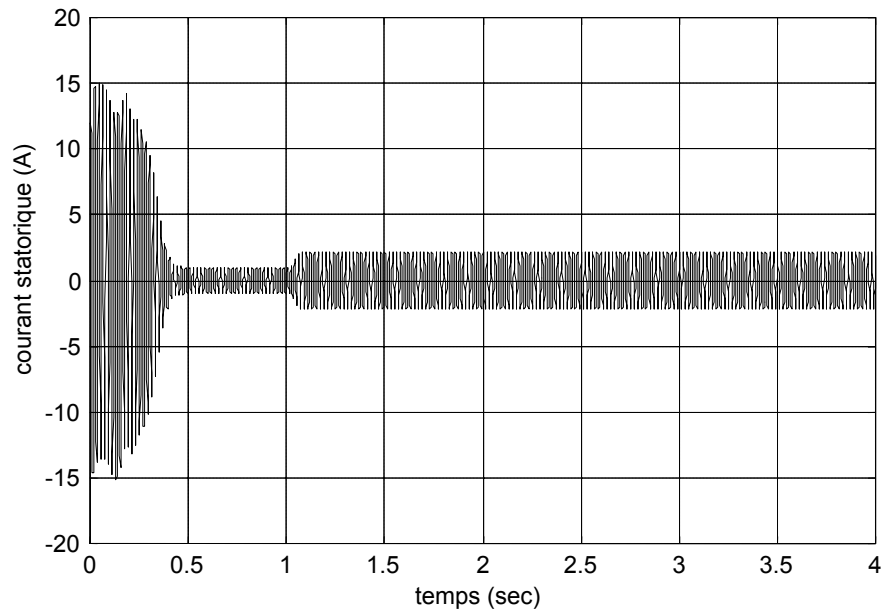


a. Le couple électromagnétique.

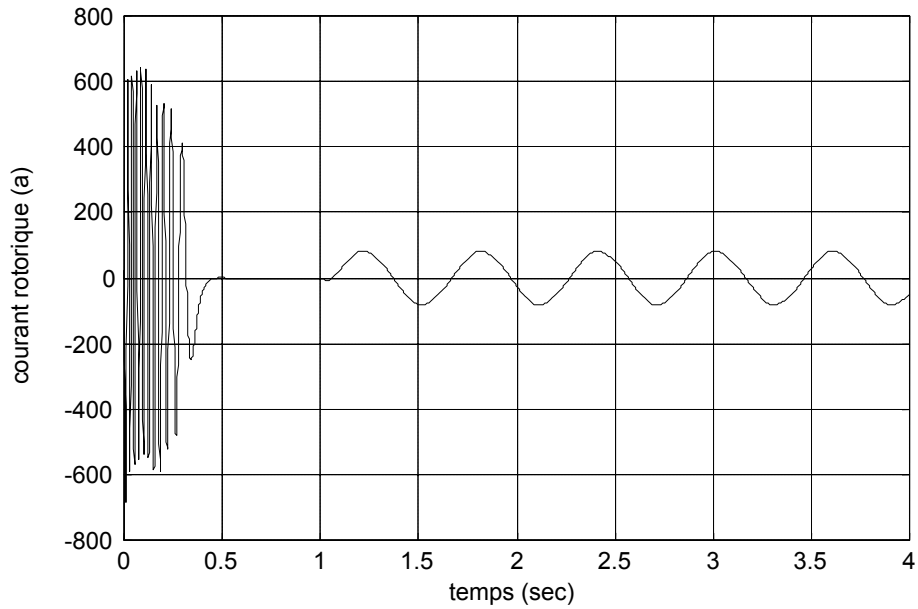


b. La vitesse de rotation.

Figure III.1 : Evolution des grandeurs électromécaniques pour un moteur à l'état sain.



a. Le courant d'une phase statorique.



c. Le courant rotorique dans la barre1.

Figure III.2 : L'évolution des grandeurs électriques pour un moteur à l'état sain.

III.3. SIMULATION DE LA RUPTURE DE BARRES ROTORIQUES

A l'instant $t=2s$, nous simulons la rupture de la première barre en augmentant sa résistance de 30 fois. Le courant dans cette barre diminue fortement (figure III.3), entraînant une surintensité importante dans les barres adjacentes (figure III.4).

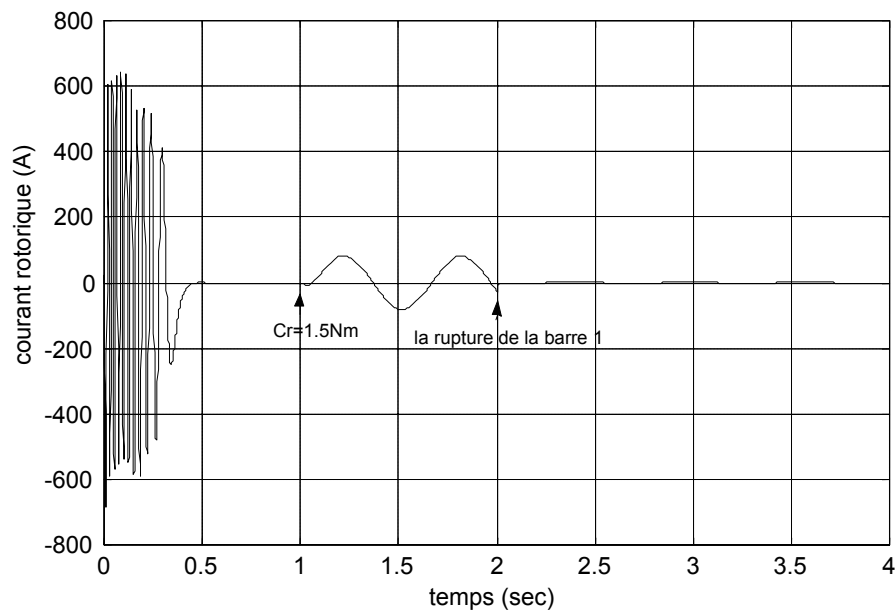


Figure III.3 : Le courant rotorique dans la barre 1.

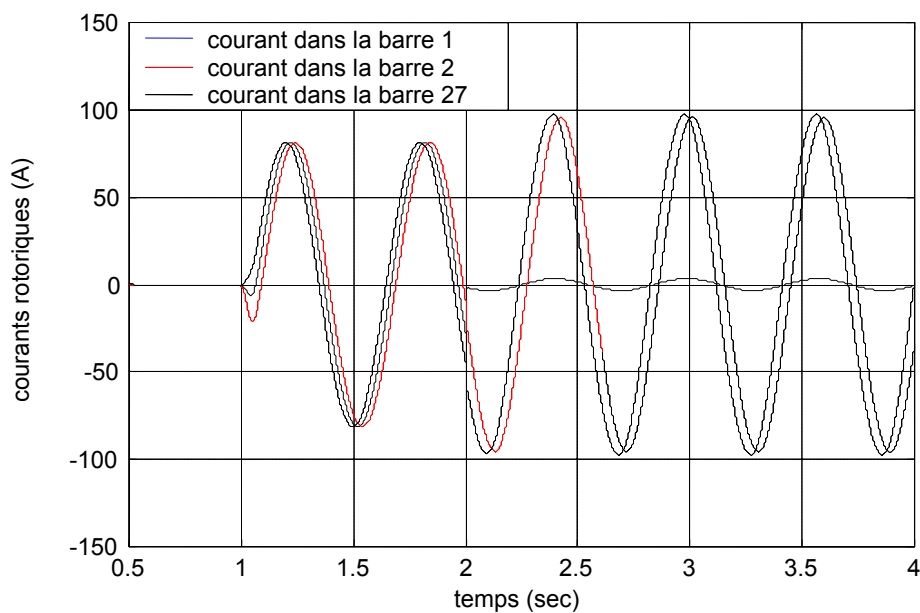


Figure III.4 : Influence de la rupture de la barre 1 sur les barres adjacentes.

Les figures III.5 et III.6 représentent les valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques pendant l'état sain et avec défaut. Elles illustrent bien l'effet de la cassure de la barre 1 sur les courants dans toutes les barres rotoriques et surtout dans les barres en voisinage avec la barre rompue.

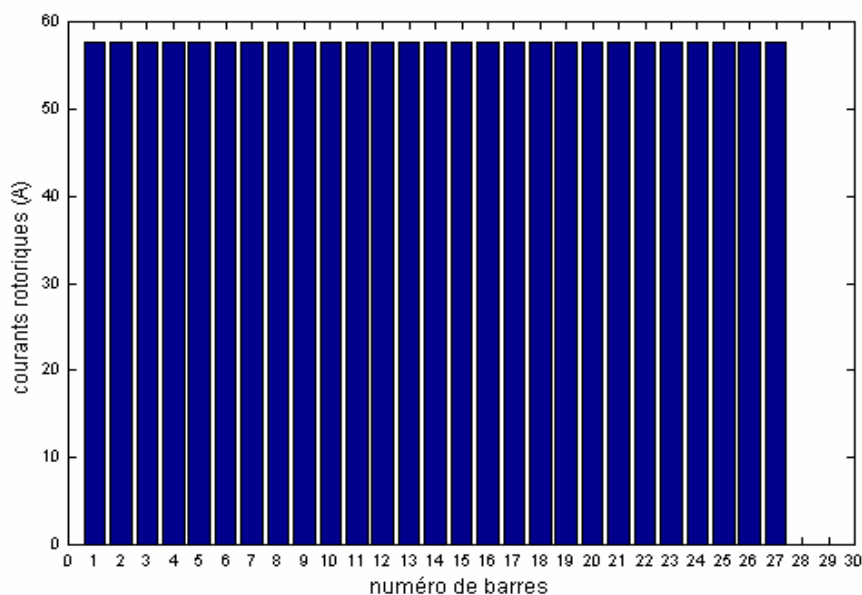


Figure III.5 : La valeur efficace des courants dans les barres rotoriques, pour un moteur à l'état sain.

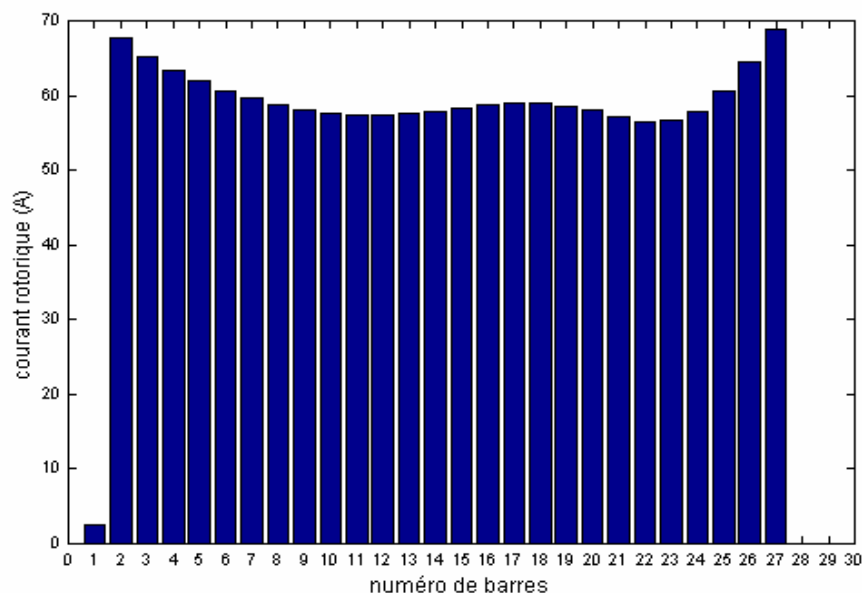


Figure III.6 : La valeur efficace des courants dans les barres rotoriques, pour moteur avec une barre cassée (la barre 1).

A l'instant $t=3s$ nous simulons la rupture de la deuxième barre pour mettre en évidence l'effet de nombre de barres rompues. L'amplitude des courants dans les barres voisines devient plus importante qu'avec une seule barre cassée. Ceci se traduit sur le couple et la vitesse par une augmentation de l'amplitude des ondulations (figure III.7.a et b) et (figure III.8.a et b).

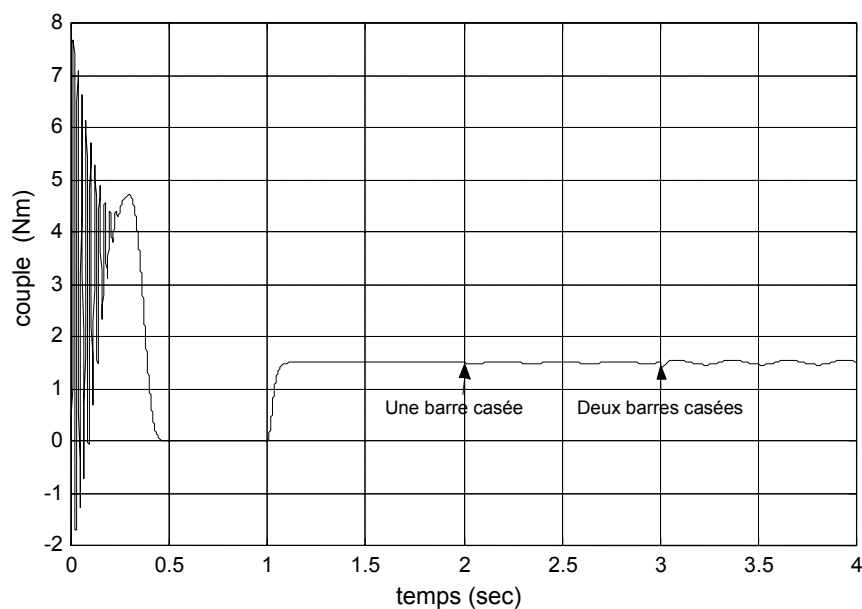


Figure III.7.a : L'ondulation du couple électromagnétique pendant la rupture d'une barre puis de deux barres.

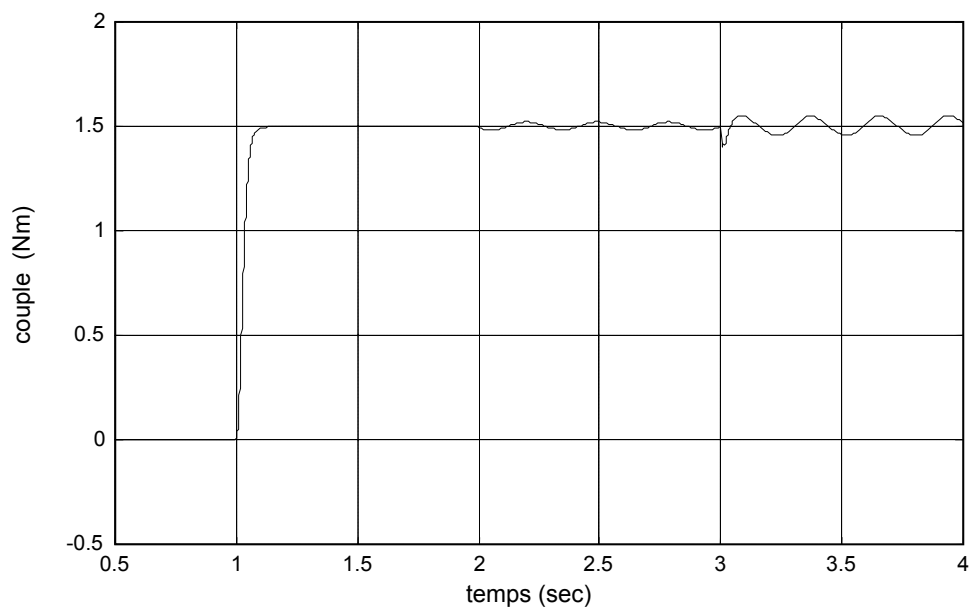


Figure III.7.b : Agrandissement de l'ondulation du couple.

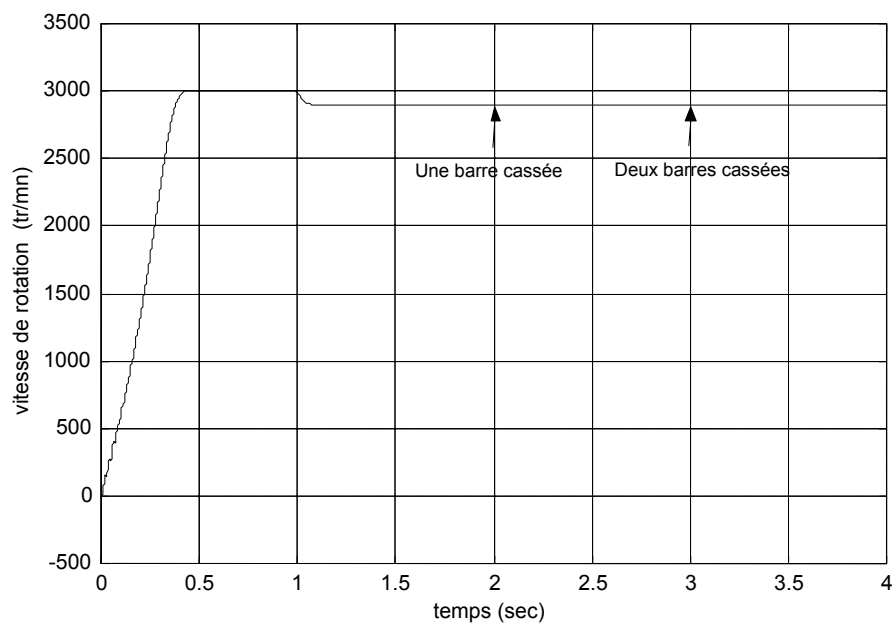


Figure III.8.a : Ondulation de la vitesse de rotation lors de la rupture d'une barre puis de deux barres.

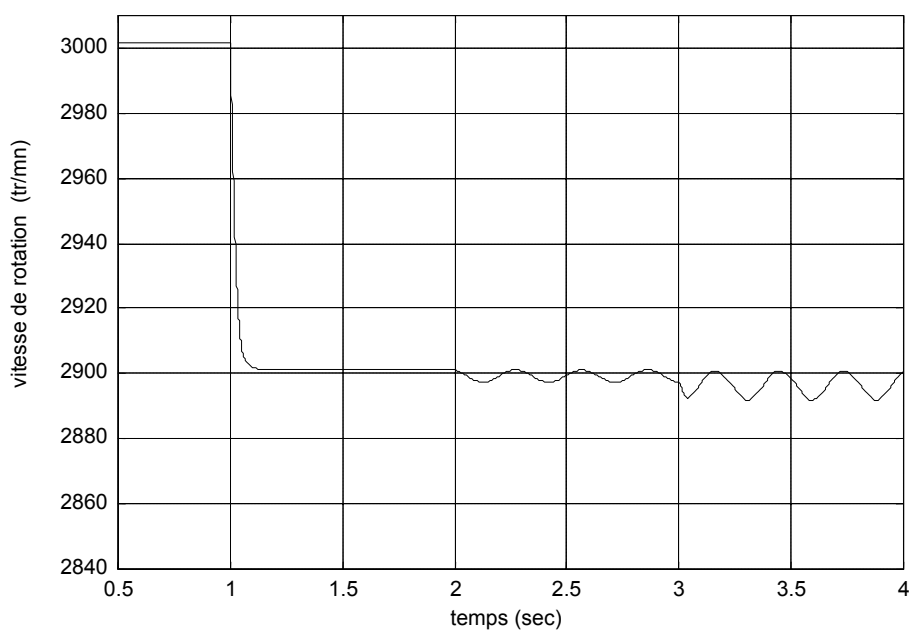


Figure III.8.b : Ondulation de la vitesse de rotation lors de la rupture d'une barre puis de deux barres (Agrandissement).

