

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention
du diplôme de
Doctorat en sciences en : Electrotechnique

Option : Electrotechnique

**Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone
Triphasée par une Approche Signal**

Présentée par :
Khaled YAHIA

Soutenue publiquement le 18/10/2012

Devant le jury composé de :

Dr. Moussi Ammar	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. Zouzou Salaheddine	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Cardoso J. M. António	Professeur	Co-Rapporteur	Université de Beira Interior, Covilhã, Portugal
Dr. Nait Said Mohamed Said	Professeur	Examineur	Université de Batna
Dr. Khezzar Abdelmalek	Professeur	Examineur	Université de Constantine
Dr. Baarir Zineddine	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Biskra

Remerciements

Les travaux de recherche développés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire des Machines Électriques (LME) de l'Université de Coimbra, DEEC /FCTUC, au Portugal, sous la direction du Professeur *António J. Marques Cardoso* et du Laboratoire de Génie Électrique (LGE) de l'Université de Biskra sous la direction du professeur *Salaheddine Zouzou*. Je tien à remercier ici :

Messieurs *António J. Marques Cardoso* et *Salaheddine Zouzou*, directeurs de thèse pour m'avoir accueilli au sein de leurs équipes et pour m'avoir encadré et encouragé tout au long de ces travaux de recherche. Par leur grandes compétences scientifiques et leurs remarquables qualités humaines, ils ont su rendre chaleureuses et fructueuses ces années de recherche.

Monsieur *Ammar Moussi*, Professeur à l'Université de Biskra, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Messieurs *Mohamed Said Nait Said*, Professeur à l'Université de Batna, *Abdelmalek Khezzar*, Professeur à l'Université de Constantine et *Zineddine Baarir*, Maître de conférences à l'Université de Biskra soient convaincus de mes sincères reconnaissances pour avoir accepté d'examiner et critiquer cette thèse.

Ma femme qui m'a encouragé tout au long de ces années d'études. Qu'elle reçoive ici ma profonde gratitude pour leurs innombrables sacrifices durant mon stage de longue durée à l'Université de Coimbra.

Sílvia Angelo, secrétaire du groupe de recherche DIANA ainsi que les chercheurs et doctorants du Laboratoire des Machines Électriques (LME) de l'Université de Coimbra, pour leur chaleureux accueil et l'ambiance de travail dans laquelle ils m'ont toujours installée, en particulier *Rui Ventura* et *Jorge Estima* pour leurs aide dans les essais expérimentaux.

Omar Tahri, auxiliaire de recherche à l'Institut des Systèmes et Robotique (ISR) de Coimbra, Portugal, qui a contribué à la relecture de ce manuscrit.

Mes amis et collègues, messieurs *Adel Ghoggal*, *Mohamed Sahraoui*, *Salim Guedidi*, *Abderrazek Guettaf*, *Ali Arif*, *Fateh Benchabane*, *Abdenacer Titaouine* et *Belkacem Mahdad*.

En fin, un grand merci pour ce que je n'ai pu désigner et qui m'ont aidés de près ou de loin de parcourir ce chemin.

Résumé :

La transformée de Fourier rapide (*TFR*) est une technique largement utilisée pour le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone. Elle donne de bons résultats pour des fonctionnements à forte puissance ou à couple constant mais des difficultés apparaissent pour les fonctionnements à couple de charge, vitesse de rotation et tensions d'alimentation variables. Donc, la nécessité de trouver d'autres techniques de traitement de signal pour les signaux non stationnaires devient donc nécessaire.

Sur cette problématique, notre contribution est l'utilisation de la transformée en ondelettes discrète (*TOD*) des grandeurs électriques de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans le cas des fonctionnements à couple de charge variable. D'après les résultats de simulation et expérimental, le diagnostic de ces défaut en utilisant la *TFR* devient très difficile et même erroné. En effet, les composantes caractéristiques de défaut ont fortement propagée dans des bandes fréquentielles larges et proportionnelles à la variation linéaire du couple de charge pour le cas de défaut de cassure de barres et ont diminué proportionnellement à la variation arbitraire du couple de charge pour le cas de défaut d'excentricité mixte. En plus, comme les valeurs instantanées du glissement ne peuvent pas être exactement définies, l'identification exacte de l'amplitude et de la position des composantes caractéristiques de défaut dans les spectres devient plus difficile. Dans ces cas, l'analyse par la *TOD* peut accomplir la tâche du diagnostic de défaut en utilisant une analyse qualitative en suivant l'augmentation de l'énergie des signaux de détail prédéfinis et l'évolution particulière des composantes caractéristiques de défauts en fonction de la variation du couple de charge ou bien en utilisant une analyse quantitative à travers un facteur de sévérité de défaut (*FSD*).

Mots-clés : Moteur asynchrone, Transformée de Fourier rapide (*TFR*), Transformée en ondelettes discrète (*TOD*), cassure de barres rotoriques, Excentricité mixte.

Abstract:

Fast Fourier transform (*FFT*) is a widely used technique for fault diagnosis in induction machines. It works well for high power or constant load torque operating conditions but difficulties arise in variable load torque, speed and supply voltages. Therefore, the need to find other signal processing techniques for non stationary signals becomes necessary.

On this issue, our contribution is the application of discrete wavelet transform (*DWT*) to electrical signals of induction machine for broken rotor bars and mixed eccentricity faults diagnosis in the case of variable load torque. From the simulation and experimental results, the diagnosis of these faults using *FFT* becomes very difficult and even erroneous. Indeed, the fault characteristic components have widely spread in wide frequency bands that are proportional to the variation of the load in the case of broken rotor bars and decreased proportionally to the variable load torque in the case of mixed eccentricity. In addition, as the instantaneous values of slip cannot be clearly defined, the exact identification of the amplitude and position of the fault characteristic components in the spectra becomes more difficult. In these cases, *DWT* can accomplish the task of fault diagnosis using a qualitative analysis by analyzing the increase of the specific detail signals energy and the particular evolution of the fault characteristics components according to the variation in load torque or by quantitative analysis through a fault severity factor (*FSF*).

Key-words: Induction motor, Fast Fourier transform (*FFT*), Discrete wavelet transform (*DWT*), Broken rotor bars, Mixed eccentricity.

ملخص :

تحويل فوريه السريع (*TFR*) هي طريقة واسعة الانتشار في تشخيص الاعطاب في الآلات الغير متزامنة. هذه الطريقة تعطي نتائج جيدة في حالات التشغيل باستطاعة كبيرة أو بعزم ثابت لكن الصعوبات تظهر في شروط التشغيل تحت العزم و سرعة الدوران و توترات التغذية المتغيرة. هذا يتطلب إيجاد طرق أخرى لمعالجة الإشارات الغير المستقرة. حول هذه المسألة، ايضا فتنا نكمن في استعمال التحويل المويجي المتقطع (*TOD*) للمقادير الكهربائية للآلات غير متزامنة من أجل تشخيص اعطاب انكسار قضبان الدوار و لانحراف المزدوج للدوار في حالة التشغيل تحت عزم متغير. حسب النتائج المحاكاة و التجارب تشخيص الإعطاب باستعمال (*TFR*) لم يعط نتائج جيدة، المركبات المميزة للعطب توسعت في مجالات تواترية كبيرة جدا مصعبة التشخيص الجيد في حالات اعطاب انكسار القضبان ونقصت كثيرا في حالات الانحراف المزدوج. بالإضافة، بما إن القيم اللحظية للانزلاق لا يمكن أن تحدد بدقة، التحديد الجيد لطويلة و وضعية هذه المركبات أصبح صعب للغاية. في هذه الحالات، التحليل المويجي يمكن أن يكمل عملية التشخيص باستعمال التحليل النوعي بإتباع التطور الخاص لهذه المركبات بدلالة العزم أو بتحليل كمي باستعمال معامل شدة العطب (*FSD*).

كلمات مفتاحية : الآلات الغير متزامنة ، تحويل فوريه السريع ، التحويل المويجي المتقطع ، انكسار القضبان ، الانحراف المزدوج ، العزم المتغير.

Liste des figures

Fig. I.1 :	Machine asynchrone avec stator et rotor.	7
Fig. I.2 :	Représentation schématique d'un stator d'une machine asynchrone.	7
Fig. I.3 :	Représentation schématique d'un rotor à cage d'une machine asynchrone.	8
Fig. I.4 :	Répartition du taux de panne dans les machines asynchrones.	9
Fig. I.5 :	Exemples de dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone.	9
Fig. I.6 :	Exemple d'un défaut de cassure de barre d'un moteur asynchrone.	10
Fig. I.7 :	Exemple de dégâts aux stator et rotor dus au défaut de roulement d'un moteur asynchrone.	10
Fig. I.8 :	Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte.	14
Fig. II.1 :	Pavage de la transformée de Fourier à fenêtre glissante (<i>TFFG</i>)	31
Fig. II.2 :	Pavage de la Transformée en ondelettes (<i>TO</i>).	35
Fig. II.3 :	Ondelette de Daubechies 4, db4 (a) et sa fonction d'échelle (b).	37
Fig. II.4 :	Principe de la décomposition par la transformée en ondelettes discrète au niveau n.	38
Fig. II.5 :	Réponses fréquentielles des fonctions d'ondelettes de Daubechies, (a) db5, (b) db44.	39
Fig. II.6 :	Principe de la décomposition par la transformée en paquets ondelette au niveau 3.	41
Fig. III.1 :	Structure multi-enroulements du rotor.	44
Fig. III.2 :	Circuit électrique équivalent de la cage rotorique.	45
Fig. III.3 :	Machine asynchrone élémentaire.	48
Fig. III.4 :	Enroulement de la phase statorique A de la machine étudiée.	50
Fig. III.5 :	Fonction de distribution et fonction d'enroulement de la phase statorique (a).	51
Fig. III.6 :	Fonction de distribution et fonction d'enroulement de la maille rotorique r_j	51
Fig. III.7 :	Représentation schématique de l'excentricité statique.	55
Fig. III.8 :	Vitesse de rotation et couple électromagnétique du moteur asynchrone à l'état sain.	56
Fig. III.9 :	Courants statoriques et courant d'une barre rotorique du moteur asynchrone à l'état sain.	56
Fig. III.10 :	Spectre du courant statorique d'un moteur asynchrone à l'état sain.	57
Fig. IV.1 :	Banc d'essai expérimental.	59
Fig. IV.2 :	Rotors utilisés.	59
Fig. IV.3 :	Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec une barre cassée en régime stationnaire en pleine charge, (a) simulation, (b) expérimental.	62
Fig. IV.4 :	Signature du courant statorique i_a , obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire en pleine charge, haut : sain, bas : 01 BC, (a) simulation, (b) expérimental.	64
Fig. IV.5 :	Signature de la puissance active instantanée (<i>PAI</i>), obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire en pleine charge, haut : sain, bas : 01 BC, (a) simulation, (b) expérimental.	64
Fig. IV.6 :	FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées pour un moteur fonctionnant en pleine charge avec quatre barres cassées.	65
Fig. IV.7 :	Signature de l'enveloppe du courant statorique (<i>Env i_a</i>), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 01 BC.	67

Fig. IV.8 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env \ i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.	68
Fig. IV.9 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 01 BC.	69
Fig. IV.10 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.	70
Fig. IV.11 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en pleine charge avec quatre barres cassées.	71
Fig. IV.12 : Profile du couple de charge variable utilisé dans les tests de simulation et expérimentaux.	72
Fig. IV.13 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec une barre cassée en régime non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.	73
Fig. IV.14 : Signature du courant statorique i_a du moteur asynchrone avec une barre cassée en régime stationnaire et non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.	74
Fig. IV.15. : Signature de la puissance active instantanée (PAI) du moteur asynchrone avec une barre cassée régime stationnaire et non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.	75
Fig. IV.16 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain.	76
Fig. IV.16 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (suite), (b) 01 BC, (c) 04 BC.	77
Fig. IV.17 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.	78
Fig. IV.17 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (suite), (c) 04 BC.	79
Fig. IV.18 : Signature du module de vecteur de Park (MVP), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain.	79
Fig. IV.18 : Signature du module de vecteur de Park (MVP), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (suite), (b) 01 BC, (c) 04 BC.	80
Fig. IV.19 : Signature du module de vecteur de Park (MVP), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.	81
Fig. IV.19 : Signature du module de vecteur de Park (MVP), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (suite), (c) 04 BC.	82
Fig. IV.20 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain.	82
Fig. IV.20 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (suite), (b) 01 BC, (c) 04 BC.	83
Fig. IV.21 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.	84
Fig. IV.21 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (suite), (c) 04 BC.	85

Fig. IV.22 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en régime non stationnaire avec quatre barres cassées.....	87
Fig. IV.23 : Energie des signaux de détail de la PAI obtenue par db44, (a) simulation, (b) expérimental.....	89
Fig. IV.24 : Signature, obtenue par la TFR, des signaux de détail d_{10} , d_{11} et d_{12} décomposés par db1 (a) et db44 (b), simulation.....	90
Fig. IV.25 : Signature, obtenue par la TFR, des signaux de détail d_9 , d_{10} et d_{11} décomposés par db1 (a) et db44 (b), expérimental.....	90
Fig. IV.26 : FSD de la PAI en fonction de l'ordre de l'ondelette de Daubechies (db).....	91
Fig. V.1 : Banc d'essai expérimental.....	94
Fig. V.2 : Mécanisme spécial de changement de l'excentricité statique.	95
Fig. V.3 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec 16.7 % d'ES et 10 % d'ED en régime stationnaire à pleine charge, (a) simulation, (b) expérimental.	96
Fig. V.3 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec 16.7 % d'ES et 10 % d'ED en régime stationnaire à pleine charge, (suite), (a) simulation, (b) expérimental.	97
Fig. V.4 : Signature du courant statorique instantané i_a , obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire à pleine charge, haut : sain, bas : 66.7 % ES et 10 % ED, (a) simulation, (b) expérimental.	98
Fig. V.5 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire à pleine charge, haut : sain, bas : 66.7 % ES et 10 % ED, (a) simulation, (b) expérimental.....	99
Fig. V.6 : FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées pour un moteur fonctionnant en pleine charge avec 66.7 % d'ES et 10 % d'ED.	100
Fig. V.7 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.	102
Fig. V.8 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.	103
Fig. V.9 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.	104
Fig. V.10 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, Expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.	105
Fig. V.11 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en pleine charge avec 66.7 % ES et 10 % ED.	106
Fig. V.12 : Profile du couple de charge arbitrairement variable imposé dans les tests de simulation et expérimentaux.	107
Fig. V.13 . Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec 16.7 % d'ES et 10 % d'ED en régime non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.	108
Fig. V.14 : Signature du courant statorique i_a (a) et de la puissance active instantanée (PAI) (b) du moteur asynchrone avec 66.7 % d'ES en régime non stationnaire, expérimental.	109
Fig. V.15 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.	111

Fig. V.16 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env \dot{i}_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES.	112
Fig. V.17 : Signature de la PAI, obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.	113
Fig. V.18 : Signature de la PAI, obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES.	114
Fig. V.19 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en régime non stationnaire avec 66.7 % ES et 10 % ED.	115
Fig. V.20 : FSD de la PAI en fonction de l'ordre de l'ondelette de Daubechies (db) en régime non stationnaire.	116
Fig. V.21 : Signature, obtenue par la TFR, du signal de détail d_8 de la PAI décomposé par db1 et db44, (a) simulation, (b) expérimental.	117
Fig. VI.1 : Banc d'essai expérimental.	120
Fig. VI.2 : Les rotors utilisés.	121
Fig. VI.3 : Courants statoriques \dot{i}_a du moteur sain sous 80 % de la charge nominale: (a) alimenté par le réseau, (b) alimenté par le convertisseur.	121
Fig. VI.4 : Spectres du courant statorique \dot{i}_a du moteur sain sous 80 % de la charge nominale : (a) alimenté par le réseau ($g = 2.8\%$), (b) alimenté par le convertisseur ($g = 2.9\%$)	122
Fig. VI.5 : Spectres du courant statorique \dot{i}_a du moteur avec une barre cassée sous 20 % de la charge nominale : (a) alimenté par le réseau ($g = 0.9\%$), (b) alimenté par le convertisseur ($g = 0.9\%$)	123
Fig. VI.6 : Spectres du courant statorique \dot{i}_a du moteur avec une barre cassée sous 80 % de la charge nominale : (a) alimenté par le réseau ($g = 3.8\%$), (b) alimenté par le convertisseur ($g = 3.9\%$)	124
Fig. VI.7 : Spectres du courants statorique \dot{i}_a du moteur avec une barre cassée alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 30 Hz : (a) 20 % de la charge nominale ($g = 0.83\%$), (b) 80 % de la charge nominale ($g = 3.33\%$).	125
Fig. VI.8 : Spectres du courant statorique \dot{i}_a du moteur avec une barre cassée alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 10 Hz : (a) 20 % de la charge nominale, (b) 80 % de la charge nominale.	126
Fig. VI.9 : FSD pour différentes vitesses et charges du moteur pour le cas d'une barre cassée.	127
Fig. VI.10 : Spectres du couple du moteur sain sous 80 % de la charge nominale: (a) alimenté par le réseau ($g = 2.8\%$), (b) alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 50Hz ($g = 2.9\%$).	128
Fig. VI.11: Spectres du couple du moteur avec une barre cassée sous 20 % de la charge nominale: (a) alimenté par le réseau ($g = 0.9\%$), (b) alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 50 Hz ($g = 0.9\%$). ...	129
Fig. VI.12. : Spectres du couple du moteur avec une barre cassée sous 80 % de la charge nominale: (a) alimenté par le réseau ($g = 3.8\%$);, (b) alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 50 Hz ($g = 3.9\%$). ...	130
Fig. VI.13 : Spectres du couple du moteur avec une barre cassée alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 20 Hz : (a) 20 % de la charge nominale ($g = 1.75\%$), (b) 80 % de la charge nominale ($g = 3.25\%$).	131

Liste des tableaux

Tab. III.1 :	Inductances mutuelles entre la phase statorique a et la maille rotorique	53
Tab. IV.1 :	Bandes fréquentielles des signaux de décomposition (simulation).	61
Tab. IV.2 :	Bandes fréquentielles des signaux de décomposition (expérimental).	61
Tab. IV.1 :	FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, simulation	65
Tab. IV.2 :	FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, expérimental.	65
Tab. IV.5 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, simulation.	71
Tab. IV.6 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, expérimental.....	71
Tab. IV.7 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en régime non stationnaire, simulation.	86
Tab. IV.8 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en régime non stationnaire, expérimental.	86
Tab. IV.9 :	FSD des méthodes utilisées en fonction du type de l'ondelette mère avec quatre barres cassées du moteur en régime non stationnaire, simulation.	87
Tab. IV.10 :	FSD des méthodes utilisées en fonction du type de l'ondelette mère avec quatre barres cassées du moteur en régime non stationnaire, expérimental.	87
Tab. V.1 :	Bandes fréquentielles des signaux de décomposition (simulation et expérimental).....	96
Tab. V.2 :	FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, simulation.	100
Tab. V.3 :	FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, expérimental.	100
Tab. V.4 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, simulation.	106
Tab. V.5 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, expérimental.	106
Tab. V.6 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur en régime non stationnaire, simulation.	115
Tab. V.7 :	FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur en régime non stationnaire, expérimental.	115
Tab. V.8 :	FSD des méthodes utilisées en fonction du type de l'ondelette mère avec 66.7 % d'ES et 10 % d'ED du moteur en régime non stationnaire, simulation.	116
Tab. V.9 :	FSD des méthodes utilisées en fonction de type de l'ondelette mère avec 66.7 % d'ES du moteur en régime non stationnaire, expérimental.	116
Tab. VI.1 :	FSD pour différentes vitesses et charges du moteur pour le cas d'une barre cassée.	127

Liste des symboles

S :	Surface fermée.
Ω :	Surface enfermée par un contour
μ_0 :	Perméabilité magnétique de l'air.
H :	Champ magnétique.
B :	Induction magnétique.
ψ :	Flux magnétique.
L_{BA} :	Inductance mutuelle entre l'enroulement B et A .
L_b :	Inductance de fuite d'une barre rotorique.
L_e :	Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit.
L_{mr} :	Inductance de magnétisation d'une maille rotorique.
L_{Am} :	Inductance de magnétisation d'une phase statorique.
L_{fA} :	Flux de fuite d'une phase statorique.
Ψ_{BA} :	Flux mutuelle total entre deux enroulements A et B .
F_{mm} :	Force magnétomotrice.
g :	Epaisseur de l'entrefer, ou fonction d'entrefer.
g_0 :	Epaisseur de l'entrefer de la machine symétrique.
P :	Perméance de l'entrefer.
g :	Glissement.
r :	Rayon moyen de l'entrefer de la machine symétrique.
R :	Rayon de l'entrefer.
R_b :	Résistance d'une barre rotorique.
R_e :	Résistance d'un anneau de court-circuit.
r_s :	Résistance d'une phase statorique.
$[R_s]$:	Matrice des résistances statoriques.
$[R_r]$:	Matrice des résistances rotoriques.
$[R]$:	Matrice globale des résistances de la machine.
$[V_s]$:	Vecteur des tensions statoriques.
$[V_r]$:	Vecteur des tensions rotoriques.
$[I_s]$:	Vecteur des courants statoriques.
$[I_r]$:	Vecteur des courants rotoriques.
Ω_r :	Vitesse mécanique du rotor.
ω_s :	Pulsation statorique.
φ :	Ouverture angulaire.
θ_r :	Position mécanique du rotor.
J :	Densité de courant.
J_T :	Moment d'inertie totale.
i :	Courant électrique.
l :	Longueur active de la machine.
w_{Ai} :	Nombre de tours de la bobine i de l'enroulement A .
q :	Nombre de bobines de l'enroulement A .
p :	Nombre de bobines de l'enroulement B .
p :	Nombre de paires de pôles.
N :	Fonction d'enroulement.

N_s	: Nombre de spires.
N_e	: Nombre d'encoques statoriques.
N_b	: Nombre de barres rotoriques.
n	: Fonction de distribution.
n_{os}	: Ordre des harmoniques de temps de la FMM.
n_d	: Ordre de l'excentricité.
λ	: Ouverture de la bobine.
β	: Ouverture de l'encoche.
γ	: Inclinaison de l'encoche.
α_s	: Pas d'encoques statoriques.
α_r	: Pas d'encoques rotoriques.
δ_s	: Degré d'excentricité statique.
δ_d	: Degré d'excentricité dynamique.
δ	: Degré d'excentricité total.
f_v	: Coefficient de frottement visqueux.
f	: Fréquence d'alimentation.
f_r	: Fréquence rotorique.
f_{he}	: Fréquence des harmoniques d'encoques rotoriques.
f_b	: Fréquence caractéristique du défaut de barres.
f_{ecc}	: Fréquence caractéristique du défaut d'excentricité mixte.
l_d	: Nombre de niveaux de la décomposition.
$f_{exc-mix,1}$: Caractéristique d'excentricité mixte dans le spectre du courant statorique.
$f_{exc-mix,2}$: Caractéristique d'excentricité mixte dans les spectres des signaux démodulés.
$f_{g,bc}$: Composante latérale gauche de cassure de barres rotoriques dans le spectre du courant statorique.
$f_{d,bc}$: Composante latérale droite de cassure de barres rotoriques dans le spectre du courant statorique.
$Env i_a$: Enveloppe du courant statorique i_a .
MVP	: Module de vecteur de Park.
Phi	: Angle de phase.
FP	: Facteur de puissance.
PAI	: Puissance active instantanée.
TFR	: Transformée de Fourier rapide.
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion.
TOD	: Transformée en ondelettes discrete.
TO	: Transformée en ondelettes.
TH	: Transformée de Hilbert.
RTF	: Représentation temps fréquence.
DWV	: Distribution de Wigner Ville.
$Sig. Orig(t)$: Signal original en fonction du temps.

Introduction générale

Dans des grandes variétés des applications industrielles, l'augmentation de la fiabilité et la disponibilité des systèmes électriques est très demandée. Une défaillance soudaine des systèmes électriques dans des applications telles que l'aviation, la traction électrique, les centrales électriques et les usines de production industrielle peut conduire à des arrêts non programmés, coûteux et à des dommages aux équipements environnants ou même à des dangers aux personnels.

La surveillance et la détection des défauts améliorent la fiabilité et la disponibilité des systèmes existants. Comme la majorité des défauts évoluent lentement, son détection dès les premiers instants est possible pourrait éviter ainsi une totale défaillance avec ses conséquences néfastes.

Il est important dans le contexte de la surveillance des conditions de systèmes électriques de distinguer entre la détection et le diagnostic du défaut. La détection du défaut est la décision à prendre sur l'existence ou non du défaut, tandis que le diagnostic du défaut donne plus d'informations sur la nature et la localisation du défaut.

Les machines électriques sont des éléments clés dans plusieurs systèmes électriques. Parmi tous les types de moteurs, les moteurs asynchrones sont les plus répandus dus à leurs avantages à savoir, une construction simple, une grande robustesse et un rendement élevé.

Généralement deux approches peuvent être distinguées dans le contexte du diagnostic des machines électriques :

Approche modèle : un modèle dynamique est utilisé en parallèle avec le système réel. En utilisant des entrées identiques et comparant les sorties du modèle aux sorties du système réel, un résidu pour la détection de défaut est généré. Alternativement, les paramètres du modèle numérique peuvent être identifiés en utilisant les entrées et les sorties du système réel. Les valeurs de ces paramètres peuvent donner des informations sur les différents défauts dans la machine.

Approche signal : dans ce cas, le modèle dynamique du système réel n'est pas nécessaire. La stratégie de détection de défaut est entièrement basée sur des quantités physiques mesurées. Ces quantités seront analysées pour extraire les signatures des défauts pour la détection et le diagnostic.

Problématiques et objectifs

Ce travail expose d'abord, le problème du diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans les machines asynchrones dans des régimes non stationnaires (variation du couple de charge). L'approche signal est choisie d'où la détection et le diagnostic des défauts sont basées sur l'analyse des signaux mesurables tels que le courant statorique instantané i_a et l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env\ i_a$) et des signaux obtenus à travers des signaux mesurables tels que le courant statorique direct i_{ds} , le courant statorique en quadrature i_{qs} , le module du vecteur de Park (MVP), l'angle de phase (Phi), le facteur de puissance (FP) et la puissance active instantanée (PAI).

La transformée de Fourier rapide (TFR) est l'une des méthodes les plus populaires dans le diagnostic des défauts dans les machines asynchrones. Ces défauts peuvent être détectés par la présence des composantes spectrales additionnelles ou l'augmentation en amplitude des composantes spectrales déjà existantes dans le spectre de signaux analysés. Néanmoins, dans plusieurs applications industrielles, comme dans les cimenteries, le moteur est soumis à des variations du couple de charge. Si les fréquences de variation du couple de charge sont semblables aux fréquences des défauts réels, les mêmes composantes spectrales dues aux défauts réels peuvent apparaître dans le spectre des signaux analysés même lorsque le moteur est dans son état sain. D'un autre côté, une variation particulière du couple de charge peut propager les composantes spectrales dues aux défauts réels dans de larges bandes fréquentielles. La largeur de ces bandes est proportionnelle à la sévérité de cette variation du couple de charge. Par conséquent, comme les valeurs instantanées du glissement ne peuvent pas être exactement définies, l'identification exacte de l'amplitude et la position des composantes spectrales des défauts réels devient plus difficile et conduit même à un diagnostic erroné. La transformée de Fourier rapide n'est plus appropriée dans ces conditions de fonctionnements non stationnaires et la recherche à d'autres techniques de traitement de signal devient alors nécessaire.

Quand un moteur asynchrone triphasé est alimenté par un convertisseur de fréquence constitué d'un redresseur, un filtre et un onduleur à MLI, ses caractéristiques telles que courants, tensions et couple,...etc. deviennent très bruitées. Le deuxième objectif fixé de cette thèse est d'étudier expérimentalement la capacité de la transformé de Fourier rapide (TFR) appliquée aux signaux du courant statorique et du couple moteur de diagnostiquer la présence de cassure de barres rotoriques sous différentes vitesses de rotation (de 10 Hz à 50 Hz) et niveaux de la charge (faible et pleine charges).

Organisation du manuscrit

Ce manuscrit est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons une étude préliminaire en vue du diagnostic de la machine asynchrone où nous rappelons brièvement les principaux éléments constituant cette machine, les différents défauts de cette machine avec leurs causes, conséquences et signatures sur les différentes grandeurs de la machine. Nous donnons ensuite les diverses méthodes de détection de défauts dans ces machines en précisant leurs avantages et inconvénients. Nous présentons également un état de l'art sur les travaux récents en diagnostic de la machine asynchrone en régime non stationnaire.

Dans la première partie du second chapitre, nous présentons une étude détaillée des méthodes de diagnostic utilisées dans ce travail. Le premier groupe contient les méthodes basées sur l'analyse du contenu spectral d'un seul courant statorique (courant statorique instantané i_a et son enveloppe $\text{Env } i_a$). Le deuxième groupe contient les méthodes basées sur l'analyse du contenu spectral des trois courants statoriques à travers le courant statorique direct i_{ds} , le courant statorique en quadrature i_{qs} et le module du vecteur de Park (MVP). Le troisième groupe contient les méthodes basées sur l'analyse du contenu spectral à la fois des courants et tensions statoriques à travers l'angle de phase (Phi), le facteur de puissance (FP) et la puissance active instantanée (PAI). La seconde partie de ce chapitre sera consacré à une étude théorique plus détaillée des techniques de traitement de signal en particulier la transformées en ondelettes (TO).

Dans le troisième chapitre, nous exposons un modèle multi-enroulements de la machine asynchrone dont la particularité est de n'introduire aucune transformation. Ce modèle est basé sur la notion de la fonction d'enroulement et est plus proche de la structure réelle de la machine asynchrone.

Dans les quatrième et cinquième chapitres, nous présentons, respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux de diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans les moteurs asynchrones triphasés fonctionnant en régimes stationnaire (couple de charge constant) et non stationnaire (couple de charge variable). Ces défauts sont diagnostiqués en utilisant les signaux électriques du moteur analysés par la transformé de Fourier rapide (TFR) et la transformé en ondelettes discrète (TOD).

Le dernier chapitre sera consacré à la présentation des résultats expérimentaux de diagnostic du défaut de cassure de barres rotoriques dans les moteur asynchrones triphasés, lorsqu'ils sont

alimentés par un convertisseur de fréquence fonctionnant en V/Hz constant. Ce défaut est diagnostiqué en utilisant la transformée de Fourier rapide (*TFR*) pour l'analyse spectrale du courant statorique et du couple moteur pour différentes vitesses de rotation du moteur (de 10 Hz à 50 Hz) ainsi que différents niveaux du couple de charge (faible et pleine charges).

Une conclusion générale ainsi que des perspectives clôturent ce travail.

Chapitre I

Etude préliminaire en vue du diagnostic de la machine asynchrone

Sommaire

I.1. Constitution de la machine asynchrone	6
I.2. Principaux défauts de la machine asynchrone, causes et conséquences	8
I.2.1. Défauts statoriques	8
I.2.2. Défauts rotoriques	8
I.3. Signatures spectrales des défauts de la machine asynchrone	11
I.3.1. Signatures des harmoniques d'encoches rotoriques.....	11
I.3.2. Signatures du défaut statoriques.....	12
I.3.3. Signatures du défaut de barres rotoriques.....	12
I.3.4. Signatures du défaut d'excentricité.....	13
I.4. Approches de diagnostic de défauts de la machine asynchrone	14
I.4.1. Approche signal.....	15
I.4.2. Approche modèle.....	17
I.5. Techniques de traitement de signal utilisées dans le diagnostic	18
I.5.1. Transformée de Hilbert (<i>TH</i>)	18
I.5.2. Transformée de Fourier Rapide (<i>TFR</i>)	18
I.5.3. Transformée de Fourier à fenêtre glissante (<i>TFFG</i>).....	18
I.5.4. Transformée en ondelettes (<i>TO</i>)	18
I. 6. Types des couples de charge variables	19
I. 6.1. Couple de charge variable avec la position.....	19
I. 6.2. Couple de charge oscillatoire à une fréquence unique.....	19
I. 6.3. Couple de charge périodique avec commutation	19
I. 6.4. Couple de charge aléatoire avec commutation	19
I.7. Etapes de conception d'un dispositif de sureté de fonctionnement	20
I.8. Travaux récents sur le diagnostic des défauts aux régimes non stationnaires	21
Conclusion	22

Dans ce chapitre, nous décrivons la machine asynchrone. Après avoir rappelé brièvement les éléments de constitution de cette machine, nous effectuons une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux en donnant leurs causes, conséquences et signatures sur les différentes grandeurs de la machine. Nous donnons ensuite les diverses méthodes de détection de défauts dans ces machines et l'état de l'art des travaux récents sur son diagnostic aux régimes non stationnaires.

I. 1. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone à cage est composée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor (Fig. I.1). Contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation. Les enroulements du rotor sont raccordés sur eux mêmes. La machine asynchrone ne possède donc ni enroulement d'excitation ni aimants permanents. Le flux rotorique nécessaire pour la formation du couple électromagnétique est produit à partir de l'induction. Les circuits magnétiques statorique et rotorique sont réalisés par un empilement de tôles ferromagnétiques fines et découpées.

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties (Fig. I.2) : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Il est réalisé par la mise en série et parallèle de spires élémentaires. L'organisation des spires est faite en fonction de la vitesse, du couple et des tensions d'alimentation désirées de la machine [1]. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil (Fig. I.3), les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. La résistance électrique de ces barres est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles. Les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'une barre rotorique à l'autre. Si ce type de réalisation ne permet pas véritablement d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, il est par contre extrêmement robuste, peu coûteux, et donc très répandu [1].