Les figures III.9.a et III.9.b, permettent de vérifier la modulation de l'enveloppe du courant statorique après la rupture d'une barre, puis de deux barres. On note également l'augmentation de l'amplitude de modulation quand une deuxième barre est cassée.

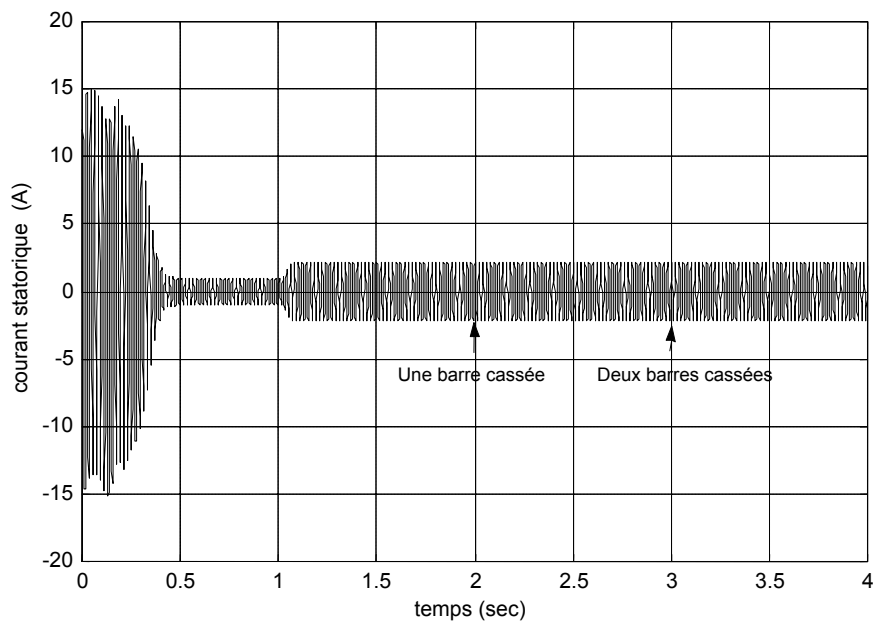


Figure III.9.a : Le courant statorique pendant la rupture d'une barre puis de deux barres.

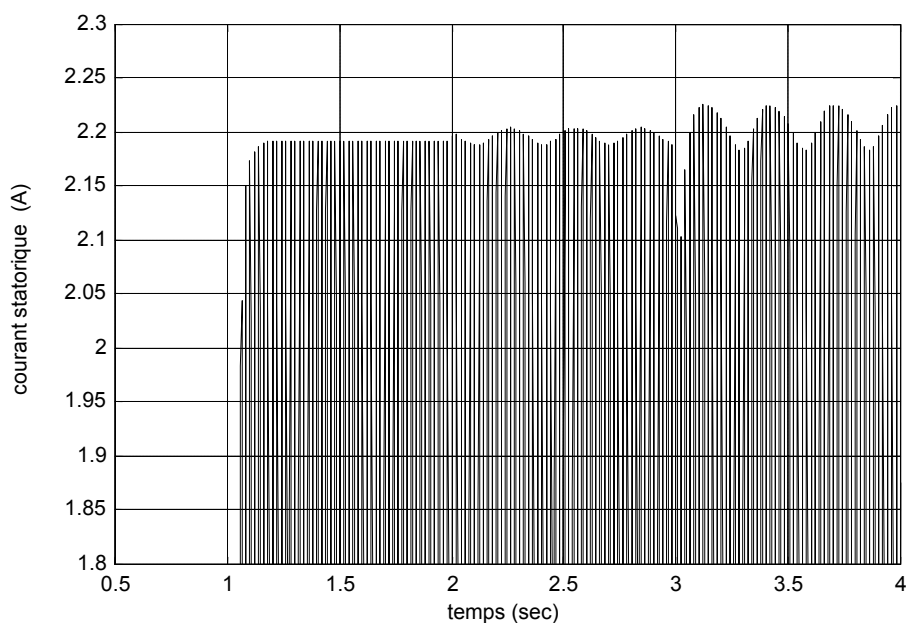


Figure III.9.b : Modulation du courant statorique pendant la rupture d'une barre puis de deux barres (Agrandissement).

La figure III.10 montre l'influence du nombre des barres cassées sur la durée du régime transitoire de la vitesse au démarrage. On remarque nettement que la durée pour atteindre la vitesse nominale augmente avec le nombre des barres rompues.

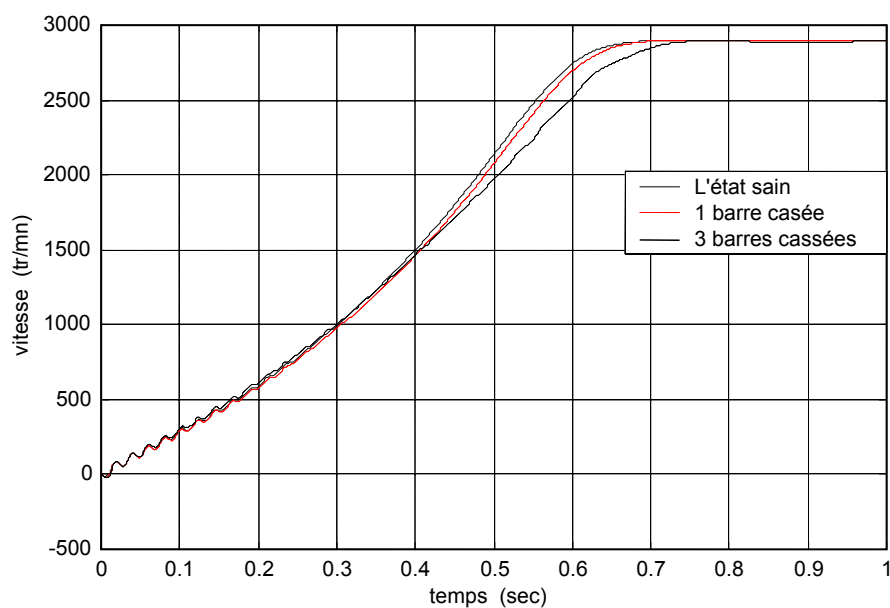


Figure III.10 : La vitesse pendant un démarrage en charge

III.4. EFFET DE GLISSEMENT

Afin de vérifier l'effet du glissement sur l'amplitude de la composante oscillatoire, nous avons également effectué la même simulation pour la machine à vide. D'après les figures III.11 et III.12.a et b, on peut remarquer qu'il est difficile d'observer l'effet du défaut en régime permanent, quand la machine n'est pas chargée. Cependant, nous avons trouvé que la caractéristique mécanique en régime transitoire, donne des informations sur l'état du moteur, même à vide (figure III.13).

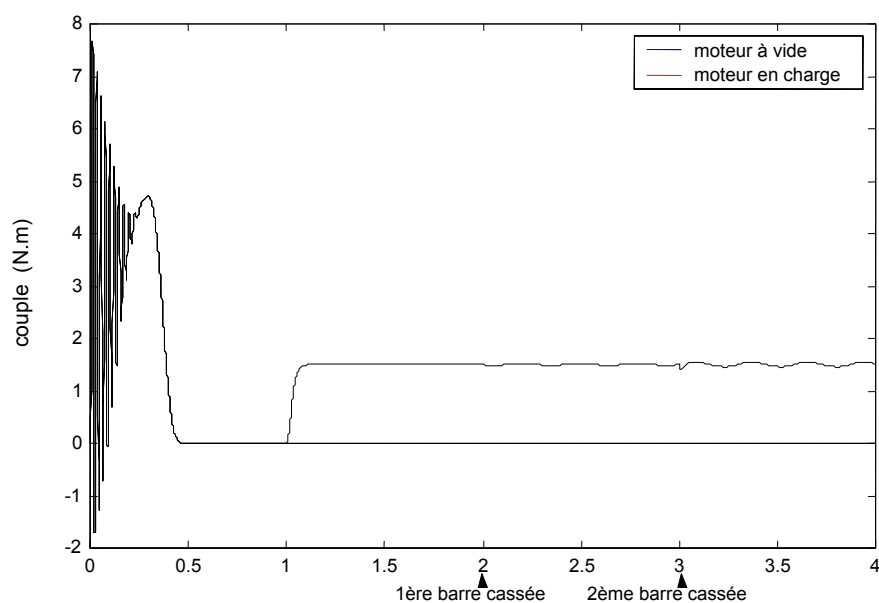


Figure III.11 : Comparaison entre l'ondulation du couple à vide et en charge.

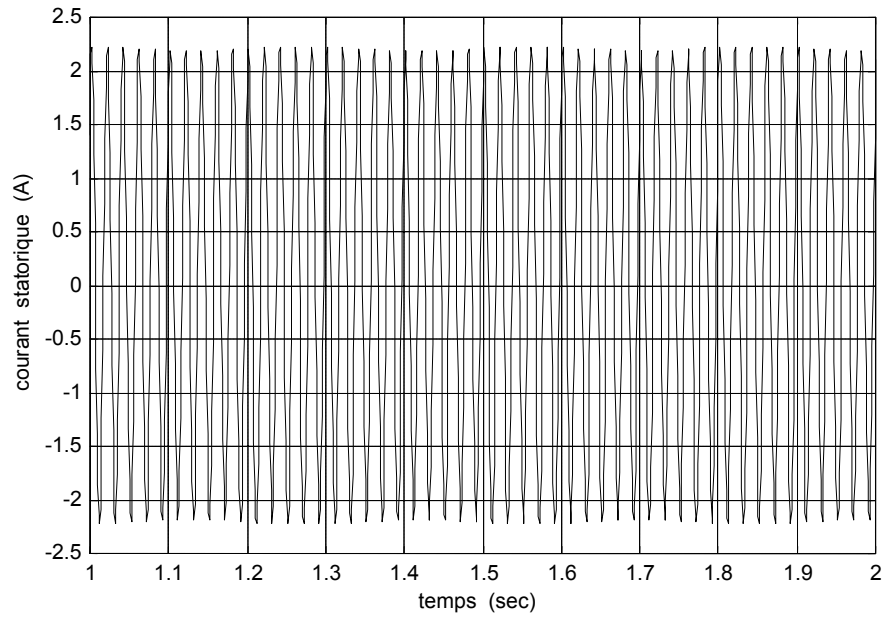


Figure III.12.a : Le courant statorique du moteur en charge, avec deux barres cassées.

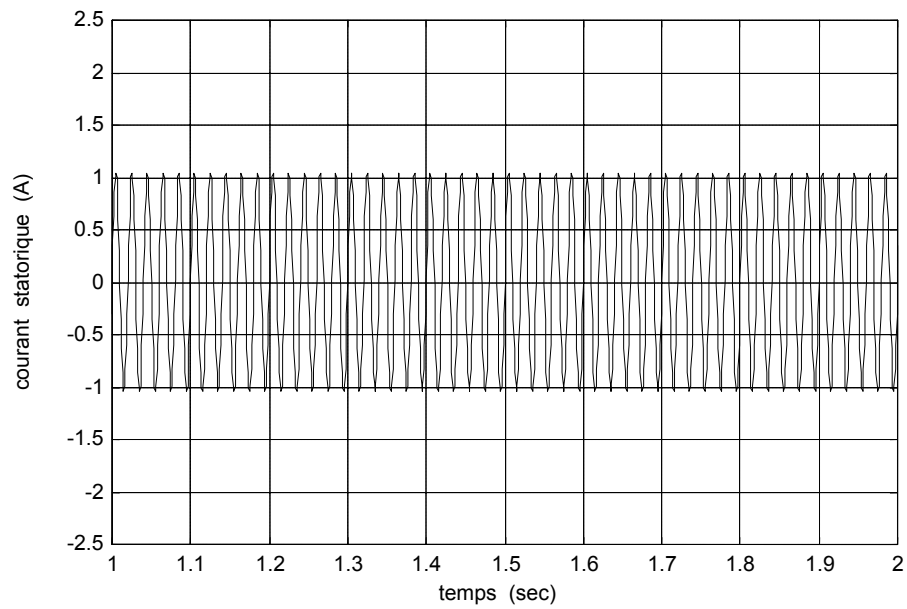


Figure III.12.b : Le courant statorique du moteur à vide avec deux barres cassées.

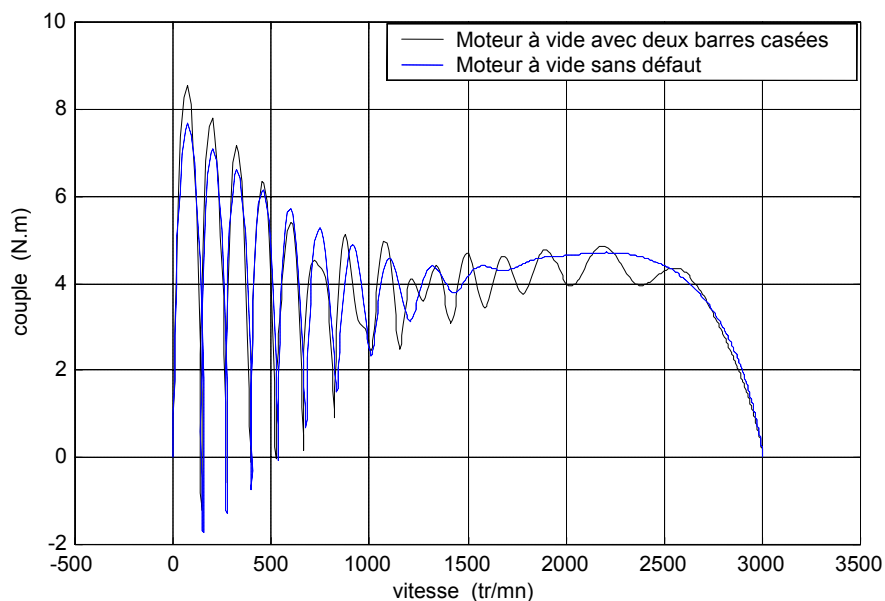


Figure III.13 : La caractéristique mécanique du moteur.

III.5. EFFET DE POSITION DE BARRES CASSEES

Nous avons vu précédemment, que l'amplitude des oscillations du couple et de la vitesse ainsi que la modulation du courant statorique, augmente sensiblement avec le nombre de barres cassées. En réalité, l'influence du défaut sur les performances du moteur ne dépend pas seulement du nombre de barres cassées, mais leur mutuelle position joue un rôle important [FIS 00]. Le mauvais cas, est lorsque les barres cassées sont adjacentes et c'est le cas le plus fréquent en pratique (figure III.14). Cependant, si un ensemble des barres espacées électriquement de $\pi/2$ (rad) sont cassées, [BEN 00], on n'observe pas une grande influence sur les performances du moteur (Figure III.15 et III.16). Ceci amène à des confusions dans l'interprétation de l'état de la machine. Ce phénomène est très rare, car en générale l'évolution logique de la dégradation d'une cage rotorique à partir d'une première rupture de barre est une surintensité dans les barres adjacentes. Ceci se traduira par des pertes par effet Joule plus importantes, ce qui augmente les contraintes thermiques dans ces barres et par conséquent accélère leur vieillissement jusqu'à la rupture.

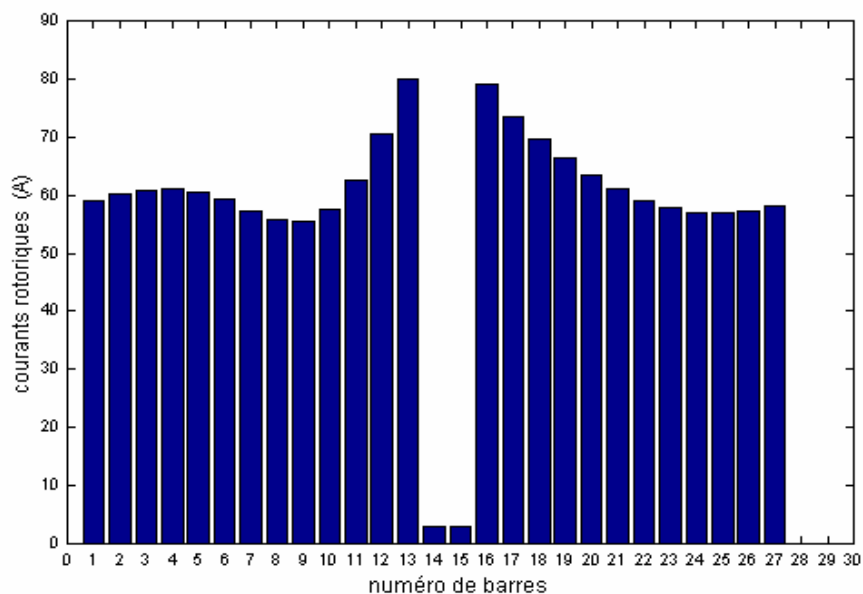


Figure III.14 : Valeurs efficaces des courants dans les bars rotoriques, pour un moteur avec deux bars cassés (14 et 15).

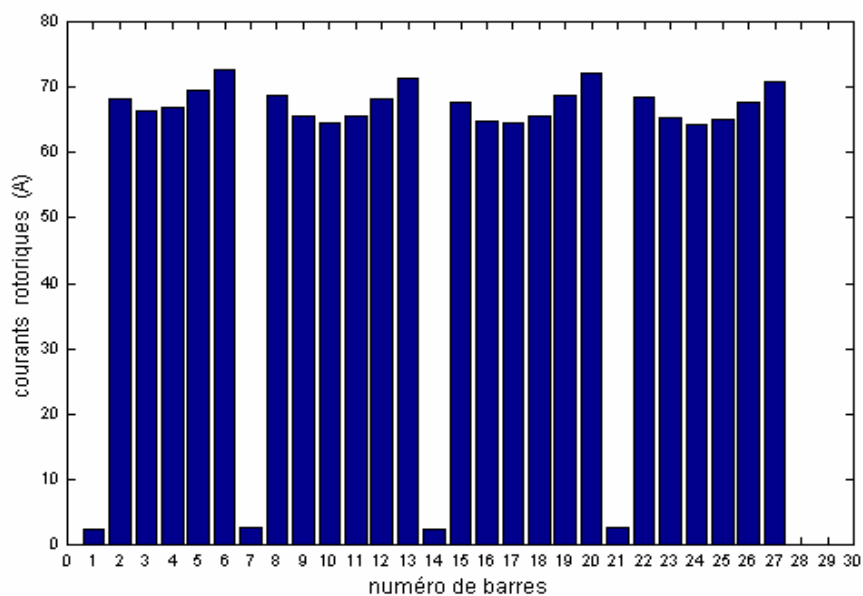


Figure III.15 : Valeurs efficaces des courants dans les bars rotoriques, pour un moteur avec quatre bars cassés (1, 7, 14 et 21).