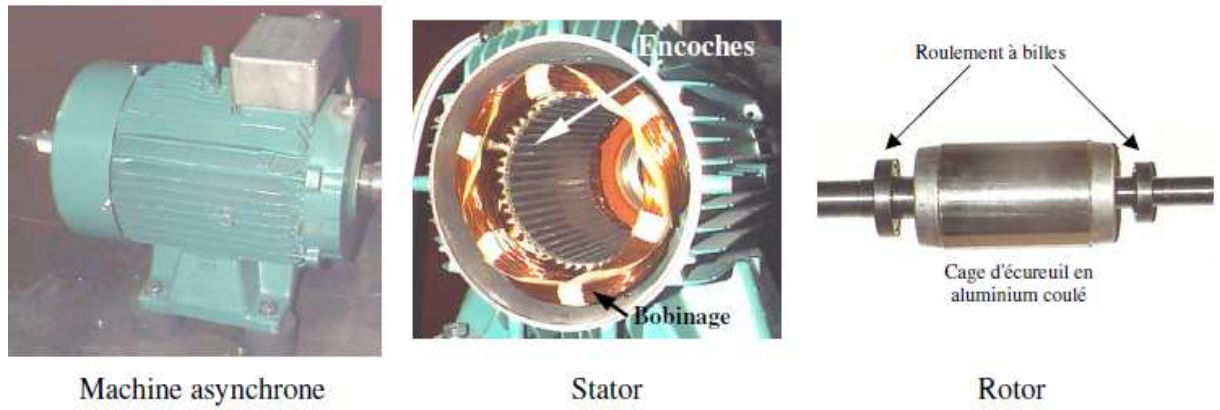


Fig. I.1 : Machine asynchrone avec stator et rotor.

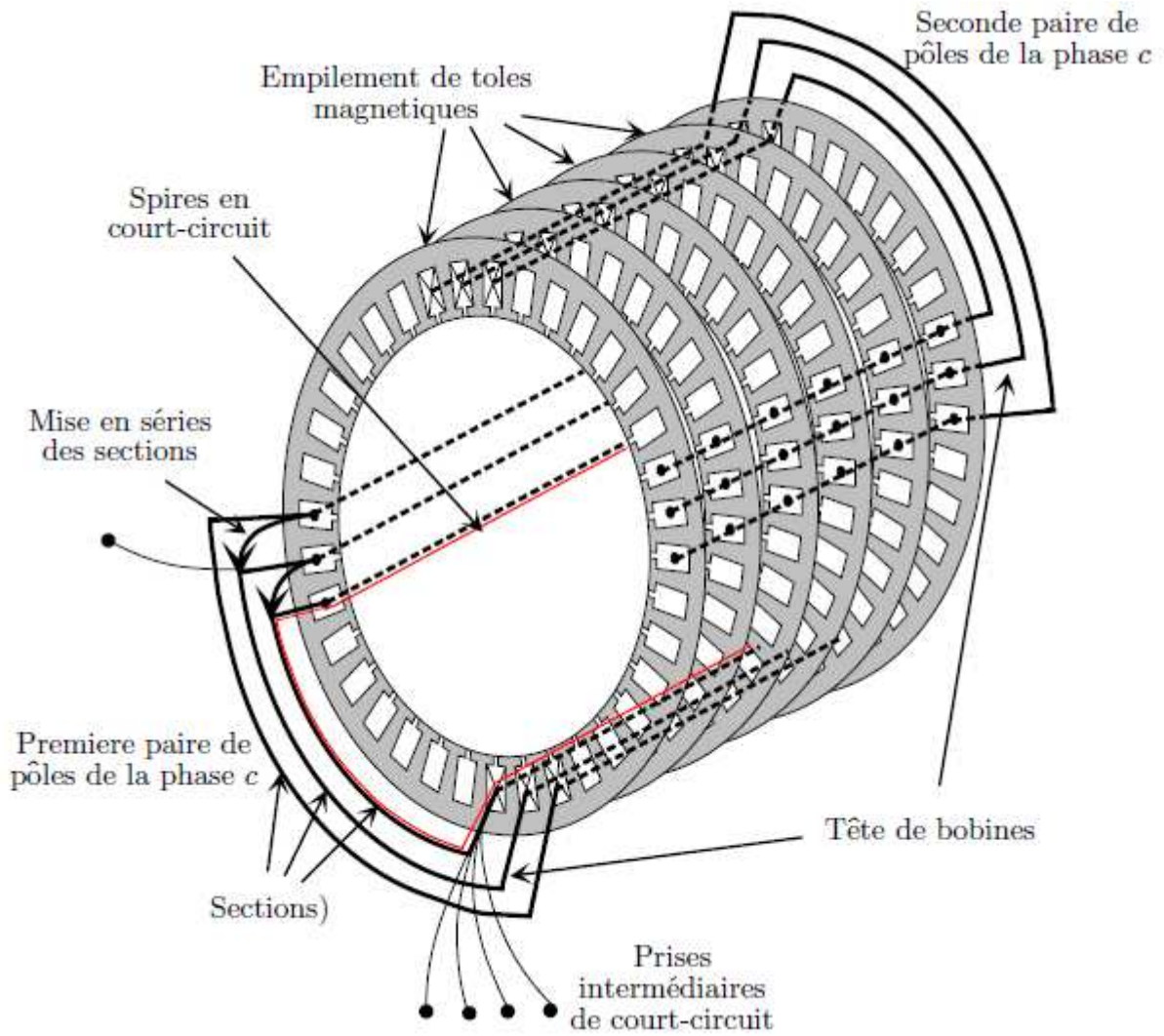


Fig. I.2 : Représentation schématique d'un stator d'une machine asynchrone [2].

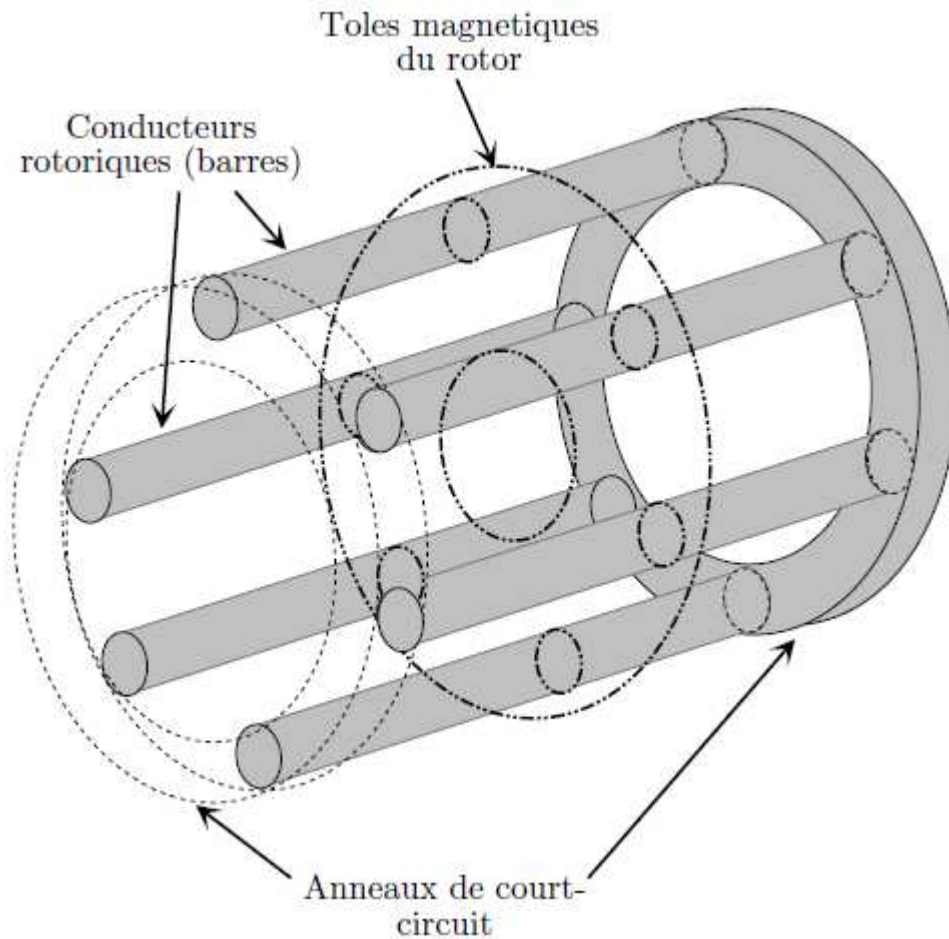


Fig. I.3 : Représentation schématique d'un rotor à cage d'une machine asynchrone [2].

I. 2. Principaux défauts de la machine asynchrone, causes et conséquences

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 [3, 4, 5, 6]:

I. 2. 1. Défauts statoriques : défaut de court-circuit entre phases statoriques ou entre spires d'une même phase, défaut d'ouverture d'une phase ou défaut du circuit magnétique statorique (ruptures de tôles).

I. 2. 2. Défauts rotoriques : défaut de cassure de barres ou d'anneaux de court-circuit, défaut du circuit magnétique rotorique (ruptures de tôles), défaut de roulements, défaut d'excentricité statique et/ou dynamique.

Des études statistiques ont montré que les pannes statorique et rotorique (sans prendre en considération les défauts de roulements) représentent entre 33 % et 46 % des pannes totales (Fig. I.4) [7, 8, 9]. Malgré que la probabilité d'occurrence des défauts de cassure de barres rotoriques

ou d'excentricité est moins que la probabilité d'occurrence des défauts de roulements, ses vitesse de propagation et d'évolution est rapide conduisant aux autres problèmes majeurs dans l'installation globale. Il est donc logique, du point de vue scientifique et industriel, de concentrer les efforts sur la surveillance et le diagnostic de ces défauts.

La figure I.5 représente deux exemples de dégâts provoqués par le défaut de court-circuit au stator. Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit entre spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases ou entre phase et terre.

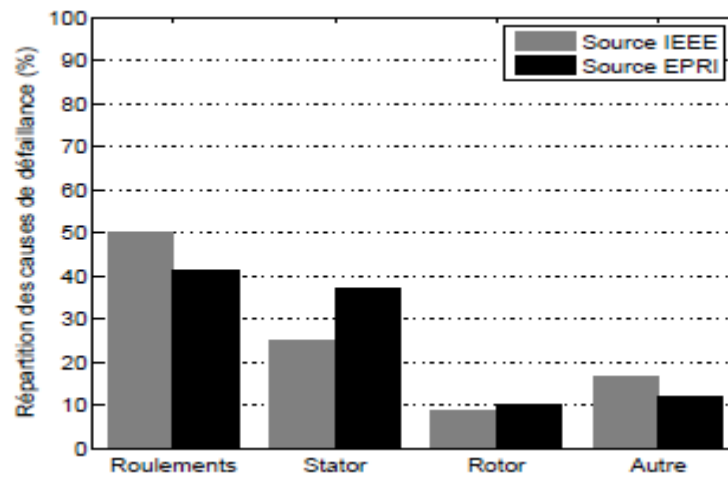


Fig. 1.4 : Répartition du taux de panne dans les machines asynchrones.

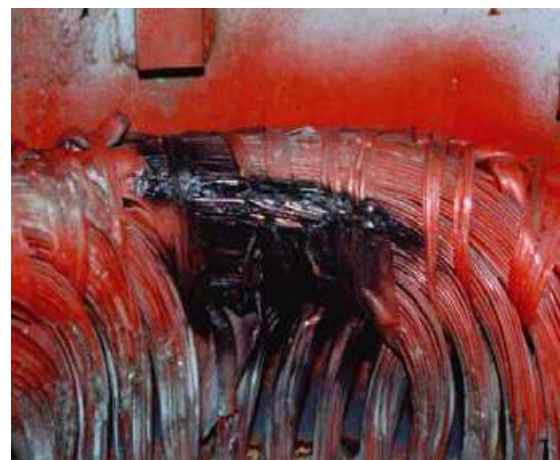


Fig. I.5 : Exemples de dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone.

Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants. Les défauts de courts-circuits entre spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection.

La figure I.6 représente le rotor à cage d'un moteur asynchrone triphasé où il est clair une barre cassée. Ce défaut doit être détecté rapidement afin de garantir un fonctionnement fiable du moteur et donc de l'installation globale et d'éviter sa propagation sur les autres barres rotoriques.

La figure I.7 montre un dégât grave provoqué par un défaut de roulement dans un moteur asynchrone triphasé à cage. On voit bien que le rotor est collé avec le stator provoquant une grande déformation des circuits magnétiques statorique et rotorique. Un défaut d'excentricité peut aussi engendrer les mêmes effets présentés dans la figure I.7.

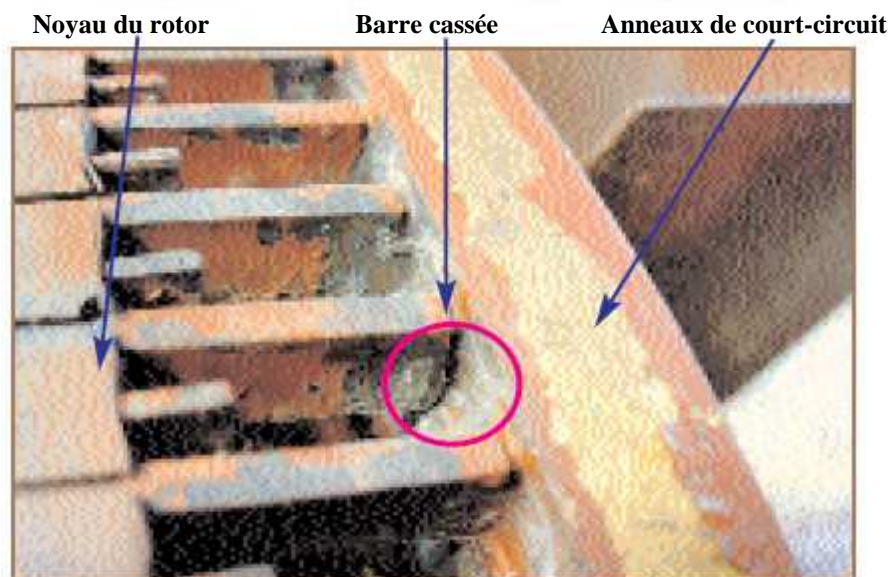


Fig. 1.6 : Exemple d'un défaut de cassure de barre d'un moteur asynchrone.

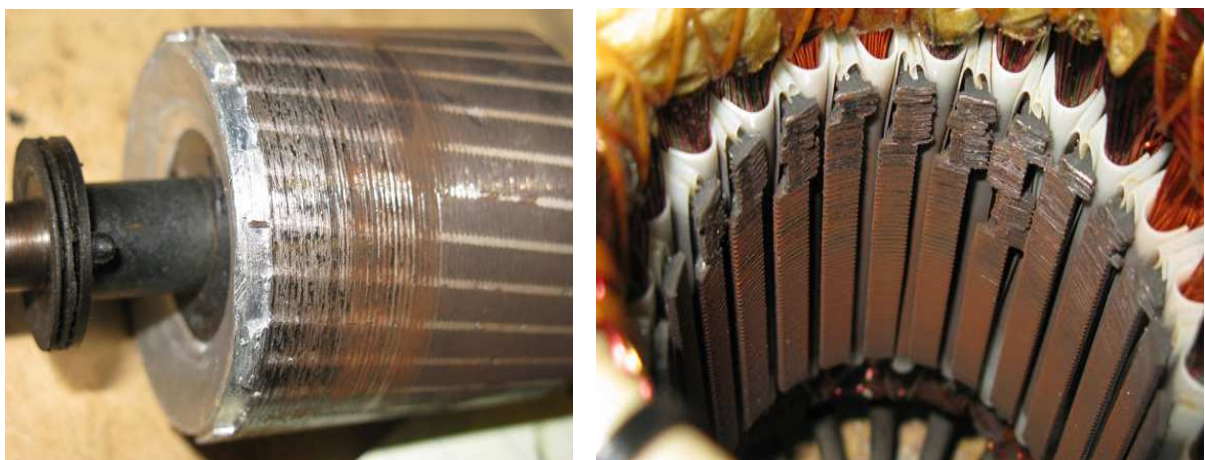


Fig. 1.7 : Exemples de dégâts aux stator et rotor dus au défaut de roulement d'un moteur asynchrone.

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

- Causes thermiques : balourds, points chauds, température ambiante 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, augmente la difficulté de diagnostic de la nature et la localisation de cette panne. Un diagnostic fiable, nécessite donc une bonne connaissance des conséquences des défauts à surveiller, ainsi que leurs signatures sur les signaux issus de la machine.

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total. On cite parmi les conséquences des défauts [5]:

- Appel supplémentaire de courant et fluctuations au niveau du couple et de la vitesse.
- Déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne.
- Augmentations des arrêts non programmés et des pertes de production.

I. 3. Signatures spectrales des défauts de la machine asynchrone

I. 3. 1. Signatures des harmoniques d'encoches rotoriques

En réalité, l'induction magnétique dans l'entrefer n'est pas sinusoïdale, elle est fonction de différents paramètres, tel que la disposition du bobinage statorique et de la structure de la cage rotorique dans le cas des moteurs à cage. A cause de cette structure, il a été démontré qu'en plus de l'harmonique fondamental, apparaissent dans le spectre du courant statorique des harmoniques dite d'encoches rotoriques ayant pour fréquences [5, 10]:

$$f_{he} = \left[\frac{kN_b}{p} (1-g) \pm n_{os} \right] f \quad (I.1)$$

avec ($n_{os} = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$), p le nombre de paires de pôles, N_b le nombre de barres rotoriques, n_{os} l'ordre des harmoniques de temps de la force magnétomotrice (F_{mm}), et k un entier positif. Pour $k=1$ et $n_{os}=1$, on définit les harmoniques d'encoches principales (*Principal Slots Harmonics* 'PSH' en anglais).

1. 3. 2. Signatures des défauts statoriques

Les défauts statoriques regroupent principalement les défauts de court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires. Ils commencent généralement par un court-circuit entre spires, avant d'évoluer vers des défauts plus graves. Une des principales causes de ces défauts est la dégradation de l'isolation qui peut être une dégradation fonctionnelle (liée à la durée de vie de l'enroulement) ou bien due aux conditions d'exploitation et aux contraintes mécaniques, thermiques, électriques et environnementales.

Ce type de défauts entraîne l'apparition d'une série d'harmoniques dans le spectre du flux axial donnée par [5, 11] :

$$f_{st} = \left(k \pm \frac{n(1-g)}{p} \right) f \quad (I.2)$$

avec $k = 1, 3$ et $n = 1, 2, 3, \dots (2p-1)$.

Le diagnostic des courts-circuits est basé sur la détection des composantes fréquentielles données par l'expression (I.2), du fait que cette onde de flux tournant est à l'origine des composantes de courant équivalentes dans l'enroulement statorique [10]. Les harmoniques 150 Hz, 250 Hz...apparaissent aussi en cas de court-circuit entre spires, mais sont aussi souvent présents à cause de la saturation et de n'importe quel défaut susceptible d'entraîner un déséquilibre d'impédance, tel que le déséquilibre de tension [12].

1. 3. 3. Signatures du défaut de barres rotoriques

Un défaut dans le rotor va engendrer une sorte d'asymétrie qui, dans le cas d'une alimentation par un système de tensions triphasé symétrique, va être à l'origine d'un champ magnétique inverse de fréquence $-gf$ dans le circuit rotorique. Cela va engendrer des courants circulant dans le circuit statorique à une fréquence $f_{g,bc} = (1-2g)f$. Une autre composante apparaît aussi dans le spectre du courant statorique à une fréquence $f_{d,bc} = (1+2g)f$. Cette composante est due aux fluctuations de la vitesse provoquées par les oscillations du couple [10]. Il a été démontré qu'un processus répétitif donne naissance à une série d'harmoniques dont les fréquences sont données par :

$$f_{bc} = (1 \pm 2kg) f \quad (I.3)$$

avec $k = 1, 2, 3, \dots$

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression suivante [13] :

$$f_{bc} = \left[\frac{k}{p/2} (1-g) \pm g \right] f \quad (\text{I.4})$$

avec $\frac{k}{p/2} = 1, 3, 5, 7, \dots$

Les défauts de cassure de barres génèrent également dans les signaux du couple et de la vitesse des composantes de fréquences $2kgf$ avec $k = 1, 2, 3, \dots$ [10].

I. 3. 4. Signatures des défauts d'excentricité

L'excentricité de la machine est le résultat du non uniformité d'entrefer. Ce défaut peut être la cause d'une flexion de l'arbre, d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, de l'usure du roulement ou encore d'un déplacement du noyau statorique. Il existe trois types d'excentricité (Fig. I.8) [14, 15, 16]:

a. Excentricité statique

Dans ce type d'excentricité, la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer est fixe dans l'espace. Elle peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator ou encore par le mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si cependant l'assemblage entre le rotor et l'arbre est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

b. Excentricité dynamique

L'excentricité dynamique apparaît lorsque le centre du rotor n'est pas en son centre de rotation et de ce fait la position d'épaisseur minimale d'entrefer tourne avec le rotor. Les causes de ce type d'excentricité sont, la flexion de l'arbre du rotor, l'usure ou le défaut d'alignement du roulement et la résonance mécanique à la vitesse critique.

c. Excentricité mixte

En réalité, les excentricités statique et dynamique ont tendance à coexister. Même à l'état sain, la machine présente toujours un certain degré d'excentricité mixte résiduelle dû aux inévitables erreurs de fabrication.

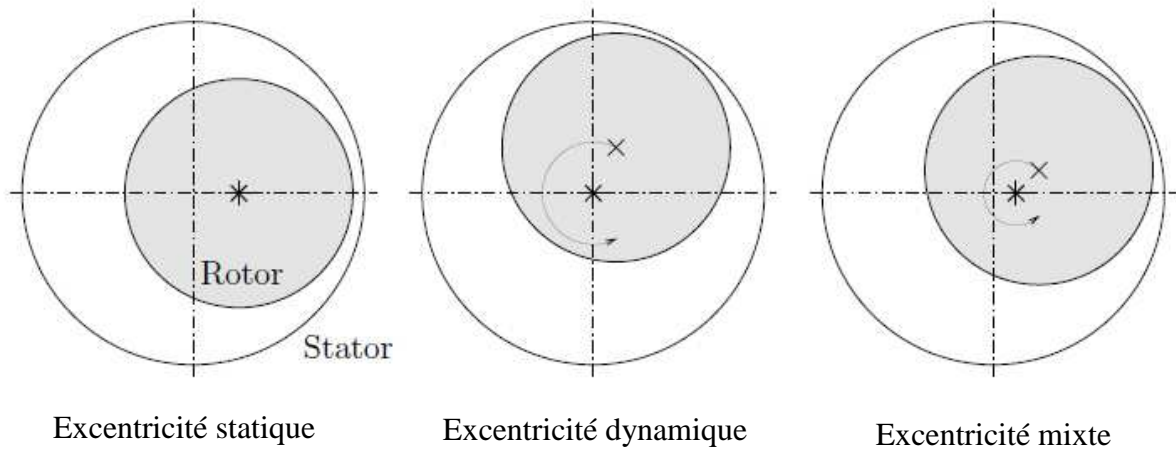


Fig. I.8 : Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte.

La présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par [17]:

$$f_{exe} = \left[\left(\frac{kN_b \pm n_d}{p} \right) (1-g) \pm n_{os} \right] f \quad (\text{I.5})$$

avec k un entier, $n_{os} = 1, 2, 3, \dots$ et n_d l'ordre de l'excentricité. n_d égal à 0 pour l'excentricité statique et 1, 2, 3, ... pour l'excentricité dynamique.

Une autre série d'harmoniques liés à l'excentricité mixte, apparaît de part et d'autre de la fondamentale à des fréquences données par [18] :

$$f_{exc-mix} = |f \pm kf_r| \quad (\text{I.6})$$

tel que k est un entier positif.

I. 4. Approches de diagnostic de défauts dans la machine asynchrone

D'une manière générale, lors de défauts statoriques ou rotoriques d'une machine électrique, la topologie de la machine est modifiée, ce qui implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine. Les manifestations de ces défauts sont perceptibles :

- soit par l'intermédiaire de modifications des propriétés de certains signaux que l'on peut capter sur le dispositif ;
- soit par l'intermédiaire de modifications de certains paramètres physiques du dispositif.

Ces deux possibilités conduisent à définir deux classes de méthodes de surveillance et de diagnostic: une approche dite signal et une approche dite modèle.

1.4.1. Approche signal

Le principe de la détection des défauts par une approche signal repose sur l'existence, en cas de défaut, de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement. A partir de modèles de signaux, établis analytiquement, ou à partir de simulation, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de signal, à extraire ces signatures, permettant ainsi de confirmer la présence d'un défaut dans les machines asynchrones. Parmi les méthodes appartient à cette approche, on peut citer :

1. Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques

Le diagnostic des défauts en utilisant les vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique [19]. 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 [17, 20, 21, 22, 23].

$$\sigma(\theta, t) = \frac{B_s^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (I.7)$$

La distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer est le produit de la force magnétomotrice (F_{mm}) et de la perméance (P).

$$\psi_s = F_{mm} \cdot P \quad (I.8)$$

Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale, verticale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations issus du moteur avec défaut sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque le moteur était en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et la perméance dépend de la variation de l'entrefer. Cependant, le coût des capteurs de vibration qui est relativement élevé, ainsi que les difficultés rencontrées dans la connexion de ces capteurs (problème d'accessibilité) représentent les limites et les inconvénients de cette méthode.

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

Dans une machine idéale et sans défauts, les courants et 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 axiaux 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 exploité pour détecter les différents défauts [11, 24].

3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites

Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statoriques pendant la déconnexion du moteur de réseau. En utilisant cette approche, les effets de non idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que de non linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évitées [14, 25]. Cependant, l'application de cette technique est impossible lorsqu'il s'agit d'un moteur appartenant à une chaîne de production.

4. Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique [26]. L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de santé du moteur [27]. Cependant, la nécessité d'un équipement assez coûteux pour l'acquisition de cette grandeur représente l'inconvénient majeur de cette méthode.

5. Diagnostic par l'analyse du courant statorique

L'analyse des signatures du courant statorique par la transformée de Fourier rapide (*TFR*) est considérée comme référence dans le diagnostic des défauts dans les machines asynchrones. Elle consiste à détecter les défauts par la détection de l'apparence de composantes fréquentielles révélatrices des défauts dans le spectre du courant statorique. Cette méthode est très utilisée car elle est simple, peu coûteuse et facile à exécuter. Elle permet de détecter aussi bien les défauts électriques que mécaniques [5, 10, 13, 28, 29, 30, 31,...etc].

6. Diagnostic par l'analyse du vecteur de Park

La méthode du vecteur de Park est également considérée comme l'une des méthodes populaires dans le diagnostic des défauts. Cette méthode utilise les grandeurs biphasées i_{ds} et i_{qs} qui sont calculées à partir des trois courants d'alimentation pour l'obtention de la courbe de vecteur de Park: $i_{qs} = f(i_{ds})$. Cette méthode consiste à identifier et étudier l'apparence elliptique correspondant à la représentation du vecteur de Park [32, 33, 34].

7. Diagnostic par l'analyse du module du vecteur de Park

Cette méthode est appelée l'approche étendue du vecteur de Park, (*EPVA en anglais*). Elle est basée sur l'analyse spectrale du module du vecteur de Park. Elle présente beaucoup d'avantages quant à la détection des défauts statoriques et rotoriques [35, 36, 37].

8. Diagnostic par l'analyse des puissances instantanées

L'utilisation des puissances instantanées pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones a fait l'objet des nombreux travaux [38, 39, 40, 41, 42, 78]. Les puissances instantanées sont la somme des produits des courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Le niveau d'informations apporté par ces grandeurs est donc plus grand que celui apporté par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres. Cette méthode est utilisée pour la détection des défauts mécaniques et électriques.

I. 4. 2. Approche modèle

Le principe de la détection de défauts par une approche modèle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel. La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. Dans tous les cas, le principe de comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts [43, 44, 79]. Trois grandes approches de génération de résidus se sont développées:

- 1. Approche à base d'observateurs,*
- 2. Approche par projection dans l'espace de parité,*
- 3. Approche par estimation paramétrique.*

I. 5. Techniques de traitement de signal utilisées dans le diagnostic

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

vibrations,...etc. Dans ce qui suit, on présente brièvement les transformées de Hilbert (*TH*), Fourier rapide (*TFR*), Fourier à fenêtre glissante (*TFFG*) et la transformée en ondelettes (*TO*). Le deuxième chapitre sera consacré à une étude plus détaillée des transformées précitées.

1. 5. 1. Transformée de Hilbert (TH)

C'est une technique parmi les plus connues dans le domaine du traitement de signal. Elle peut être utilisée pour analyser les signaux dans les différents secteurs techniques même en diagnostic [81]. Contrairement à la transformée de Fourier, qui transforme un signal issu du domaine temporel en un signal exprimé dans le domaine fréquentiel, la transformée de Hilbert (*TH*), ne change pas le domaine du signal. En effet, la transformée de Hilbert d'un signal dépendant du temps est aussi une fonction du temps.

1. 5. 2. Transformée de Fourier Rapide (TFR)

La transformée de Fourier rapide (*TFR*) est une technique largement utilisée pour la détection des défauts dans les machines asynchrones [28, 30, 17, 35, 40, 18, 27, 45, 46, 47, 10, 16,...etc.]. Elle donne de bons résultats pour des fonctionnements à forte puissance ou à couple constant mais des difficultés apparaissent pour les fonctionnements à couple de charge, vitesse de rotation et tensions d'alimentation variables [48, 49, 50]. La nécessité de trouver d'autres techniques de traitement de signal pour les signaux non stationnaires devient donc nécessaire.

1. 5. 3. Transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG)

Pour pallier le manque d'information sur le temps dans la transformée de Fourier, la TFFG est donc introduite. Cette méthode, pouvant être adaptée aux signaux non stationnaires, est très proche de l'analyse de Fourier classique. Son principe est de définir une fenêtre qui sera utilisée comme masque sur le signal, dans laquelle on considère que le signal est localement stationnaire, puis on décale cette fenêtre le long du signal afin de l'analyser entièrement [51, 68].

1. 5. 4. Transformée en ondelettes (TO)

La transformée en ondelettes est un outil récent de traitement de signal [52]. Son principe repose sur la décomposition d'un signal dans une base de fonctions particulières. De ce point de vue, elle est tout à fait comparable à l'analyse de Fourier [53]. Cependant, les ondelettes sont des fonctions oscillantes au sens large, rapidement amorties, contrairement aux fonctions sinusoïdales de l'analyse de Fourier. Par ailleurs, les ondelettes possèdent la propriété de pouvoir être bien localisées en temps ou en fréquence, ce qui les différencie principalement de l'analyse temps-fréquence classique [54]. Les travaux de [49, 50, 55, 56, 48, 57, 58, 59] utilisent la TO pour le diagnostic de défauts dans les machines asynchrone triphasée à cage.

I. 6. Types des couples de charge variables

Les expressions des principaux types des couples de charge variables et leurs effets sur le spectre du courant statorique sont illustrés comme suit [60, 61]:

I. 6. 1. Couple de charge variable avec la position

Le couple de charge variable avec la position a l'expression suivante :

$$C_r = C_{r,m} + \eta.C_{r,m}.\cos(\theta_r) \quad (\text{I.9})$$

avec $C_{r,m}$ est le couple de charge moyen, θ_r est l'angle mécanique du rotor et η est le niveau d'oscillation du couple de charge.

I. 6. 2. Couple de charge oscillatoire à une fréquence unique

Ce couple de charge peut être exprimé par :

$$C_r = C_{r,m} + \eta.C_{r,m}.\cos(2\pi f_0 t) = C_{r,m} + C_{r,osci}.\cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{I.10})$$

avec $C_{r,osci}$ est le terme oscillatoire du couple de charge, f_0 est la fréquence unique d'oscillation.

I. 6. 3. Couple de charge périodique avec commutations

La perturbation périodique typique de la charge est sous forme des commutations dans le couple. Dans ce cas, le spectre du couple de charge, en supposant une période égale à $1/f_0$, contiendra une composante fondamentale à la fréquence f_0 , et une séquence d'harmoniques d'ordre élevé à des fréquences kf_0 , dont leurs amplitudes dépendent évidemment du rapport cyclique des commutation du couple. L'effet total de ce type d'anomalie peut être considéré comme une superposition d'une série de charges oscillantes à fréquence unique. Par conséquent, des bandes latérales d'harmoniques situées à $f \pm kf_0$ apparaîtra dans le spectre du courant statorique. Dans le cas où f_0 est très proche de la composante fréquentielle $2gf$, les signatures de cassure de barres rotoriques en utilisant (I.3) peuvent être confondues par les signatures du couple de charge périodique avec commutations.

I. 6. 4. Couple de charge aléatoire avec commutations

Dans le cas du couple de charge aléatoire avec commutations, la fenêtre d'observation joue un rôle important dans l'analyse spectrale. Différentes largeurs de la fenêtre d'observation sélectionnée assigner différentes périodes du signal du couple de charge aléatoire avec commutations. L'analyse spectrale classique n'est pas adaptée pour détecter ce type d'anomalie

puisque la signature de défaut dans le spectre du courant statorique dépend de la largeur de la fenêtre d'observation choisie.