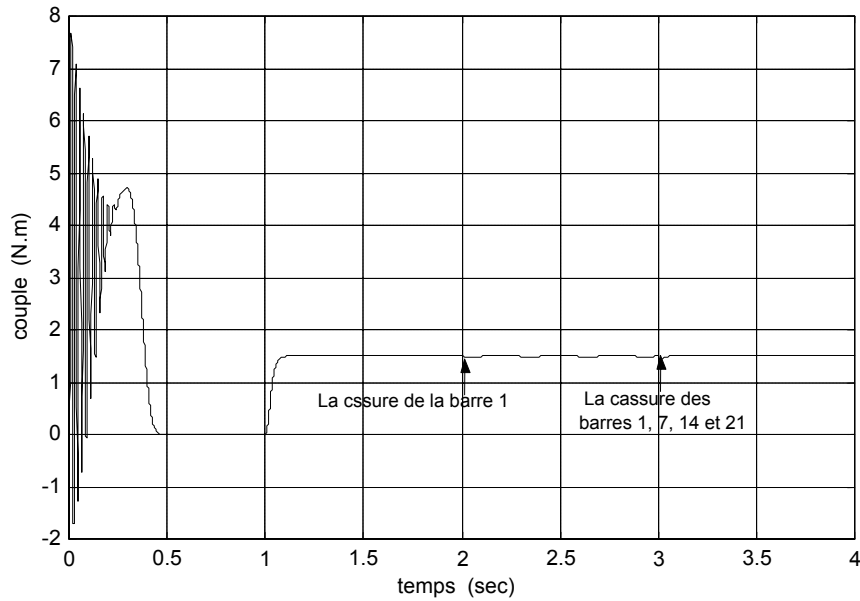


Figure III.16 : Le couple électromagnétique pendant la cassure d'une barre puis de quatre barres espacées de $\pi/2$, (les barres 1, 7, 14 et 21).

III.6. ETUDE ANALYTIQUE DU DEFAUT

Les oscillations du couple et de la vitesse, ainsi que la modulation de l'enveloppe du courant statorique lors d'une rupture de barres rotoriques, sont des phénomènes qui nécessitent une analyse et une explication.

III.6.1. Expression des champs magnétiques statoriques et rotoriques

Supposons une distribution sinusoïdale du champ magnétique dans l'entrefer. L'induction magnétique dans un point M situé dans l'entrefer, dans un repère lié au stator est donné par :

$$B_s(t) = k_s i_a \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_s}) \quad (III.1)$$

θ_M : position du point M.

La présence d'une barre rompue dans la cage rotorique, provoque une asymétrie géométrique et électromagnétique dans les circuits du rotor. Les courants induits vont créer en plus du champ tournant direct B_{rd} , un autre champ tournant inverse B_{ri} .

Dans un repère lié au stator, on aura :

- ❖ Le champ tournant direct tourne à la vitesse : $\omega_m + \omega_r = (1-g) \omega_s + g\omega_s = \omega_s$, donc :

$$B_{rd}(t) = k_{rd} i_{rd} \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{rd}}) \quad (III.2)$$

- ❖ Le champ tournant inverse tourne à la vitesse : $\omega_m - \omega_r = (1-g) \omega_s - g\omega_s = (1-2g)\omega_s$, donc :

$$B_{ri}(t) = k_{ri} i_{ri} \cos((1-2g)\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{ri}}) \quad (III.3)$$

III.6.2. Le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{e_{tot}} = \frac{dW_{mag}}{d\gamma} \quad (III.4)$$

W_{mag} : est l'énergie magnétique emmagasinée dans l'entrefer, elle vaut [ABE 02]:

$$W_{mag} = \int_V \frac{B_{total}^2}{2\mu_0} dV \quad (III.5)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} B_{total} = B_s + B_{rd} + B_{ri} \\ dV = R l e d\theta \end{cases} \quad (III.6)$$

Or :

$$\begin{aligned} W_{mag} &= \frac{R l e}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_s + B_{rd} + B_{ri})^2 d\theta \\ &= \frac{R l e}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} (B_s^2 + B_{rd}^2 + B_{ri}^2 + 2B_s B_{rd} + 2B_s B_{ri} + 2B_{rd} B_{ri}) d\theta \\ &= W_s + W_{rd} + W_{ri} + W_{srd} + W_{sri} + W_{rdri} \end{aligned} \quad (III.7)$$

Le couple électromagnétique dans une machine asynchrone provient de l'interaction du champ magnétique statorique avec celui rotorique, donc :

$$C_{e_{tot}} = \frac{dW_{srd}}{d\gamma_{srd}} + \frac{dW_{sri}}{d\gamma_{sri}} \quad (III.8)$$

avec :

$$\begin{aligned} W_{srd} &= \frac{R l e}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} 2B_s B_{rd} d\theta \\ &= \frac{R l e}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} 2[k_s i_a \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_s})][k_{rd} i_{rd} \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{rd}})] d\theta \\ &= \frac{R l e \pi}{\mu_0} k_s i_a k_{rd} i_{rd} \sin(\varphi_{B_s} - \varphi_{B_{rd}}) \end{aligned} \quad (III.9)$$

$$\begin{aligned} W_{sri} &= \frac{R l e}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} 2B_s B_{ri} d\theta \\ &= \frac{R l e}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} 2[k_s i_{as} \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_s})][k_{ri} i_{ri} \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{ri}})] d\theta \\ &= \frac{R l e \pi}{\mu_0} k_s i_{as} k_{ri} i_{ri} \sin(2\omega_s t + \varphi_{B_s} - \varphi_{B_{ri}}) \end{aligned} \quad (III.10)$$

$$\begin{cases} \gamma_{srd} = \varphi_{B_s} - \varphi_{B_{rd}} \\ \gamma_{sri} = \varphi_{B_s} - \varphi_{B_{ri}} \end{cases} \quad (III.11)$$

L'expression (III.8), du couple électromagnétique, devient :

$$\begin{aligned} Ce_{tot} &= \frac{dW_{srd}}{d\gamma_{srd}} + \frac{dW_{sri}}{d\gamma_{sri}} \\ &= Ce_{srd} + Ce_{sri} \\ &= \frac{R l e \pi}{\mu_0} k_s i_a k_{rd} i_{rd} \cos(\varphi_{B_s} - \varphi_{B_{rd}}) + \frac{R l e \pi}{\mu_0} k_s i_a k_{ri} i_{ri} \cos(2g\omega_s t + \varphi_{B_s} - \varphi_{B_{ri}}) \end{aligned} \quad (III.12)$$

Il est clair, que le couple électromagnétique est la somme d'une composante constante et une composante oscillatoire. Le système de courant directe au rotor, est à l'origine de la composante constante. En présence du défaut, le système inverse de courant au rotor produit la composante oscillatoire de pulsation $2g\omega_s$.

III.6.3. La vitesse de rotation

D'après l'équation mécanique, on a :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = Ce - Cr - k_0 \omega_m \quad (III.13)$$

En négligeant le coefficient de frottement k_0 , et en supposant qu'en régime permanent $Cr = Ce_{srd}$. On obtient :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = Ce_{srd} + Ce_{sri} - Cr = Ce_{sri} \quad (III.14)$$

Après l'intégration, on aura :

$$\omega_m(t) = (1-g)\omega_s - \frac{1}{2gJ\omega_s} \frac{\pi R l e}{\mu_0} k_s k_{ri} i_a i_{ri} \sin(2g\omega_s t + \varphi_{B_s} - \varphi_{B_{ri}}) \quad (III.15)$$

De l'expression (III.15), on peut constater que la composante oscillatoire du couple, produit une oscillation de pulsation $2g\omega_s$ dans la vitesse [BEL 01].

III.6.4. La force électromotrice

Si un conducteur de longueur l , passant par le point M, situé dans l'entrefer, la f.e.m induite dans ce conducteur est donnée par (loi de Lenz) :

$$\begin{aligned} e(t) &= -\frac{d\phi_s}{dt} - \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\phi_{ri}}{dt} \\ &= -B_s \frac{dS_s}{dt} - B_{rd} \frac{dS_{rd}}{dt} - B_{ri} \frac{dS_{ri}}{dt} \\ &= -B_s R l \frac{d\theta_s}{dt} - B_{rd} R l \frac{d\theta_{rd}}{dt} - B_{ri} R l \frac{d\theta_{ri}}{dt} \end{aligned} \quad (III.16)$$

$$e(t) = -B_s(t) R l \omega_s - B_{rd}(t) R l (\omega_m(t) + g\omega_s) - B_{ri}(t) R l (\omega_m(t) - g\omega_s) \quad (III.17)$$

En remplaçant $B_s(t)$, $B_{rd}(t)$ et $B_{ri}(t)$ par ses expressions, on obtient :

$$\begin{aligned} e(t) = & -k_s i_a R l \omega_s \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_s}) \\ & - k_{rd} i_{rd} R l (\omega_m(t) + g\omega_s) \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{rd}}) \\ & - k_{ri} i_{ri} R l (\omega_m(t) - g\omega_s) \cos((1-2g)\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{ri}}) \end{aligned} \quad (III.18)$$

En remplaçant $\omega_m(t)$ par son expression, on obtient :

$$\begin{aligned} e(t) = & -k_s i_a R l \omega_s \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_s}) \\ & - k_{rd} i_{rd} R l \omega_s \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{rd}}) \\ & + k_{rd} i_{rd} R l K \cos((1-2g)\omega_s t - \theta_M - \varphi_{B_s} + \varphi_{B_{rd}} + \varphi_{B_{ri}}) \\ & + k_{rd} i_{rd} R l K \cos((1+2g)\omega_s t - \theta_M - \varphi_{B_s} + \varphi_{B_{rd}} - \varphi_{B_{ri}}) \\ & - k_{ri} i_{ri} R l (1-2g)\omega_s \cos((1-2g)\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_{ri}}) \\ & + k_{ri} i_{ri} R l K \cos((1-4g)\omega_s t - \theta_M - \varphi_{B_s} + 2\varphi_{B_{ri}}) \\ & + k_{ri} i_{ri} R l K \cos(\omega_s t - \theta_M + \varphi_{B_s} + \varphi_{B_{ri}}) \end{aligned} \quad (III.19)$$

$$\text{Avec :} \quad K = \frac{1}{4gJ\omega_s} \frac{\pi R l e}{\mu_0} k_s k_{ri} i_a i_{ri} \quad (III.20)$$

On peut résumer tous ces résultats à partir de ce qui suit :

En présence d'une barre rompue dans la cage rotorique, les circuits rotoriques engendrent un champ magnétique inverse de fréquence $-gf_s$. Par conséquent, des courants à la fréquences $(1-2g)f_s$ sont induits dans les circuits statoriques, accompagnés par une composante oscillatoire de fréquence $2gf_s$ dans le couple électromagnétique. Cette dernière, provoque une oscillation dans la vitesse qui donne naissance à des nouvelles composantes de courant $(1\pm 2g)f_s$ dans les circuits statoriques. Les harmoniques qui ont la même fréquence $(1-2g)f_s$ s'ajoutent pour donner une seule composante résultante. Tandis que le courant de fréquence $(1+2g)f_s$, circulant dans les enroulements statoriques, et en présence de défaut, induisent des courants de $\pm 3gf_s$ au rotor. Par conséquent des courants de fréquence $(1\pm 4g)f_s$ sont générés par un processus identique à celui qui produit les courants de fréquence $(1\pm 2g)f_s$. [BEL 01].

III.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une simulation d'un moteur asynchrone triphasé à cage, pendant les différentes conditions de fonctionnement (démarrage à vide et en charge, variation du couple résistant et rupture de barres). Nous avons trouvé que la rupture d'une barre provoque des oscillations dans le couple et dans la vitesse, ainsi qu'une modulation de l'enveloppe du courant statorique. L'amplitude de ces oscillations augmente avec le nombre de barres casées. Nous avons remarqué que la durée du régime transitoire augmente avec la sévérité du défaut de barres. Nous avons constaté aussi que les effets de cassures de barres peuvent être inobservables, lorsque la machine fonctionne à vide ou à des faibles glissements.

On mesure toutes les difficultés à exploiter directement les résultats pour détecter un défaut, et tout particulièrement quand il s'agit de la première barre cassée, seules les méthodes basées sur l'analyse spectrale des signaux, issus de la machine, offrent une porte de sortie pour le diagnostic de ce type de défaut. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

IV.1. INTRODUCTION

Pour effectuer le diagnostic d'une installation, les opérateurs de la maintenance analysent un certain nombre de symptômes, tel que le bruit, la température, les vibrations, ..., en s'appuyant sur leurs expériences. Le courant statorique est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter les défaillances dans les machines électriques.

Nous présenterons dans ce chapitre, l'analyse spectrale du courant statorique en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT). Nous montrerons comment cette méthode permet de déterminer le contenu fréquentiel du courant statorique, et donc de retrouver les raies associées aux défauts de barres ou de portions d'anneaux de court circuit. L'influence du nombre de barres cassées (ou portions d'anneaux), leurs mutuelles position, ainsi que la variation du glissement, sur les raies caractérisant le défaut sera présentée.

IV.2. ANALYSE SPECTRALE DU COURANT STATORIQUE PAR LA FFT

L'apparition du défaut se manifestera dans le courant statorique par la modulation de son amplitude à la fréquence $2gf_s$. Nous avons visualisé le courant statorique en régime permanent dans l'état sain (Figure IV.1), puis avec une barre cassée (figure IV.2).

D'après ces figures, on constate qu'il est difficile d'analyser directement le courant statorique. Car, il est clair que l'ordre des grandeurs de la modulation est relativement faible. Seule la représentation fréquentielle du signal du courant statorique, donne des renseignements précieux sur sa composition.

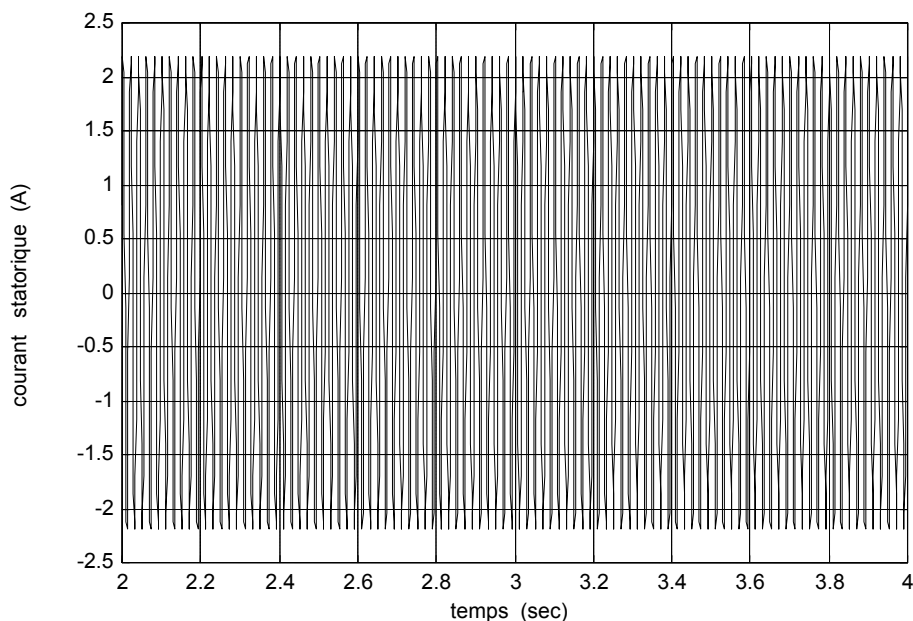


Figure IV.1 : Le courant statorique en régime permanent pour un moteur sans défaut.

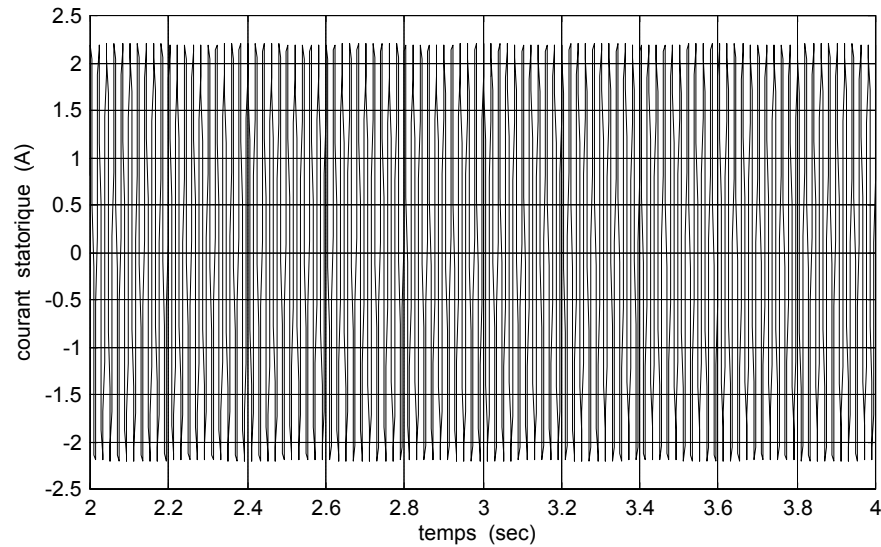


Figure IV.2 : Le courant statorique en régime permanent pour un moteur avec une barre cassée.

Pour mieux discerner les bandes latérales, il faudrait que l'acquisition du signal ainsi que son analyse, soient faites sous certaines conditions qui sont nécessaires.

- ❖ Nous avons effectué une simulation pour une machine avec une barre cassée en pleine charge, soit un glissement de 3.4%;
- ❖ La durée de l'acquisition est déterminée par la fréquence d'échantillonnage F_e ainsi que la résolution fréquentielle souhaitée, $\Delta f = F_e/N$;

Supposons par exemple, une tranche du signal statorique contient 280 points avec $F_e=1000\text{Hz}$, la résolution obtenue est 3.5Hz. Cependant, comme la montre la figure IV.3, on n'observe aucune raie associée au défaut.

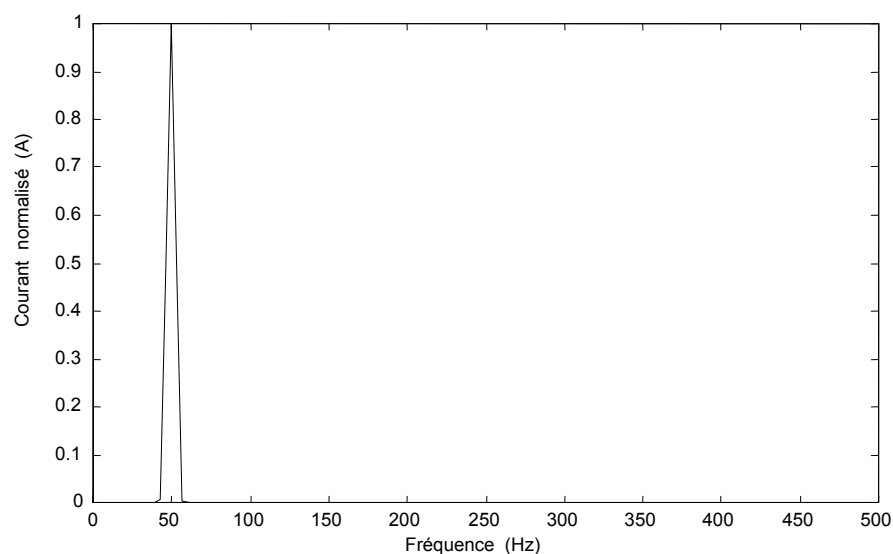


Figure IV.3 : Spectre du courant statorique obtenu avec une résolution de 3.5Hz, pour un moteur avec une barre cassée.

❖ Les fréquences qu'on cherche dépendent du glissement. Ce qui implique que la résolution du spectre doit séparer les fréquences $(1\pm 2g)f_s$ pour des valeurs faibles de glissement.

Reprenons maintenant l'exemple précédent, avec une durée d'acquisition de 10 secondes, (10000 points) ce qui implique que : $\Delta f = F_e/N = 0.1$ Hz, ce qui est nettement suffisant pour séparer les raies qui sont à une distance de $\pm 2gf_s = 3.4$ Hz (figure IV.4, IV.5 et IV.6).

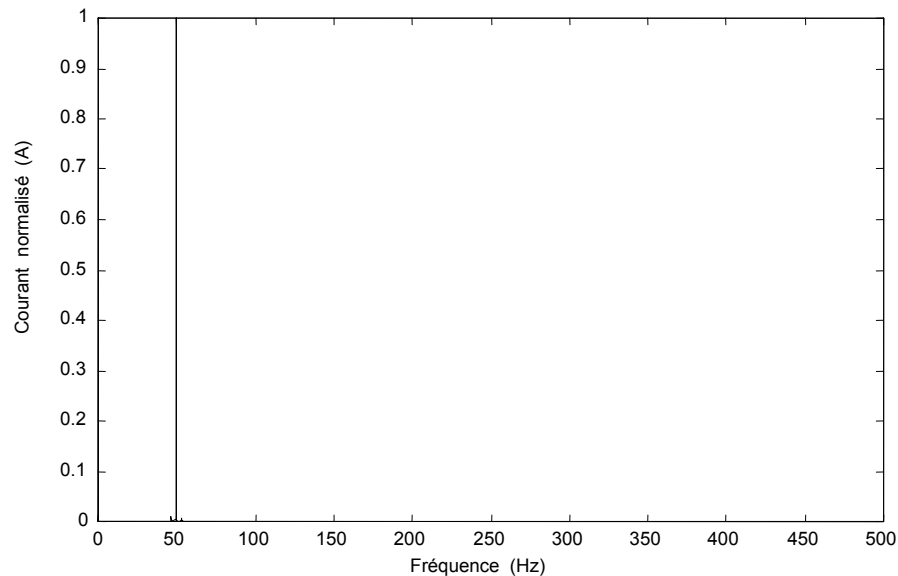


Figure IV.4 : Spectre linéaire du courant statorique avec une résolution de 0.1Hz et pour une barre cassée.

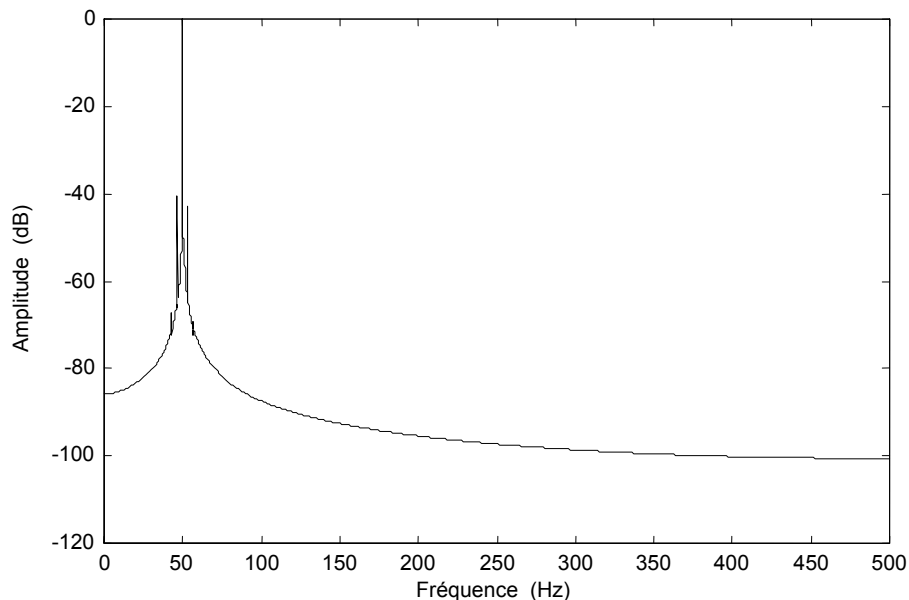


Figure IV.5 : Spectre logarithmique du courant statorique pour une barre cassée, avec une résolution de 0.1Hz.

En comparant les figures IV.4 et IV.5, nous remarquons que le spectre logarithmique fait apparaître des informations, qui ne sont pas décelables sur le spectre linéaire. On peut effectivement, identifier sur la figure IV.6 les harmoniques caractérisant le défaut de barres rotoriques, à la fréquence 46.6Hz et 53.4Hz.

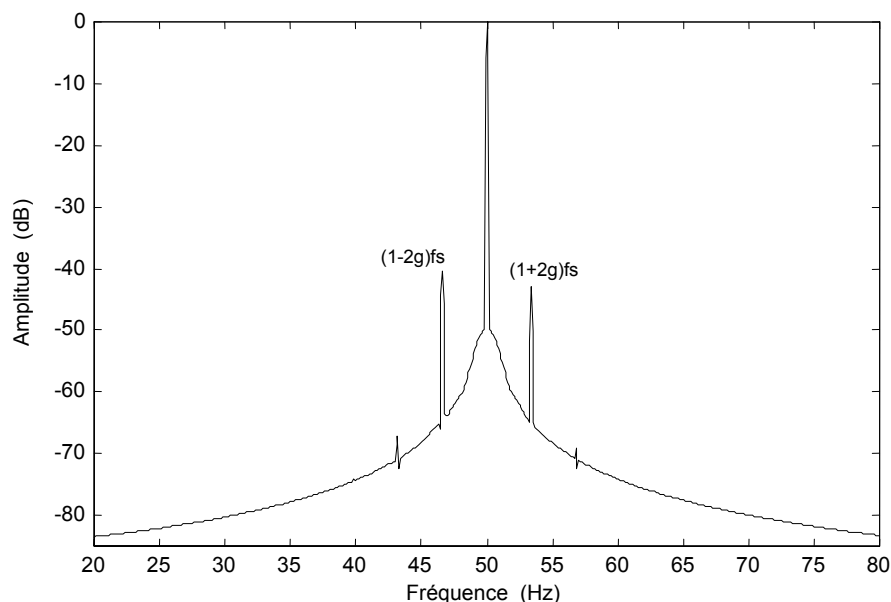


Figure IV.6 : Spectre logarithmique du courant statorique pour un moteur en charge avec une barre cassée avec une résolution de 0.1Hz. (Agrandissement autour du fondamental)

IV.3. EFFET DU NOMBRE DE BARRES CASSEES SUR LES HARMONIQUES

$(1 \pm 2kg)f_s$

La figure IV.7, représente le spectre du courant statorique d'un moteur sain en charge nominale ($g=3.34\%$). C'est évident qu'on n'observe aucune raie latérale. Il est important de noter qu'en réalité, il y a toujours un certain degré d'asymétrie naturelle (de construction) dans le rotor, ce qui engendre l'apparition des raies, mais avec des amplitudes faibles [THO 01].

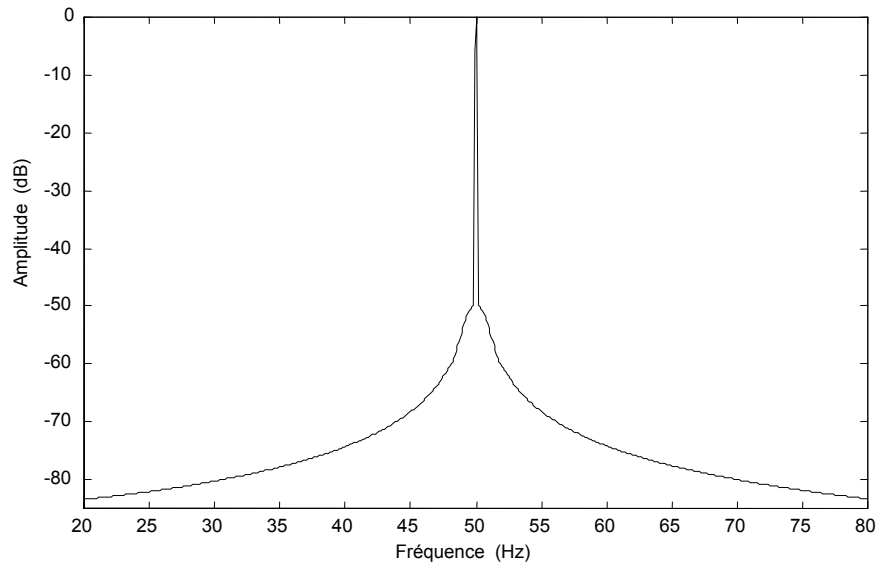


Figure IV.7 : Spectre du courant de la machine saine en charge.

Lorsque une barre est rompue, on remarque l'apparition des raies latérales aux fréquences [46.6Hz et 53.4Hz] et avec amplitudes [-40.39dB et -43.01dB] (Figure IV.8).

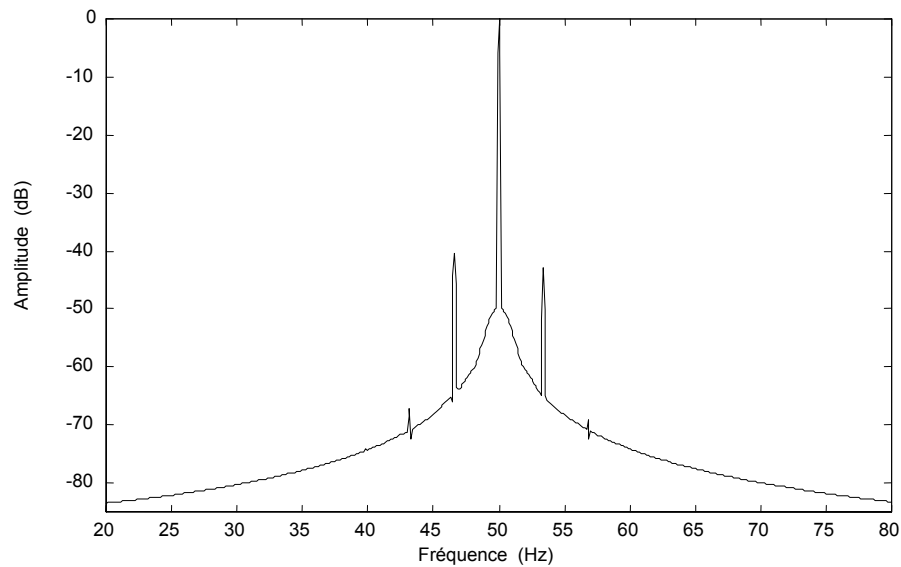


Figure IV.8 : Moteur en charge avec une barre cassée.

Lorsque une deuxième barre adjacente est rompue, on observe une augmentation de 8.09dB sur la raie $(1-2g)f_s$, et une augmentation de 6.51 dB sur la raie $(1+2g)f_s$ (figure IV.9). On remarque aussi, l'apparition des raies aux fréquences [43 Hz et 57 Hz] qui correspondent à $(1\pm 4g)f_s$, mais avec des amplitudes faibles [-54.27dB et -65.6dB].

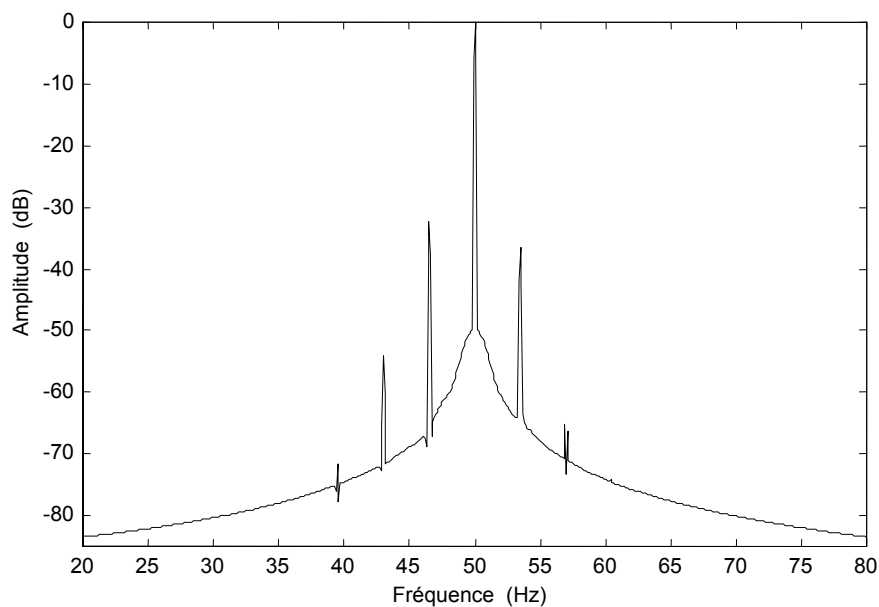


Figure IV.9 : Moteur en charge avec deux barres adjacentes cassées.

Lorsque la troisième barre est rompue, on observe aussi, une augmentation sur les amplitudes des harmoniques $(1\pm 2k) f_s$ (figure IV.10).

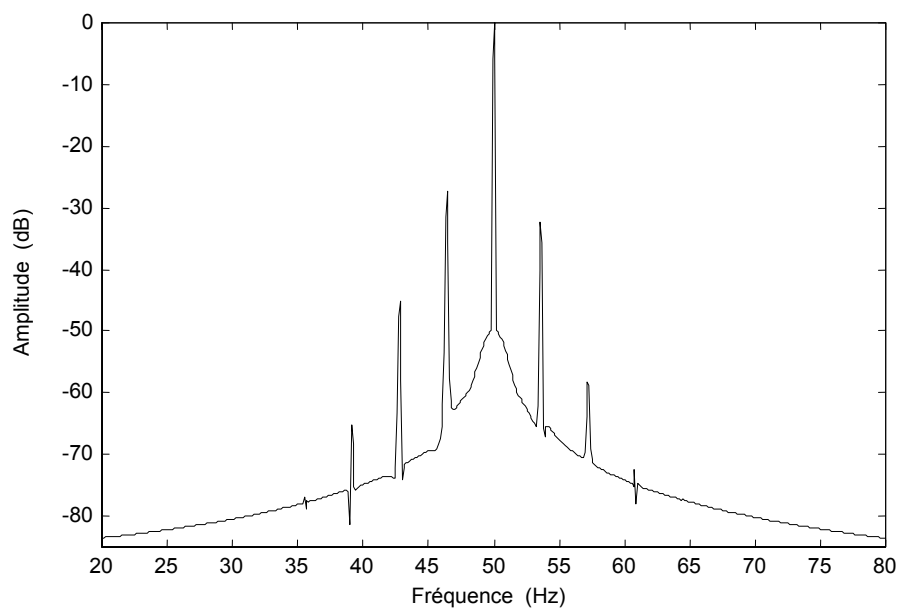


Figure IV.10 : Moteur en charge avec trois barres adjacentes cassées.

D'après les figures IV.7, IV.8, IV.9 et IV.10, on remarque que les amplitudes des raies $(1\pm 2k) f_s$ ont évoluées après la rupture des barres adjacentes. Cependant, lors de la rupture de la quatrième barre, qui se situe à $\pi/2$ de la troisième barre, on observe une réduction

de l'ordre de 2.5dB sur les amplitudes des raies plutôt qu'une augmentation (figure IV.11). En effet, ce constat a été prévu par [FIS 00] et [BEN 00] dans le cas de la rupture des barres non contiguës.

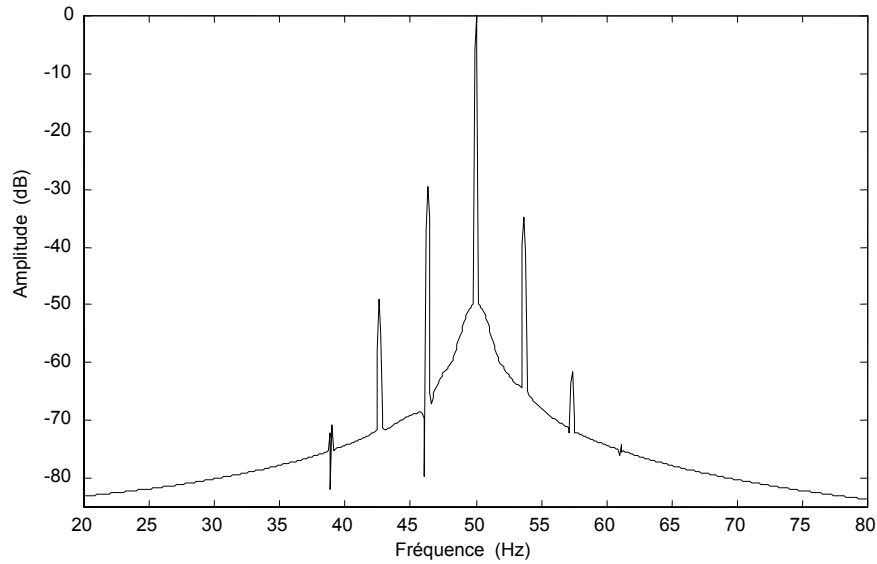


Figure IV.11 : Spectre du courant statorique pour quatre barres cassées. La quatrième barre se trouve à $\pi/2$ de la troisième.