I. 7. Etapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

Les principales étapes de conception d'un dispositif fiable de sûreté de fonctionnement sont :

1. Recherche de signatures des défaillances

Cette étape consiste à étudier les effets et les conséquences des défauts. Il est donc important de bien connaître l'objet à surveiller afin d'appréhender au mieux son comportement, en l'absence et en présence de défauts. Dans ce contexte, la sûreté de fonctionnement est toujours totalement dépendante de la connaissance du système étudié et de l'état des sciences concernées. La difficulté pour le concepteur est alors d'être a priori capable de spécifier quels sont les éléments les plus sensibles d'une installation, à travers quelles grandeurs on va observer les effets des défauts et comment vont se manifester les défauts sur ces grandeurs. Ce dernier point, que l'on nomme recherche de signatures des défaillances, constitue une étape majeure dans la mise au point d'un dispositif de sûreté de fonctionnement. Cette recherche peut être menée par différents moyens. Elle peut se nourrir d'un retour d'expérience sur des produits défaillants, ou simplement des connaissances théoriques du processus. Il est également possible de faire appel à des outils de modélisation, de simulation ou encore à des essais expérimentaux.

2. Mise au point de méthodes de surveillance et détection

L'étape de mise au point de méthodes de surveillance et de détection permet de mettre en évidence, au cours du fonctionnement du système, les prémices ou l'occurrence d'un défaut. L'objectif est de chercher l'apparition de signatures des défauts surveillés et de générer automatiquement, c'est-à-dire sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition.

3. Diagnostic des défaillances

L'étape de diagnostic consiste à analyser les données issues de la surveillance pour tenter d'identifier et de localiser la ou les causes probables de la défaillance. Les méthodes de diagnostic peuvent utiliser toutes les connaissances disponibles sur leur relation de cause à effet. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de criticité du défaut et de cibler les moyens d'action possibles pour le contenir.

4. *Décision d'actions*

Enfin, l'étape décisionnelle intervient pour appliquer les actions les plus appropriées afin de répondre aux exigences du cahier de charges de sûreté de fonctionnement (maintien de la fonction, sécurisation, maintenance,...).

I. 8. Travaux récents sur la TO et le diagnostic des défauts aux régimes non stationnaires

Le problème de diagnostic des défauts des machines asynchrones dans le cas de fonctionnements stationnaires a été largement discuté dans la littérature. Cependant, aux fonctionnements non stationnaires (couple de charge, vitesse et tensions d'alimentation variables), le sujet mérite beaucoup d'investigations à faire. En effet, la plus part des techniques proposées sert à discriminer entre les harmoniques spectrales produites par ces conditions non stationnaires, particulièrement l'oscillation du couple de charge et celles produites par les défauts réels (cassure de barres et excentricité) des machines asynchrones.

Dans [49] et [50], l'approche de diagnostic est basée sur l'identification des oscillations caractéristiques des défauts statorique et rotorique (court-circuit, cassure de barres et excentricités) dans les signaux obtenus à partir de la transformée en ondelettes discrète (*TOD*) du courant statorique durant le démarrage. Cette méthode ne dépend pas de la charge du moteur. Cela permet de distinguer entre les défauts d'oscillation de la charge ou tensions d'alimentation des défauts de cassure de barres ou excentricité. Son inconvénient réside dans sa nécessité de démarrer le moteur pour effectuer le diagnostic. Dans [62], en vue de discriminer les harmoniques dues aux défauts réels de celles dues à l'oscillation du couple de charge, différentes techniques de traitement de signal appliquées au courant statorique sont adoptées telle que l'analyse spectrale classique, l'estimation de la fréquence instantanée et la distribution de Wigner-Ville. Dans [48], exploitant le courant statorique en régime permanent, la méthode de détection de cassure de barres utilisant la transformée en ondelettes discrète (*TOD*) et la densité spectrale de puissance (*DSP*) consiste à extraire les différentes bandes fréquentielles représentant les défauts de cassure de barres. La transformée en ondelettes discrète a été appliquée avec succès au module du vecteur de Park (*MVP*) pour un moteur fonctionnant en régime permanent avec différent niveau de la charge et présentant un et trois barres cassées dans [57]. La méthode d'analyse de l'énergie des vecteurs propres du courant statorique utilisant la transformée en ondelettes discrète est reporté dans [63]. Récemment, [61] et [64] ont utilisés les signatures des puissances active et réactive afin de séparer les effets de défauts réels de cassure de barres et d'excentricité des effets de l'oscillation du couple de charge mécanique.

Conclusion

Ce chapitre est un prétexte à la présentation des notions très importantes en diagnostic, telles que les défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, leurs causes, leurs signatures et les grandeurs utilisées en diagnostic. On a présenté aussi les principaux types du couple de charge et les principales techniques de traitement de signal utilisées. Les travaux récents sur la TO et le diagnostic des défauts de la machine asynchrone en régime non stationnaire terminèrent ce chapitre. Le chapitre suivant sera consacré au développement des méthodes de diagnostic des machines asynchrones.

Chapitre II

Méthodes de diagnostic de la machine asynchrone

Sommaire

II.1. Méthodes dédié au diagnostic de la machine asynchrone	24
II. 1. 1. Méthodes basées sur un seul courant statorique	24
II. 1. 2. Méthodes basées sur trois courants statoriques	26
II. 2. 3. Méthodes basées sur des courants et tensions statoriques.....	28
II. 2. Méthodes de traitement de signal dédié au diagnostic de la machine asynchrone	29
II. 2. 1. Transformée de Fourier (<i>TFR</i>).....	29
II. 2. 2. Transformée de Fourier à fenêtre glissante (<i>TFFG</i>).....	31
II. 2. 3. Distribution de Wigner-Ville (<i>DWV</i>).....	32
II. 2. 4. Transformée en ondelettes (<i>TO</i>).....	33
II. 2. 4. 1. Transformée en ondelettes continue (<i>TOC</i>).....	33
II. 2. 4. 2. Transformée en ondelette discrète (<i>TOD</i>).....	36
II. 2. 4. 3. Transformée en paquets d'ondelette (<i>TPO</i>).....	39
II. 2. 5. Avantages de la transformée en ondelettes.....	41
Conclusion	42

Dans la première partie de ce chapitre, on va d'abord présenter les trois groupes de méthodes utilisées pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone. Le premier groupe contient les méthodes basées sur l'analyse du contenu spectral d'un seul courant statorique. En effet, le courant statorique i_a est analysé d'abord sous sa forme originale (courant statorique instantané i_a) puis sous sa forme transformée (enveloppe du courant statorique $Env i_a$). Le deuxième groupe contient les méthodes basées sur l'analyse du contenu spectral des trois courants statorique via le courant statorique direct i_{ds} , le courant statorique en quadrature i_{qs} et le module du vecteur de Park (*MVP*) et le troisième groupe contient les méthodes basées sur l'analyse du contenu spectral de la combinaison entre courants et tensions statoriques via la puissance active instantanée (*PAI*), l'angle de phase (*Phi*) et le facteur de puissance (*FP*).

La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à une étude plus détaillée de la transformée en ondelettes (*TO*) en passant brièvement par la transformée de Fourier rapide (*TFR*), la transformée de Fourier à fenêtre glissante (*TFFG*) et la distribution de Winner-Ville (*DWV*).

II. 1. Méthodes dédiées au diagnostic de la machine asynchrone

Etant donné un moteur asynchrone triphasé sain alimenté par une source de tension triphasée sinusoïdale et entraînant une charge à couple constant. Les allures des courants et tensions statoriques peuvent être modélisées par :

$$\begin{cases} i_a(t) = I_M \cos(\omega t) \\ i_b(t) = I_M \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ i_c(t) = I_M \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} v_a(t) = V_M \cos(\omega t + \varphi) \\ v_b(t) = V_M \cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ v_c(t) = V_M \cos(\omega t + \varphi - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

II. 1. 1. Méthodes basées sur un seul courant statorique

a). Analyse du courant statorique instantané i_a

Le courant statorique est largement utilisé dans les stratégies de détection et de diagnostic des défauts des machines asynchrones. La présence des défauts dans ces machines asynchrones se caractérise par la présence de nouvelles composantes fréquentielles ou l'amplification des composantes fréquentielles déjà existantes à l'état sain dans le spectre du courant statorique. Les défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte sont caractérisés par la présence d'une série d'harmoniques autour de la fréquence fondamentale $f_{d,c} = f \pm kf_x$ dans le spectre du courant statorique [35, 45]. Dans ce cas, le courant statorique, par exemple, i_a du moteur est donné par :

$$i_{a,d}(t) = I_M \cos(\omega t) + \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ I_{d,g,m} \cos[2\pi(f - kf_x)t] + I_{d,d,m} \cos[2\pi(f + kf_x)t] \right\} \quad (\text{II.3})$$

L'analyse de l'expression (II.3) dans le domaine fréquentiel montre l'apparition de deux composantes fréquentielles autour de la composante fondamentale à des fréquences $(f - f_x)$ et $(f + f_x)$ pour $k=1$. La fréquence f_x est égale à $2gf$ pour le cas de défaut de cassure de barres rotoriques et f_r pour le cas de défaut d'excentricité mixte du moteur [35].

b). Analyse de l'enveloppe du courant statorique i_a (Env i_a)

L'enveloppe du courant statorique peut être obtenue par la transformée de Hilbert. On doit donc commencer par un petit rappel théorique sur cette transformée. En effet, la transformée de Hilbert d'un signal réel $x(t)$, tel qu'un courant statorique, est définie par :

$$y(t) = TH\{x(t)\} = \frac{1}{\pi t} * x(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (\text{II.4})$$

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

$$\bar{x}(t) = x(t) + jy(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (\text{II.5})$$

avec:

$$a(t) = \sqrt{[x^2(t) + y^2(t)]} \quad \text{et} \quad \theta(t) = \arctan\left(\frac{y(t)}{x(t)}\right)$$

$a(t)$ est l'enveloppe ou l'amplitude instantanée de $\bar{x}(t)$. Elle reflète la variation d'énergie du signal réel $x(t)$ dans le temps, $\theta(t)$ est la phase instantanée de $\bar{x}(t)$.

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

Le signal analytique correspondant à $i_a(t)$ à l'état sain est :

$$\bar{i}_a(t) = i_a(t) + jHT(i_a(t)) = I_M (\cos(\omega t) + I_M \sin(\omega t)) \quad (\text{II.6})$$

Les fonctions $\sin(\omega t)$ et $\cos(\omega t)$ peuvent être représentées par :

$$\sin(\omega t) = \left(\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}\right); \cos(\omega t) = \left(\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2j}\right) \quad (\text{II.7})$$

En remplaçant les expressions de $\sin(\omega t)$ et $\cos(\omega t)$ dans (II.6), on obtient :

$$\bar{i}_a(t) = 2I_M e^{j\omega t} \quad (\text{II.8})$$

L'analyse du module instantané $a(t)$ du courant statorique i_a (enveloppe du courant statorique i_a (Env i_a)) à l'état sain montre l'existence seulement d'une composante continue égale à $2I_M$.

Dans le cas de défaut de cassure de barres par exemple, l'amplitude du courant dans chaque phase est modulée par la fréquence caractéristique de défaut f_x comme illustré dans l'expression (II.3). Cette expression peut être donnée sous ces formes simplifiées:

$$i_{a,d}(t) = I_M \cos(\omega t) + \frac{\beta_1 I_M}{2} [\cos(2\pi(f - f_d)t) + \cos(2\pi(f + f_d)t)] \quad (\text{II.9})$$

$$i_{a,d}(t) = I_M \cos(\omega t) + [1 + \beta_1 \cos(2\pi f_x t)] \quad (\text{II.10})$$

avec : β_1 est l'indice de modulation.

La transformée de Hilbert de ce courant est construite par le changement des fonctions $\cos(\omega t)$ par des fonctions $\sin(\omega t)$ dans (II.9), on obtient donc:

$$HT(i_{a,d}(t)) = I_M \sin(\omega t) + \frac{\beta_1 I_M}{2} [\sin(2\pi(f - f_x)t) + \sin(2\pi(f + f_x)t)] \quad (\text{II.11})$$

L'expression (II.11) peut être donnée comme suit :

$$HT(i_{a,d}(t)) = I_M \sin(\omega t) + [1 + \beta_1 \cos(2\pi f_x t)] \quad (\text{II.12})$$

Le signal analytique est obtenu en combinant (II.10) (partie réelle) et (II.12) (partie imaginaire), on aura :

$$\bar{i}_{a,d}(t) = [1 + \beta \cos(2\pi f_x t)] I_M (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) \quad (\text{II.13})$$

Et donnée sous la forme module-argument comme suit :

$$\bar{i}_{a,d}(t) = [1 + \beta \cos(2\pi f_x t)] I_M e^{j\omega t} \quad (\text{II.14})$$

L'analyse du module $a(t)$ du signal analytique du courant statorique i_a (enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$)) à l'état de défaut montre l'existence d'une composante fréquentielle f_x caractéristique de défaut. Donc (II.14) peut être utilisée non seulement pour le cas de cassure de barres rotoriques où $f_x = 2gf$ mais aussi pour autre type de défaut tel que l'excentricité mixte où $f_x = f_r$.

II. 1. 2. Méthodes basées sur les trois courants statoriques

La méthode du module de vecteur de Park (*MVP*) est parmi les méthodes les plus connues [35, 36]. C'est une méthode simple, qui exploite le contenu spectral des trois courants statoriques. Les composantes $i_{\alpha s}(t)$ et $i_{\beta s}(t)$ du vecteur de Park dans le repère lié au stator sont calculées à partir des courants statoriques $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ grâce aux deux relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{\alpha s}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}i_a(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_b(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_c(t) \\ i_{\beta s}(t) = \sqrt{\frac{1}{2}}i_b(t) - \sqrt{\frac{1}{2}}i_c(t) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Pour le cas du fonctionnement idéal (sans défaut), les trois courants statoriques $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ donnés par (II.1) permettent d'obtenir les composantes suivantes $i_{\alpha s}(t)$ et $i_{\beta s}(t)$:

$$\begin{cases} i_{\alpha s}(t) = \frac{\sqrt{6}}{2}I_M \cos(\omega t) \\ i_{\beta s}(t) = \frac{\sqrt{6}}{2}I_M \sin(\omega t) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les composantes du vecteur de Park $i_{ds}(t)$ et $i_{qs}(t)$ dans le repère lié au champ tournant sont données par :

$$\begin{cases} i_{ds}(t) = i_{\alpha s}(t) \cos(\omega t) + i_{\beta s}(t) \sin(\omega t) \\ i_{qs}(t) = -i_{\alpha s}(t) \sin(\omega t) + i_{\beta s}(t) \cos(\omega t) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Le module du vecteur de Park (*MVP*) est :

$$MVP = \sqrt{(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)} \quad (\text{III.18})$$

L'analyse des courants statoriques direct $i_{ds}(t)$ et en quadrature $i_{qs}(t)$ et le module du vecteur de Park (*MVP*) à l'état sain montre qu'elles sont constants et ses spectres contiennent seulement une composante continue.

Pour le cas du fonctionnement avec défaut comme les défauts de cassure de barres rotoriques ou l'excentricité mixte, les expressions données par (II.17) ne sont pas valides parce que les courants d'alimentation du moteur contiennent des composantes fréquentielles caractéristique de défauts comme illustré par (II.3). L'explication est la suivante:

A cause de l'existence du défaut de cassures de barres rotoriques ou d'excentricité, les

courants d'alimentation $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ du moteur peuvent être exprimés par [35] :

$$\begin{cases} i_{a,d}(t) = I_M \cos(\omega t) + I_{dg,m} \cos[2\pi(f - f_x)t] + I_{dd,m} \cos[2\pi(f + f_x)t] \\ i_{b,d}(t) = I_M \cos(\omega t - 2\pi/3) + I_{dg,m} \cos[2\pi(f - f_x)t - 2\pi/3] + I_{dd,m} \cos[2\pi(f + f_x)t - 2\pi/3] \\ i_{c,d}(t) = I_M \cos(\omega t - 4\pi/3) + I_{dg,m} \cos[2\pi(f - f_x)t - 4\pi/3] + I_{dd,m} \cos[2\pi(f + f_x)t - 4\pi/3] \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Ces courants conduisent au vecteur de Park avec les composantes suivantes :

$$\begin{cases} i_{\alpha s}(t) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_M \cos(\omega t) + I_{dg,m} \cos[2\pi(f - kf_x)t] + I_{dd,m} \cos[2\pi(f + kf_x)t] \\ i_{\beta s}(t) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_M \sin(\omega t) + I_{dg,m} \sin[2\pi(f - kf_x)t] + I_{dd,m} \sin[2\pi(f + kf_x)t] \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Le carré du module de vecteur de Park sera donné comme suit :

$$|i_{\alpha s} + ji_{\beta s}|^2 = \left(\frac{3}{2}\right)(I_M^2 + I_{dg}^2 + I_{dd}^2) + 3I_M I_{dg} \cos(2\pi f_x t) + 3I_M I_{dd} \cos(2\pi f_x t) + 3I_{dg} I_{dd} \cos(4\pi f_x t) \quad (\text{II.21})$$

Dans ces conditions, il est clair que les spectres des courants statoriques direct $i_{ds}(t)$ et en quadrature $i_{qs}(t)$ et le module du vecteur de Park (*MVP*) contiennent une composante continue générée principalement par la composante fondamentale à 50 Hz du courant de moteur et des composantes fréquentielles caractéristiques de défauts à f_x et $2f_x$. Le défaut de cassure de barres entraîne principalement l'apparition, dans les spectres des signaux précédents, des composantes harmoniques $2gf$ alors que le défaut d'excentricité mixte entraîne l'apparition des composantes harmoniques f_r .

II. 2. 3. Méthodes basées sur les courants et tensions statoriques

La puissance apparente peut être exprimée dans le domaine complexe par [40, 65, 66]:

$$\begin{aligned} \bar{s} = \overline{v}i^* &= (v_{ds} + jv_{qs})(i_{ds} - ji_{qs}) = (v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) + j(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \\ &= p_r + jq_i \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

La puissance active instantanée (*PAI*) est donnée par :

$$PAI = p_r = (v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \quad (\text{II.23})$$

Le facteur de puissance instantané (FP) est donné par:

$$FP = \cos(\varphi(t)) = \frac{P_r(t)}{s(t)} \quad (\text{II.24})$$

L'angle de phase instantané (Phi) est donné par :

$$Phi = \varphi(t) = \cos^{-1}\left(\frac{P_r(t)}{s(t)}\right) \quad (\text{II.25})$$

Pour un moteur sain, les spectres de la puissance active instantanée (PAI), le facteur de puissance (FP) et l'angle de phase (Phi) contiennent seulement une composante fréquentielle continue.

Le défaut de cassure de barres rotoriques ou l'excentricité mixte sont caractérisés par la présence des harmoniques ($f \pm f_x$) autour de la fréquence fondamentale dans le spectre du courant statorique comme illustré dans (II.19) [13]. Les spectres de la puissance active instantanée (PAI), le facteur de puissance (FP) et l'angle de phase (Phi) pour le cas de défaut contiennent donc en plus de la composante continue, des composantes spectrales additionnelles à la fréquence de défaut f_x . Cette fréquence de défaut f_x est égale à $2gf$ pour le cas de défaut de cassure de barres et f_r pour le cas de défaut d'excentricité mixte [40].

Les méthodes de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$), le courant statorique direct i_{ds} , le courant statorique en quadrature i_{qs} , le module du vecteur de Park (MVP), l'angle de phase (Phi), le facteur de puissance (FP) et la puissance active instantanée (PAI) peuvent être utilisées pour éliminer quelque limitations de la méthode du courant statorique instantané i_a . En effet, il est très connu que le filtrage de la composante fondamentale à $50 Hz$ du courant d'alimentation du moteur peut affecter aussi les composantes latérales ($f \pm 2gf$) pour le cas de défaut de cassure de barres rotoriques. Par contre, les composantes fréquentielles $2gf$ et $4gf$ dans les spectres de l'Env i_a , du courant i_{ds} , du courant i_{qs} , du MVP, de l'angle Phi, du FP et de la PAI peuvent être extraites facilement comme la composante fondamentale est localisée à la fréquence nulle et même peut être éliminée en analysant seulement les composantes alternatives de ces grandeurs. En plus, l'analyse des trois courants statoriques via les courants i_{ds} , i_{qs} et le MVP et la combinaison entre les trois courants et tensions statoriques via le FP, l'angle Phi et la PAI peut donner plus d'informations sur l'état de la machine.

II. 2. Méthodes de traitement de signal dédiées au diagnostic de la machine asynchrone

II. 2. 1. Transformée de Fourier rapide (TFR)

Considérons le signal $x(t)$ à temps continu. Si x est d'énergie finie, sa transformée de Fourier rapide (TF) à la fréquence f est la suivante [67]:

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi f t} dt \quad (\text{II.26})$$

Son inverse est donnée par :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(f)e^{j2\pi f t} df \quad (\text{II.27})$$

Sa transformée de Fourier discrète (TFD) de N points avec une période d'échantillonnage T est donnée par :

$$x\left(\frac{f}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{k=N-1} x(kT)e^{-\frac{j2\pi f kT}{NT}} \quad (\text{II.28})$$

et sa relation inverse est donnée par :

$$x(kT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{k=N-1} x\left(\frac{f}{NT}\right)e^{\frac{j2\pi f kT}{NT}} \quad (\text{II.29})$$

La transformée de Fourier rapide (TFR) est un algorithme de calcul rapide de la TFD. L'algorithme de base de cette transformé utilise un nombre de points N égal à une puissance de 2, ce qui permet d'obtenir un gain en temps de calcul, par rapport à un calcul avec la TFD, de $N / \log_2(N)$.

Le signal sous sa forme fréquentielle $x(f)$ est le plus souvent étudié par l'analyse de la courbe $|x(f)|^2$ définissant l'amplitude du spectre à chaque fréquence. Cette transformation fait clairement ressortir le contenu fréquentiel du signal $x(t)$. En effet, la TFR décompose le signal $x(t)$ sur une base de vecteurs propres sinusoidaux $\{e^{j2\pi f t}\}_{f \in R}$. Malheureusement, ceci convient pour des signaux stationnaires dont les propriétés statistiques sont invariantes dans le temps. Cependant, en pratique la grande majorité des signaux rencontrés sont non stationnaires et la notion de décomposition sur une somme infinie d'exponentielles complexes propres à la TFR s'avère inadéquate. Pour mieux décrire ce type de signaux, on fait appel à des représentations faisant intervenir conjointement le temps et la fréquence. Le changement ainsi opéré nous permettra d'analyser les lois du comportement fréquentielle du signal au cours du temps. Dans le

cas de l'existence de sauts, d'impulsions ou de changements de fréquence par exemple, la TFR ne permet pas de localiser ces événements transitoires qui surviennent dans le signal [48, 54, 57]. Ces phénomènes sont non stationnaires et du fait qu'ils sont brefs et souvent à caractère oscillatoire, leur contenu spectral est difficile à mettre en évidence. Dans ce cas, c'est le changement instantané de la fréquence tout au long du temps qui nous intéresse et pas nécessairement la fréquence elle-même. Il faut donc mettre à profit les caractéristiques et les propriétés statistiques du signal afin de faire apparaître les événements le constituant.

Suite aux travaux fondamentaux de Gabor [68], Ville [69] et de Wigner [70] sur les représentations temps-fréquence (*RTF*), le sujet est quasiment devenu une discipline scientifique à part entière. Les RTF sont utilisées dans de nombreux domaines d'applications, pour la détection [62, 44] et pour la classification [71]. Plus récemment, la transformée en ondelettes a gagné en popularité et est devenue l'analyse la plus utilisée surtout dans le domaine industriel. L'objectif commun de toutes ces représentations est d'offrir une description détaillée et pertinente des signatures temps-fréquence composant le signal. Dans ce qui suit, nous donnerons un bref aperçu sur la transformée de Fourier à fenêtre glissante (*TFFG*), la distribution de Wigner-Ville (*DWV*) et la transformée en ondelettes (*TO*).

II. 2. 2. Transformée de Fourier à fenêtre glissante (*TFFG*)

Contrairement à la TF qui évalue le contenu fréquentiel d'un signal $x(t)$ en l'étudiant sur tout son domaine temporel, la transformée de Fourier à fenêtre glissante (*TFFG*) estime le contenu fréquentiel du signal $x(t)$ dans une fenêtre localisée dans le temps [52]. Elle peut s'interpréter comme la projection du signal analysé sur des atomes temps-fréquences de Gabor. Ces atomes sont construits par une translation en temps d'une fenêtre unique $h(t)$ et une modulation $h_{b,f}(t) = h(t-b)e^{+j2\pi ft}$. L'énergie de $h_{b,f}$ est concentrée au voisinage de b sur un intervalle de longueur T_h . Sa transformée de Fourier s'obtient en translatant de f la transformée de Fourier \hat{h} de h :

$$\hat{h}_{b,w}(w) = \hat{h}(w-f)e^{-j2\pi t(w-f)} \quad (\text{II.30})$$

L'énergie de $\hat{h}_{b,w}$ est localisée au voisinage de la fréquence f sur un intervalle de largeur B_h . Dans le plan temps-fréquence (t, w) , l'étalement de l'énergie de l'atome est représenté par un rectangle d'Heisenberg. Ce rectangle a pour centre (b, f) avec une largeur temporelle T_h et une largeur fréquentielle de B_h , (Fig. II.1).

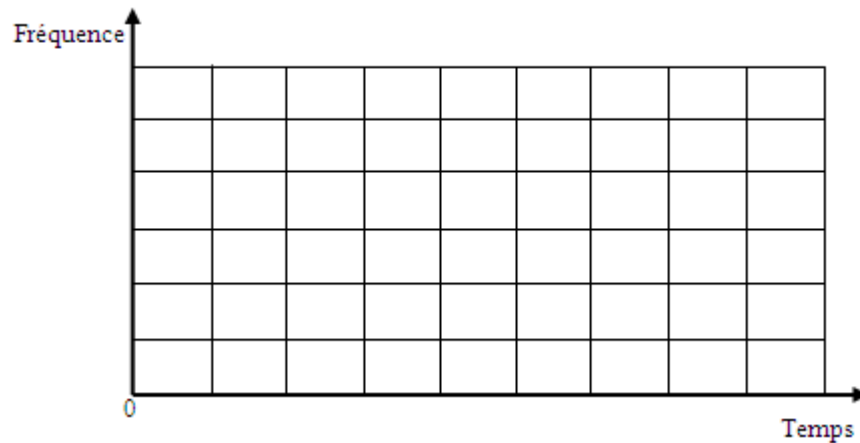


Fig. II.1 : Pavage de la transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG).

Le principe de la TFFG consiste à effectuer une TF du signal $x(t)$ multipliée au préalable par la fenêtre $h(t-b)$. Chaque fenêtre h est lissée, bien localisée et de courte durée T_h pendant laquelle $x(t)$ est considéré comme stationnaire. h est en plus réelle, symétrique : $h(t) = h(-t)$ et normalisée à $\|h\| = 1$, afin d'avoir $\|h_{b,f}\| = 1$ pour tout $(b, f) \in \mathbb{R}^2$.

L'application de la TFFG sur le signal $x(t)$ fournit une représentation à deux dimensions dépendant du temps et de la fréquence [68]. Sa formule est

$$F_x(b, f) = \left\langle x, h_{b,f} \right\rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)h(t-b)e^{-j2\pi f t} dt \quad (\text{II.31})$$

où la fonction qui associe $h(t-b)$ à b est la fenêtre qui sélectionne la durée T_h autour de l'instant b .

II. 2. 3 Distribution de Wigner-Ville (DWV)

Par opposition aux représentations atomiques, telle que la TFFG, qui procédaient à une décomposition linéaire du signal en composantes élémentaires. La DWV sert à étudier les propriétés du signal $x(t)$ à partir de sa densité d'énergie temps-fréquence en prenant la quantité $P_x(t, f)$, dépendant du temps et de la fréquence, et satisfaisant les contraintes de distributions marginales [69]. Cette distribution est interprétée comme étant une densité de probabilité qui peut prendre, à l'inverse de toute densité de probabilité, des valeurs négatives. Contrairement à la TFFG qui se calcule en corrélant le signal $x(t)$ avec des familles d'atomes temps-fréquence, la distribution de Wigner-Ville (DWV) se calcule en le corrélant avec une translation en temps et en fréquence de lui même. La fenêtre d'analyse n'est rien d'autre que le signal lui même inversé.

Aucun choix de type de fenêtre d'analyse ni de sa largeur n'est imposé, le temps et la fréquence jouent des rôles symétriques. La formule de la DWV est [44] :

$$w_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi s\tau} d\tau \quad (\text{II.32})$$

La distribution de Wigner-Ville est réelle et représente la transformée de Fourier de $\int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi s\tau} d\tau$ qui possède une symétrie hermitienne en t [52].

II. 2. 4. Transformée en ondelettes (TO)

II. 2. 4. 1. Transformée en ondelettes continue (TOC)

A. Adaptabilité en temps et en fréquence

Si un signal $x(t)$ est la somme de plusieurs composantes dont les dérivées de fréquence instantanée sont très différentes, il est impossible de visualiser de façon concentrée toutes les composantes avec la TFFG. Dans ce cas, il serait nécessaire que la taille de la fenêtre soit variable suivant la position dans le plan temps-fréquence, et c'est justement le principe de la transformée en ondelettes. Les composantes d'un même signal n'évoluent pas forcément de la même manière, leur comportement varie selon qu'elles soient en hautes ou en basses fréquences. Naturellement, une composante de type basse fréquence nécessite par essence un temps d'observation suffisamment long pour pouvoir être correctement analysée. A l'inverse, une composante de type haute fréquence évolue rapidement et nécessite un temps d'observation plus réduit pour être analysée. C'est justement l'adaptabilité de l'analyse de la transformée en ondelettes qui permettra d'analyser différemment ces composantes. Il existe un grand nombre d'ondelettes offrant une grande diversité d'analyse. Il existe également diverses transformées continues ou discrètes. Ainsi, la transformée en ondelettes permet une représentation temps-échelle ou temps-fréquence du signal dans un même plan.

B. Atomes temps-fréquence

C'est comme une alternative à la transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG) que la transformée en ondelettes continue [52] a été développée afin de pallier les difficultés de résolution temps-fréquence. Morlet en 1983 [76], pour l'étude en haute résolution des signaux sismiques, propose une transformée où la taille de la fenêtre est variable, ceci grâce à un paramètre d'échelle. Cette transformée en ondelettes est une décomposition atomique dont les atomes sont issus d'une même fonction, l'ondelette mère, par opérations de translation et

dilatation. Cette ondelette, appelée ainsi car représentant des oscillations, comme une onde, mais limitée en temps d'où le nom de la petite onde. Elle doit être bien localisée en temps et en fréquence. On conduit l'analyse en ondelettes de la même manière que l'analyse par la TFFG. Le signal est multiplié par une fonction semblable à la fonction de fenêtrage de la TFFG. La fenêtre modulée $h(t)e^{j2\pi ft}$ de la TFFG a été remplacée par une ondelette $\frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$ [52]. La translation est liée à la localisation de la fenêtre, à mesure que cette fenêtre est décalée sur l'étendue du signal. L'échelle peut s'interpréter comme l'inverse d'une fréquence $\frac{1}{f}$. De même que la TFFG, la transformée en ondelette permet de mesurer les variations temporelles des composantes spectrales de $x(t)$. Cependant, il existe une grande différence entre les deux transformées. Pour analyser des composantes transitoires de durées différentes, la transformée en ondelettes décompose les signaux sur une famille d'ondelettes translatées et dilatées. La largeur de la fenêtre est donc modifiée pour chacune des composantes spectrales individuellement, ce qui se traduit par une résolution temps-fréquence différente de celle de la TFFG. Ce dernier point est la caractéristique la plus significative de la transformée en ondelettes. Une famille d'atomes temps-échelle s'obtient à partir d'une ondelette unique, en la dilatant d'un facteur d'échelle a et en la translatant de b

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (\text{II.33})$$

La transformée en ondelettes de $x \in L^2(\mathfrak{R})$ au temps t et à l'échelle a se calcule en projetant $x(t)$ sur la famille d'ondelettes $\psi_{t,a}(s)$; $t \in \mathfrak{R}$ et $a \in \mathfrak{R}^+$. La représentation temps-échelle obtenue est appelée transformée en ondelettes continue (TOC), sa définition est :

$$T_x(b, a) = \langle x, \psi_{a,b} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (\text{II.34})$$

Sa version fréquentielle est donnée par :

$$T_x(b, a) = |a|^{1/2} = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \psi^*(af) e^{j2\pi fb} df \quad (\text{II.35})$$

La fonction $b \rightarrow \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right)$, dans l'équation (II. 34), sélectionne la durée aT_ψ autour de b , T_ψ étant la durée de l'ondelette ψ . Pour une ondelette $\psi(f)$ de fréquence centrale f_0 , la

fonction $f \rightarrow \psi^*(af)$, dans l'équation (II.35), sélectionne par contre la bande $\frac{B_\psi}{a}$ autour de $\frac{f_0}{a}$, B_ψ étant la largeur de la bande de l'ondelette ψ . Le module de $T_x(b, a)$ mesure alors l'amplitude du signal dans la fenêtre centrée sur $(b, f) = (b, \frac{f_0}{a})$ et de dimension $(aT_\psi, \frac{B_\psi}{a})$ dans le plan temps-fréquence. L'image $|T_x(b, a)|^2$ est appelée le scalogramme. La transformée est donc une fonction de deux paramètres, la translation temporelle b et l'échelle a . $\psi(f)$ est l'ondelette mère, et doit être localisée aussi bien en temps qu'en fréquence. Pour cela elle doit satisfaire certaines conditions d'admissibilité [52]:

– $\psi(f)$ doit être absolue et de carré intégrable

$$\int |H(f)|^2 \frac{df}{|f|} = 1 \quad (\text{II.36})$$

Cette première propriété impose que l'ondelette $\psi(f)$ ait un spectre $H(f)$, dont la décroissance soit au moins en $|f|^2$,

– elle doit être de moyenne nulle, autrement dit, le spectre de $\psi(f)$ s'annule à l'origine:

$$\int \psi(f) dt = H(0) = 0 \quad (\text{II.37})$$

C. Résolution temps-échelle

Contrairement au comportement rigide de la TFFG, la transformée en ondelettes adopte un comportement dynamique, lié au zoom adaptatif de l'échelle a , pour suivre les singularités et les irrégulières du signal analysé. Avec une ondelette ψ réelle, les variations brutales du signal $x(t)$ produisent de grands coefficients d'ondelettes et la singularité locale est liée à la décroissance de $|T_x(b, a)|^2$ lorsque a tend vers 0 [54].

La notion de représentation temps-échelle ou espace-échelle permet de voir la transformée en ondelettes comme un microscope mathématique, le zoom étant l'échelle et l'optique, l'ondelette. Le paramètre échelle est très similaire à la notion d'échelle pour les cartes géographiques. En tant qu'opération mathématique, les grandes échelles, ou basses fréquences, dilatent le signal et correspondent à des vues plus globales non détaillées du signal. Les petites échelles, ou hautes fréquences, correspondent à des vues détaillées et donnent des informations détaillées sur un motif caché dans le signal.

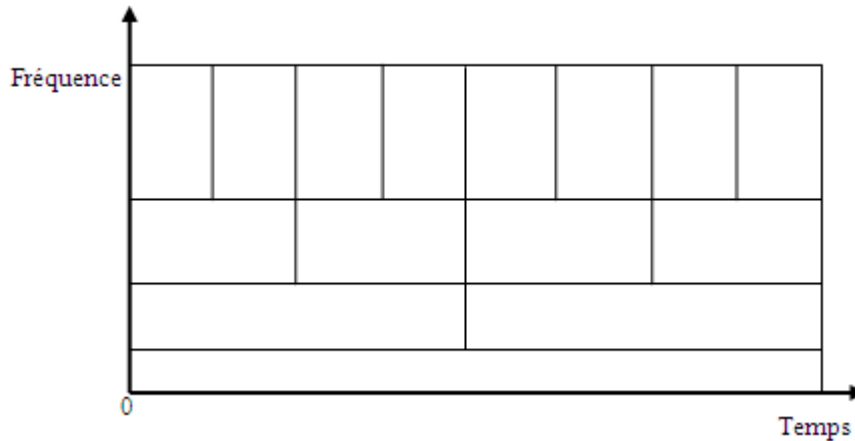


Fig. II.2 : Pavage de la Transformée en ondelettes (TO).

Généralement ces composantes de faibles échelles n'existent que sur de courtes durées du signal, elles apparaissent de temps en temps associées à des pics transitoires. A l'inverse, les grandes échelles existent typiquement sur toute la durée du signal (Fig. II.2).

II. 2. 4. 2. Transformée en ondelette discrète (TOD)

Pour mettre en œuvre la transformée en ondelette sur des signaux numériques, une discrétisation des paramètres de résolution a et position b est nécessaire. Cette discrétisation du plan temps fréquence correspond à la construction d'une grille non uniforme définie par les paramètres de l'équation (II.38). b_0 dépend de l'ondelette choisie.

$$(b, a) = (nb_0 a_0^m, a_0^m), b_0 > 0, a_0 > 1, m \in \mathbb{Z} \quad (\text{II.38})$$

L'idée essentielle de cette discrétisation est la suivante. Une fois choisi un grossissement a_0^m et étudié le processus à une position donnée, nous nous déplaçons à une autre position. Si le grossissement est important (analyse des détails à petite échelle), les déplacements se font par petits incréments. Au contraire, si le grossissement est faible (analyse à plus grande échelle), les déplacements peuvent être plus rapides. Ceci est automatiquement accompli si l'incrément de déplacement est inversement proportionnel au grossissement. Un atome de cette transformée discrète se définit alors comme décrit dans l'équation (II.39).

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \psi\left(\frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right) = a_0^{-m/2} \psi(a_0^{-m} t - nb_0) \quad (\text{II.39})$$

La transformée en ondelette discrète de $x(t)$, calculée à partir de $\psi_{m,n}(t)$, est donnée par l'équation :

$$T_{dx}(m,n) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \int x(t) \psi(a_0^{-m}t - nb_0) \quad (\text{II.40})$$

Dans la formalisation de l'analyse multi-résolution, deux choix de discrétisation sont possibles. Le premier consiste en une décomposition continue où a_0 est très proche de 1 et b_0 est suffisamment petit. Dans ce cas, il sera nécessaire d'étudier les fréquences en fonction de coefficients de dilatation imposés par une évolution en puissance de m , avec m le niveau de détails. Le second choix ($a_0 = 2, b_0 = 1$) correspond à un échantillonnage dyadique du plan temps-fréquence (transformée en ondelettes discrète, *TOD*) [52].

La *TOD* n'est envisageable qu'à la condition que les ondelettes soient orthogonales. L'orthogonalité signifie que l'information capturée par une ondelette est totalement décorrélée de celle capturée par une autre. Cela permet de ne garder que l'information nécessaire et suffisante afin d'assurer la réversibilité. Une ondelette mère orthogonale et sa fonction d'échelle permettent d'effectuer une analyse multi-résolution orthogonale : les espaces de détail et d'approximation sont alors orthogonaux, c'est-à-dire que la projection des vecteurs de la base de l'un des espaces sur l'autre donne zéro. Chaque ondelette et sa fonction d'échelle associée sont également orthogonales [54]. Une famille très populaire a été créée par Ingrid Daubechies [72]. L'ondelette de Daubechies d'ordre 4 (db4) et sa fonction d'échelle sont illustrées sur la figure II.3.

Une des raisons du succès de la transformée en ondelette est son implantation matérielle efficace. La méthode la plus répandue pour implanter une transformée en ondelette est l'utilisation de bancs de filtre sous forme d'une structure pyramidale, technique qui provient des travaux de Mallat [53]. Deux filtres FIR (Finite Impulse Response) calculent à chaque niveau les coefficients d'ondelette (les détails) et les coefficients d'échelle (les approximations), ils possèdent alors des caractéristiques respectivement passe-haut et passe-bas. Pour garder le même nombre d'échantillons en sortie et en entrée, les produits de convolution issus des filtres sont sous-échantillonnés par un facteur deux. Seule la sortie du filtre passe-bas, c'est-à-dire l'approximation, est de nouveau traitée par les deux filtres. Cette structure pyramidale est illustrée sur la figure II.4. La transformée inverse peut être obtenue en faisant tourner l'algorithme à l'envers et en utilisant une autre paire de filtres FIR. Les quatre filtres (deux pour la décomposition et deux pour la reconstruction) associés au sous-échantillonnage forment un banc de filtres conjugués en quadrature.

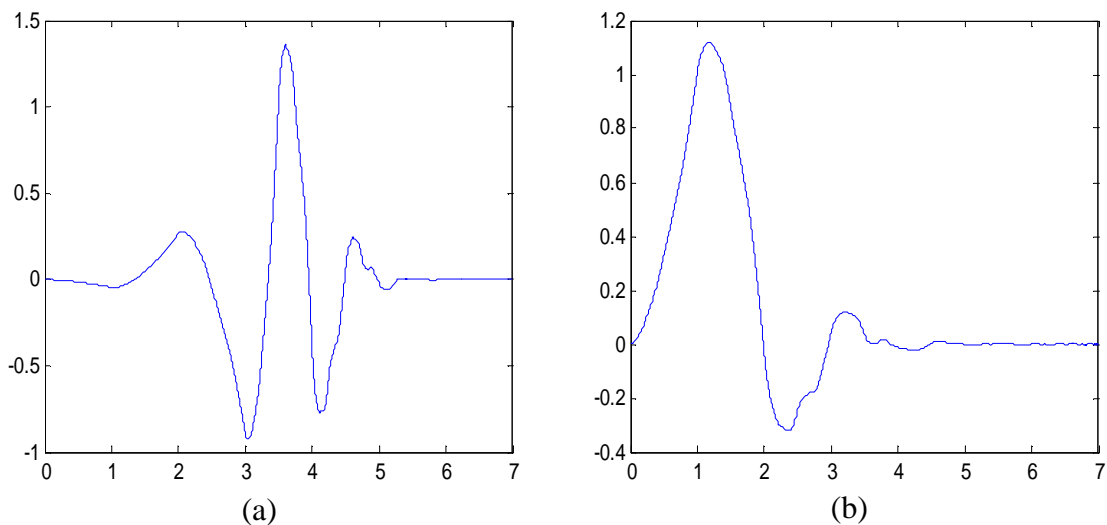


Fig. II.3 : Ondelette de Daubechies 4, db4 (a) et sa fonction d'échelle (b).

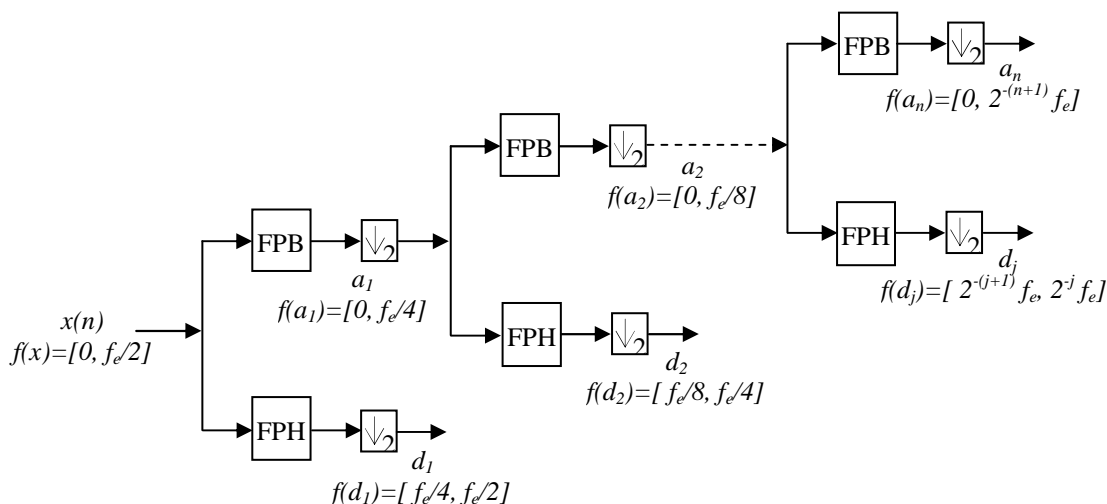


Fig. II.4 : Principe de la décomposition par la transformée en ondelettes discrète au niveau n (FPB : Filtre Passe Bas, FPH : Filtre Passe Haut, $\downarrow 2$: décimation).

Etant donné un signal discret $x = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$, la TOD le décompose en différents signaux de détail d_j et d'approximation a_n . Les fréquences correspondants aux signaux de détail d_j et d'approximation a_n sont données par :

$$f(d_j) \in [2^{-(j+1)} f_e, 2^{-j} f_e] Hz; f(a_n) \in [0, 2^{-(n+1)} f_e] Hz \tag{II.41}$$

Les signaux d'approximation et de détail donnent l'évolution temporelle des composantes de fréquence du signal original x , qui sont contenues dans ses bandes de fréquence. Le processus

de filtrage n'est pas idéal ce qui conduit à un certain chevauchement entre les bandes de fréquences adjacentes. Selon l'application de la TOD, cet effet peut entraîner une distorsion si certaine composante de fréquence du signal est proche de la limite d'une bande. L'utilisation des fonctions d'ondelettes avec des filtres d'ordre élevé peut surmonter ce problème en diminuant la largeur de la bande de chevauchement. La réponse en fréquence des fonctions d'ondelettes db5 et db44 sont présentés dans la figure II.5. Il est bien clair que db5 a la plus grande bande de chevauchement par rapport à la db44.

Avant l'application de la TOD, le type de l'ondelette mère et le nombre de niveaux de la décomposition doivent être préalablement sélectionnés. Le choix de l'ondelette mère est lié aux coefficients des filtres utilisés dans le processus de filtrage de la TOD [49]. Au cours des dernières décennies, plusieurs familles d'ondelettes avec différentes propriétés mathématiques ont été développées. L'ondelette mère peut être choisie en fonction du compromis entre la précision des résultats et le temps de calcul.

Le nombre de niveaux de la décomposition est déterminé par la fréquence d'échantillonnage f_e et les composantes basses fréquences à extraire. A cet effet, la condition donnée en (II.42) doit être vérifiée. Cette condition implique que la limite inférieure de la bande de fréquence qui contient la composante caractéristique de défaut est inférieure à cette fréquence de défaut.

$$l > \frac{\log(f_s / f_b)}{\log(2)} - 1 \quad (\text{II.42})$$

Les énergies correspondants aux signaux de détail d_j et d'approximation a_n peuvent être calculées par (II.43) et (II.44), respectivement [57]:

$$E(a_n) = \sqrt{\frac{1}{N_l} \sum_{i=1}^{N_l} (a_n)^2 [i]} \quad (\text{II.43})$$

$$E(d_j) = \sqrt{\frac{1}{N_l} \sum_{i=1}^{N_l} (d_j)^2 [i]} \quad (\text{II.44})$$

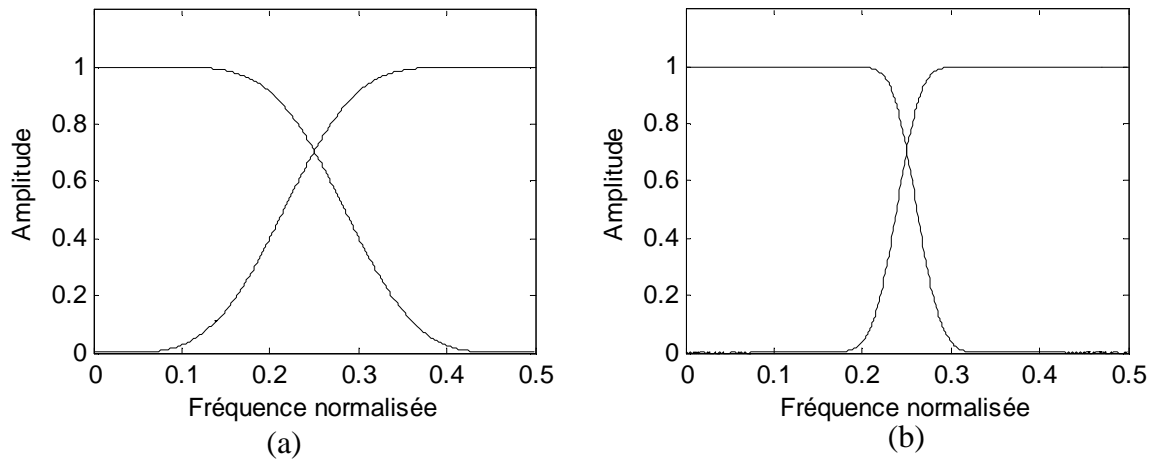


Fig. II.5 : Réponses fréquentielles des fonctions d'ondelettes de Daubechies, (a) db5, (b) db44.

II. 2. 4. 3. Transformée en paquets d'ondelette (TPO)

Les transformées en ondelettes imposent une « trame » de résolutions : depuis l'ondelette mère, en appliquant les dilatations successives pour construire la base d'ondelettes, un ensemble de fonctions est conçu dont les résolutions en temps et en fréquences sont liées entre elles. Le principe des paquets d'ondelette est d'adapter les résolutions temps-fréquence en fonction du signal étudié [52] :

- pour les ondelettes, la résolution temporelle est a priori optimale pour une fréquence donnée;
- pour les paquets d'ondelette, la résolution est adaptée au contenu de la carte temps-fréquence: la résolution temps-fréquence peut être choisie a posteriori en fonction des types de signaux étudiés.

Comme pour les transformées en ondelette discrètes orthogonales, les paquets d'ondelette nécessitent l'emploi d'ondelettes orthogonales. Le principe de la décomposition en paquets d'ondelette est de réitérer le processus de décomposition d'un signal en approximation et en détail non plus uniquement sur les coefficients d'approximation mais aussi sur ceux de détails. On dispose alors d'un plus grand nombre d'espaces de projection. La figure II. 6 représente l'algorithme pyramidal étendu permettant d'obtenir les coefficients. Cet arbre de décomposition peut être vu comme un tableau de coefficients où les cellules de chaque ligne se décomposent en deux sous arbres correspondant à des sous-espaces orthogonaux.

Pour respecter l'objectif d'orthogonalité, sont considérées valides les décompositions qui forment une base complète dans le sens horizontal de ce tableau sans superpositions dans le sens vertical. L'arbre de décomposition obtenu donne le choix de la décomposition: décomposition complète, coefficients d'ondelette classique, ou encore toute décomposition orthogonale valide.

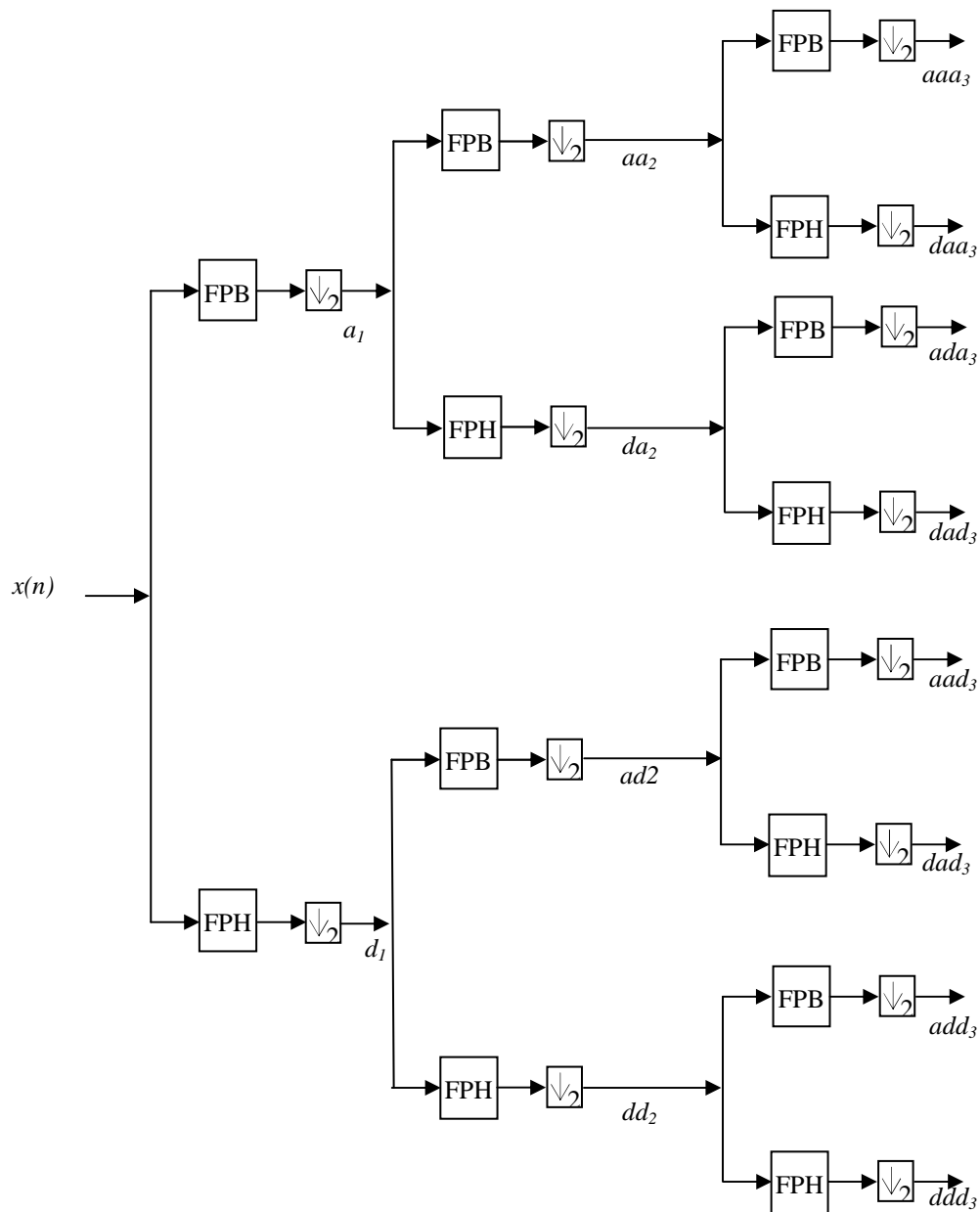


Fig. II.6 : Principe de la décomposition par la transformée en paquets ondelette au niveau 3.

II. 2. 5. Avantages de la transformée en ondelettes

Le fait que la transformée en ondelettes utilise des fonctions bien localisées dans le plan temps-fréquence lui donne beaucoup d'avantages [54, 74] :

- La résolution en fréquence de la transformée dépend du facteur de dilatation par le principe de Heisenberg, on peut donc choisir arbitrairement celle-ci suivant ce que l'on désire analyser.

- Pour des signaux physiques présentant des variations très rapides et des discontinuités, l'analyse en ondelettes est adaptée car l'ondelette va détecter ces variations et les analyser. Cette particularité rend l'analyse en ondelettes complémentaire à l'analyse de Fourier. En effet, avec l'analyse de Fourier, les discontinuités d'un signal ne sont pas facilement analysables.
- La localisation en temps est précieuse pour beaucoup d'applications.
- La transformée en ondelette peut représenter complètement et efficacement un signal quelconque avec peu de coefficients.

Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons développé les méthodes utilisées pour le diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans la machine asynchrone. Il s'agit des méthodes du courant statorique i_a , de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$), le courant statorique direct i_{ds} , le courant statorique en quadrature i_{qs} , le module du vecteur de Park (MVP), l'angle de phase (Phi), le facteur de puissance (FP) et la puissance active instantanée (PAI). Les signatures des défauts précédents dans ces méthodes sont aussi bien illustrées.

La deuxième partie nous a permis de mettre en évidence les limitations de la transformée de Fourier, et d'introduire de nouvelles techniques d'analyse temps fréquence telles que la transformée de Fourier à fenêtre glissante, la distribution de Winner-Ville et la transformée en ondelettes. La transformée en ondelettes comble certaines lacunes de la transformée de Fourier, permettant notamment de régler la précision de l'analyse sur la fréquence ou sur le temps. D'autre part, la transformée en ondelettes est naturellement liée à l'analyse multi-résolution, et permet donc d'étudier l'information contenue dans un signal à différentes échelles. Ceci permettant de mettre en évidence des caractéristiques invisibles en utilisant la transformée de Fourier.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, notre travail est consacré à l'étude et à la détection des défauts de cassures de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans une machine asynchrone. Pour une étude par simulation numérique, 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.

Chapitre III

Modélisation dédiée au diagnostic de la machine asynchrone

Sommaire

III.1. Modèle multi-enroulements.....	44
III.1.1. Equations des tensions.....	44
III.1.2. Equation mécanique.....	47
III.1.3. Calcul des inductances avec prise en compte des harmoniques d'espace	48
III.1. 3.1. Fonction d'enroulement modifiée	48
III.1. 3.2. Expression générale des inductances de la machine.....	49
III.1. 3.3. Application à la machine étudiée.....	50
III. 1.4. Modélisation des défauts de la machine asynchrone... ..	54
III.1.4.1. Défaut de cassure de barres rotoriques	54
III.1.4.2. Défaut d'excentricités	54
III. 2. Résultats de simulation de la machine asynchrone	56
Conclusion.....	57

Il y'a quelques années, la simulation des machines asynchrones triphasées fait appel aux transformations simplificatrices telles que celle de Clarke ou Park afin de réduire le temps de calcul. A ce jour, grâce à l'évolution des technologies informatiques et des processeurs en particulier, nous pouvons nous passer de ces transformations, ce qui permet d'adopter d'autres modèles plus performants.

Ce chapitre expose un modèle multi-enroulements de la machine asynchrone triphasée à cage dont la particularité est de n'introduire aucune transformation. Ce modèle est plus proche de la structure réelle de la machine asynchrone et permet de calculer tous les courants de barres rotoriques et d'anneaux de court-circuit.

III. 1. Modèle multi-enroulements

La figure III.1 représente le rotor d'une machine asynchrone à cage assimilé à un enroulement polyphasé, chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et de deux portions d'anneau de court-circuit. Le circuit statorique est composé d'un enroulement triphasé qui peut être placé dans les encoches statoriques selon différentes manières définissant ainsi le type de bobinage adopté.

Partant de cette représentation, il serait possible d'établir les équations générales régissant le fonctionnement du moteur en se basant sur des hypothèses simplificatrices dont les plus importantes sont:

1. L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
2. Pas de phénomène de l'effet de peau.
3. La perméabilité du fer est supposée infinie.

III. 1. 1. Equations des tensions

La figure III.2 représente le circuit électrique équivalent d'une maille rotorique. Les barres rotoriques et les portions d'anneaux de court-circuit sont représentées par leurs résistances et inductances de fuite correspondantes.

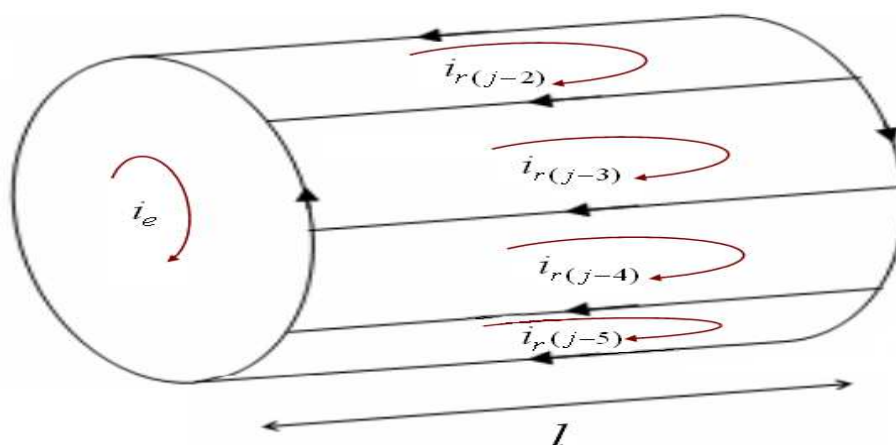


Fig. III.1 : Structure multi-enroulements du rotor.

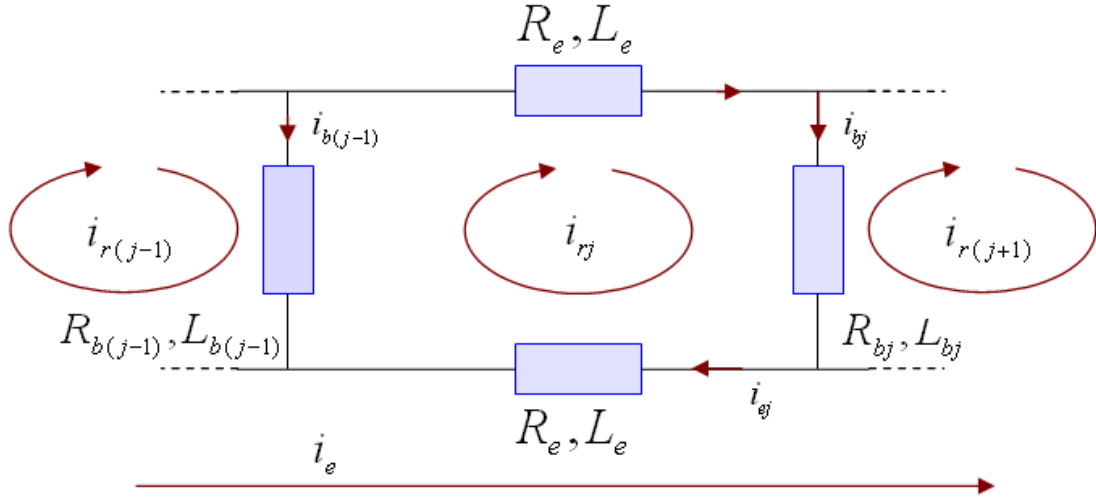


Fig. III.2 : Circuit électrique équivalent de la cage rotorique.

En faisant référence à la figure II.2, les équations des tensions des trois phases statoriques et des $(N_b + 1)$ mailles rotoriques seront :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où $[\psi_s]$ et $[\psi_r]$ représentent les vecteurs regroupant les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques respectivement. $[i_s]$ et $[i_r]$ sont les courants correspondants,

avec :

$$v = [v_a \ v_b \ v_c], [v_r] = [v_{r1} \ v_{r2} \ \dots \ v_{rN_b} \ v_e], [i_s] = [i_a \ i_b \ i_c], [I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ \dots \ i_{rN_b} \ i_e]$$

et :

$$\begin{cases} [\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \\ [\psi_r] = [L_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

tel que i_{rj} et i_e sont respectivement les courants de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique et de l'anneau de court-circuit. v_{rj} et v_{re} sont les tensions correspondantes, avec pour un rotor à cage (mailles court-circuitées), $v_{re} = 0$ et $v_{rj} = 0$ ($j = 1, 2, \dots, N_b$).

Les matrices des résistances sont des matrices symétriques. $[R_s]$ est une matrice (3×3) , tandis que $[R_r]$ possède $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$ éléments qu'on peut reconstituer à partir des lois relatives aux circuits électriques.

Soit dans ce cas:

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

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{r1} + R_{rN_b} + 2R_e & -R_{r1} & 0 & \dots & -R_{rN_b} & \vdots & -R_e \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & -R_{r(j-1)} & R_{rj} + R_{r(j-1)} + 2R_e & -R_{rj} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_{rN_b} & 0 & \dots & \dots & R_{r(N_b-1)} + R_{rN_b} + 2R_e & \vdots & -R_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_e & \dots & \dots & \dots & -R_e & \vdots & N_b R_e \end{bmatrix}$$

avec : r_s la résistance d'une phase statorique, R_{rj} la résistance de la $j^{\text{ème}}$ barre rotorique et R_e la résistance d'un segment d'anneau de court-circuit.

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont des matrices (3×3) et $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$ respectivement, exprimées en diagonale par les inductances propres de chaque enroulement, et dans le reste, par les inductances mutuelles entre enroulements (phases statoriques ou mailles rotoriques). Les expressions détaillées des éléments de chaque matrice seront exposées par la suite.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & \dots & L_{r1r(N_b-1)} & L_{r1rN_b} - L_b & \vdots & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & \dots & L_{r2r(N_b-1)} & L_{r2rN_b} & \vdots & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(N_b-1)r1} & L_{r(N_b-1)r2} & \dots & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r(N_b-1)rN_b} - L_b & \vdots & -L_e \\ L_{rN_b r1} - L_b & L_{rN_b r2} & \dots & L_{rN_b r(N_b-1)} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & \vdots & -L_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & \vdots & N_b L_e \end{bmatrix}$$

Quant à $[L_{sr}]$, elle comporte $3 \times (N_b + 1)$ éléments qui constituent les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques.

Et elle est donnée par :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{Ar1} & L_{Ar2} & \cdots & L_{Ar(N_b-1)} & L_{ArN_b} & 0 \\ L_{Br1} & L_{Br2} & \cdots & L_{Br(N_b-1)} & L_{BrN_b} & 0 \\ L_{Cr1} & L_{Cr2} & \cdots & L_{Cr(N_b-1)} & L_{CrN_b} & 0 \end{bmatrix}.$$

où L_{Arj} représente l'inductance mutuelle entre la phase statorique A et la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique. Pour ce qui est de $[L_{rs}]$, elle est une matrice $(N_b + 1) \times 3$ qu'on obtient de la même façon en posant à la place des L_{Arj} les inductances mutuelles L_{rjA} . L'inductance mutuelle entre chaque phase statorique et l'anneau de court-circuit est négligée du fait qu'ils peuvent être assimilés à des bobines à axes perpendiculaires.

En remplaçant (III.2) dans (III.1) nous aboutissons à :

$$[v] = [R][i] + [i]\Omega_r \frac{d[L]}{d\theta_r} + [L] \frac{d[i]}{dt} \quad (\text{III.3})$$

tel que :

$$[v] = \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}, \Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

θ_r est la position angulaire du rotor mesurée par rapport à une référence de phase fixe par rapport au stator. Elle est appelée aussi angle mécanique. Ω_r représente la vitesse mécanique de rotation.

III. 1. 2. Equation mécanique

Selon l'application à laquelle est désigné le moteur, il est possible de définir l'équation mécanique du mouvement associé par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_v \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{III.4})$$

Où C_e est le couple électromagnétique, C_r le couple résistant, f_v le coefficient de frottement visqueux et J , le moment d'inertie total des parties tournantes.

Si $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ sont constantes, et $[L_{sr}] = [L_{rs}]$, le couple électromagnétique sera défini par :

$$C_e = \frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [i_r] \quad (\text{III.5})$$

III. 1. 3. Calcul des inductances avec prise en compte des harmoniques d'espace

III. 1. 3. 1. Fonction d'enroulement modifiée

Considérons la machine asynchrone élémentaire de la figure III.3. Elle est représentée par deux masses cylindriques séparées par un entrefer. L'une d'elle creuse et représente le stator, et l'autre représente le rotor. Soit $abcd$ un contour arbitraire défini par rapport à une référence de phase fixée sur le stator, par rapport à une référence axiale le long de l'axe de la machine, et par rapport à la position θ_r du rotor. Pour une position θ_r , nous retrouvons les points a et b à $\varphi_0 = 0$ et $z_0 = 0$. Pour φ et z , nous retrouvons c et d . a et d sont situés sur la surface interne du stator et b et c sur la surface externe du rotor [5, 15, 80].