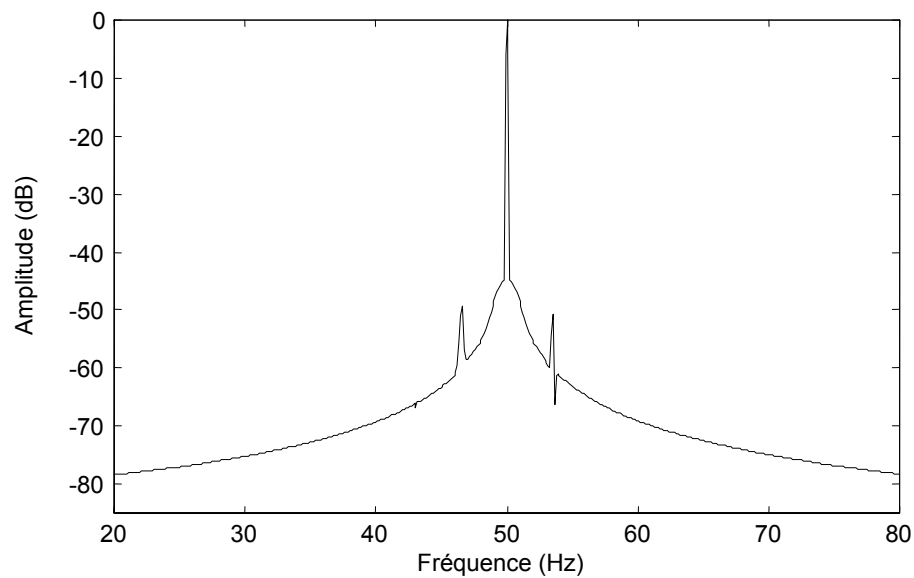


Figure IV.12 : Moteur en charge avec deux barres cassées espacées de $\pi/2$ (les barres 1 et 7).

La figure IV.12 représente le spectre du courant dans le cas où deux barres espacées électriquement de $\pi/2$ sont rompues (les barres 1 et 7). Il est clair que les raies $(1 \pm 2g)f_s$ ont des amplitudes très faibles [-49.3 dB et -50.6 dB].

Le tableau IV.1 et la figure IV.13, résume tout ce qu'on a dit précédemment sur l'effet du nombre de barres cassées, et leurs mutuelles position, sur les amplitudes des composantes $(1\pm 2g)f_s$. Au vu des résultats des différentes simulations, on peut affirmer que la manifestation des raies $(1\pm 2g)f_s$ est un signe de l'existence du défaut et leurs amplitudes indiquent le degré de sévérité du défaut.

L'état du moteur	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1-4g)f_s$	$(1+4g)f_s$
Sain	-	-	-	-
1 barre cassée	-40.39	-43.01	-67.72	-69.81
2 barres cassées	-32.30	-36.50	-54.27	-64.60
3 barres cassées	-27.41	-32.18	-45.21	-58.23
3 barres cassées et la quatrième à $p\pi/2$ de la troisième	-29.68	-34.90	-49.2	-61.73

Tableau IV.1 : L'amplitude des composantes $(1\pm 2g)f_s$ et $(1\pm 4g)f_s$ (en dB) pour différent nombre de barres cassées

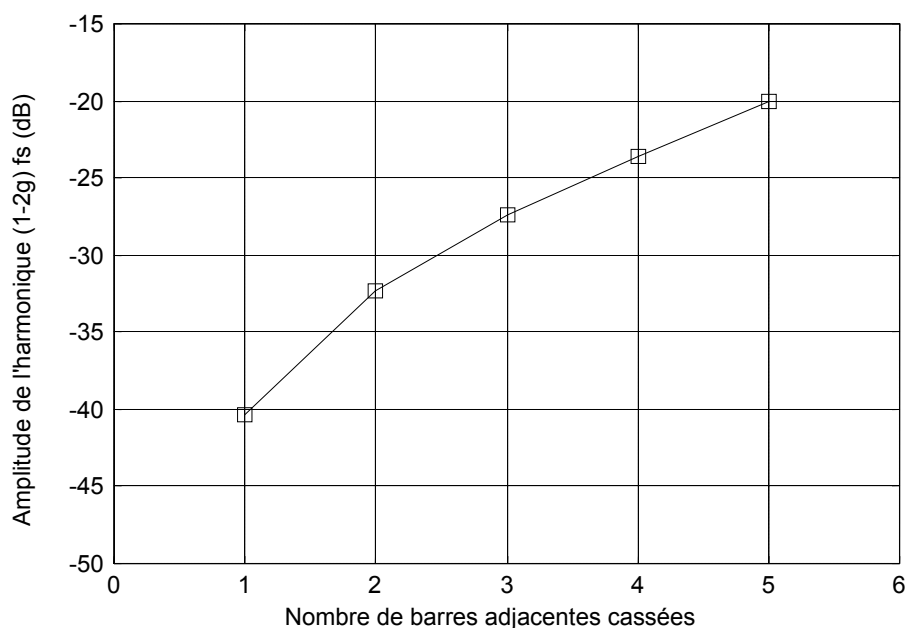


Figure IV.13 : La variation de l'amplitude de l'harmonique $(1-2g)f_s$ en fonction du nombre de barres cassées.

IV.4. RUPTURES DES PORTIONS D'ANNEAUX DE COURT-CIRCUIT

Les figures IV.14.a, b et c, représentent le spectre du courant statorique pendant la rupture de la première portion d'anneau de court-circuit (Figure IV.14.a), puis la deuxième portion

(Figure IV.14.b) et enfin la troisième portion qui se situe à $\pi/2$ de la deuxième portion (Figure IV.14.c). On remarque que les cassures des portions d'anneaux de court-circuit, font apparaître des composantes aux fréquences $(1\pm 2k) f_s$. Donc ce type de défaut se manifeste de la même façon que les défauts de barres rotoriques.

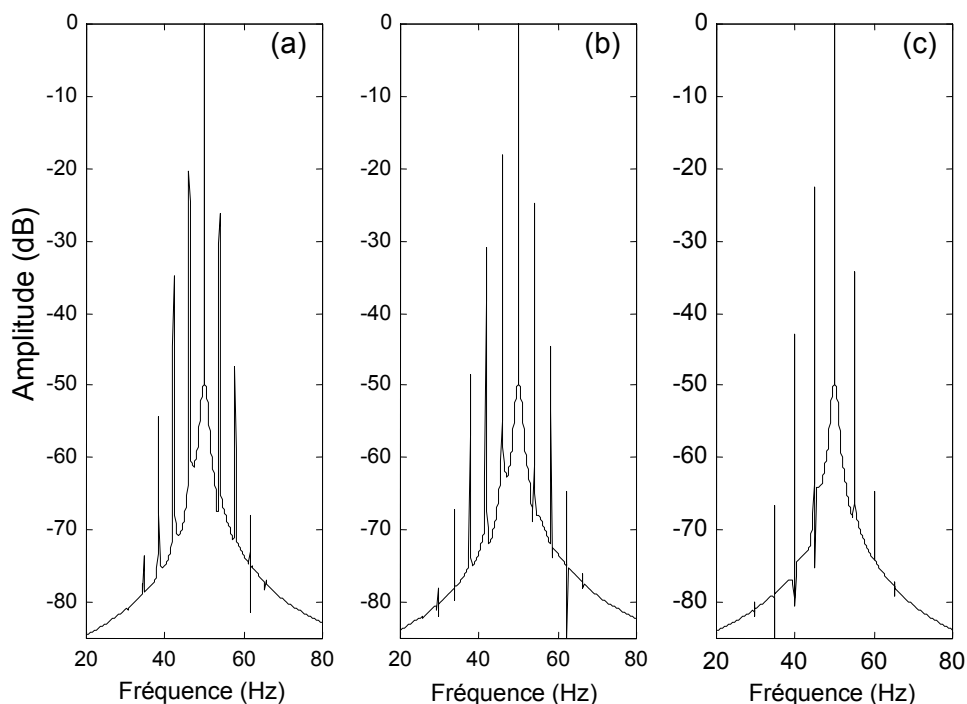


Figure IV.14 : Le spectre du courant statorique lors des défauts dans les portions d'anneaux de court circuit.

a. Une portion cassée. **b.** Deux portions cassées. **c.** Trois portions cassées.

Le tableau IV.2, montre l'influence du nombre des portions cassées et leurs mutuelles positions sur les amplitudes des raies $(1\pm 2k) f_s$. On constate que ce type du défaut est plus sévère que celui dû aux cassures de barres.

L'état du moteur	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1-4g)f_s$	$(1+4g)f_s$
	Une portion cassée	-20.46	-26.21	-34.78
Deux portions cassées	-18.09	-27.72	-30.89	-44.68
Deux portions cassées et la troisième à $\pi/2$ de deuxième	-22.69	-34.27	-42.98	-64.29

Tableau IV.2 : L'amplitude des composantes $(1\pm 2g) f_s$ (en dB) pour différent nombre de portions d'anneaux de court circuit cassées

IV.5. L'EFFET DU GLISSEMENT SUR LES RAIES ($1\pm 2\text{kg}$)_f

La figure IV.15 montre le spectre du courant statorique, pour différentes valeurs du glissement. On remarque que pour des glissements faibles, l'espacement entre les raies spectrales devient très faible et l'analyse des signaux est alors plus délicate. L'intervalle entre ces raies devient plus large, lorsque la machine est bien chargée. La variation du glissement sur l'intervalle d'étude, occasionne donc la non stationnarité des raies du courant statorique. On peut constater que le glissement est un paramètre extrêmement important à prendre en considération dans la formulation du diagnostic.

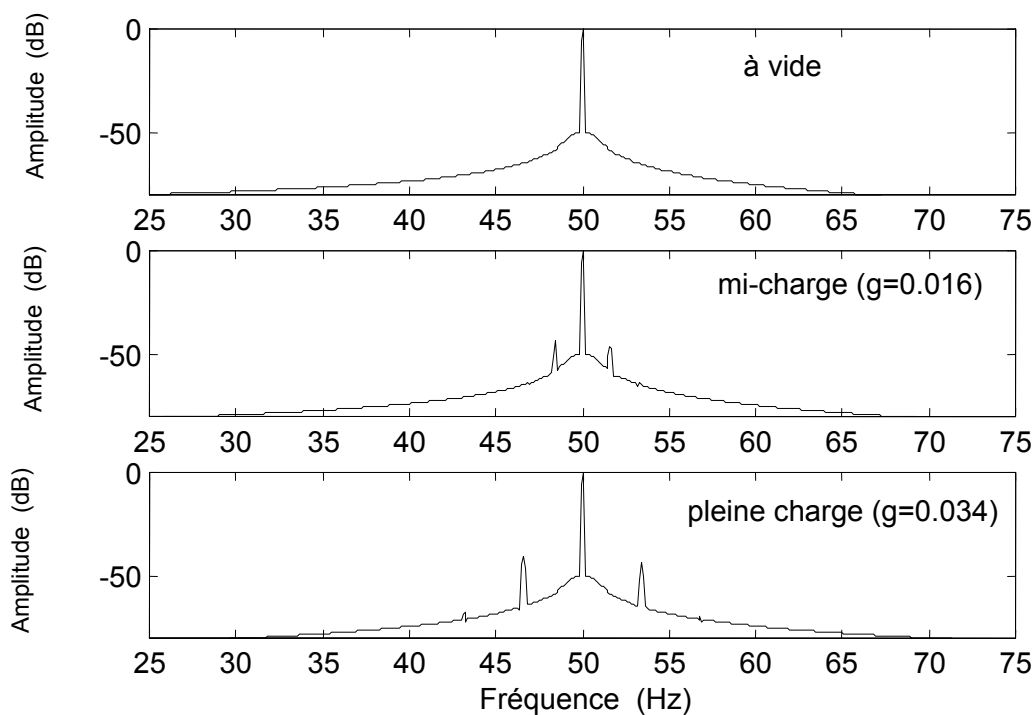


Figure IV.15 : Spectre du courant statorique pour un moteur avec une barre cassée et différentes valeurs de glissement.

IV.6. ALGORITHME DE DETECTION DES DEFAUTS ROTORIQUES PAR L'ANALYSE SPECTRALE DU COURANT STATORIQUE

Le diagnostic des défauts dans les machines électriques, par l'analyse spectrale du courant statorique, est basé sur la localisation des harmoniques caractérisant les défauts. Ces harmoniques sont liées au glissement de la machine.

L'organigramme de la figure IV.17, représente les différentes étapes de la procédure de détection des défauts rotoriques dans un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil. Dans notre cas, il s'agit des défauts des cassures de barres et portions d'anneaux de court-circuit.

La détection d'un défaut nécessite la définition d'un seuil à partir duquel on déclarera l'existence de ce défaut. Nous avons pris l'amplitude de l'harmonique $(1-2g)f_s$ du moteur sain comme un seuil.

La première étape, consiste en l'acquisition de signal du courant statorique en régime permanent et son analyse spectrale, ainsi que l'estimation du glissement. Ceci nous permettra de prévoir les fréquences $(1\pm 2kg)f_s$ caractérisant le défaut de barres.

En deuxième étape, en faisant un balayage du spectre autour du fondamental, dont le but est de savoir si des harmoniques ayant ces mêmes fréquences existent ou non. La comparaison entre les amplitudes de ces harmoniques et le seuil confirme la présence ou l'absence des défauts.

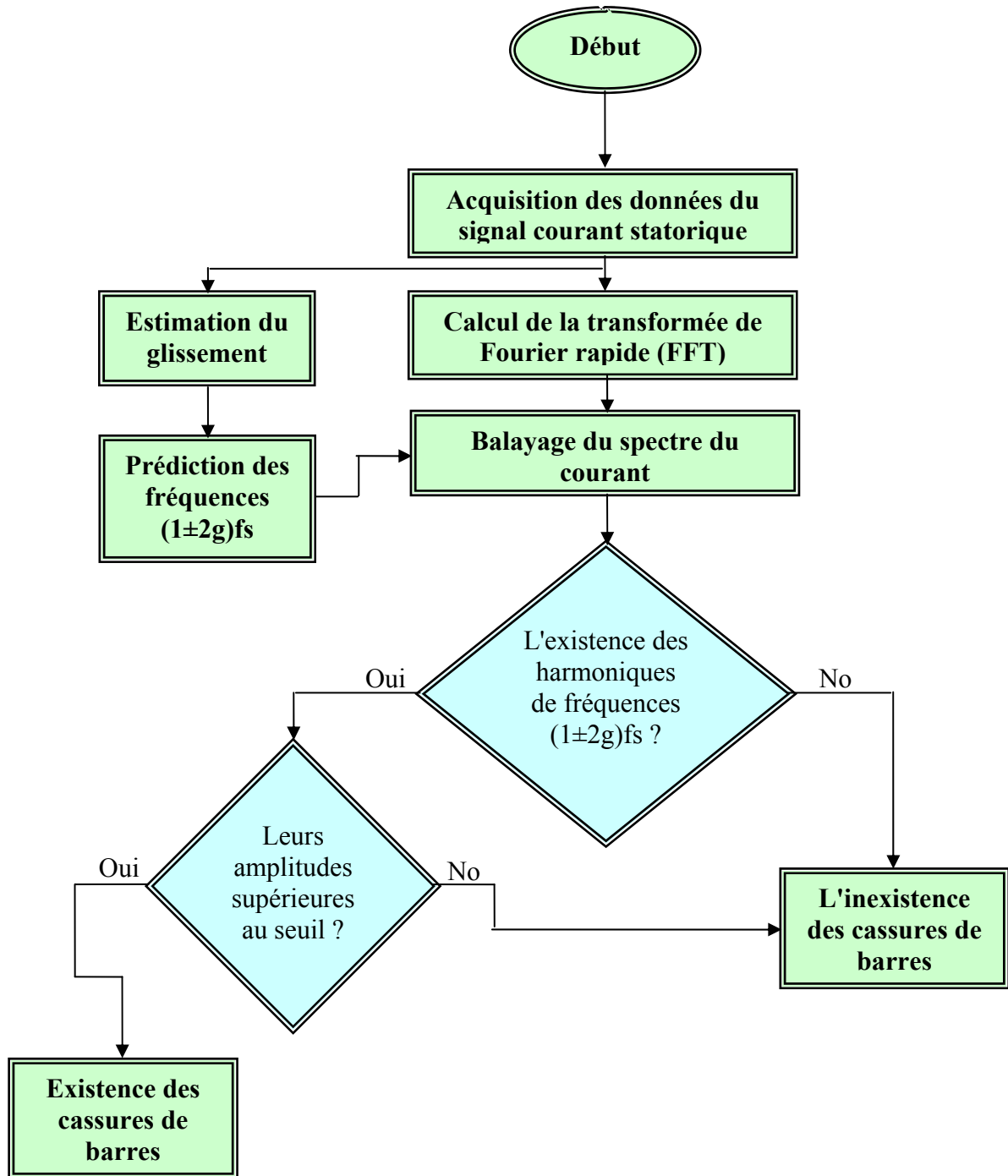


Figure IV.18 : Organigramme des différentes étapes suivies pour la détection des défauts par l'analyse du courant statorique.

IV.7. CONCLUSION

L'analyse spectrale du courant statorique, par la transformée de Fourier rapide, nous a permis de déterminer la composition fréquentielle de ce signal et donc de retrouver les raies associées au défaut de barres et de portions d'anneaux de court-circuit. Nous avons montré que le bon choix de la résolution fréquentielle, permet de séparer les composantes les plus proches du fondamental. Les résultats de la simulation nous ont permis d'arriver aux conclusions suivantes :

- Les amplitudes des harmoniques $(1\pm 2g)f_s$, associées au défaut, augmentent avec le nombre de barres cassées.
- Les amplitudes des harmoniques $(1\pm 2g)f_s$ dépendent aussi de la position mutuelle de barres cassées.
- Le glissement est un paramètre important à prendre en considération. En effet, le diagnostic des défauts devient plus délicat lorsque le glissement est proche de zéro.

Cependant, il nous semble intéressant de faire une comparaison entre la méthode basée sur l'analyse spectrale du courant statorique, et celles basées sur l'analyse spectrale des autres signaux issus de la machine asynchrone. Ceci, fera l'objet du chapitre suivant.

V.1. INTRODUCTION

Ce chapitre, contient une présentation de quatre techniques dédiées à la détection des cassures de barres rotoriques dans les moteurs asynchrones triphasés à cage. Au lieu d'utiliser le courant d'une seule phase statorique, pour identifier les composantes $(1\pm 2g)f_s$ caractérisant le défaut de barres, on va exploiter le contenu spectral du signal du couple, de la vitesse, du module du vecteur de Park et de la puissance instantanée pour localiser les composantes $2kgf_s$ caractérisant ce défaut.

V.2. UTILISATION DU COUPLE ET DE LA VITESSE

Comme nous l'avons vu dans le troisième chapitre, les expressions (III.12) et (III.15) montrent que les ondulations du couple et de la vitesse sont des grandeurs périodiques, dont la pulsation $2g\omega_s$ est caractéristique d'une rupture de barre. Donc, on peut extraire des informations sur l'état de la machine, en surveillant les composantes de fréquences $2kgf_s$ dans le spectre de la vitesse ou du couple.

Les tests de la simulation sont effectués sur un moteur de 450w. D'après les figures V.1 et V.2. On constate que la présence des harmoniques $2kgf_s$ est un signe de l'existence du défaut de barres et leurs amplitudes indiquent son degré de sévérité.