Après un simple développement mathématique utilisant le théorème de Gauss et d'Ampère, nous aboutissons à la forme étendue de la fonction d'enroulement:

$$N(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz d\varphi \quad (III.6)$$

Il est à remarquer que cette expression, ne tient aucune restriction quant à la non uniformité axiale. Ceci constitue son avantage dans l'étude de l'inclinaison des encoches ou l'excentricité axiale.

Si on néglige toute asymétrie axiale, on parvient à l'expression habituelle de la fonction d'enroulement modifiée [5]:

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \frac{1}{2\pi \langle g^{-1}(\varphi, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (III.7)$$

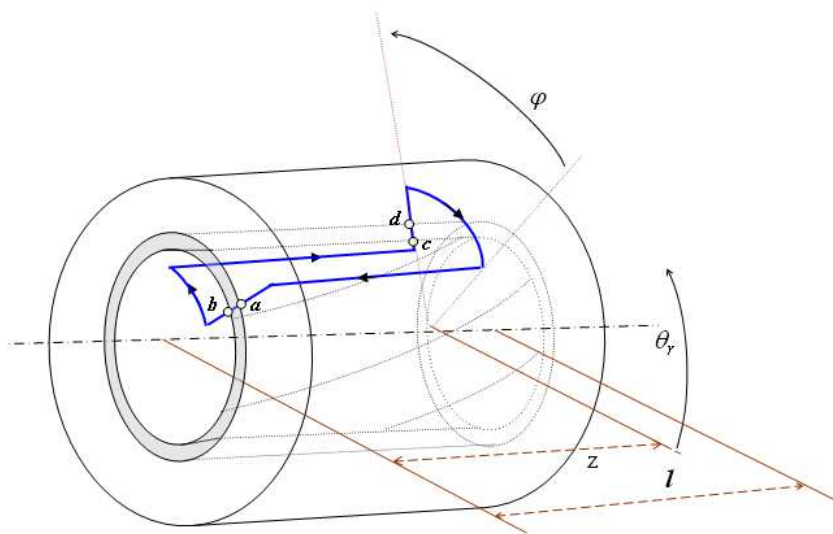


Fig. III.3 : Machine asynchrone élémentaire.

Si on admet, en plus que l'entrefer est uniforme (donc $g^{-1}(\varphi, \theta_r)$ est constante), on obtient :

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{III.8})$$

Ce qui est équivalent à :

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \langle n(\varphi, \theta_r) \rangle \quad (\text{III.9})$$

On se ramène ainsi à l'expression de la première forme de la fonction d'enroulement donnée dans [75] (voir *Annexe A*).

III.1. 3.2. Expression générale des inductances de la machine

Dans cette section nous désignons par A et B deux enroulements quelconques de la machine. Soit la distribution F de la F_{mm} dans l'entrefer due au courant i_{A_i} traversant une bobine A_i , et sachant que le flux élémentaire correspondant dans l'entrefer est mesuré par rapport à un volume élémentaire de section $ds = r d\theta$ et de longueur g , tel que :

$$d\psi = \mu_0 F g^{-1} ds \quad (\text{III.10})$$

Le calcul du flux total revient donc à un calcul d'intégrale double. En effectuant le changement de variable $x = r\varphi$ et $x_r = r\theta_r$, tout revient comme si on s'est référé à un repère orthonormé d'axes X et Z , où il est possible d'imaginer une représentation plane de la machine. Il est clair que x et x_r traduisent bien les déplacements linéaires le long des arcs correspondant à l'ouverture angulaire φ et θ_r , respectivement.

Soit F est la F_{mm} par unité de courant. Le flux vu par les spires d'une bobine B_j dû au courant traversant une autre bobine A_i tient l'expression suivante:

$$\Psi_{B_j A_i} = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_{A_i}(x, z, x_r) n_{B_j}(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_{A_i} dz dx \quad (\text{III.11})$$

Dans le cas général, B_j et A_i représentent deux bobines élémentaires de deux enroulements quelconques A à q bobines et B à p bobines. Le flux total Ψ_{BA} tient son expression générale par introduction des fonctions d'enroulement et de distribution globales relatives aux enroulements A et B , respectivement.

Par intégration par rapport à toute la surface S située entre la surface interne du stator et la surface externe du rotor, et mesurée par rapport à un rayon moyen r , on aura:

$$\Psi_{BA}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi} \int_0^l N_A(x, z, x_r) n_B(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_A dz dx \quad (\text{III.12})$$

L'inductance mutuelle L_{BA} étant le flux Ψ_{BA} par unité de courant. Par conséquent, son expression sera:

$$L_{BA}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi} \int_0^l N_A(x, z, x_r) n_B(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) dz dx \quad (\text{III.13})$$

III. 1. 3. 3. Application à la machine étudiée

Soit une machine asynchrone triphasée à cage de 11kW, 4 pôles, 230V/400V, 50Hz. Les autres paramètres sont donnés dans l'annexe C. La disposition de son enroulement statorique est représentée dans la figure III.4.

Les figures III.5 et III.6 représentent la fonction d'enroulement et la fonction de distribution de la première phase statorique et de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique. La machine est supposée symétrique. L'enroulement est constitué de quatre bobines par pôle et par phase et un faisceau de $w = 28$ tours par encoche. Le calcul nous donne une valeur moyenne de la fonction de distribution $\langle n_A \rangle$ égale à $2w$, et $\langle n_{rj} \rangle$ égale à $\alpha_r / 2\pi$, avec $\alpha_r = 2\pi / N_b$.

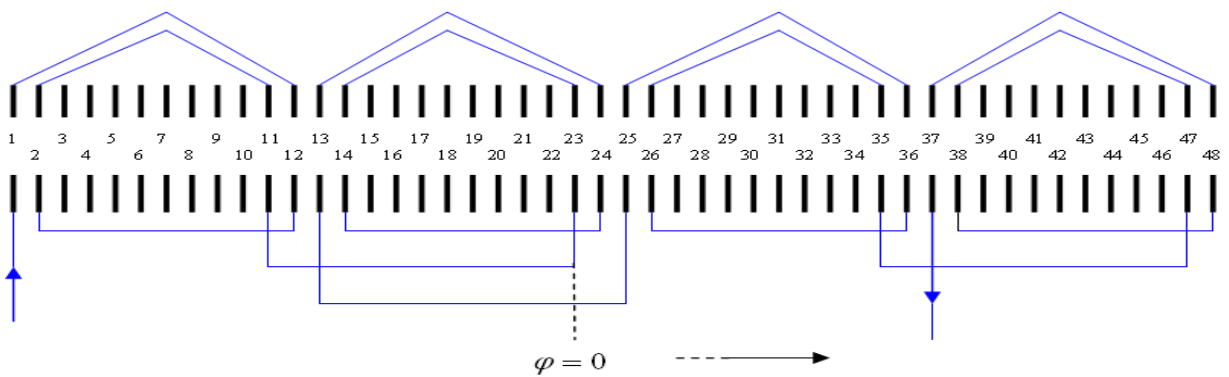


Fig. III.4 : Enroulement de la phase statorique A de la machine étudiée.

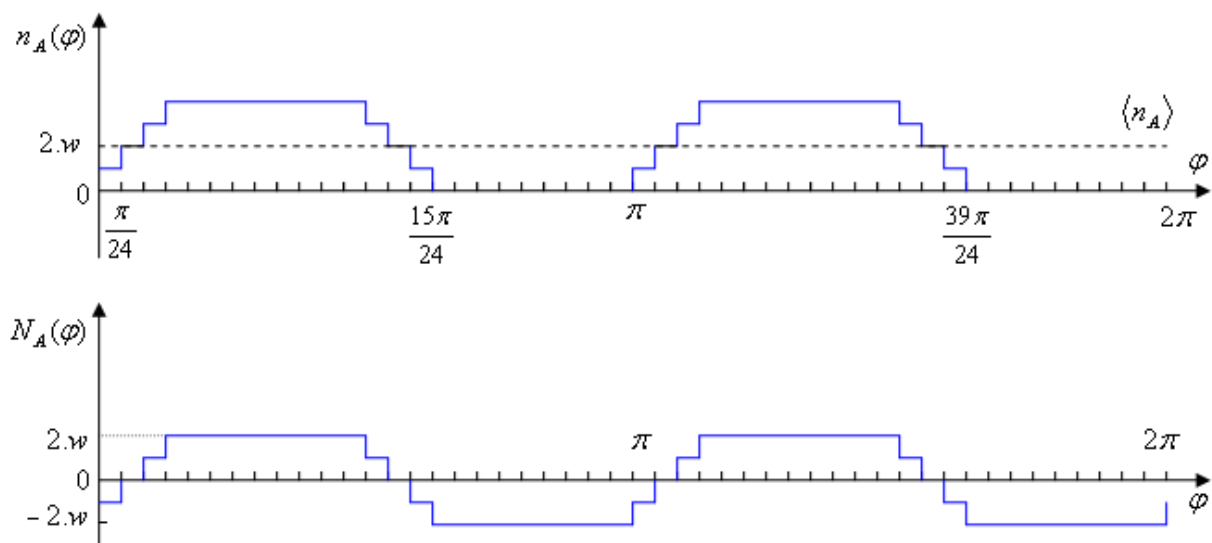


Fig.III.5 : Fonction de distribution et fonction d’enroulement de la phase statorique (a).

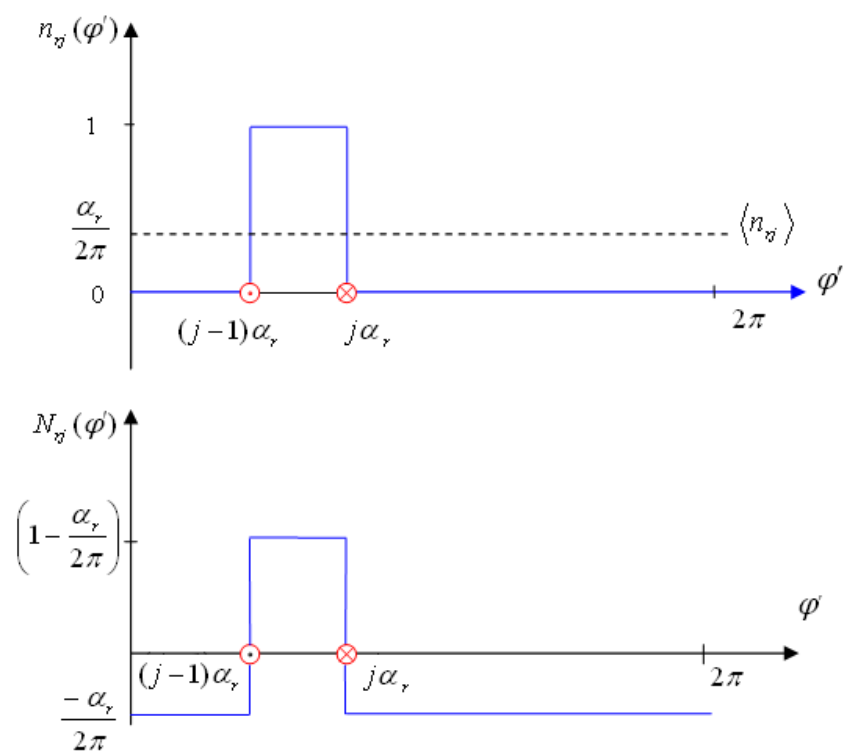


Fig. III.6 : Fonction de distribution et fonction d’enroulement de la maille rotorique r_j .

Les fonctions de distribution des phases b et c sont identiques à celles de la phase a , mais décalées en avant de $\pi/3$ et de $2\pi/3$, respectivement. Quant aux fonctions de distribution des autres mailles rotoriques, elles sont identiquement reproduites avec un décalage en avant ou en arrière égal à α_r .

En utilisant l'expression générale des inductances de la machine (III.13) et la fonction d'enroulement modifié (III.7), un calcul analytique des intégrales a donné toutes les inductances de la machine, à savoir:

1. Inductances statoriques

- **Inductances de magnétisation**

L'inductance de magnétisation de la phase a est :

$$L_{am} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{152}{24} \pi \cdot w^2 \quad (\text{III.14})$$

Les inductances de magnétisations des autres phases b et c ont la même valeur que celle de la phase a .

- **Inductances mutuelles statoriques**

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques a et b est:

$$L_{ab} = \frac{-\mu_0 r l}{g_0} \frac{8}{3} \pi \cdot w^2 \quad (\text{III.15})$$

Les autres inductances mutuelles entre enroulements statoriques résultent de la même procédure, et sont égales à L_{ab} .

2. Inductances rotoriques

- **Inductances de magnétisation**

L'inductance de magnétisation de la maille j est donnée en fonction de α_r comme suit :

$$L_{mrj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{III.16})$$

- **Inductances mutuelles rotoriques**

L'inductance mutuelle entre les barres rotoriques j et k est:

$$L_{rjk} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{avec } j \neq k) \quad (\text{III.17})$$

3. Inductances mutuelles rotor-stator

Les inductances mutuelles rotor-stator s'obtiennent en fonction de la position relative des mailles rotoriques par rapport aux enroulements des phases statoriques. Le tableau III.1 regroupe les expressions de l'inductance mutuelle L_{r1a} définie par intervalles. Les inductances mutuelles entre cette même maille et les phases b et c seront déduites de la même façon mais avec un décalage à droite de $\pi/3$ et $2\pi/3$, respectivement. Quant à L_{rja} ($j \neq 1$), elle est identique à L_{r1a} mais décalée à gauche de $(j-1)\alpha_r$. α_s est le pas d'encoches statoriques.

Tab. III.1 : Inductances mutuelles entre la phase statorique a et la maille rotorique r_1 .

$L_{r1a}(H)$	Angle θ_r (radian)
$\frac{\mu_0 rl}{g_0} w \cdot (\theta_r - 2\alpha_r)$	$0 < \theta_r < \alpha_s$
$\frac{\mu_0 rl}{g_0} w \cdot (2\theta_r - 2\alpha_r - \alpha_s)$	$\alpha_s < \theta_r < \alpha_r$
$\frac{\mu_0 rl}{g_0} w \cdot (\theta_r - \alpha_r - \alpha_s)$	$\alpha_r < \theta_r < 2\alpha_s$
$\frac{\mu_0 rl}{g_0} w \cdot (2\theta_r - \alpha_r - 3\alpha_s)$	$2\alpha_s < \theta_r < (\alpha_s + \alpha_r)$
$\frac{\mu_0 rl}{g_0} w \cdot (\theta_r - 2\alpha_s)$	$(\alpha_s + \alpha_r) < \theta_r < 3\alpha_s$
$\frac{\mu_0 rl}{g} w \cdot (2\theta_r - 5\alpha_s)$	$3\alpha_s < \theta_r < (2\alpha_s + \alpha_r)$
$\frac{\mu_0 rl}{g_0} w \cdot (\theta_r + \alpha_r - 3\alpha_s)$	$(2\alpha_s + \alpha_r) < \theta_r < (3\alpha_s + \alpha_r)$
$\frac{\mu_0 rl}{g_0} w \cdot 2\alpha_r$	$(3\alpha_s + \alpha_r) < \theta_r < \frac{\pi}{2}$

Les valeurs des inductances mutuelles pour les valeurs de θ_r allant de $\pi/2$ jusqu'à 2π s'obtiennent à partir des relations suivantes :

$$L_{r1a}(\theta_r) = L_{r1a}(\pi - \theta_r) \quad \text{pour } \frac{\pi}{2} < \theta_r < \pi \quad (\text{III.18})$$

$$L_{r1a}(\theta_r) = L_{r1a}(\theta_r - \pi) \quad \text{pour } \pi < \theta_r < 2\pi \quad (\text{III.19})$$

III. 1. 4. Modélisation des défauts de la machine asynchrone

III. 1. 4. 1. Défaut de cassure de barres rotoriques

Une cassure d'une barre peut être totale ou bien partielle. Partant de la structure multi-enroulements, la cassure partielle d'une barre est souvent modélisée par élévation de sa résistance à des taux reflétant le degré de sévérité voulu. Une cassure totale se traduit par l'annulation complète de la branche équivalente dans la structure multi-enroulements diminuant ainsi le nombre de mailles rotoriques à flux radiaux à $(N_b - 1)$. Les mailles résultantes ne sont plus identiques ce qui impose une restructuration du modèle d'état [5]. Une forte augmentation de la résistance des barres rotoriques peut aussi modéliser leur cassure totale.

III. 1. 4. 2. Défaut d'excentricités

Le défaut d'excentricité (statique, dynamique et mixte) a un effet remarquable sur les inductances de la machine. Donc, afin de calculer les inductances d'une machine susceptible de présenter ce type de défaut, il est nécessaire de modéliser la variation de l'épaisseur d'entrefer avant de faire intervenir la fonction d'enroulement. La figure III.7 représente une vue de face d'un rotor statiquement excentrique par rapport à l'axe de la machine, où O et O' désignent les centres du stator et du rotor, respectivement. La distance OO' est le décalage entre les deux centres. Elle reflète le degré de déplacement du rotor. Elle est égale à la variation maximale qui peut survenir sur l'épaisseur de l'entrefer en faisant varier l'ouverture angulaire φ de 0 jusqu'à 2π (angle mécanique).

Dans le cas de l'excentricité statique (figure III.7), la fonction d'entrefer aura pour expression [5]:

$$g(\varphi) = g_0 (1 - \delta_s \cos(\varphi)) \quad (\text{III.20})$$

tel que δ_s est le degré d'excentricité statique.

Si l'excentricité est dynamique, elle sera exprimée en fonction du degré d'excentricité dynamique δ_d comme suit :

$$g(\varphi, \theta_r) = g_0 (1 - \delta_d \cos(\varphi - \theta_r)) \quad (\text{III.21})$$

L'excentricité mixte est la manifestation des deux excentricités, statique et dynamique en même temps. Soit dans ce cas:

$$g(\varphi, \theta_r) = g_0 (1 - \delta_s \cos(\varphi) - \delta_d \cos(\varphi - \theta_r)) \quad (\text{III.22})$$

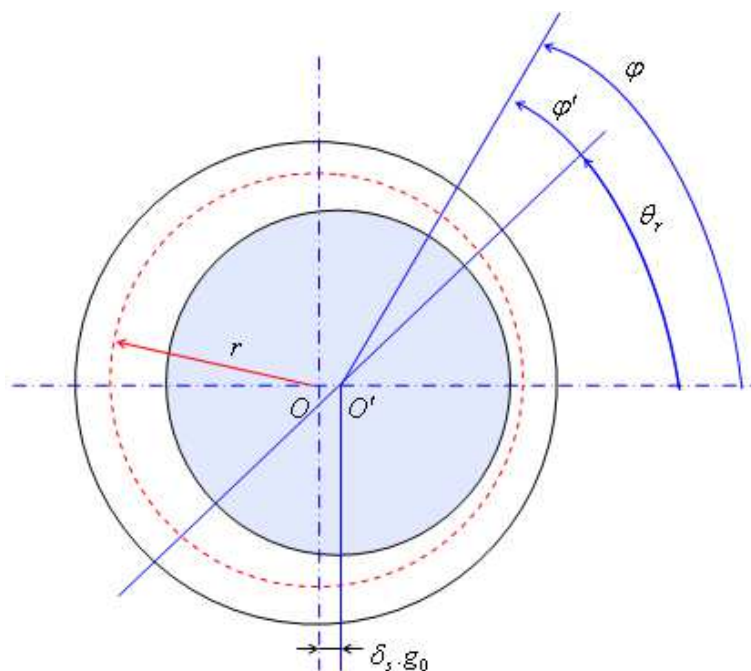


Fig. III.7 : Représentation schématique de l'excentricité statique.

Et si on tient compte de la représentation linéaire, il est possible de remplacer φ et θ_r par les longueurs des arcs correspondants $x = r\varphi$ et $x_r = r\theta_r$. Il est aussi possible de rassembler δ_s et δ_d par une nouvelle grandeur δ caractérisant l'excentricité mixte. Dans ce cas, l'inverse de la fonction d'entrefer s'écrit :

$$g^{-1}(x, x_r) = \frac{1}{g_0 \{1 - \delta \cos(x/r - \rho)\}} \quad (\text{III.23})$$

avec :

$$\delta = \sqrt{\delta_s^2 + \delta_d^2 + 2\delta_s\delta_d \cdot \cos(\rho)}$$

et

$$\rho = r \cdot \arctan\left(\frac{\delta_d \sin(x_r / r)}{\delta_s + \delta_d \cos(x_r / r)}\right).$$

III. 2. Résultats de simulation du moteur asynchrone à l'état sain

Les figures III.8 et III.9 montrent l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, des courants statoriques i_a, i_b, i_c en régime permanent et du courant dans la première barre rotorique, lors d'un démarrage à vide sous une tension nominale du moteur. Les paramètres du moteur utilisé pour la simulation [5, 12, 73], sont présentés dans l'annexe C. A l'instant $t=0.8s$, nous procédons à un échelon de couple résistant de 50 Nm, le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant et la vitesse de rotation diminue. Les courants statoriques et le courant rotorique de la première barre rotorique augmentent à des valeurs proportionnelles au couple résistant appliqué.

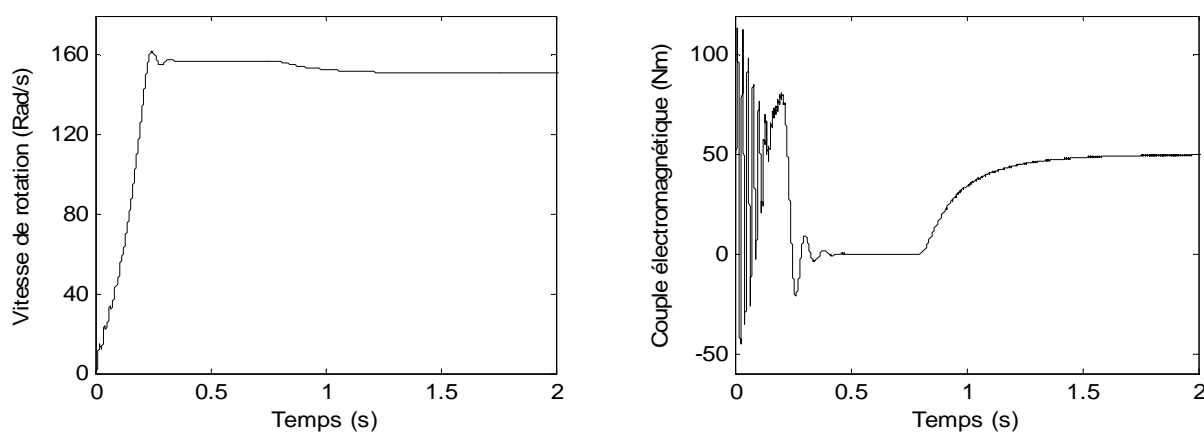


Fig. III.8 : Vitesse de rotation et couple électromagnétique du moteur asynchrone à l'état sain.

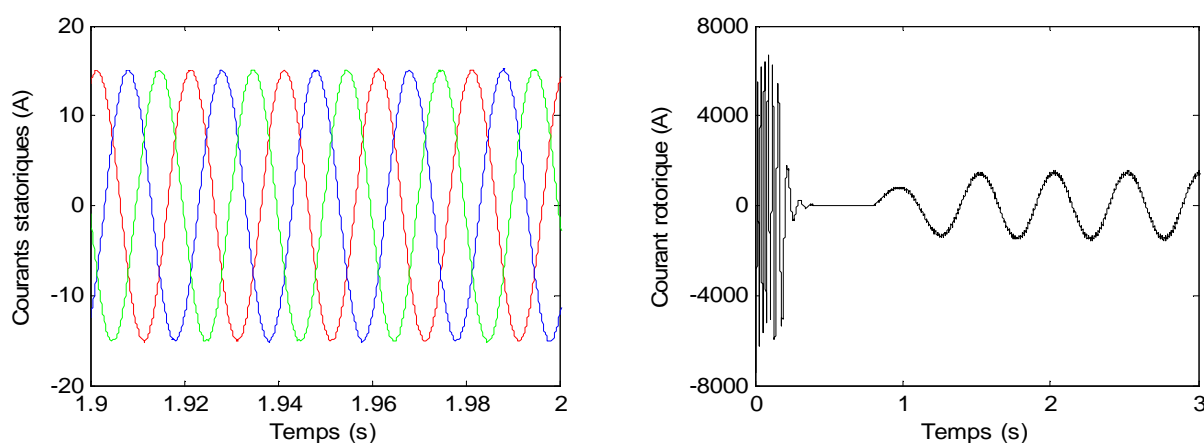


Fig. III.9 : Courants statoriques et courant d'une barre rotorique du moteur asynchrone à l'état sain.

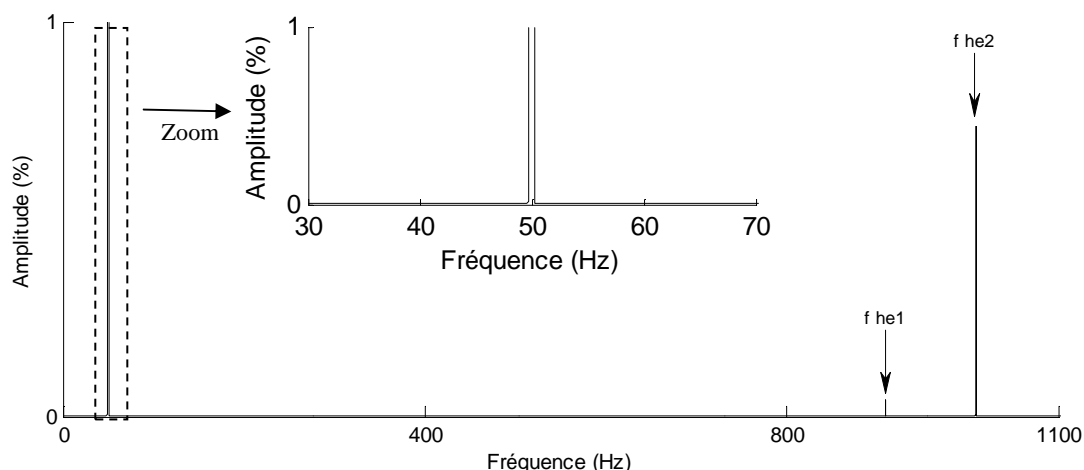


Fig. III.10 : Spectre du courant statorique d'un moteur asynchrone à l'état sain.

La figure III.10 représente le spectre du courant statorique de la phase a obtenu par la TFR. Dans la bande fréquentielle visualisée [0:1100] Hz, il est clair que le spectre ne contient aucune composante spectrale représentative des défauts statorique ou rotorique à part l'existence de la composante fondamentale à 50 Hz et les principales harmoniques d'encoche rotoriques f_{he1} et f_{he2} à 910 Hz et 1010 Hz, respectivement. Comme il a été signalé dans le premier chapitre, les harmoniques d'encoche rotoriques sont présents dans le spectre du courant statorique même à l'état sain du moteur.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle permettant la simulation de la machine asynchrone triphasée à cage. Grâce au concept de la fonction d'enroulement, ce modèle nous permet de bien modéliser les défauts de cassure de barres rotoriques et des excentricités statique, dynamique et mixte en tenant compte des harmoniques d'espace.

Les résultats de simulation ont confirmés la présence des harmoniques d'encoches rotoriques dans le spectre du courant statorique du moteur asynchrone même dans son état sain. Ces résultats montrent bien la pertinence et les performances du modèle adopté. Dans le chapitre suivant, nous appliquerons la transformée en ondelettes discrète (*TOD*) pour le diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques dans la machine asynchrone.

Chapitre IV

Diagnostic de défaut de cassure de barres rotorique dans la machine asynchrone

Sommaire

IV. 1. Banc d'essai expérimental	59
IV. 2. Résultats de simulation et expérimentaux	60
IV. 2. 1 Régime stationnaire.....	61
a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic.....	61
b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (TFR).....	63
c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (TOD).....	65
IV. 2. 1 Régime non stationnaire.....	72
a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic.....	72
b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (TFR).....	74
c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (TOD).....	75
Conclusion	91

Ce chapitre expose les résultats de simulation et expérimentaux du diagnostic du défaut de cassure de barres rotoriques du moteur asynchrone triphasé à cage en régime stationnaire (couple de charge constant) ainsi que non stationnaire (couple de charge variable). Ce défaut est diagnostiqué en utilisant les signaux du courant statorique instantané i_a , l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$), le courant statorique direct i_{ds} , le courant statorique en quadrature i_{qs} , le module du vecteur de Park (MVP), l'angle de phase (Phi), le facteur de puissance (FP) et la puissance active instantanée (PAI) analysés par la transformée de Fourier rapide (TFR) et la transformée en ondelettes discrète (TOD).

IV. 1. Banc d'essai expérimental

Ces essais expérimentaux ont été effectués au sein du Laboratoire des Machines Électriques (LME) de l'Université de Coimbra, Portugal. Le banc d'essai comportant un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil de 28 barres dans le rotor et de 36 encoches dans le stator, de 3 kW, 4 pôles, 120/208V, 12.3/7.1 A, 50 Hz.



Fig. IV.1 : Banc d'essai expérimental.



Fig. IV.2 : Rotors utilisés.

Ce moteur entraîne une génératrice à courant continu comme charge mécanique alimentant une charge résistive variable. Afin de faire l'acquisition des signaux du moteur sur PC et les exploiter, deux capteurs de courant et deux autres de tension sont reliés à un PC à travers un module de conditionnement et une carte d'acquisition (Fig. VI.1).

Cinq rotors ont été utilisés dans les essais expérimentaux, un rotor sain et quatre autres avec une, deux, trois et quatre barres cassées (Fig. IV.2).

IV. 2. Résultats de simulation et expérimentaux

La simulation du défaut de cassure de barres s'obtient par l'augmentation de la résistance de la barre concernée par le défaut. Plus le facteur de multiplication est grand, plus grande est la sévérité du défaut. Les résultats de simulation et expérimentaux sont analysés, d'abord pour un fonctionnement stationnaire (couple de charge constant), puis en fonctionnement non stationnaire (couple de charge variable) du moteur. Deux méthodes de traitement de signal sont utilisées, la transformée de Fourier rapide (*TFR*) appartient aux méthodes fréquentielles et la transformée en ondelettes discrète (*TOD*) appartient aux méthodes temps-fréquence. Une fréquence d'échantillonnage de 10kHz a été choisie. Par conséquent, $N_e = 100000$ échantillons sont acquis avec une résolution de fréquence égale à 0.1Hz . Les spectres obtenus par la TFR sont présentés en échelle linéaire et en format normalisé, c'est à dire, l'amplitude de la composante continue (sauf pour le spectre du courant statorique instantané i_a , il s'agit de la composante fondamentale à 50Hz) dans les spectres des signaux analysés a été attribué à la valeur de 100%. Daubechies-44 (*db44*) a été l'ondelette mère utilisée dans l'analyse des résultats de simulation et expérimentaux utilisant la TOD. Dans le cas de simulation et pour un moteur chargé de 30 % de sa charge nominale, la composante caractéristique de défaut à extraire est égale à 1.8Hz . Par conséquent, d'après l'expression (II. 42), le nombre des niveaux de décomposition est $l_d = 12$. Comme le glissement nominal du moteur est $g_n = 0.04$ et dans le but d'obtenir plus d'informations sur le défaut de cassure de barres rotorique, la composante supérieure caractéristique de défaut à extraire est égal à 8Hz (pour $k = 2$). Ainsi, la bande de fréquence affectée par le défaut est $[1.8:8]\text{Hz}$. De la même façon, le nombre des niveaux de décomposition pour le cas expérimental est $l_d = 11$ et la bande de fréquence affectée par le défaut est $[2.8:20]\text{Hz}$. Les signaux intéressants et leurs bandes de fréquences sont présentés dans Tab. IV.1 et Tab. IV.2.

Tab. IV.1 : Bandes fréquentielles des signaux de décomposition (simulation).

Signal	Bande fréquentielle (Hz)
a_{12}	0-2.44
d_{12}	1.22-2.44
d_{11}	2.44-4.88
d_{10}	4.88-9.76

Tab. IV.2 : Bandes fréquentielles des signaux de décomposition (expérimental).

Signal	Bande fréquentielle (Hz)
a_{11}	0-2.44
d_{11}	2.44-4.88
d_{10}	4.88-9.76
d_9	9.76-19.53

IV. 2. 1 Régime stationnaire

a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic

Les figures IV.3 (a) et (b) représentent, respectivement, les allures temporelles de simulation et expérimentales du courant statorique instantané i_a , de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du courant statorique en quadrature i_{qs} , du module du vecteur de Park (MVP), de l'angle de phase (Phi), du facteur de puissance (FP) et de la puissance active instantanée (PAI) d'un moteur asynchrone triphasé fonctionnant sous une charge nominale avec une barre rotorique cassée. Notons que ces caractéristiques électriques sont affectées par la présence du défaut. Elles sont modulées par la fréquence caractéristique de défaut $2gf$ et cette modulation augmente avec l'augmentation de la sévérité du défaut. Le diagnostic de ce défaut est très difficile en examinant seulement ces allures temporelles et le recours donc aux méthodes de traitement de signal est indispensable.

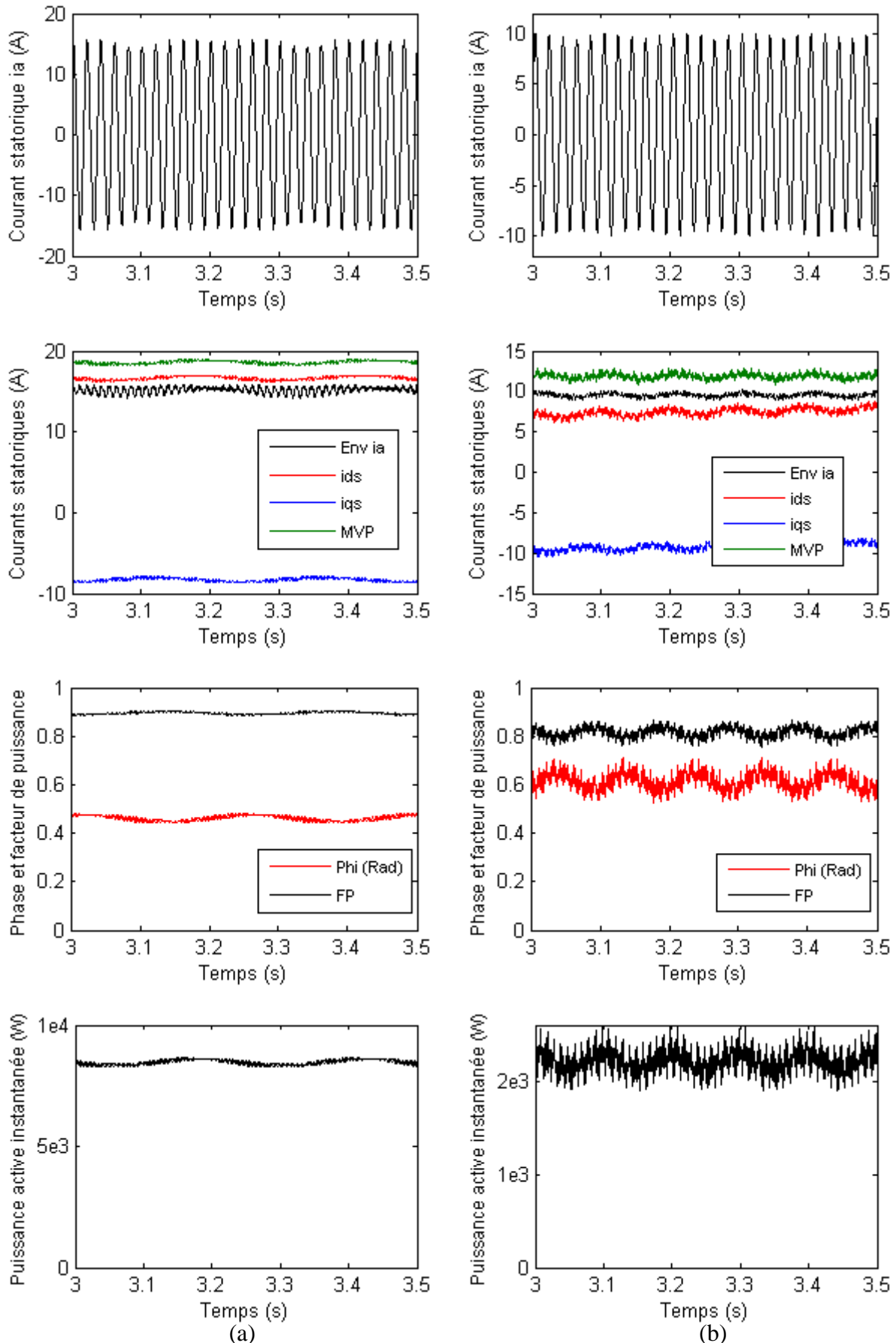


Fig. IV.3 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec une barre cassée en régime stationnaire en pleine charge, (a) simulation, (b) expérimental.

b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (TFR)

Les figures IV.4 et IV.5 montrent les spectres des résultats de simulation (a) et expérimentaux (b) du courant statorique instantané i_a et la puissance active instantanée (PAI) pour un moteur asynchrone fonctionnant en pleine charge en régime stationnaire (couple de charge constant). L'analyse des spectres à l'état sain, aussi bien en simulation qu'expérimental, montre l'absence des composantes latérales ($1 \pm 2gf$) autour de la composante fondamentale à 50 Hz dans le spectre du courant statorique i_a et la composante caractéristique de défaut $2gf$ près de la composante continue dans le spectre de la PAI. Ce résultat confirme l'état sain des barres rotoriques du moteur. En examinant les spectres de l'état en défaut d'une barre cassée, la situation devient différente de celle de l'état sain. Des composantes caractéristique du défaut à ($1 \pm 2gf$) et $2gf$ sont observées, respectivement, dans les spectres du courant i_a et de la PAI pour le cas de simulation ainsi qu'expérimental. Notons que seulement l'harmonique latérale inférieure ($1 - 2gf$) est clairement apparue dans le spectre du courant statorique i_a , cela est due à l'inertie importante de la charge du moteur. Les performances de l'analyse par la TFR est bien illustré aux Tab. IV.3 et Tab. IV.4 par le facteur de sévérité du défaut (FSD) correspond aux résultats de simulation et expérimentaux, respectivement. Ce FSD est défini par le rapport de la composante caractéristique de défaut $2gf$ et la composante continue (pour la méthode du courant statorique i_a , il s'agit du rapport de la somme des composantes ($1 \pm 2gf$) et la composante fondamentale à 50 Hz). Ce FSD est calculé pour toutes les méthodes utilisées afin d'établir une étude comparative en donnant la méthode la plus sensible au défaut de cassure de barres. Comme on peut le constater, la valeur du FSD augmente avec l'augmentation de nombre des barres cassées pour toutes les méthodes utilisées. Ce qui en fait un bon indicateur de l'état de santé de la cage rotorique. La méthode du courant statorique i_a est la plus sensible au défaut suivie par, respectivement, les méthodes du courant statorique en quadrature i_{qs} , l'angle de phase (Φ) et la puissance active instantanée (PAI). Par contre, les méthodes de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du module du vecteur de Park (MVP) et du facteur de puissance (FP) sont les moins sensible au défaut. Ces constatations sont bien démontrées dans la figure IV.6 par le FSD des méthodes utilisées pour le cas de quatre barres cassées.

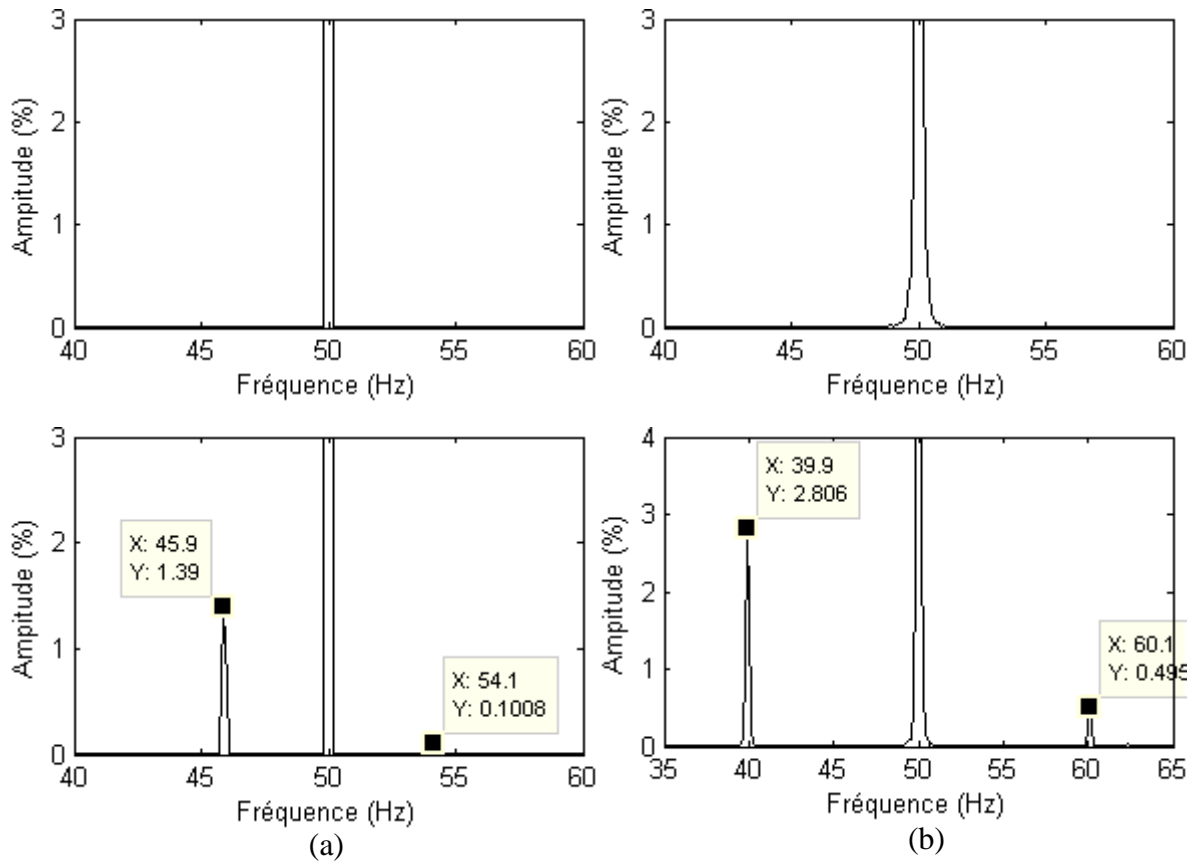


Fig. IV.4 : Signature du courant statorique i_a , obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire en pleine charge, haut : sain, bas : 01 BC, (a) simulation, (b) expérimental.

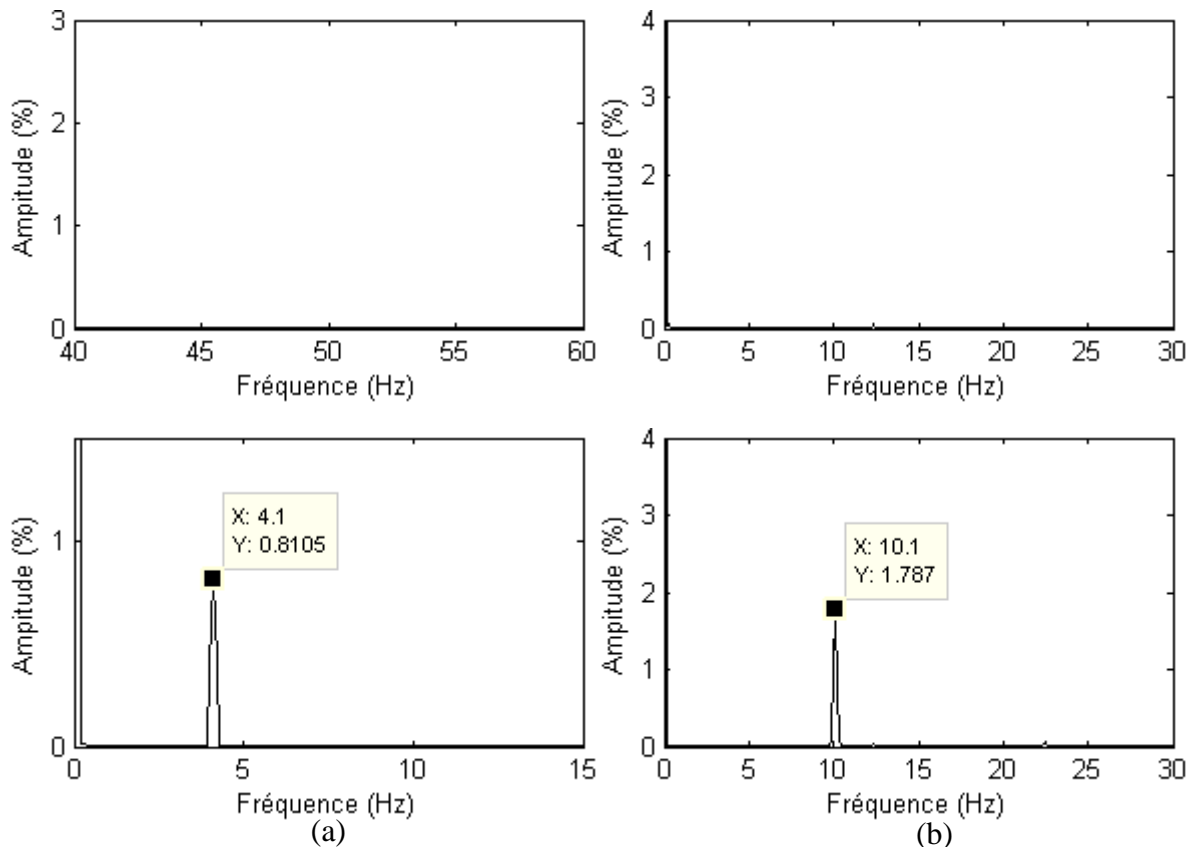


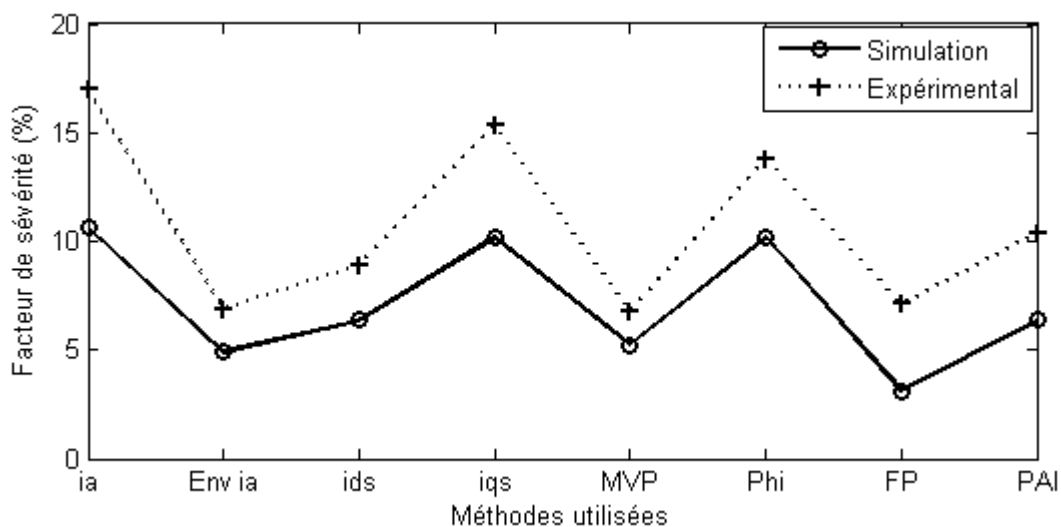
Fig. IV.5 : Signature de la puissance active instantanée (PAI), obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire en pleine charge, haut : sain, bas : 01 BC, (a) simulation, (b) expérimental.

Tab. IV.3 : FSD des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, simulation.

<i>Nombre de barres cassées</i>	i_a (%)	$Env i_a$ (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Φ (%)	FP (%)	PAI (%)
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1.49	0.67	0.81	1.5	0.68	1.54	0.35	0.81
2	3.53	1.67	2.07	3.71	1.73	3.8	0.92	2.07
3	6.72	3.12	3.98	6.8	3.31	6.9	1.45	3.98
4	10.61	4.9	6.36	10.17	5.22	10.17	3.13	6.36

Tab. IV.4 : FSD des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, expérimental.

<i>Nombre de barres cassées</i>	i_a (%)	$Env i_a$ (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Φ (%)	FP (%)	PAI (%)
0	0.1	0.05	0.05	0.17	0.05	0.12	0.03	0.06
1	3.3	1.19	1.43	2.87	1.18	2.8	1.2	1.78
2	7	2.4	2.8	5.7	2.3	5.7	2.5	4
3	12	5	5.3	11	4.7	11.1	4.6	8.2
4	17	6.9	8.9	15.3	6.8	13.75	7.11	10.4

**Fig. IV.6 :** FSD des méthodes utilisées pour un moteur fonctionnant en pleine charge avec quatre barres cassées.

c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (TOD)

Les figures IV.7 et IV.9 montrent, respectivement, les résultats de simulation des signaux de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$) et de la puissance active instantanée (PAI) comme signaux originaux et les signaux de détail d_{10} , d_{11} et d_{12} obtenus par la décomposition en ondelettes en utilisant db44 au niveau 12 des signaux originaux. Les résultats expérimentaux de

la décomposition en ondelettes en utilisant db44 au niveau 11 des signaux de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$) et de la puissance active instantanée (PAI) sont représentés dans les figures IV.8 et IV.10.

L'objectif de cette analyse qualitative est d'étudier la présence des composantes fréquentielles caractéristique de défaut $2gf$ dans les signaux de détail correspondants. Les figures IV.7(a) à IV.10(a) montrent clairement l'absence de toutes oscillations fréquentielles dans les signaux de détail qui doivent contenir les composantes fréquentielles caractéristique de défaut $2gf$ en pleine charge (Tab. IV.1 et IV.2). Cette observation indique l'état sain du moteur. L'analyse par la TOD de l'Env i_a et la de PAI pour le cas d'une barre cassée est représentée dans les figures IV.7(b) à IV.10(b). Dans ce cas, des oscillations fréquentielles caractéristiques de défaut de cassure de barres sont observées particulièrement dans d_{11} pour le cas de simulation et d_9 et d_{10} pour le cas expérimental. Ces oscillations augmentent avec l'augmentation du nombre de barres cassées et permettent de prendre une décision préliminaire sur la présence de défaut de cassure de barres rotoriques.

Afin d'évaluer quantitativement le défaut, le FSD donné en Tab. IV.5 et IV.6 est défini maintenant par la somme des énergies des signaux de détail d_{10} , d_{11} et d_{12} pour le cas de simulation et d_9 , d_{10} et d_{11} pour le cas expérimental et est donné en pourcentage (%). Tab. IV.5 et Tab. IV.6 montrent le FSD des méthodes utilisées dans notre travail pour les cas sain, une, deux, trois et quatre barres rotoriques cassées. La figure IV.11 représente les valeurs du FSD des méthodes utilisées pour le cas de quatre barres cassées. Comparé au FSD de l'analyse par la TFR, ce nouveau FSD permet aussi de détecter la présence des barres cassées avec une grande fiabilité. Quand à la sensibilité des méthodes utilisées au défaut, les mêmes observations mentionnées dans l'analyse par la TFR peuvent être mentionnées aussi pour ce cas d'analyse par la TOD. Le diagnostic des défauts par la TOD peut être effectué sans nécessité de connaître les valeurs instantanées du glissement du moteur. Ce dernier doit être mesuré ou estimé une fois seulement au départ des tests afin de définir les valeurs minimale et maximale de la bande fréquentielle recouvrant les fréquences des composantes caractéristique de défaut pour tous les régimes de fonctionnement du moteur. Le diagnostic des défauts sans connaître les valeurs instantanées du glissement est un avantage important de l'analyse par la TOD par rapport à celle de la TFR.

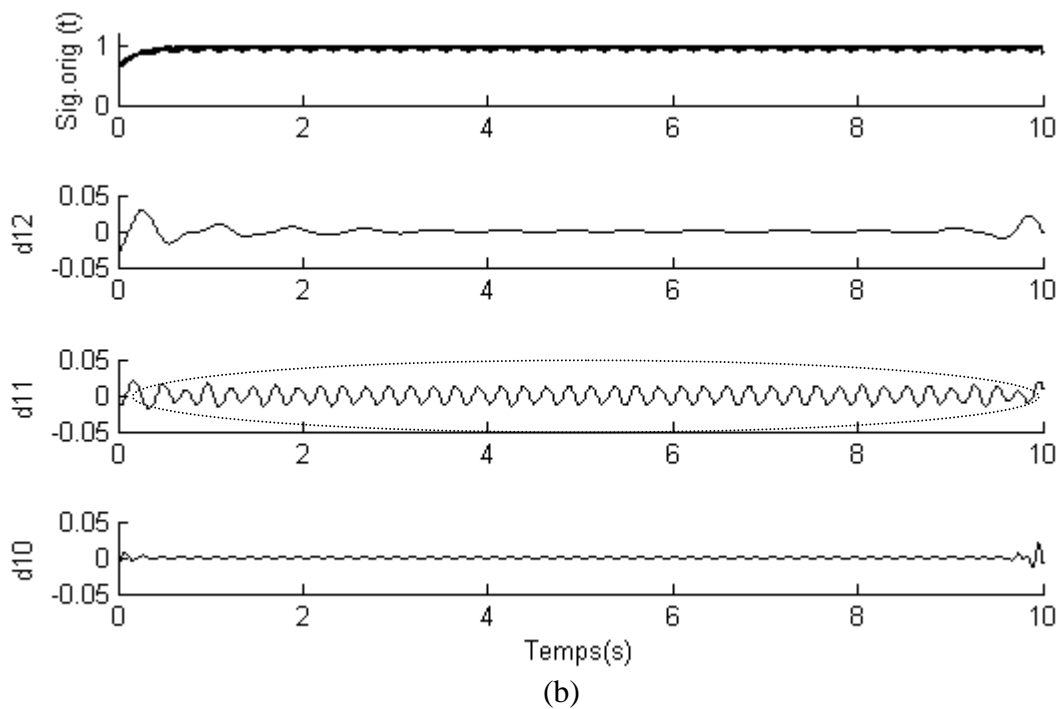
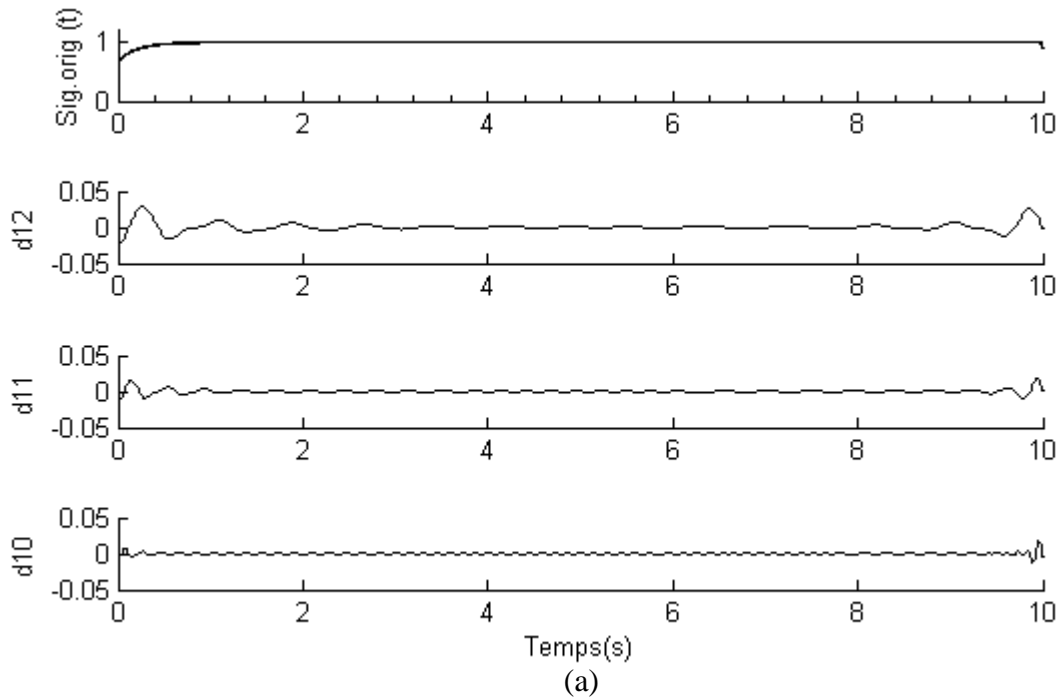


Fig. IV.7 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 01 BC.

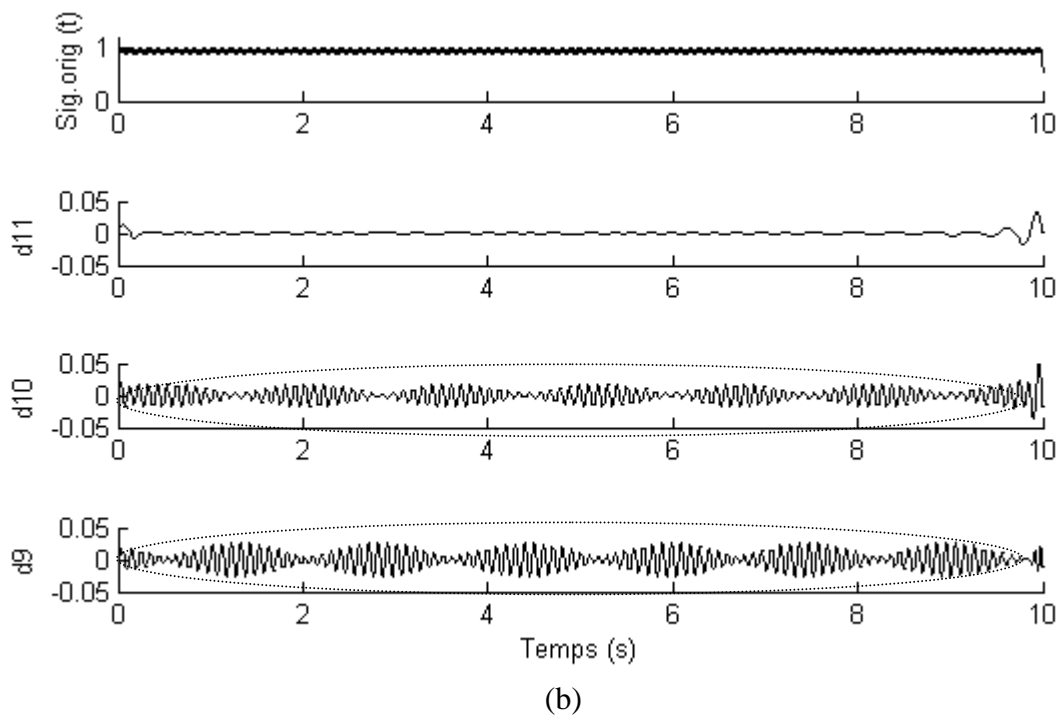
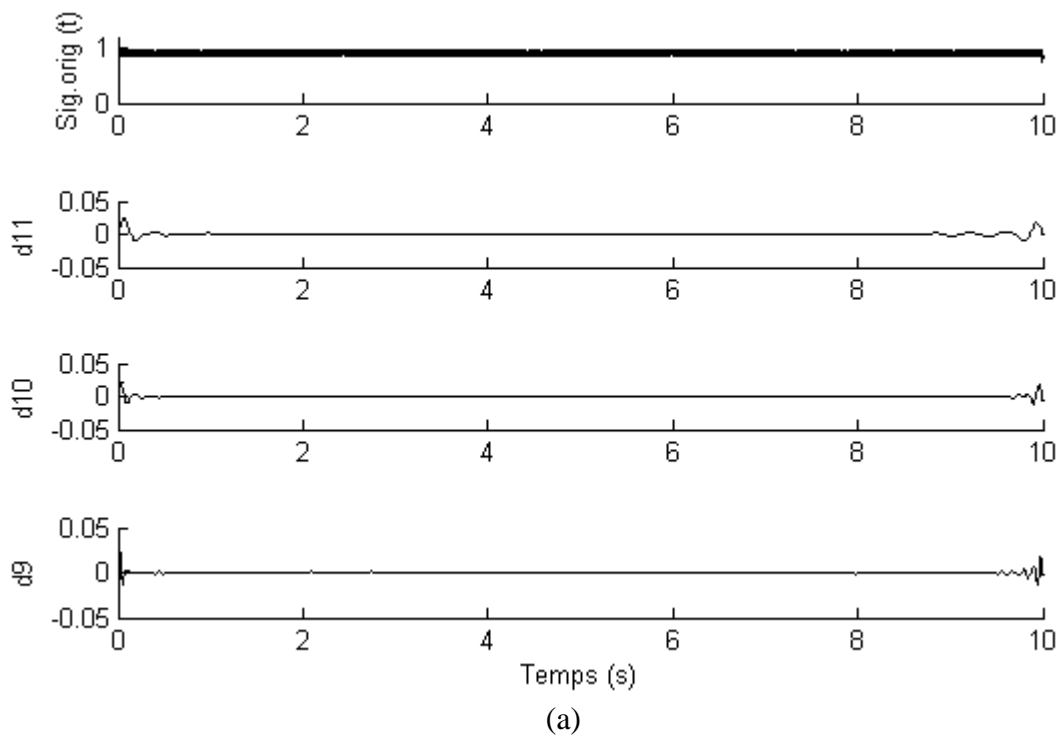


Fig. IV.8 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.

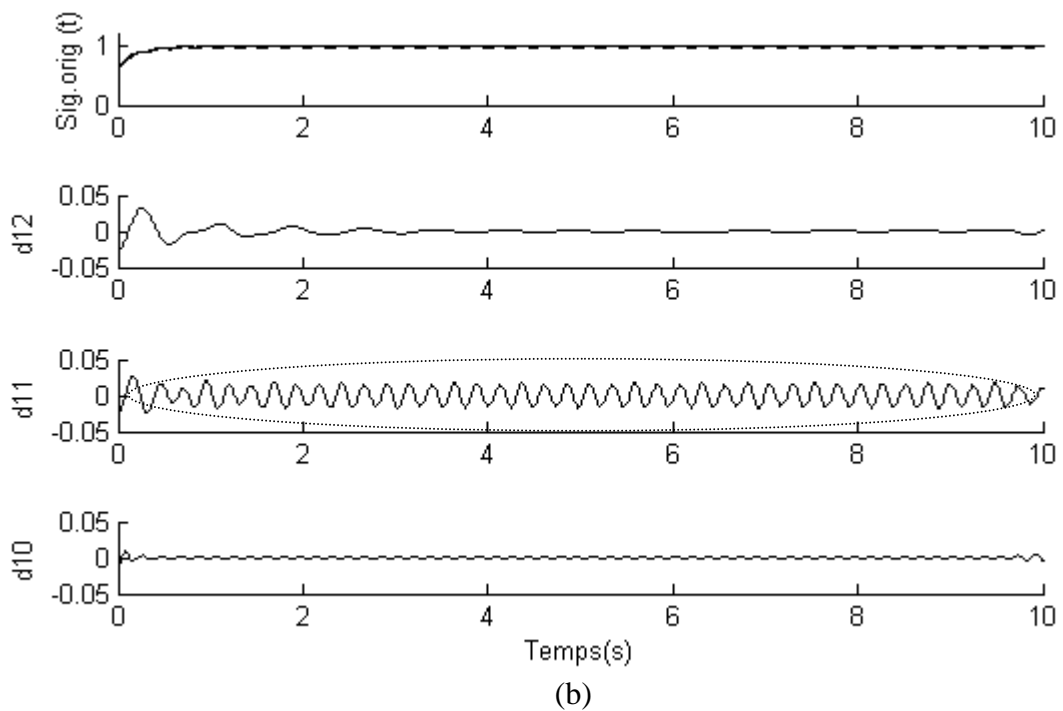
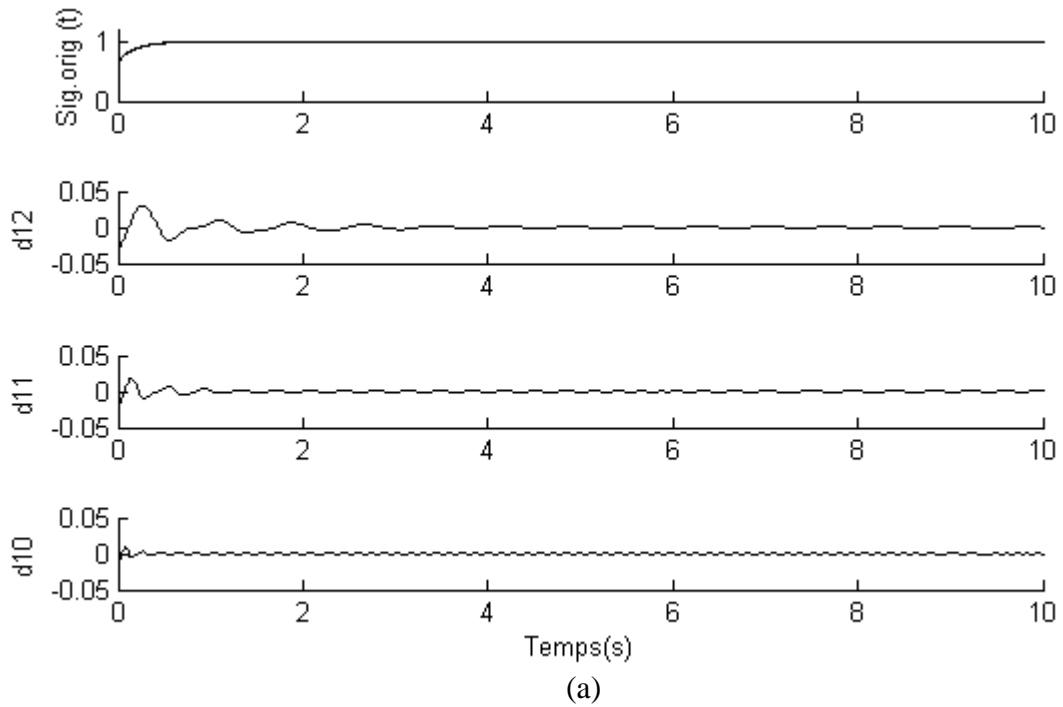


Fig. IV.9 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 01 BC.