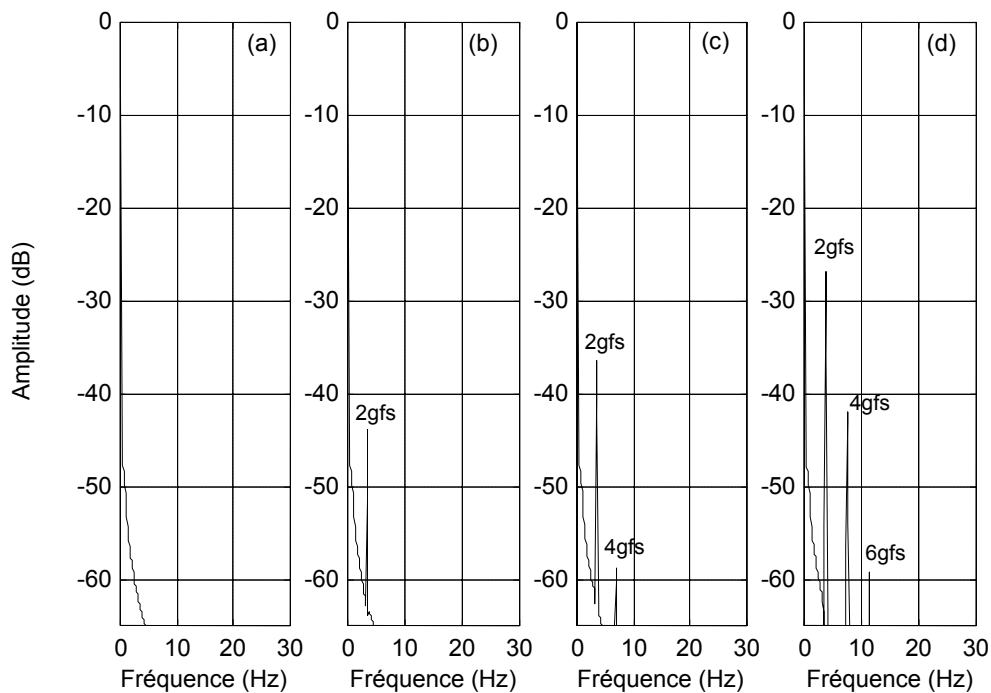


Figure V.1 : Spectre du couple électromagnétique pour un moteur en pleine charge. **a.** Moteur sain, **b.** Une barre cassée, **c.** Deux barres cassées, **d.** Quatre barres cassées.

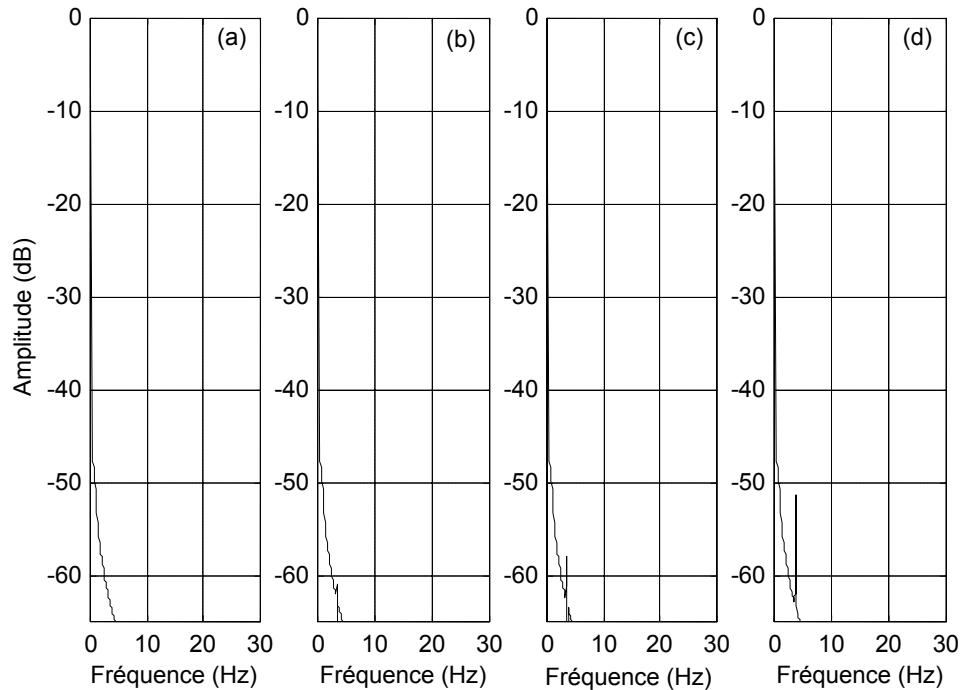


Figure V.2 : Spectre de la vitesse pour un moteur en pleine charge
a. Moteur sain, **b.** Une barre cassée, **c.** Deux barres cassées, **d.** Quatre barres cassées.

On remarque aussi que le spectre du couple donne des informations plus claires et plus visibles que celles données par le spectre de la vitesse, car les amplitudes des ondulations de la vitesse sont très faibles par rapport à la vitesse de rotation.

Cependant, le couple et la vitesse dépendent également du comportement global du dispositif mécanique constitué du moteur, du dispositif entraîné, de l'accouplement, ainsi que les défauts pouvant affecter chacun de ces éléments. Il est possible d'observer une composante oscillatoire dans la vitesse ou dans le couple de pulsation $2g\omega_s$ d'origine purement mécanique, ceci peut conduire à un diagnostic erroné. D'autre part, l'encombrement et le coût des capteurs mécaniques limitent l'utilisation de ces techniques.

Toutes ces raisons, rendent difficile la détection des défauts par l'analyse de la vitesse ou du couple, on préférera donc d'utiliser le courant statorique qui est toujours mesurable quelque soit les conditions d'installation de la machine.

V.3. L'APPROCHE DE VECTEUR DE PARK ETENDU

Plusieurs recherches concernant l'utilisation de l'approche de vecteur de Park étendu [CAR 95] [CRU 00], ont démontrés l'efficacité de cette technique pour la détection des

anomalies dans les cages rotoriques des moteurs asynchrones. Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu spectral du module du vecteur de Park.

Les composantes du vecteur de Park (i_{ds} et i_{qs}), dans un repère lié au rotor ($\theta=\omega_r t$), peuvent être exprimées en fonction des courants des phases statoriques par :

$$\begin{cases} i_{ds}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_a(t) \cos \theta + i_b(t) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c(t) \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})] \\ i_{qs}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_a(t) \sin \theta + i_b(t) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c(t) \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (V.1)$$

Sous les conditions idéales (sans défaut), les courants statoriques i_a , i_b et i_c sont des signaux purement sinusoïdaux :

$$\begin{cases} i_a(t) = i_m \cos(\omega_s t - \alpha) \\ i_b(t) = i_m \cos(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c(t) = i_m \cos(\omega_s t - \alpha - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (V.2)$$

Avec :

i_m : La valeur maximale du courant d'alimentation;

ω_s : Pulsation d'alimentation;

Maintenant, Sous les conditions anormales (présence d'un défaut rotorique), des harmoniques dans le couple sont générées, accompagnées par des oscillations dans la vitesse et une modulation de l'enveloppe du courant statorique [FIL 01], [CRU 00]. Une chaîne Des composantes fréquentielles de fréquence $(1\pm 2g)f_s$ caractérisants ce type de défaut, apparaissent dans les courants statorique. Si on prend seulement les premières raies autour du fondamental, on obtient :

$$\begin{cases} i_a(t) = i_f \cos(\omega_s t - \alpha) + i_1 \cos[(1 - 2g)\omega_s t - \beta_1] + i_r \cos[(1 + 2g)\omega_s t - \beta_r] \\ i_b(t) = i_f \cos(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) + i_1 \cos[(1 - 2g)\omega_s t - \beta_1 - \frac{2\pi}{3}] + i_r \cos[(1 + 2g)\omega_s t - \beta_r - \frac{2\pi}{3}] \\ i_c(t) = i_f \cos(\omega_s t - \alpha - \frac{4\pi}{3}) + i_1 \cos[(1 - 2g)\omega_s t - \beta_1 - \frac{4\pi}{3}] + i_r \cos[(1 + 2g)\omega_s t - \beta_r - \frac{4\pi}{3}] \end{cases} \quad (V.3)$$

On note que la relation (V.3) représente toujours un système triphasé équilibré. En remplaçant les courants i_a , i_b et i_c par leurs expressions dans la relation (V.1), on obtient :

$$\begin{cases} i_{ds}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \underbrace{i_f \cos[g\omega_s t - \alpha] + i_l \cos(-g\omega_s t - \beta_l)}_{A1} + \underbrace{i_r \cos(3g\omega_s t - \beta_r)}_{A2} \right\} \\ i_{qs}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \underbrace{i_f \sin[g\omega_s t - \alpha] + i_l \sin(-g\omega_s t - \beta_l)}_{A1} + \underbrace{i_r \sin(3g\omega_s t - \beta_r)}_{A2} \right\} \end{cases} \quad (V.4)$$

Dans ces conditions, il est clair que les grandeurs biphasées i_{ds} et i_{qs} sont composées de deux parties :

- **1^{ère} partie A1** : Elle est constituée de deux composantes à la fréquence gfs , qui s'additionnent vectoriellement.
- **2^{ème} partie A2** : Elle est constituée d'une composante à la fréquence $3gfs$.

D'une manière générale, la cassure d'une ou plusieurs barres engendre dans le spectre des courants i_{ds} et i_{qs} une série d'harmoniques aux fréquences $kgfs$, avec $k=1, 3, 5, \dots$ (Figure V.3).

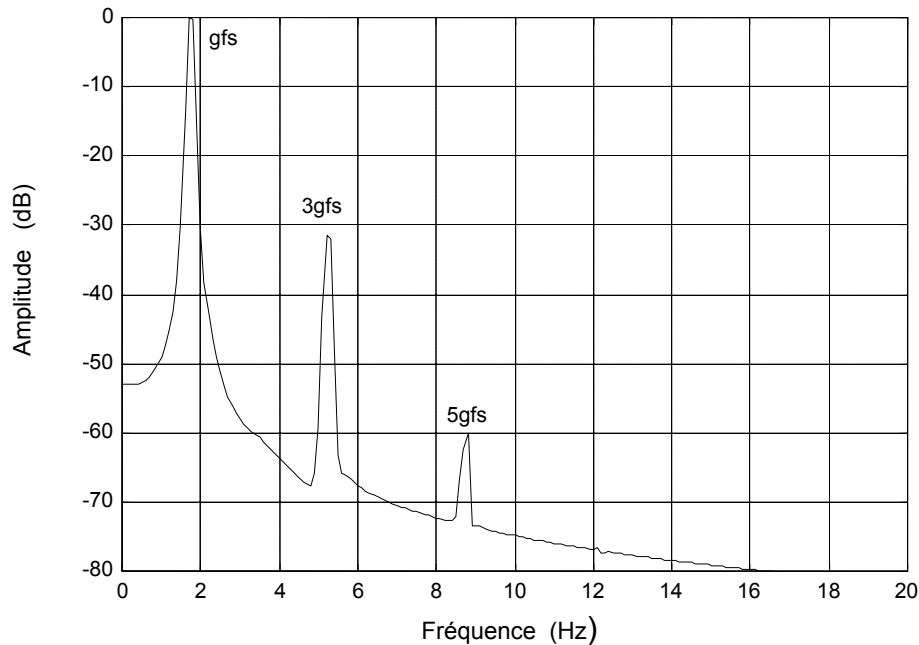


Figure V.3 : Le spectre de la composante i_{ds} pour un moteur en charge nominale avec deux barres cassées ($g=3.5\%$).

Le carré du module du vecteur de Park est donné par :

$$\begin{aligned}
 |i_{ds} + ji_{qs}|^2 &= \underbrace{\frac{3}{2}(i_f^2 + i_l^2 + i_r^2)}_{dc} \\
 &+ \underbrace{3i_f i_l \cos(2g\omega_s t - \alpha + \beta_l) + 3i_f i_r \cos(2g\omega_s t - \alpha + \beta_r) + 3i_l i_r \cos(4g\omega_s t + \beta_l - \beta_r)}_{ac}
 \end{aligned}
 \tag{V.5}$$

On remarque que le module du vecteur de Park est la somme de deux parties. La première (dc), contient une composante continue générée principalement par le fondamental et la deuxième partie (ac), contient deux composantes aux fréquences $2gf_s$ et $4gf_s$.

La partie (ac) du module du vecteur de Park, offre une possibilité de détecter les anomalies dans la cage rotorique, puisque elle ne contient que des composantes liées directement au défaut [CRU 00]. En plus, le niveau d'informations, apporté par cette méthode qui tient compte des courants dans les trois phases, est plus grand que celui apporté par une seule phase.

La figure V.4, représente le spectre du module de vecteur de Park pour l'état sain, et pour une barre cassée, puis deux barres cassées et enfin pour quatre barres cassées, avec une charge nominale (1.5 Nm). Ces courbes mettent en évidence la présence des composantes $2gf_s$ et $4gf_s$ caractéristiques du défaut. L'amplitude de ces composantes indique le degré de sévérité de défaut.

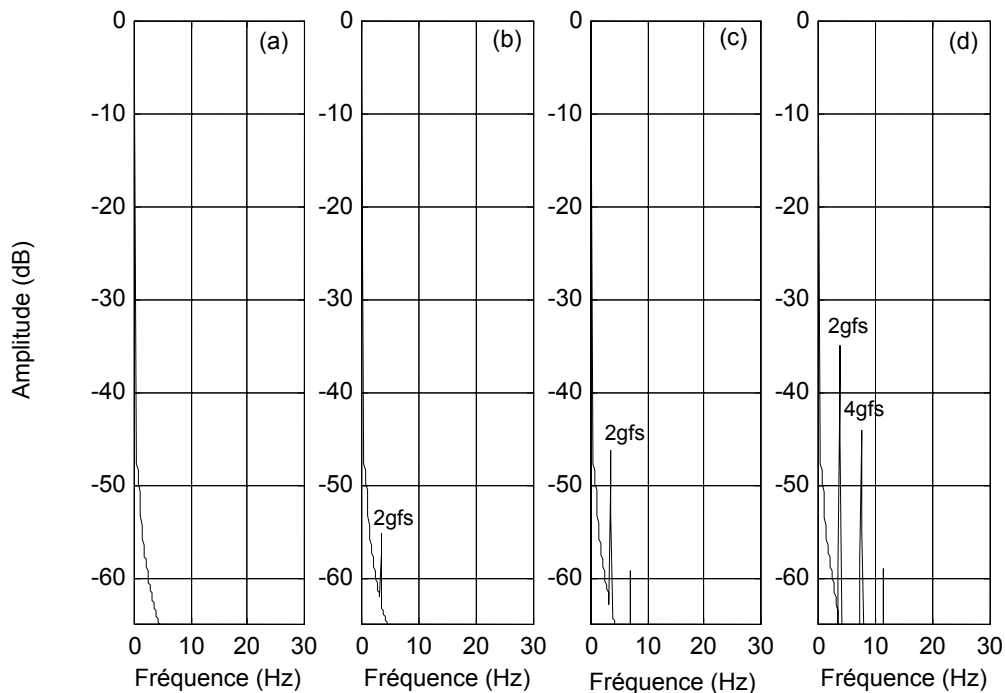


Figure V.4 : Spectre du module du vecteur de Park pour un moteur en charge nominale.
a. Moteur sain, **b.** Une barre cassée, **c.** Deux barres cassées, **d.** Quatre barres cassées.

V.4. UTILISATION DE LA PUISSANCE INSTANTANEE

Si (v_a, v_b et v_c) et (i_a, i_b et i_c) sont respectivement les tensions et les courants d'alimentation du moteur, la puissance instantanée est donc donnée par :

$$P_a(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = [v_{abc}]^T [i_{abc}] \quad (V.6)$$

En utilisant la transformation de Park, dont le repère est lié au rotor :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & -\sin\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (V.7)$$

$$[i_{abc}] = [P(\theta)][i_{odqs}] \quad (V.8)$$

$$[v_{abc}] = [P(\theta)][v_{odqs}], \quad (V.9)$$

On obtient :

$$P_s(t) = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \quad (V.10)$$

Les courant i_{ds} et i_{qs} sont donnés par l'expression (V.4). Les composantes v_{ds} et v_{qs} , dans un repère lié au rotor, sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(g\omega_s t) \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(g\omega_s t) \end{cases} \quad (V.11)$$

En remplaçant i_{ds} , i_{qs} , v_{ds} , et v_{qs} par leurs expressions dans l'équation (V.10), on obtient

$$P_{sa}(t) = \underbrace{\frac{3}{2} v_m i_f \cos(\alpha)}_{dc} + \underbrace{\frac{3}{2} v_m i_l \cos(2g\omega_s t - \beta_l) + \frac{3}{2} v_m i_r \cos(2g\omega_s t - \beta_r)}_{ac} \quad (V.11)$$

On constate que la puissance instantanée $P_{sa}(t)$, est constituée d'une composante continue (dc), qui correspond à la valeur moyenne de la puissance active, plus une composante oscillatoire (ac) à la fréquence de modulation $2gf_s$, cette composante est très importante, elle nous permet d'obtenir des informations sur l'état de santé du moteur.

D'une manière générale, la rupture de barres rotoriques génère dans le spectre de la puissance instantanée une chaîne d'harmoniques aux fréquences $2k f_s$ (avec $k=1, 2, \dots$).

Le moteur est testé initialement pour l'état sain, (figure V.5.a). On constate que cet état est caractérisé par l'absence d'harmoniques liées au défaut. Suite à des ruptures de barres, les figures V.5.b, c et d, mettent en évidence l'apparition des raies aux fréquences $2k f_s$. L'amplitude de ces raies indique le degré de sévérité du défaut.

Il faut noter aussi que les grandeurs utilisées dans cette technique (les tensions et les courants dans les trois phases) sont facilement accessibles, en plus, la prise en compte des courants et des tensions dans les trois phases, apporte plus d'informations ce qui présente l'avantage de cette méthode.