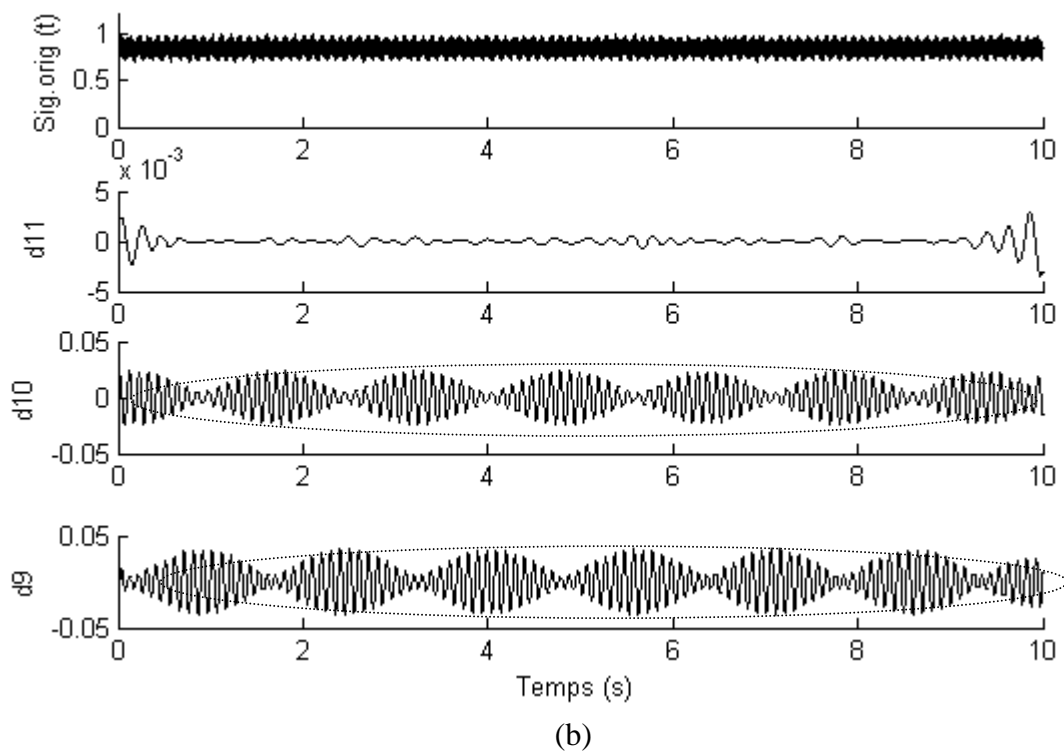
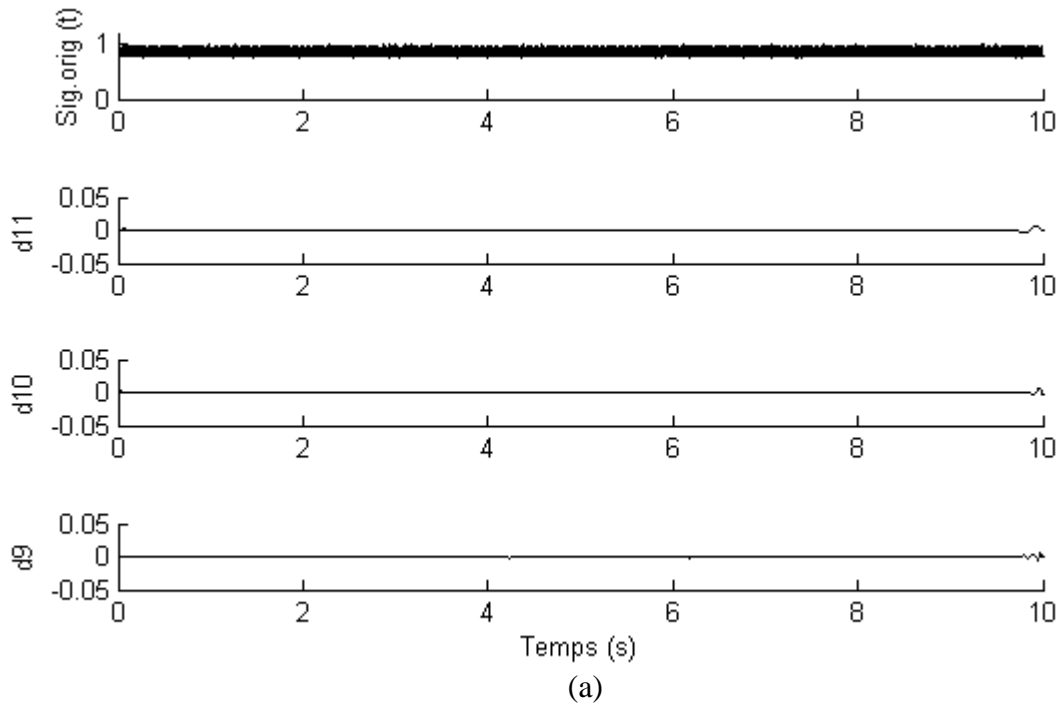


Fig. IV.10 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire en pleine charge, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.

Tab. IV.5 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, simulation.

<i>Nombre de barres cassées</i>	<i>Env i_a</i> (%)	<i>i_{ds}</i> (%)	<i>i_{qs}</i> (%)	<i>MVP</i> (%)	<i>Phi</i> (%)	<i>FP</i> (%)	<i>PAI</i> (%)
0	0.01	0	0	0	0	0	0
1	0.02	0.01	0.02	0.01	0.02	0	0.01
2	0.05	0.07	0.16	0.04	0.09	0.01	0.07
3	0.15	0.25	0.52	0.16	0.29	0.03	0.25
4	0.38	0.66	1.25	0.39	0.70	0.10	0.66

Tab. IV.6 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en pleine charge, expérimental.

<i>Nombre de barres cassées</i>	<i>Env i_a</i> (%)	<i>i_{ds}</i> (%)	<i>i_{qs}</i> (%)	<i>MVP</i> (%)	<i>Phi</i> (%)	<i>FP</i> (%)	<i>PAI</i> (%)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0.03	0.54	0.01	0.01	0.07	0.01	0.03
2	0.06	0.3	0.55	0.05	0.12	0.1	0.09
3	0.2	1.2	1.1	0.2	1.15	0.2	0.4
4	0.56	2.84	1.32	0.49	2.16	0.41	1

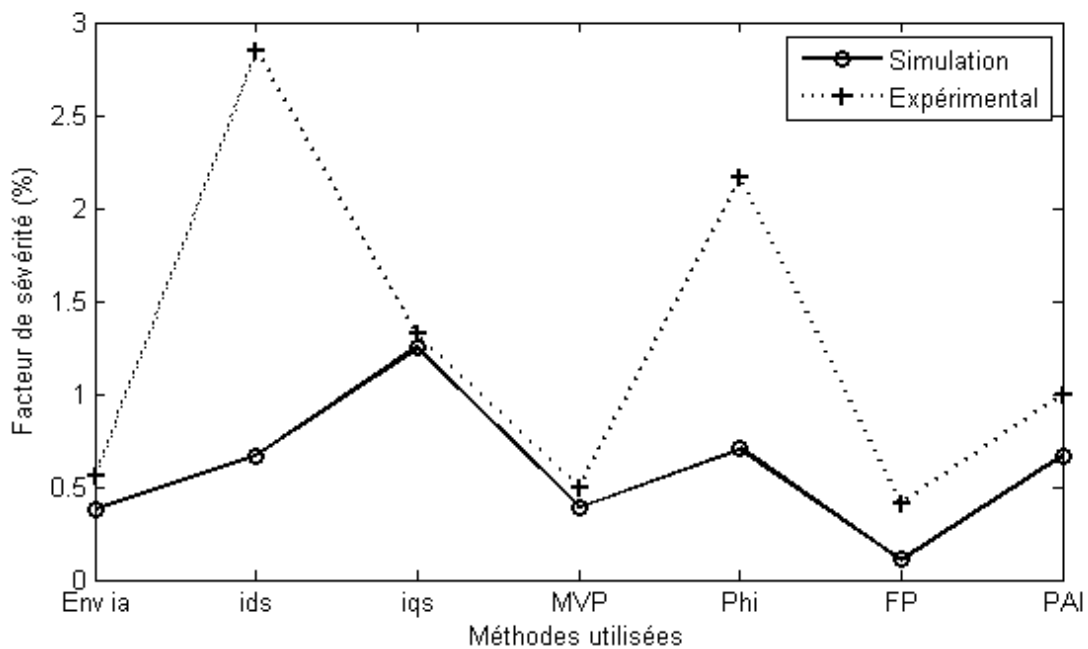


Fig. IV.11 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en pleine charge avec quatre barres cassées.

IV. 2. 2 Régime non stationnaire

a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic

La figure IV.13 représente les allures temporelles de simulation (a) et expérimentales (b) du courant statorique instantané i_a , de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du courant statorique en quadrature i_{qs} , du module du vecteur de Park (MVP), de l'angle de phase (Phi), du facteur de puissance (FP) et de la puissance active instantanée (PAI) d'un moteur asynchrone fonctionnant avec une barre rotorique cassée sous le profile de la charge représenté dans la figure IV.12.

Ces caractéristiques électriques évoluent suivant le profile de la charge. Elles sont affectées par la présence du défaut et modulées par la fréquence caractéristique de défaut $2gf$. Cette modulation augmente avec l'augmentation de la sévérité du défaut. Comme la charge est variable, le glissement g sera aussi variable ainsi que la composante $2gf$. Les signaux précédents deviennent non stationnaires avec un contenu fréquentiel variable avec le temps. La section suivante illustre l'analyse de ces signaux non stationnaire par la TFR en vue d'extraire les composantes caractéristiques de défaut.

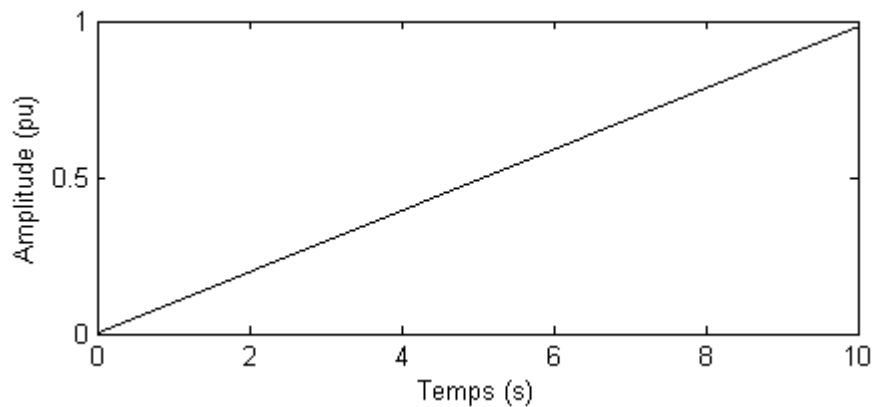


Fig. IV.12 : Profile du couple de charge variable utilisé dans les tests de simulation et expérimentaux.

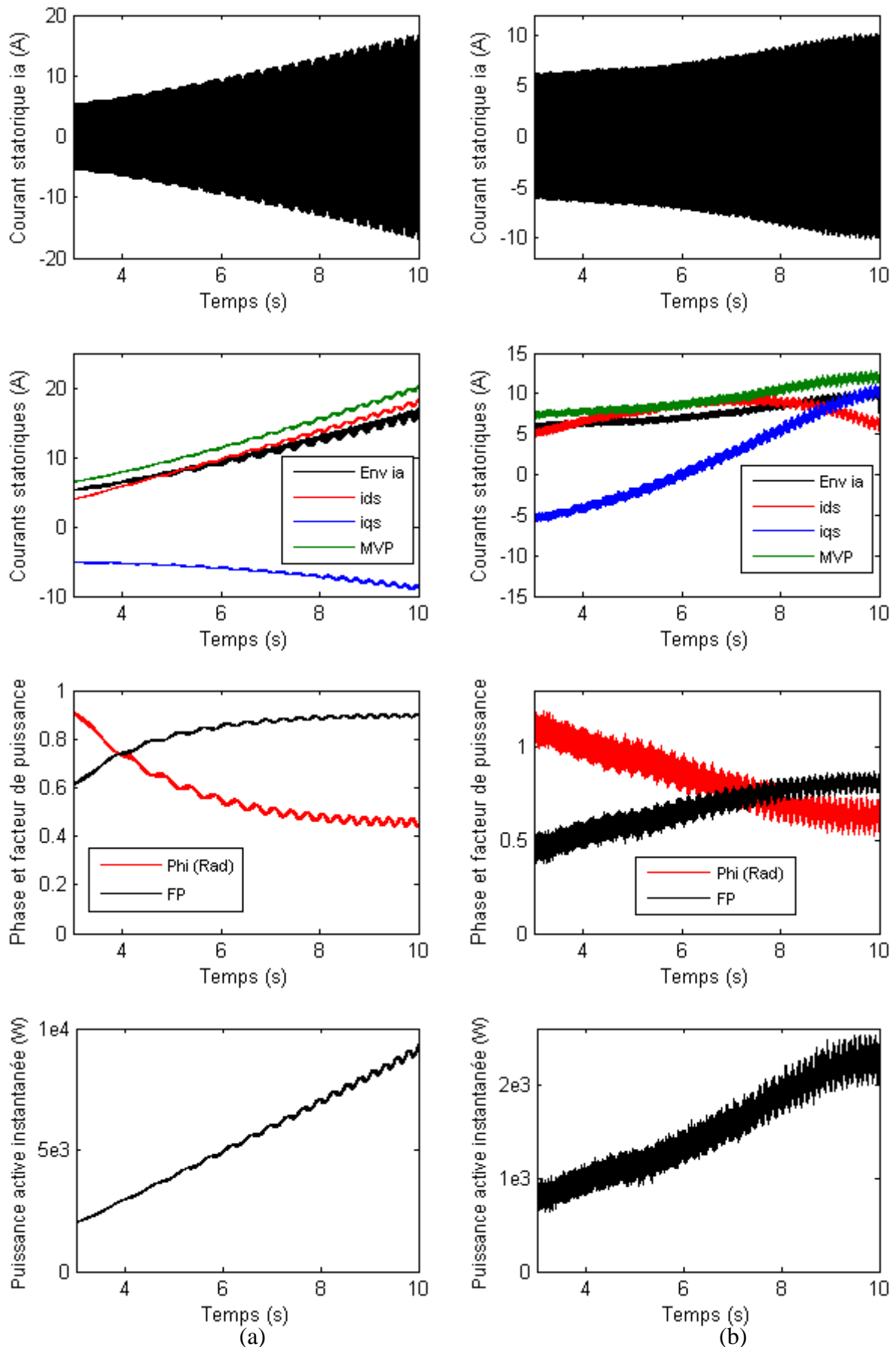


Fig. IV.13 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec une barre cassée en régime non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.

b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (TFR)

Les spectres du courant statorique i_a et de la puissance active instantanée (PAI) pour un moteur asynchrone avec une barre rotorique cassée dans les deux cas de couples de charge (constant et variable) sont représentés dans les figures IV.14 et IV.15, respectivement, obtenus des tests de simulation (a) et expérimentaux (b). Il est évident que les spectres du courant statorique i_a et de la PAI dans le cas de couple constant confirment facilement l'état défectueux du moteur par l'apparition des composantes spectrales étroites $(1-2g)f$ à 45,9 Hz avec une amplitude de 1,39 % et $2gf$ à 4,1 Hz avec une amplitude de 0,81 % dans le cas des résultats de simulation. Pour les résultats expérimentaux, les composantes spectrales $(1-2g)f$ et $2gf$ sont, aussi, clairement montrés à 39,9 Hz avec une amplitude de 2,8 % et à 10,1 Hz avec une amplitude de 1,787 %, respectivement.

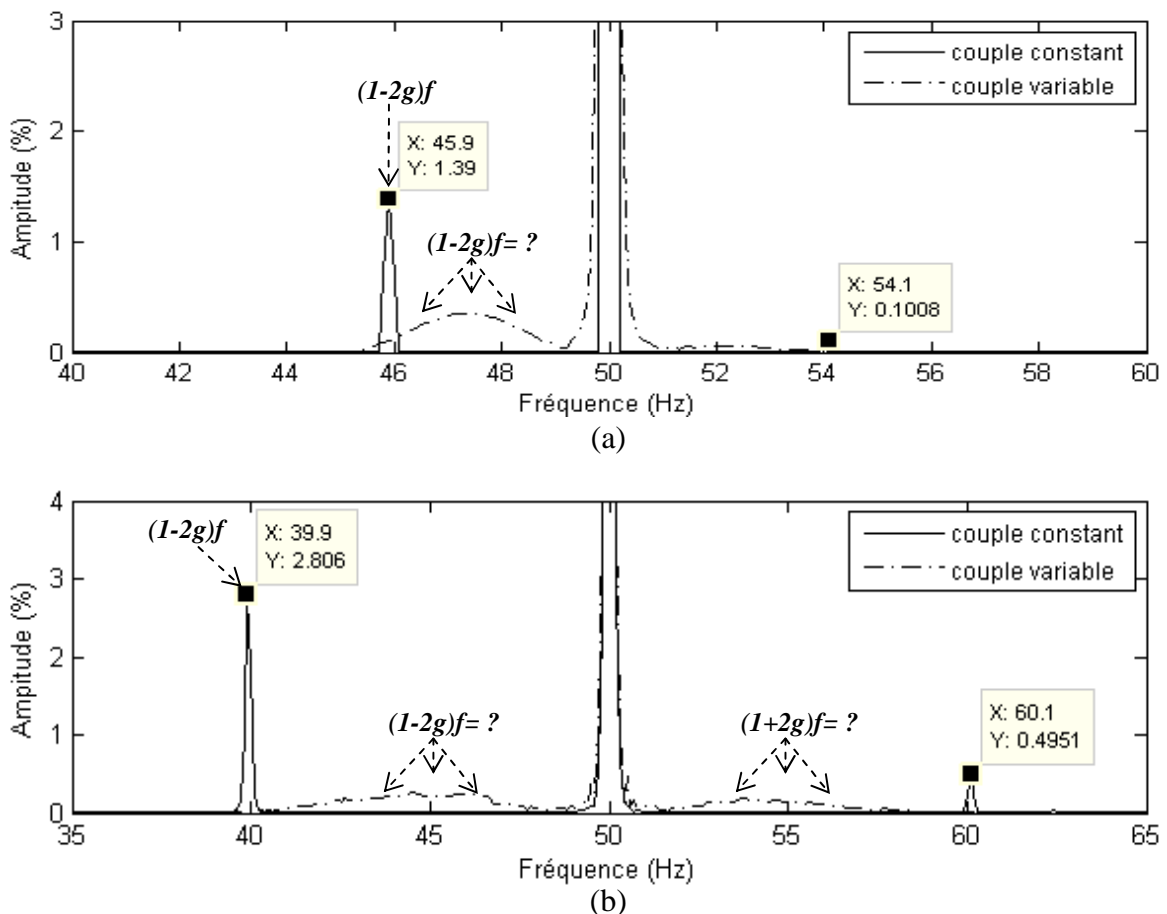


Fig. IV.14 : Signature du courant statorique i_a du moteur asynchrone avec une barre cassée en régime stationnaire et non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.

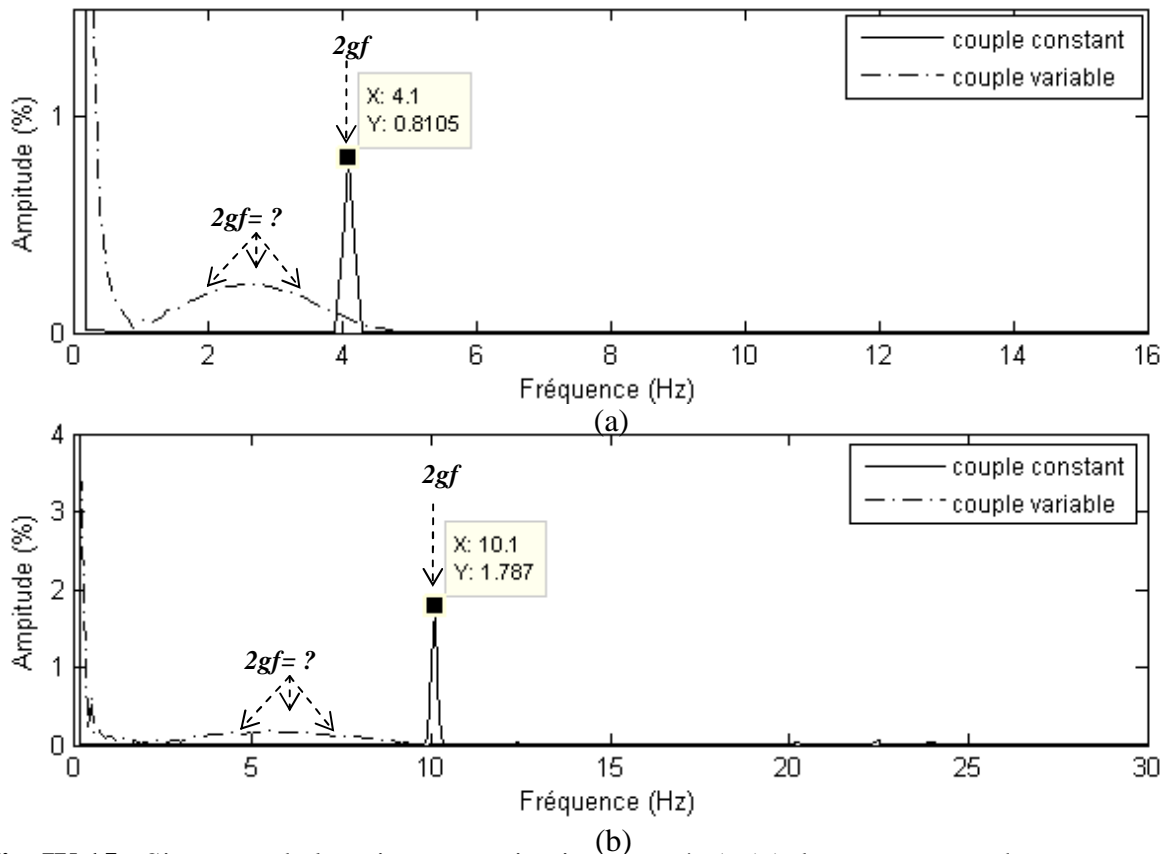


Fig. IV.15 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*) du moteur asynchrone avec une barre cassée régime stationnaire et non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.

La détection de défaut devient plus compliquée dans le cas du couple de charge variable en cas de résultats de simulation ainsi qu'expérimentaux. En effet, les composantes caractéristiques de défaut $(1 \pm 2g)f$ et $2gf$ ont été fortement propagées dans des bandes fréquentielles larges. Ces bandes fréquentielles sont proportionnelles à la variation de la charge. Par conséquent, comme les valeurs instantanées du glissement ne peuvent pas être exactement définies, l'identification exacte de l'amplitude et la position des composantes caractéristiques de défaut $(1 \pm 2g)f$ et $2gf$ dans les spectres devient plus difficile et peut conduire à un diagnostic erroné de défaut. Les limitations de la TFR dans ce cas sont bien remarquées et l'utilisation de la TOD peut surmonter ces limitations.

c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (*TOD*)

Les figures IV.16, IV.18 et IV.20 montrent, respectivement, les résultats de simulation des signaux du courant statorique en quadrature i_{sq} , du module du vecteur de Park (*MVP*) et de la puissance active instantanée (*PAI*) comme signaux originaux et les signaux de détail d_{10} , d_{11} et d_{12} obtenus par la décomposition en ondelettes en utilisant db44 au niveau 12 des signaux

originaux prés cités. (a) représente l'état sain, (b) l'état en défaut d'une barre cassée (1 BC) et (c) l'état en défaut de quatre barres cassées (4 BC). Les résultats expérimentaux de la décomposition en ondelettes en utilisant db44 au niveau 11 des mêmes signaux originaux avec les signaux de détail d_9 , d_{10} et d_{11} correspondants sont représentés dans les figures IV.17, IV.19 et IV.21. Notons qu'en cas de résultats de simulation, la bande de fréquence qui peut être affectée par le défaut est $[1.8:8]Hz$. D'après Tab IV.1, cette bande fréquentielle sera localisée dans les signaux d_{10} , d_{11} et d_{12} . D'un autre coté, la bande de fréquence qui peut être affectée par le défaut pour le cas expérimental est $[2.8:20]Hz$ et d'après Tab IV.2, cette bande fréquentielle sera localisée dans les signaux d_9 , d_{10} et d_{11} . Les figures IV.16(a) à IV.21(a) montrent clairement l'absence de toutes oscillations fréquentielles dans les signaux de détail qui doivent contenir les composantes fréquentielles caractéristique de défaut $2gf$ en régime non stationnaire pour le cas de simulation ainsi qu'expérimental. Cette observation indique l'état sain de la cage rotorique du moteur. Cependant, les figures IV.16(b) à IV.21(b) montrent clairement une évolution en temps et en fréquence de la composante de fréquence caractéristique de défaut de cassure de barres rotorique $2gf$.

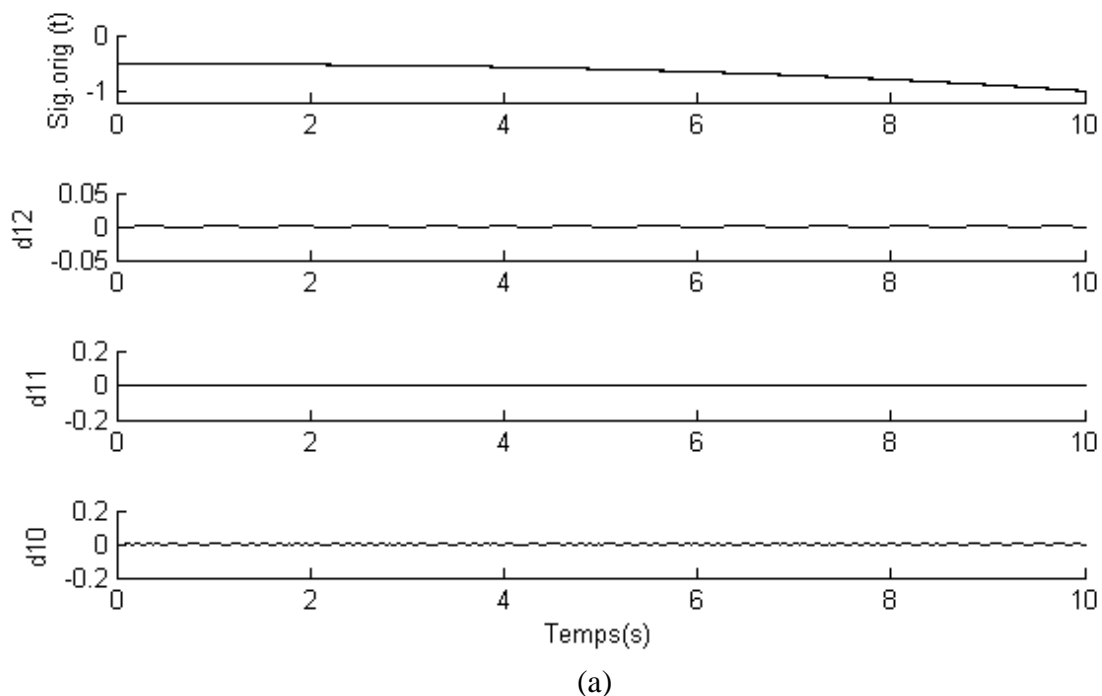


Fig. IV.16 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain.

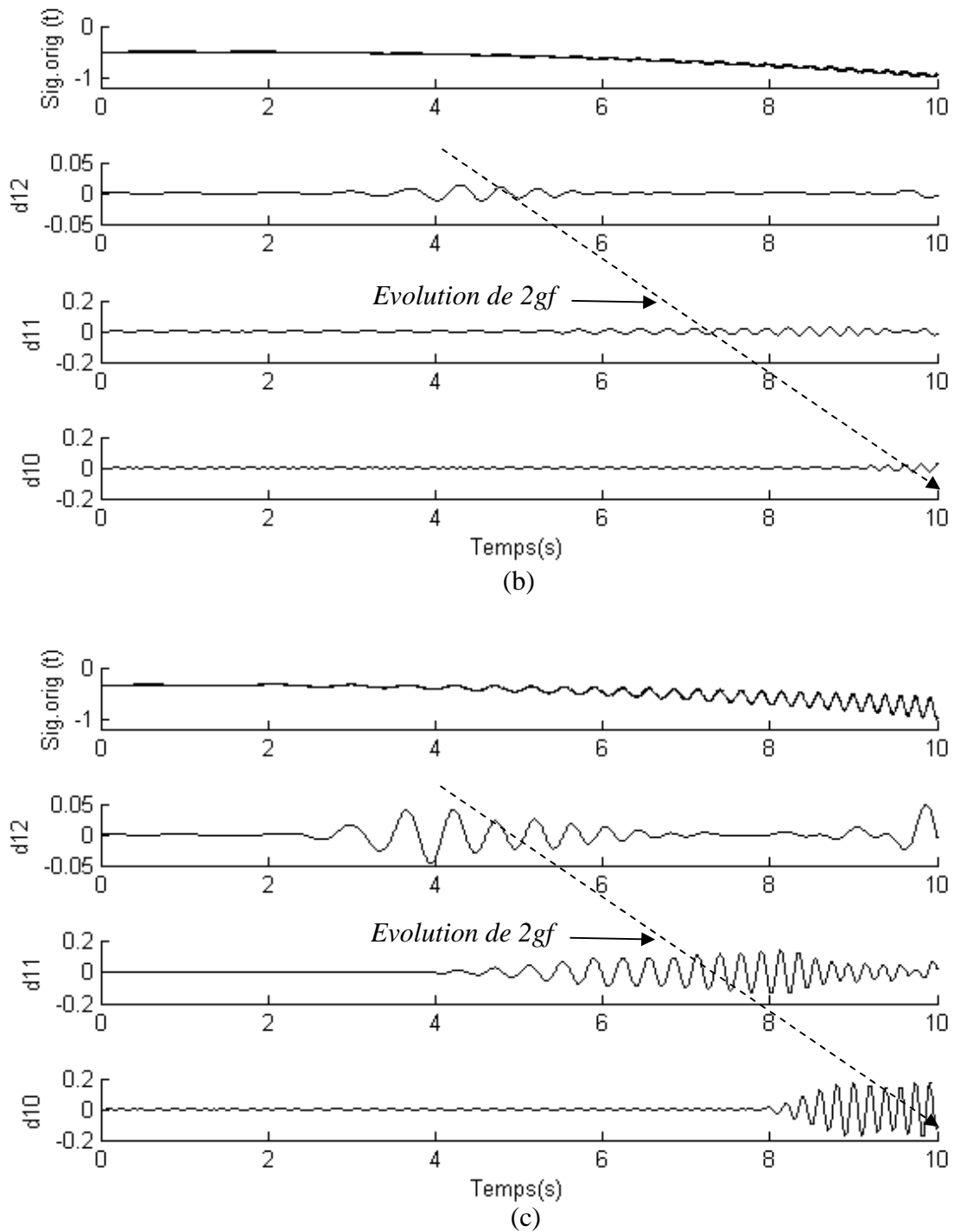


Fig. IV.16 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (suite), (b) 01 BC, (c) 04 BC.

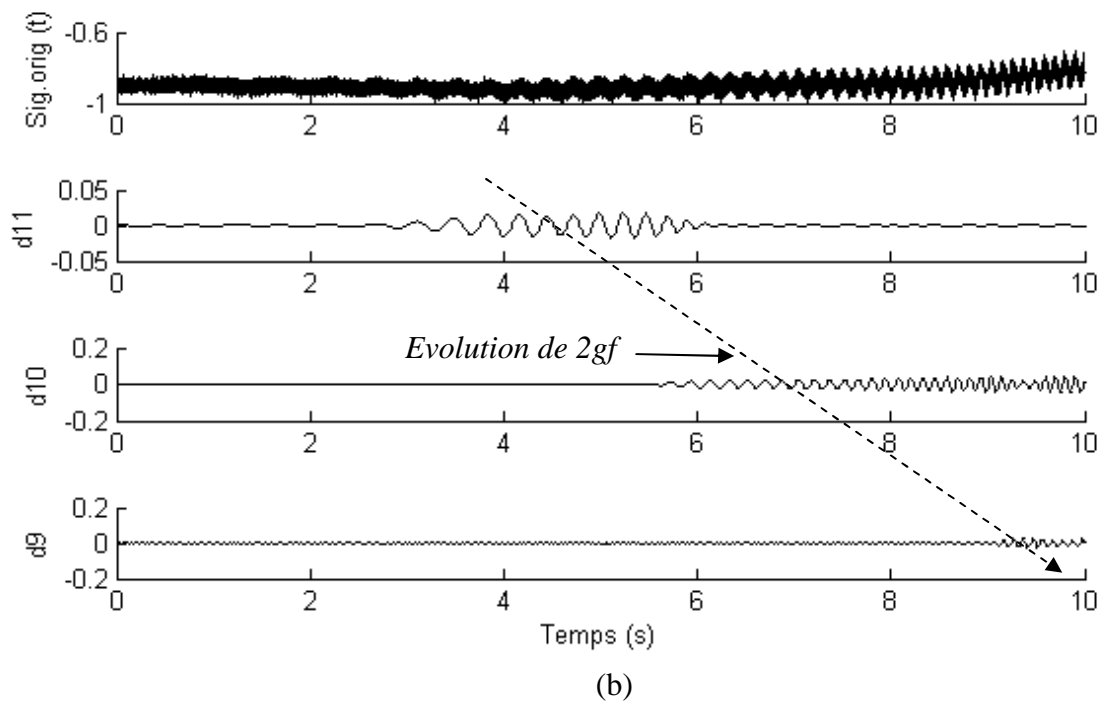
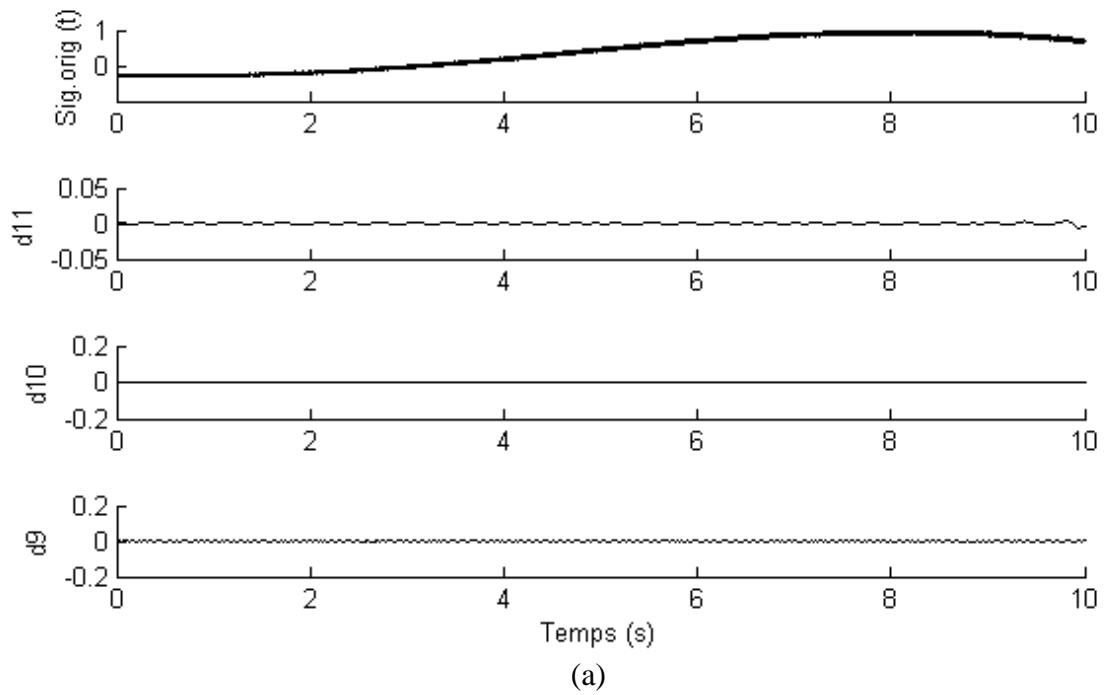


Fig. IV.17 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.