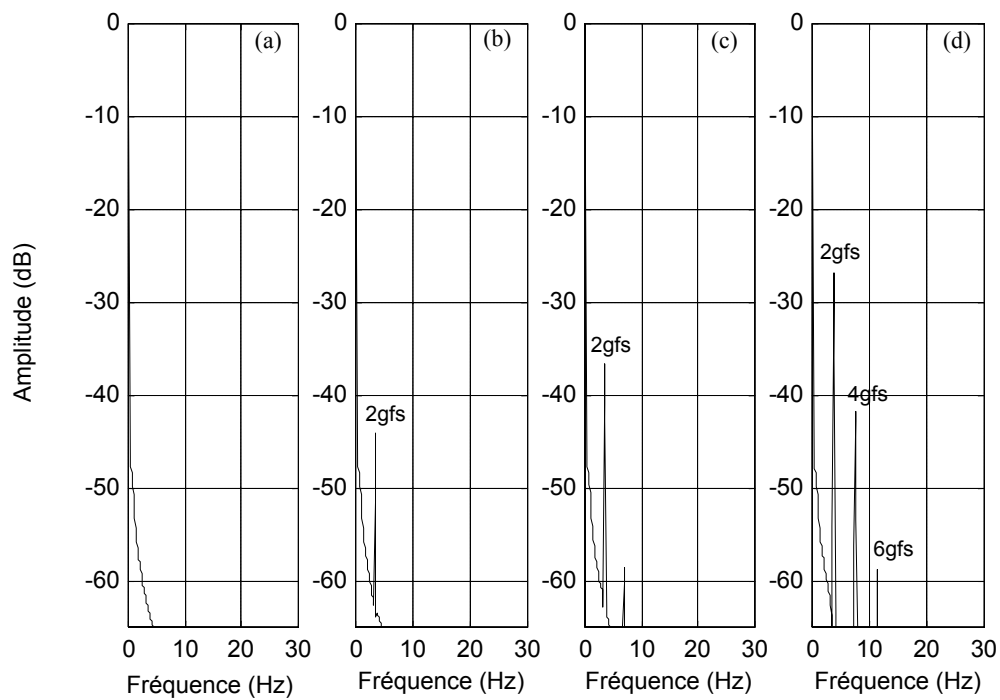


Figure V.5 : Spectre de la puissance instantanée pour :
a. Moteur sain. **b.** Moteur avec une barre cassée.
c. Moteur avec deux barres cassées. **d.** Moteur avec quatre barres cassées.

V.5. COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES METHODES DE DETECTION DES DEFAUTS DE BARRE ROTORIQUES

Le tableau V.1 et la figure V.6 donnent, pour différents degrés de sévérité du défaut, les amplitudes des composantes associées aux cassures de barres rotoriques. On remarque que l'amplitude de la composante $(1-2g)f_s$ (du courant statorique) est toujours plus grande que celle de la composante $2gf_s$ (du couple, du vecteur de Park ou de la puissance), même pour des valeurs faibles du glissement, autrement dit, l'harmonique $(1-2g)f_s$ est plus sensible au sévérité du défaut que l'harmonique $2gf_s$.

Glissement		Nombre de barres cassées				
		1br	2br	3br	4br	5br
Mi-charge $g \approx g_n/2$	Amplitude de la composante $(1-2g)f_s$ du courant statorique (dB)	-43.02	-38.04	-33.26	-30.02	-27.76
	Amplitude de la composante $2gf_s$ du couple (dB)	-51.45	-43.12	-38.08	-34.92	-31.75
	Amplitude de la composante $2gf_s$ du module de vecteur de Park (dB)	-48.45	-43.45	-39.23	-36.84	-34.77
	Amplitude de la composante $2gf_s$ de la puissance instantanée (dB)	-52.58	-44.15	-39.26	-35.98	-32.76
Pleine charge $g = g_n$	Amplitude de la composante $(1-2g)f_s$ du courant statorique (dB)	-40.44	-32.3	-27.41	-23.55	-20.03
	Amplitude de la composante $2gf_s$ du couple	-43.95	-36.36	-31.03	-26.78	-23.03
	Amplitude de la composante $2gf_s$ du module de vecteur de Park (dB)	-55.2	-46.35	-40.15	-35	-30.5
	Amplitude de la composante $2gf_s$ de la puissance instantanée (dB)	-44.2	-36.6	-31.2	-26.9	-23.12

Tableau V.1 : Comparaison entre les méthodes de détection des défauts rotoriques.

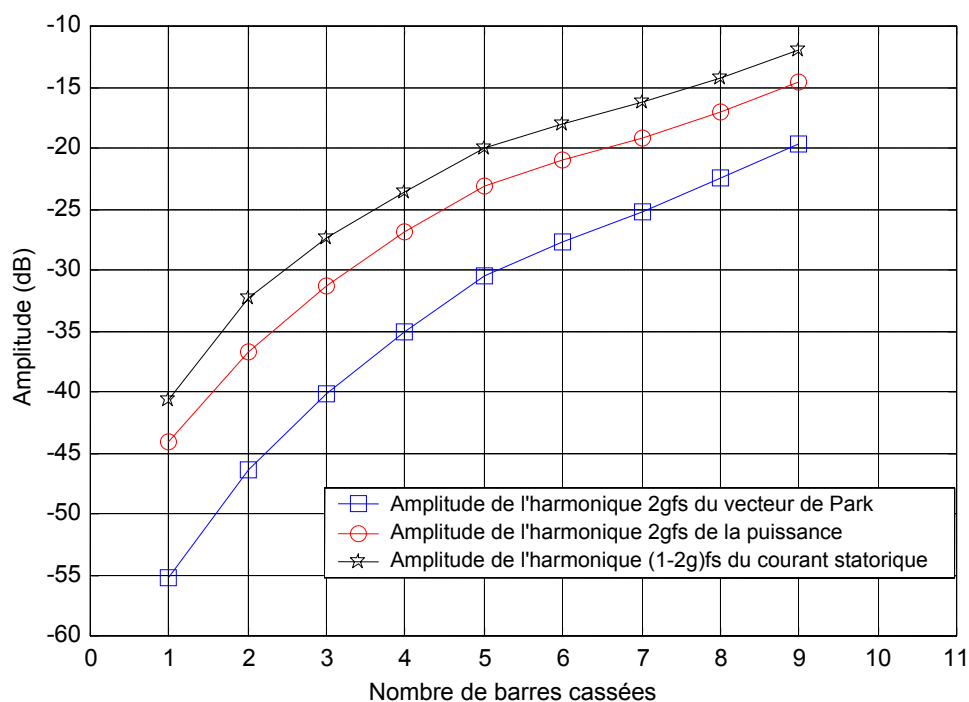


Figure V.6 : Variation de l'amplitude des harmoniques $(1-2g)f_s$ et $2gf_s$ en fonction du nombre de barres rompues pour un moteur en pleine charge

Malgré les avantages apportés par l'approche du vecteur de Park et celle de la puissance instantanée, le tableau et la figure ci-dessus, montre que la meilleure méthode pour détecter les cassures de barres, est celle basée sur l'analyse spectrale du courant statorique. En effet, ce constat a été prévu par [BEN 00] et [BEL 01].

V.6. CONCLUSION

L'analyse spectrale du couple et de la vitesse, par la transformée de Fourier rapide, nous a permis de déterminer la composition fréquentielle de ces signaux, et donc de retrouver les raies associées au défaut de barres. Il s'est avéré que la détection des défauts est plus aisée sur le courant statorique que sur la vitesse ou sur le couple. En effet, la mesure du courant puis son traitement est plus simple et moins onéreux qu'une analyse de la vitesse ou du couple. En suite, nous avons présenté l'approche du vecteur de Park étendu (EPVA), qui est basée sur l'analyse spectrale du module du vecteur de Park, puis, nous avons montré que la puissance instantanée, offre une possibilité pour détecter les cassures de barres rotoriques. La comparaison entre toutes ces méthodes, du point de vu sensibilité au degré de sévérité du défaut, nous a permis de constater que l'analyse du courant statorique reste la meilleure

méthode pour détecter les ruptures de barres rotoriques. Dans le paragraphe suivant, les techniques du courant statorique, du vecteur de Park étendu et de la puissance instantanée sont appliquées sur des signaux réels.

VI.1. INTRODUCTION

Afin de valider notre étude et vérifier l'efficacité des techniques de diagnostic décrites dans notre mémoire, nous allons présenter quelques résultats expérimentaux et les comparaisons nécessaires.

Les tests expérimentaux sont effectués sur un banc expérimental au sein du laboratoire du GREEN-UHP à Nancy. Le moteur utilisé est de : 3Kw, $2p=2$, 230/400v, 2800tr/mn et une fréquence de 50Hz, fabriqué par Sew-Uscome ; les caractéristiques détaillées sont présentées dans [ABE 02].

Le moteur est couplé avec une génératrice à courant continu chargée par des résistances variables, ceci nous permet de changer le couple de la charge. Le contenu spectral des courants et des tensions enregistrés est exploité en utilisant un programme implanté sous l'environnement MATLAB 5.3.

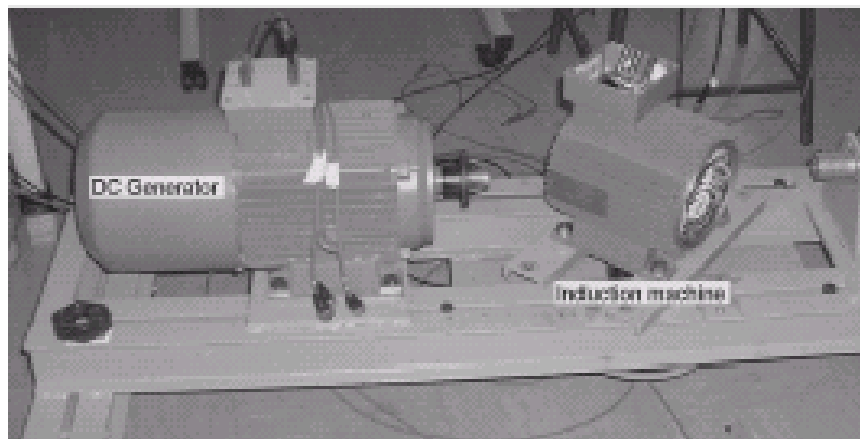


Photo 1 : Le banc d'essai utilisé

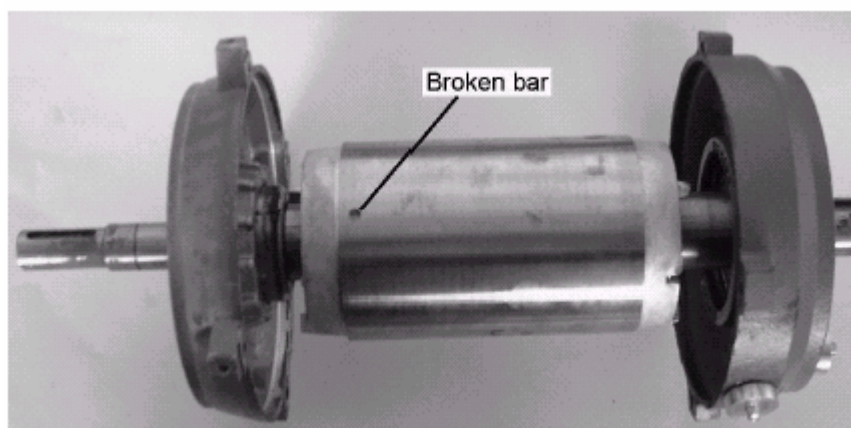


Photo 2 : Rotor avec une barre cassée

VI.2. APPLICATIONS

Dans un premier temps, nous avons exploité les signaux expérimentaux enregistrés pour visualiser le spectre du courant statorique, du module du vecteur de Park et celui de la puissance instantanée pour un moteur de 3Kw à l'état sain (Figure VI.1).

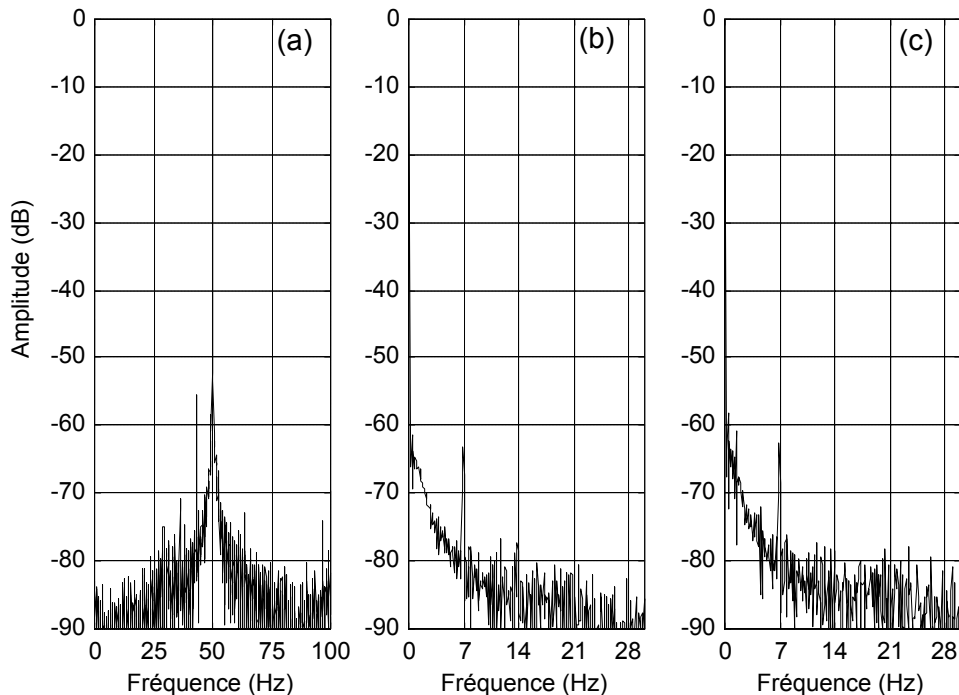


Figure VI.1 : Spectre expérimental (pour un moteur à l'état sain en pleine charge) du :
a. courant statorique,
b. module du vecteur de Park,
c. puissance instantanée.

Ces figures montrent que même pour un moteur à l'état sain, il existe toujours des composantes fréquentielles due à l'asymétrie naturelle (intrinsèque) du moteur, occasionnée par une mauvaise conception, une mauvaise fabrication ou un mauvais montage.

Dans un second temps, nous avons appliqué ces trois techniques pour détecter la présence d'une barre cassée en utilisant les signaux expérimentaux et ceux de la simulation. Les figures 2, 3 et 4 montrent que la rupture de barres rotoriques fait apparaître des harmoniques aux fréquences : $(1 \pm 2k) f_s$ dans le spectre du courant statorique et $2k f_s$ dans le spectre du module de vecteur de Park et de la puissance instantanée. On remarque aussi qu'il y a une concordance entre la simulation et l'expérimental surtout au niveau des valeurs de fréquences d'harmoniques caractérisant le défaut de barres.

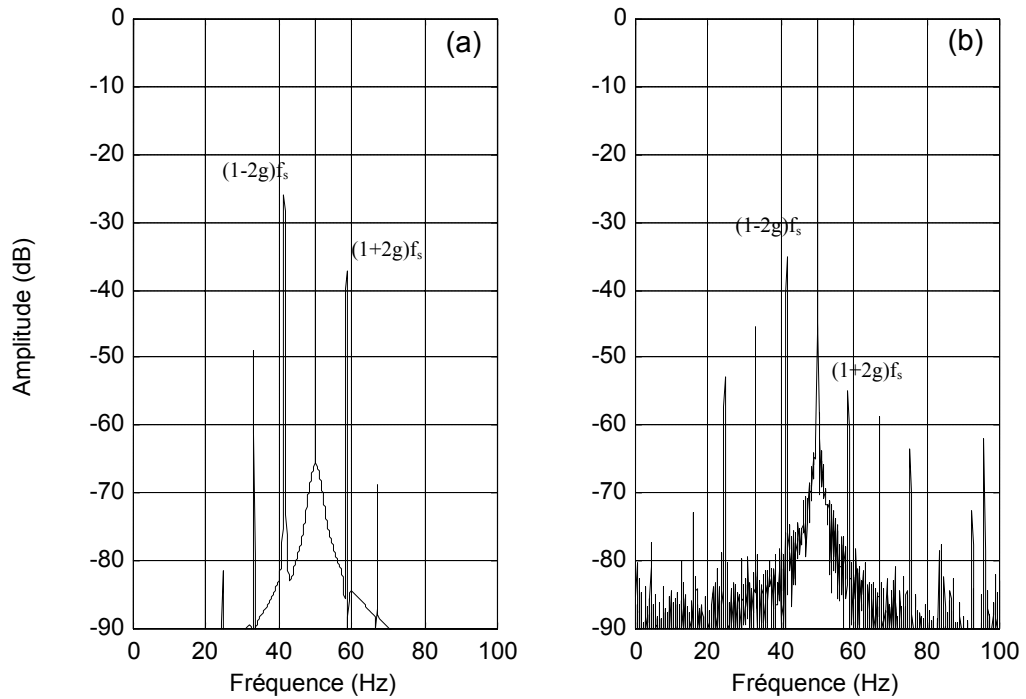


Figure VI.2 : Spectre du courant statorique pour un moteur avec une barre cassée ($g=0.085$): **a.** simulation.
b. expérimental.

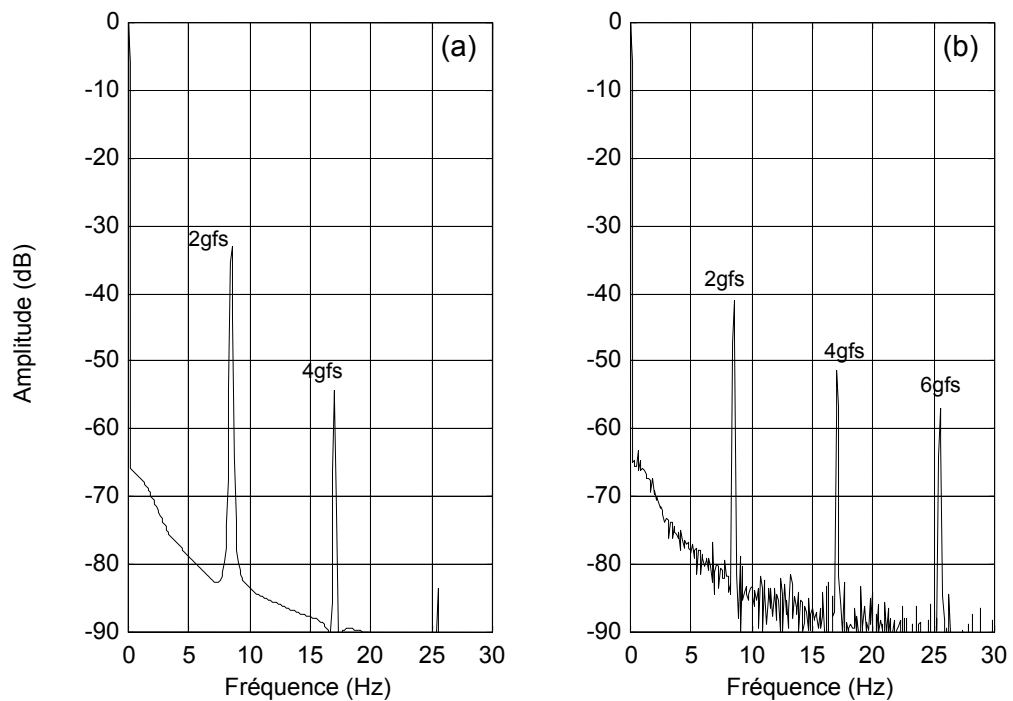


Figure 3 : Spectre du module du vecteur de Park pour un moteur avec une barre cassée ($g=0.085$): **a.** simulation.
b. expérimental.

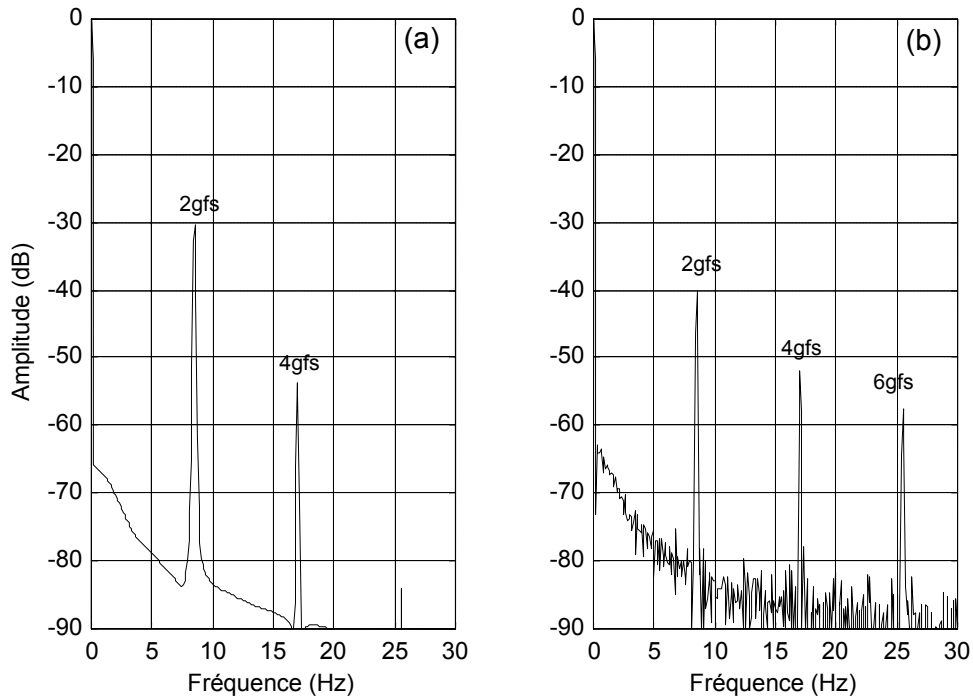


Figure 4 : Spectre de la puissance instantanée absorbée par un moteur avec une barre cassée ($g=0.085$): **a.** simulation. **b.** expérimental.

On note que les composantes spectrales du courant statorique sont plus sensibles au défaut de barres. En effet, l'amplitude de l'harmonique $(1-2g)f_s$ [41.5Hz, -35dB] du courant est plus grande que celle $2gf_s$ [8.5Hz, -40.9dB] du module du vecteur de Park et celle $2gf_s$ [8.5Hz, -39.9dB] de la puissance instantanée, ce qui confirme nos dires dans le chapitre 5.

VI.3. CONCLUSION

Cette partie du mémoire, représente une application de trois techniques dédiées à la détection des défauts sur des signaux réels issus d'un moteur asynchrone de 3Kw. Il s'est avéré que même pour l'état sain, le moteur présente un certain degré d'asymétrie naturelle qui fait apparaître des composantes spectrales dans le spectre des signaux utilisé pour la détection des défauts. Nous avons illustré, à travers les résultats expérimentaux, l'efficacité de ces techniques pour détecter la présence d'une barre rompue dans la cage rotorique.

CONCLUSION GENERALE

Le travail qui a été présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil. Les ruptures de barres et d'anneaux de court-circuit ont été plus spécifiquement l'objet de notre étude.

Au début de ce travail, nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage, ainsi que ses causes et ses signatures spectrales. Les méthodes du diagnostic et les approches utilisés pour la modélisation sont aussi montrés.

Afin de représenter le comportement de la machine, lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons développé un modèle mathématique multi-enroulements pour la cage rotorique. Ensuite, nous avons construit un programme de simulation à l'aide du MATLAB 5.3. Ceci, nous a permis de visualiser le courant statorique, le couple, la vitesse et les courants dans les barres rotoriques, en considérant les différentes conditions de fonctionnement de la machine (sans et avec défaut).

Afin de connaître les conséquences des défauts de barres rotoriques sur les grandeurs électriques et mécaniques, nous avons fait une étude analytique du défaut. Cette étude nous a permis d'expliquer la production des composantes oscillatoires dans le couple et dans la vitesse ainsi que la modulation de l'enveloppe du courant statorique.

Nous avons utilisé le programme de la transformée de Fourier rapide du "Toolbox Matlab", pour exploiter le contenu spectrale du courant statorique et par conséquent de déterminer les composantes $(1\pm 2k) f_s$ caractérisant le défaut de barres rotoriques. En suite, nous avons montré l'influence du nombre de barres cassées, leur mutuelle position ainsi que la variation du glissement sur ces composantes. Nous avons trouvé que l'amplitude des ces harmoniques augmente avec le nombre de barres cassées. Ceci, donne une indication sur la sévérité du défaut. Nous avons trouvé aussi, que le défaut dû aux cassures des portions d'anneaux de court-circuit est plus sévère que celui dû aux cassures de barres rotoriques.

Dans ce travail aussi, nous avons montré la possibilité de détecter les défauts rotoriques à partir de l'analyse des autres signaux issus de la machine (le couple, la vitesse, le module du vecteur de Park et la puissance instantanée). Malgré les avantages de l'approche du vecteur de Park et celle de la puissance instantanée, il s'est avéré que la détection des défauts est plus simple et plus efficace sur le courant statorique que sur les autres signaux. Ce constat s'explique d'une part, par le fait que le courant statorique est plus accessible et mesurable extérieurement au moteur, et d'autre part, les harmoniques $(1\pm 2g) f_s$ sont plus sensibles à la sévérité du défaut.

Des essais expérimentaux effectués au sein du laboratoire de GREEN-UHP à Nancy, nous ont permis d'appliquer la technique du courant statorique, vecteur de Park étendu et celle de la puissance instantanée sur des signaux réels afin de détecter une barre rompue. La comparaison avec les résultats de la simulation nous a permis de valider notre étude et nos constatations.

En perspective, nous proposons à court terme d'étudier l'impact de déséquilibre de tension d'alimentation et les oscillations de la charge sur le diagnostic des ruptures de barres. A long terme et en ce qui concerne la modélisation, la prise en compte des harmoniques d'espaces permet d'étudier d'autres types de défauts (excentricité statique, dynamique et mixte). Il faut noter aussi, que le modèle que nous avons formulé nous a conduit à un système d'équation de rang très élevé ($Nr+4$ équations), donc il nous semble intéressant de reformuler un autre modèle déphasé équivalent, en utilisant la transformation généralisée de Park, ce qui nous permettra la réduction de l'ordre du système et par conséquent l'économie notable sur le temps de simulation.

Enfin, il nous semble intéressant d'avoir une analyse continue du courant afin de surveiller le fonctionnement de la machine en ligne, et d'assurer ainsi une maintenance préventive.

❖ Annexe 1 : Paramètre du moteur utilisé

P	puissance nominale	450w
v	tension nominale de ligne	127v
f _s	fréquence d'alimentation	50Hz
p	nombre de paire de pole	1
D	diamètre moyen	75mm
l	longueur	60mm
e	épaisseur d'entrefer	0.38mm
N _r	nombre de barre	27
N _s	nombre de spire par phase	193
r _s	résistance d'une phase statorique	4.1Ω
L _{sf}	résistance de fuite statorique	17.5mH
R _b	résistance d'une barre rotorique	74μΩ
R _e	résistance d'un anneau de court circuit	74μΩ
L _b	inductance de fuite d'une barre rotorique	0.33μH
L _e	inductance de fuite d'anneau de court circuit	0.33μH
J	moment d'inertie	4.5 10 ⁻³ Nms ²
k ₀	coefficient de frottement	5 10 ⁻⁶ Nms

❖ **Annexe 2** : Liste des symboles utilisés

- B_s : Induction magnétique dans l'entrefer créée par le courant statorique.
- B_{rd} : Induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant du système direct équivalent au rotor.
- B_{ri} : Induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant du système inverse équivalent au rotor.
- B_k : induction magnétique dans l'entrefer produite par une maille rotorique k.
- i_{bk} : Courant dans la barre k.
- i_{rk} : Courant dans la maille k.
- i_e : Courant dans l'anneau de court circuit
- i_{ek} : Courant dans une portion d'anneau
- i_a, i_b, i_c : Courants statoriques.
- v_a, v_b, v_c : Tensions statoriques
- i_{ds}, i_{qs} : Composantes biphasées du courant statorique
- i_f : Valeur maximale de la composante fondamentale du courant d'alimentation.
- i_l : Valeur maximale de la composant inférieure $(1-2g)f_s$ du courant d'alimentation.
- i_r : Valeur maximale de la composant supérieure $(1+2g)f_s$ du courant d'alimentation.
- α : L'angle de phase de la composante fondamentale du courant d'alimentation.
- β_l : L'angle de phase de la composante $(1-2g)f_s$
- β_r : L'angle de phase de la composante $(1+2g)f_s$
- φ_{Bs} : Phase du champ tournant statorique
- φ_{Brd} : Phase du champ tournant rotorique direct
- φ_{Bri} : Phase du champ tournant rotorique inverse.
- Φ_s : Flux magnétique par pôle créé par le courant statorique.
- Φ_{rk} : Flux principale créé par une maille rotorique.
- Ψ_{sa} : Flux magnétique total créé par i_a et traversant l'enroulement de la phase "a".
- Ψ_{ds}, Ψ_{qs} : Composantes biphasés du flux statorique.
- F_m : La force magnétomotrice de la phase "a".
- $[R], [L]$: Matrices globales des résistances et des inductances avant la transformation du Park.
- $[R_{tr}], [L_{tr}]$: Matrices globales des résistances et des inductances après la transformation du Park.
- F_e : Fréquence d'échantillonnage.
- Δf : Résolution fréquentielle.

θ_s : Position des grandeurs statoriques.

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide (de l'air).

θ_r : Position du rotor.

ω_s : Pulsation statorique

ω_r : Vitesse électrique de rotation.

a : Angle électrique entre deux barres rotoriques.

σ : La force radiale créée par le champs d'entrefer.

f_b : La fréquence caractéristique d'un défaut au niveau d'une bille du roulement.

$f_{b, \text{int}}$: La fréquence caractéristique d'un défaut au niveau de la bague intérieure du roulement

$f_{b, \text{ext}}$: La fréquence caractéristique d'un défaut au niveau de la bague extérieure du roulement

W_{mag} : Energie magnétique emmagasinée dans l'entrefer.

v_m : la valeur maximale de la tension d'alimentation.

$C_{e_{\text{srd}}}$: le couple électromagnétique constant créé par le système du courant direct au rotor.

$C_{e_{\text{sri}}}$: le couple électromagnétique oscillatoire créé par le système du courant inverse au rotor

BIBLIOGRAPHIE

- [ABE 99] : A. Abed, L. Baghli, H. Razik, A. Rezzoug, "Modelling Induction Motors for Diagnostic Purposes", EPE'99 – Lausanne, 1999.
- [ABE 02] : A. Abed, "Contribution à l'Etude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, mars 2002.
- [BAC 02] : S. Bachir, S. Tnani, J. C. Trigeassou, G. Champenois, J. S. Michel, "Diagnostic de la Machine asynchrone par Identification Paramétriques. Modélisation et Détection des Défauts Stator et Rotor", Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 5, No. 3-4, 2002, pp. 401-430.
- [BAN 00] : J. F. Bangura, N. A. Demerdash, "Comarison Between Characterization and Diagnosis of Broken Bars/End-Ring Connectors and Airgap Eccentricities of Induction Motors in ASD's Using a Coupled Finite Element-State Space Method", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, No. 1, March 2000, pp. 47-56.
- [BEN 99] : M. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys "Induction Motors Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No.1, Jan. 1999, pp. 14-22.
- [BEN 00] : M. H. Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium For Faults Detection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 47, No. 5, October 2000, pp. 984-993.
- [BEL 01]: A. Bellini, F. Filippetti, and all, "Quantitative Evaluation of Induction Motor Broken Bars by Means of Electrical Signature Analysis," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No 5, Sept/Oct. 2001, pp. 1248-1255.
- [BON 88] : A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Analysis of Rotor Failures in Squirrel-Cage Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 6, November/December 1988, pp. 1124-1130.
- [BON 92] : A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No 4, July/August 1992, pp. 921-937.
- [CAM 86] : J. R. Cameron and al. "Vibration and Current Monitoring for Detecting Airgap Eccentricity in Large Induction Motors", IEE Proceedings, Vol. 133, Pt. B, No. 3, May 1986, pp. 155-163.
- [CAR 95] : A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, J. F. S. Carvalho et E. S. Saraiva, "Rotor Cage Fault Diagnosis in Three Phase Induction Motors by Park's Vector Approach", Rec. 1995 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. Orlando, Florida USA, Vol. I, pp. 642-646.
- [CRU 00] : S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, , " Rotor Cage Fault Diagnosis in Three Phase Induction Motors by Extended Park's Vector Approach", Electric Machines and Power Systems, Vol. 28, pp. 289-299, 2000.

- [DOR 96] : D. G. Dorrell, N. C. Paterson, J. F. Watson, "The Causes and Quantification of Sideband Currents for Use in Rotor Faults Detection Systems for Cage Induction Motors", ICEM'96, Vol 2, Vigo, Spain, 1996, pp 414-419.
- [FIL 94] : F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas, "Broken Bar Detection in Induction Machines: Comparaison Between Current Spectrum Approach and Parametre Estimation Approach", IEEE Industry Application Conference'94, vol. 1, Denver, USA, Oct. 1994, pp. 95-102.
- [FIS 96] : R. Fiser, S. Ferkolj, "Modelling of Dynamic Performance of Induction Machine with Rotor Faults", Proc. ICEM'96, Vol. 1, Vigo, Spain, September 1996, pp 17-22.
- [FIS 00] : R. Fiser, V. Ambrozic, R. Leskovec, "Modelling of Dynamic and Steady State Performance of Induction Motor Having Rotor Asymmetry". 2000.
- [HAN 03] : Y. Han, Y. H. Song, "Condition Monitoring Techniques for Electrical Equipment – A Literature Survey", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 1, January 2003, pp. 4-13.
- [HSU 95] : J. S. Hsu, "Monitoring of Defects in Induction Motors Through Air-Gap Torque Observation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No.5, Sept./Oct. 1995, pp. 1016-1021.
- [JAC 98] : A. Jaco, A. Makki, H. Yahoui, G. Grellet, "Modelling of Three Phase Asynchronous Motors Aplication to Magnetic Faults Diagnostic", ICEM 98, Istanbul, Turkey, Vol 1, 1998, pp. 443-447.
- [KER 84] : I. Kerszenbaum, C. F. Landy, "The Existance of Large Inter – Bar Currents in Three Phase Squirrel Cage Motors with Rotor – Bar and/or End – Ring Faults", IEEE Transactions on Power Apparatus and System, Vol 103, n°7, July 1984, pp 1854-1862.
- [KLI 92] : G.B. Kliman and J. Stein. "Methods of Motor Current Signature Analysis", Electric Machines and Power Systems, Vol. 20, No. 3, September 1992, pp. 463-474.
- [LEG 96]: S. E. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula, A. M. Trzynadlowski, "Instantaneous Power as Medium for the Signature Analysis of Induction Motors". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No.4, July/August 1996, pp. 904-909.
- [LUO 95] : X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, T. A. Lipo, "Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 31, No. 2, March/April 1995, pp. 311-318.
- [MAN 96] : S. T. Manolas, J. Tegopoulos, M. Papadopoulos, "Analysis of Squirrel Cage Induction Motors with Broken Rotor Bars", Proc. ICEM'96, Vol 3, Vigo, Spain 1996, pp 19-23.
- [MAI 92] : R. Maier, "Protection of Squirrel-Cage Motor Utilizing Instantaneous Power and Phase Information", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, March/April 1992, pp. 376-380.

- [MIL 99] : J. Milimonfared and al., "A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, September/October 1999, pp. 1000-1006.
- [MUN 99] : A. R. Munos and T. A. Lipo, "Complexe Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 6, Nov./Dec. 1999, pp. 1332-1340.
- [NAI 00] : M. S. Nait Said, M. H. Benbouzid and A. Benchaib, "Detection of Broken Bars in Induction Motors Using an Extended Kalman Filter for Resistance Sensorless Estimation", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, No. 1, March 2000, pp. 66-70.
- [RIT 94] : E. Ritchie, X. Deng, T. Jokinen, "Dynamic Model of Three Phase Squirrel Cage Induction Motors with Rotor Faults", ICEM'94, Paris France, 1994, pp. 694-698.
- [SCH 95.a] : R. R. Schoen, T.G. Habetler, F. Kamran and R. G. Bartheld, "Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, Nov./Dec. 1995, pp. 1274-1279.
- [SCH 95.b] : R. R. Schoen, T.G. Habetler, "Effects of Time-Varying Loads on Rotor Fault Detection in Induction Machines", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 4, July/August, 1995, pp. 900-906.
- [THO 01] : W. T. Thomson, M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", IEEE Industry Application Magazine, July/August 2001, pp. 26-34.
- [TOL 95] : H. A. Toliyat, T. A. Lipo, " Transient Analysis of Cage Induction Machines Under Stator, rotor bars and end – ring Faults", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 10, N°6, June 1995, pp. 241-247.
- [TOL 96] : H. A. Toliyat, M. S. Arefeen, A. G. Parlos, " A Method for Dynamic Simulation of Air – Gap Eccentricity in Induction Machines", IEEE Transactions on Industry. Application, Vol. 32, No. 4, July/August 1996, pp. 910-918.
- [TOU 02] : Toumi Djilali, "Détection des Défauts Rotoriques dans la Machine Asynchrone (cassure des barres et excentricité)", Mémoire de Magister, USTO Oran, 2002.
- [TRZ 00]: A. M. Trzynadlowski, E. Ritchie, "Comparative Investigation of Diagnostic Media for Induction Motors : A Case of Rotor Cage Faults," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, October 2000, pp. 1092-1099.
- [VAS 94] : P. Vas, F. Filippeti, G. Franceschini, C. Tassoni, " Transient Modelling Oriented to Diagnostics of Induction Machines with rotor Asymetries", Proc. ICEM'94, Paris, France 1994, vol. 2, pp. 62-67.
- [VIE 99] : M. Vieira, "Estimation Bayésienne par des Méthodes MCMC, Application à la Surveillance des Moteurs Asynchrones", Thèse de Doctorat, Université de Nice, Jan. 1999.

Nom du document : Le fichier du mémoire
Répertoire : C:\WINDOWS\Bureau
Modèle : C:\WINDOWS\Application
Data\Microsoft\Modèles\Normal.dot
Titre : Remerciement
Sujet :
Auteur : hamdi
Mots clés :
Commentaires :
Date de création : 12/12/03 7:11
N° de révision : 3
Dernier enregistr. le : 12/12/03 10:49
Dernier enregistrement par : BARHOMKO
Temps total d'édition : 116 Minutes
Dernière impression sur : 12/12/03 10:58
Tel qu'à la dernière impression
Nombre de pages : 81
Nombre de mots : 15 759 (approx.)
Nombre de caractères : 86 677 (approx.)