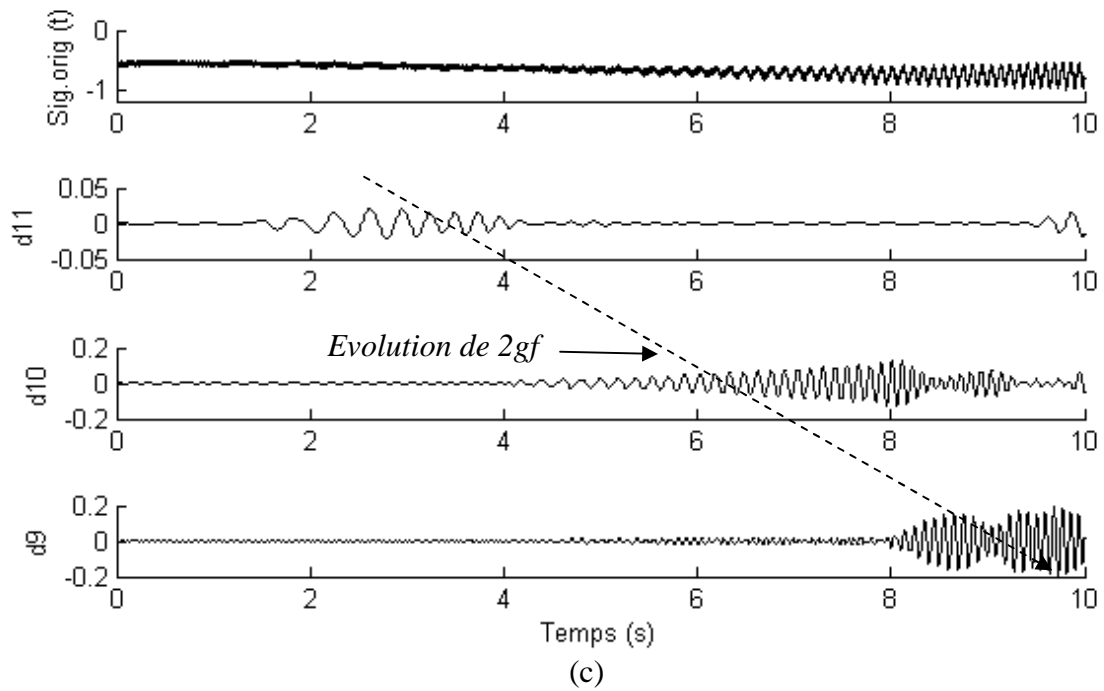


Fig. IV.17 : Signature du courant statorique en quadrature i_{qs} , obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (suite), (c) 04 BC.

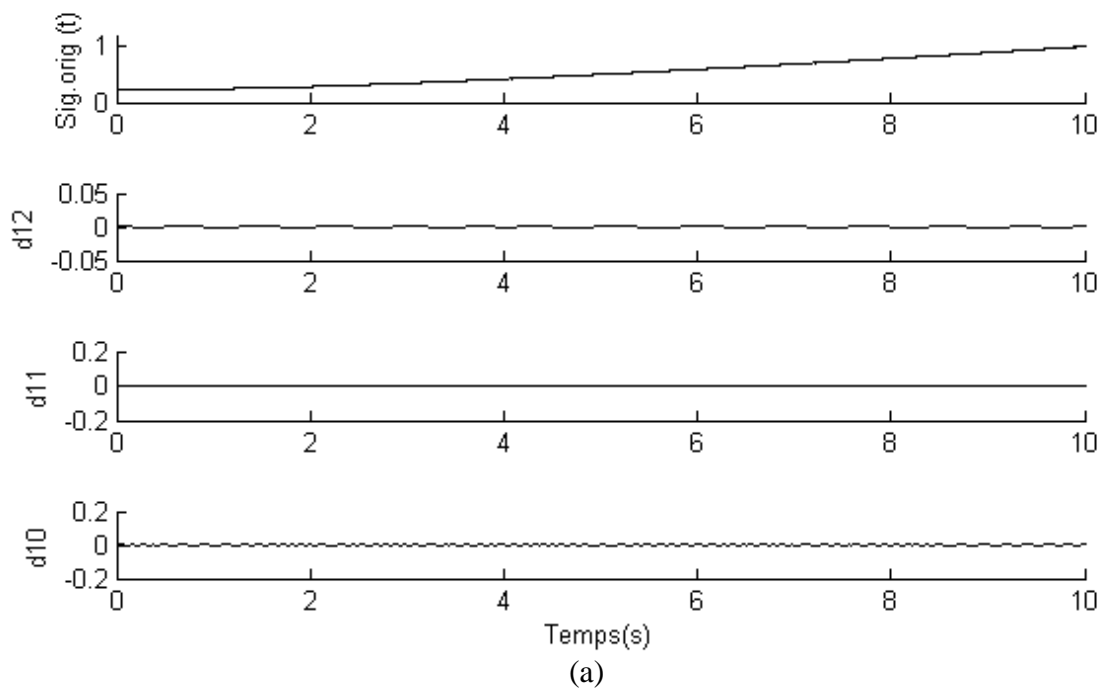


Fig. IV.18 : Signature du module de vecteur de Park (MVP), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain.

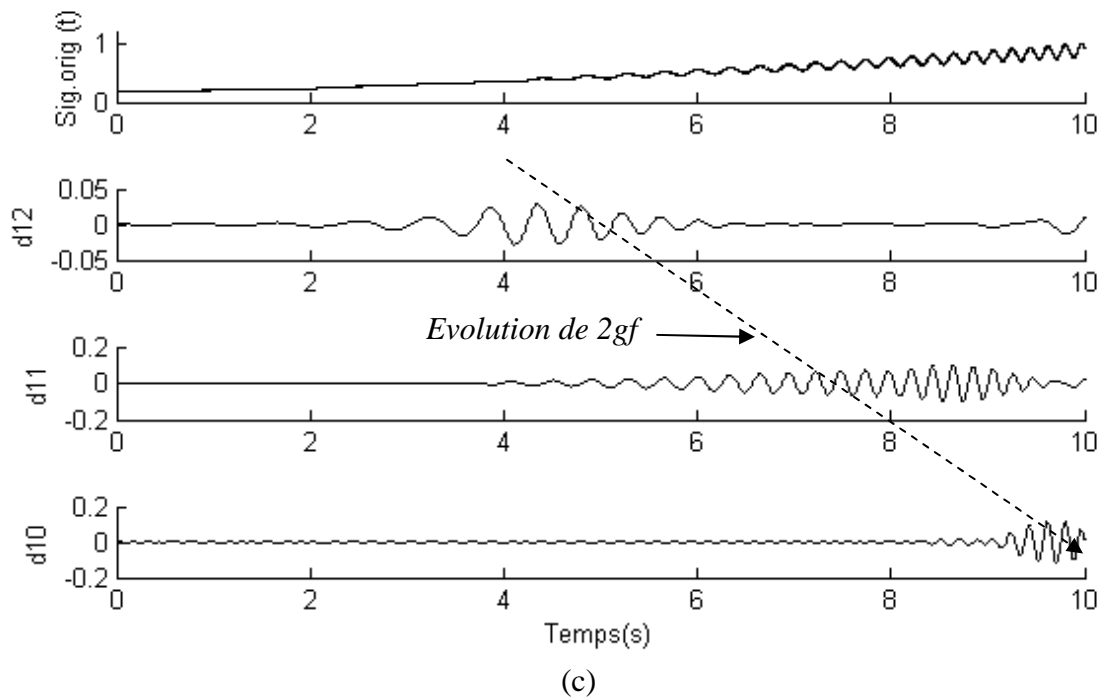
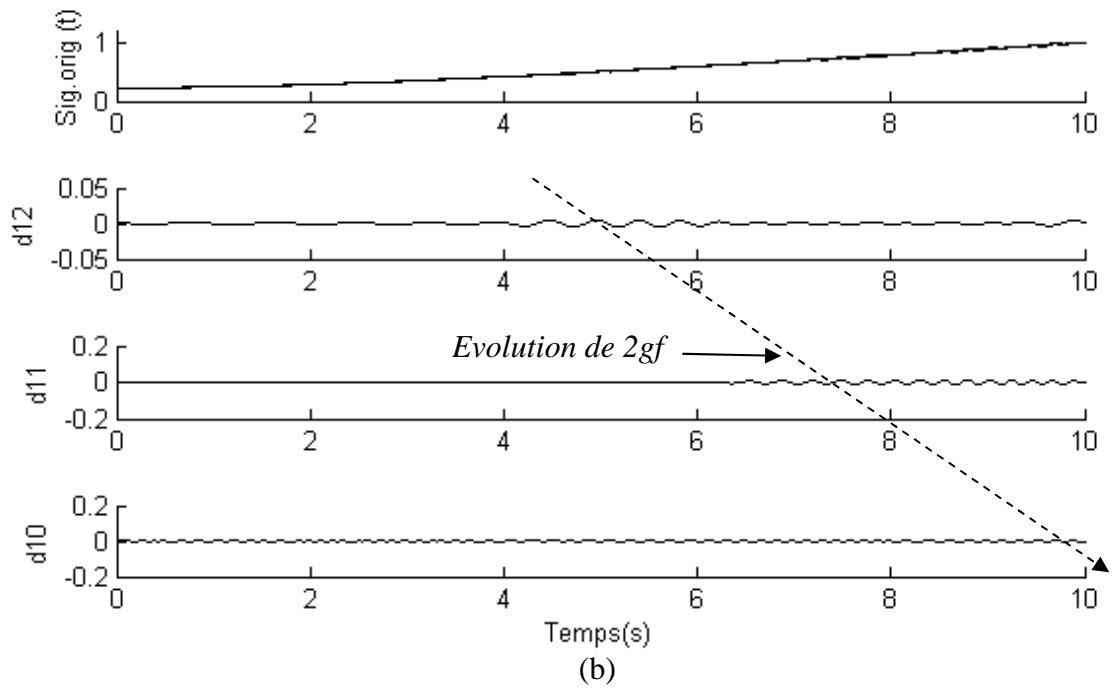


Fig. IV.18 : Signature du module de vecteur de Park (*MVP*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (suite), (b) 01 BC, (c) 04 BC.

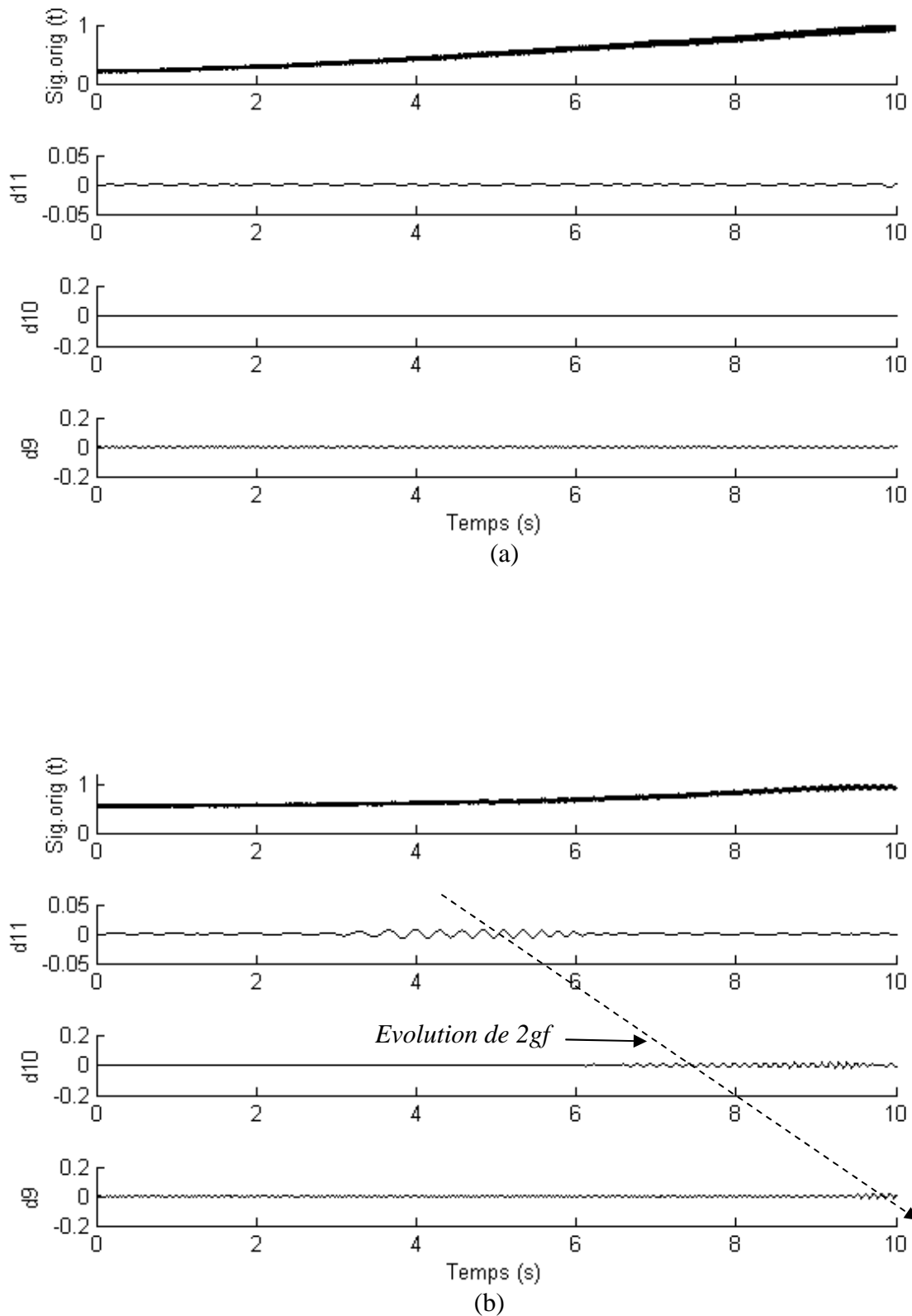


Fig. IV.19 : Signature du module de vecteur de Park (*MVP*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.

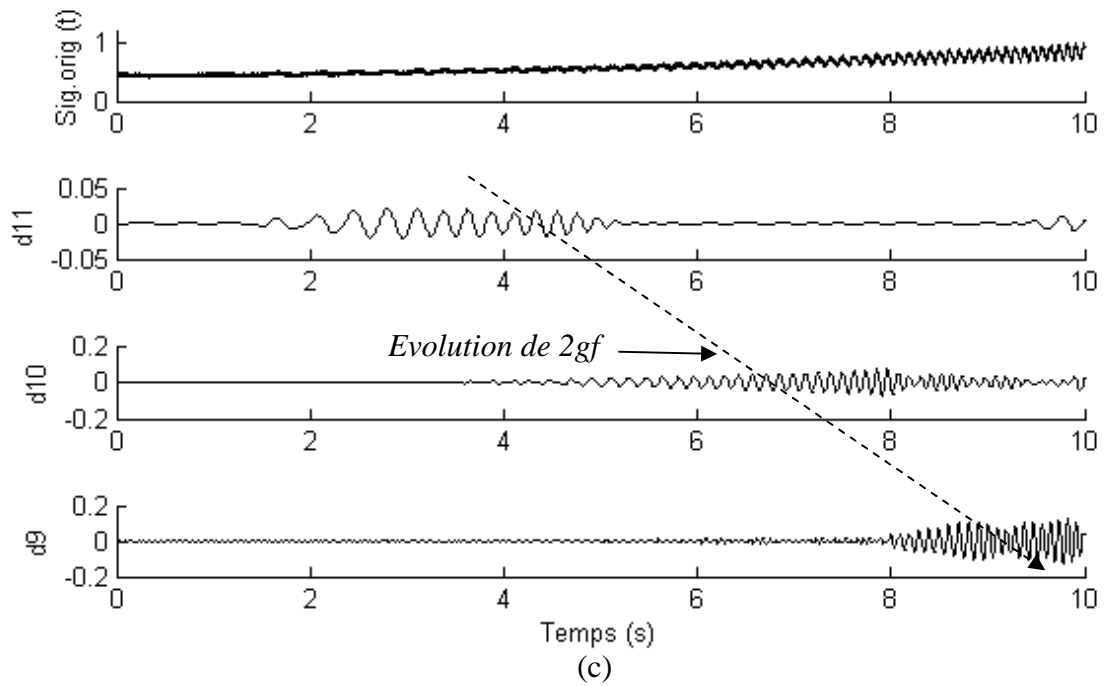


Fig. IV.19 : Signature du module de vecteur de Park (*MVP*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (suite), (c) 04 BC.

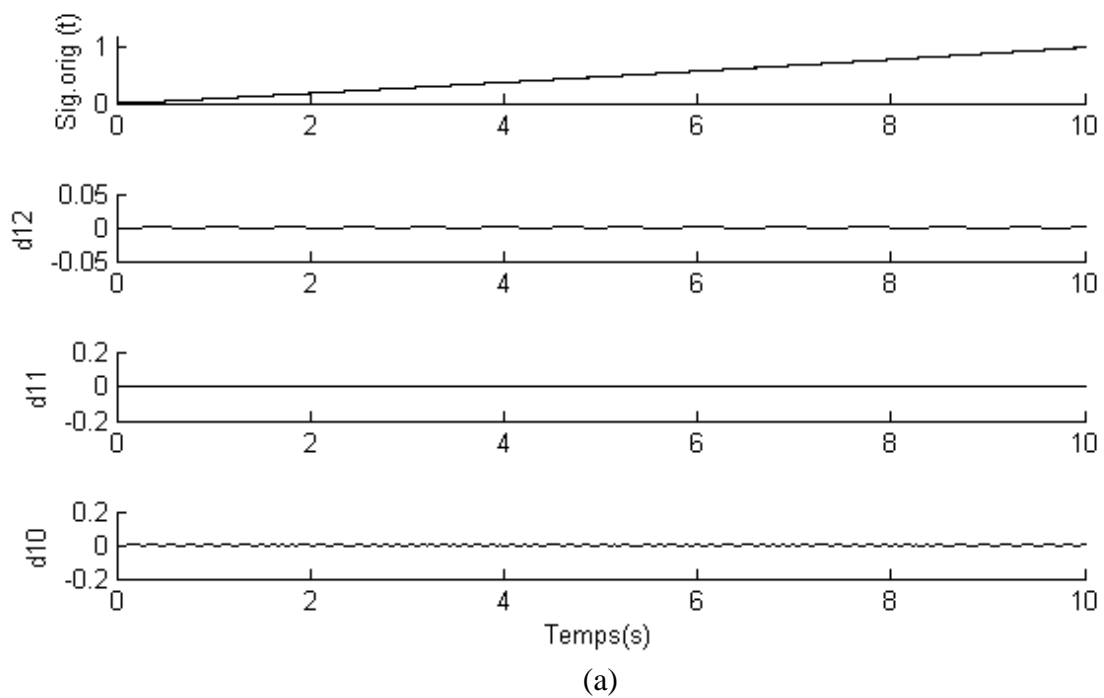


Fig. IV.20 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain.

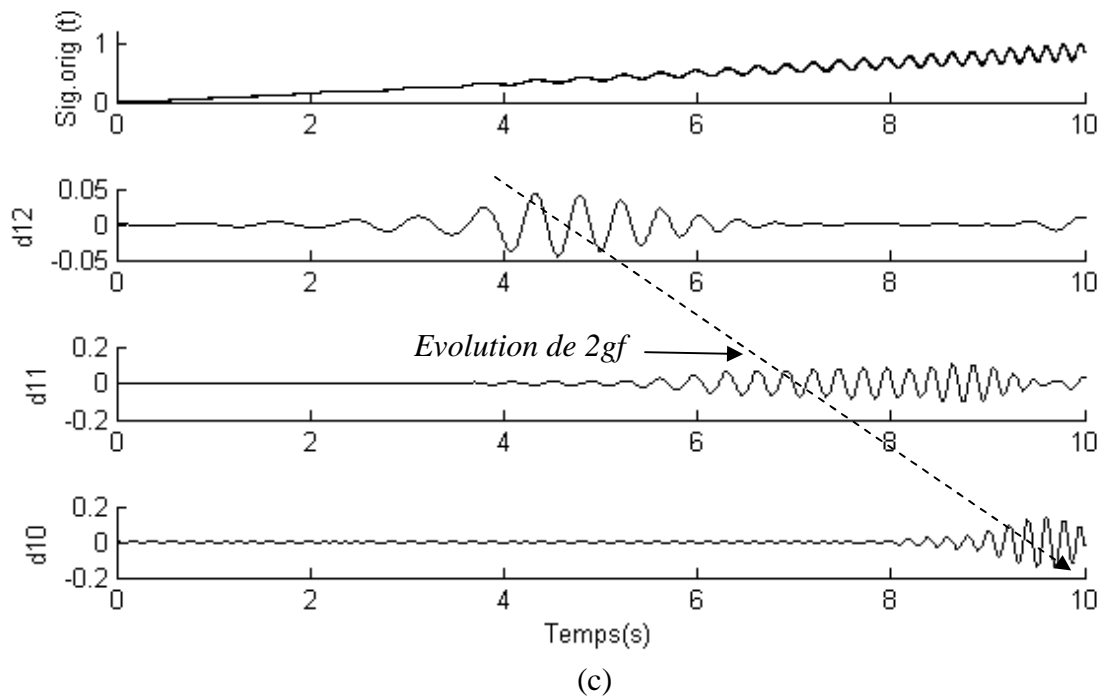
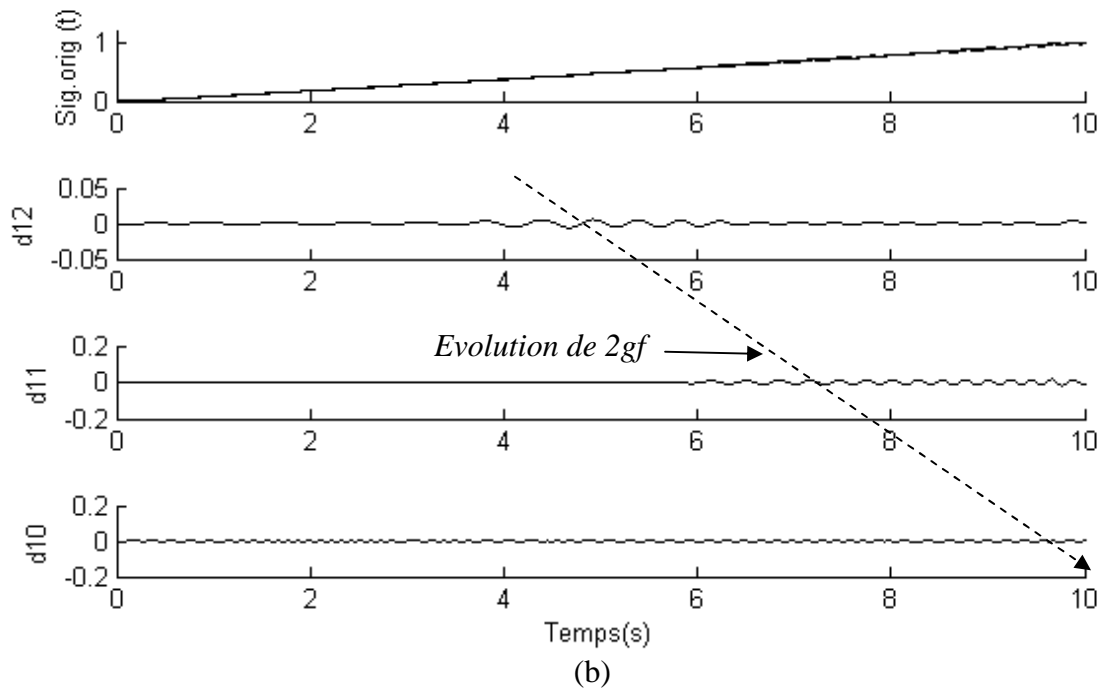


Fig. IV.20 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (suite), (b) 01 BC, (c) 04 BC.

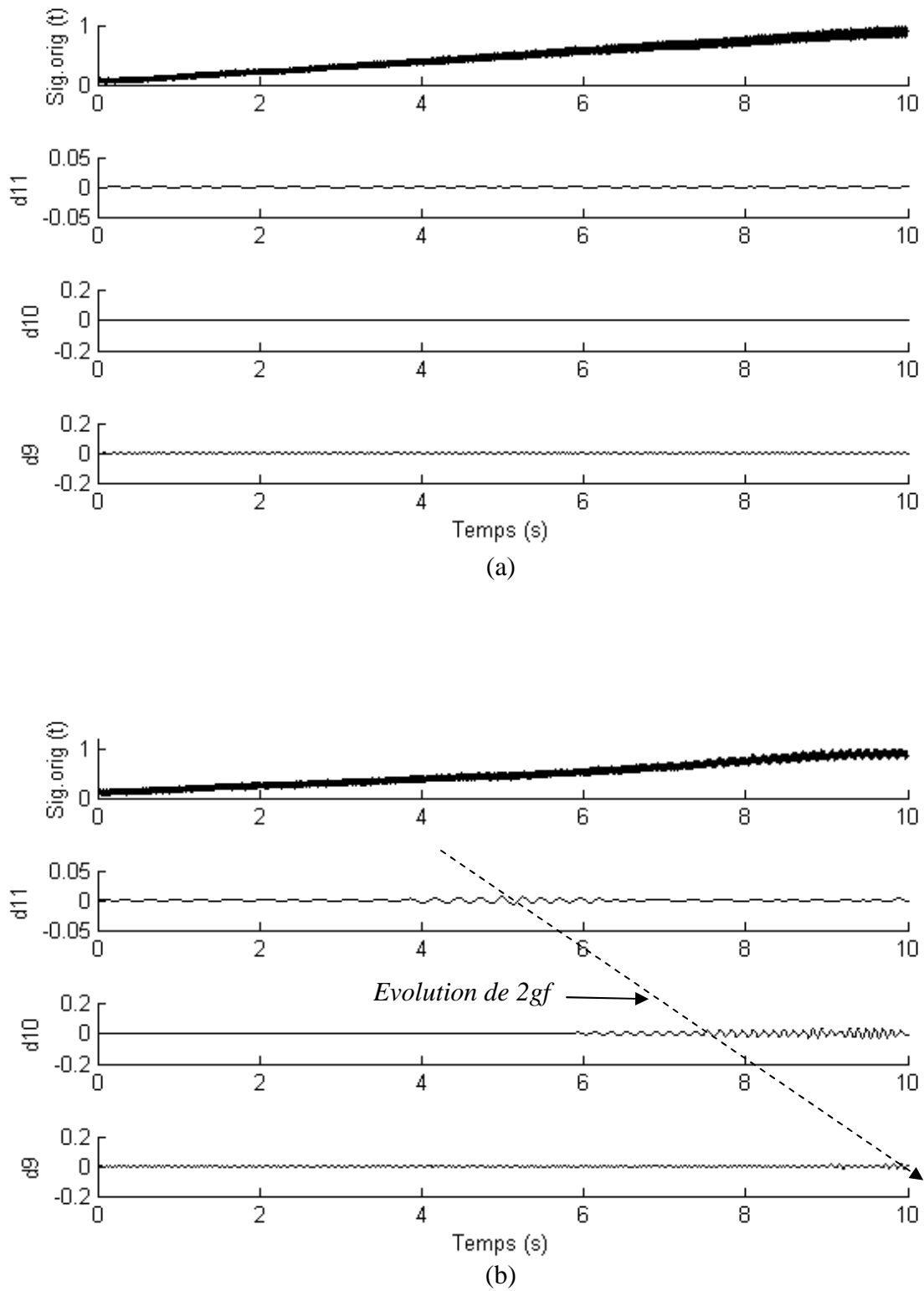


Fig. IV.21 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 01 BC.

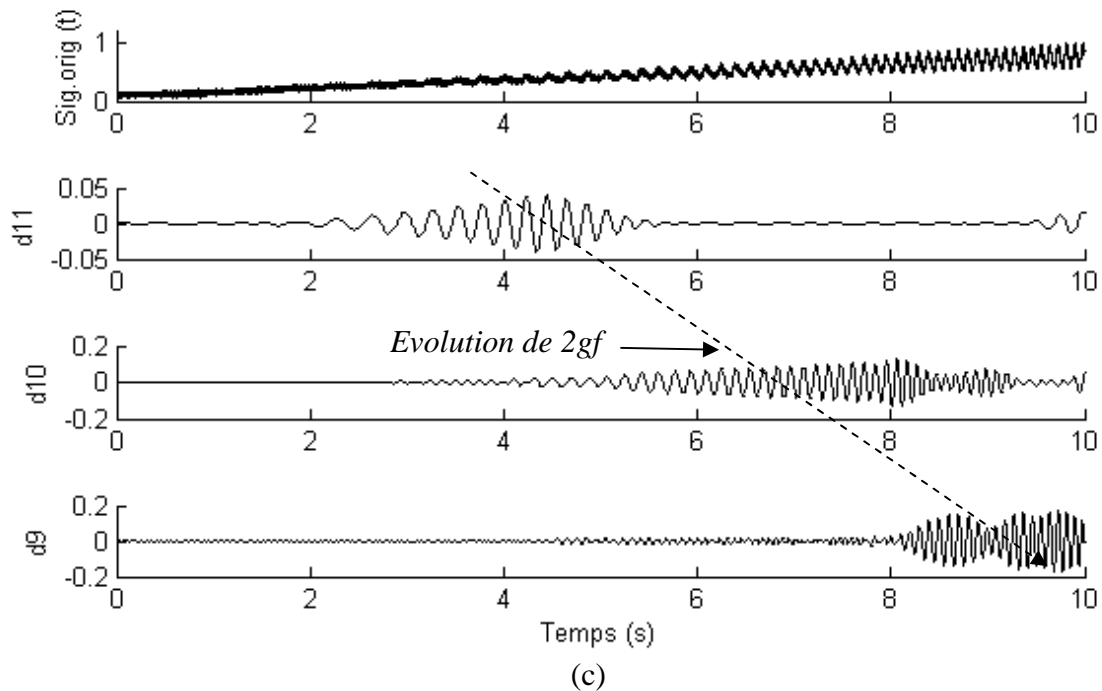


Fig. IV.21 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (suite), (c) 04 BC.

L'augmentation des oscillations est clairement observée dans le cas de quatre barres cassées (figures IV. 16(c) à IV. 21(c)). En effet, selon les valeurs du glissement (valeurs du couple de charge), ces oscillations se déplacent de d_{12} (pour des faibles valeurs de glissement) à d_{10} (pour des valeurs proches de glissement nominal) pour le cas de simulation et de d_{11} à d_9 pour le cas expérimental. La présence et la façon d'évolution particulière de ces oscillations permettent de prendre une décision préliminaire sur la présence de défaut de cassure de barres rotoriques. Une fois cette décision préliminaire de l'état du moteur a été prise, il est conseillé de définir un facteur de sévérité de défaut (*FSD*) afin d'évaluer le degré de défaillance dans le moteur. Ce *FSD* est calculée de la même façon que celui donné en section (c) du cas stationnaire. Tabs. IV. 7 et IV. 8 montrent les valeurs de ce *FSF* pour les cinq cas (sain, une, deux, trois et quatre barres cassées). La figure IV.22 représente les valeurs du *FSD* des méthodes utilisées pour le cas de quatre barres cassées. Ce *FSD* permet de détecter la présence des barres cassées avec une grande fiabilité. Il est évident que la valeur du *FSD* est augmentée avec l'augmentation de nombre de barres cassées pour toutes les méthodes utilisées. Ce qui en fait un bon indicateur de l'état de santé de la cage rotorique. Dans ce cas non stationnaire, la méthode du courant statorique direct i_{ds} est la plus sensible au défaut suivie par, respectivement, les méthodes de la puissance active instantanée (*PAI*) et du facteur de puissance (*FP*). Cela est bien illustré dans les résultats expérimentaux. Ces différences dans les valeurs du *FSD* et la sensibilité des méthodes au défaut peuvent être dues à

la différence entre le moteur utilisé en simulation et celui utilisé en expérimental. En effet, le moteur utilisé dans les tests de simulation est de 11 kW alors que celui utilisé dans les tests expérimentaux est de 3 kW. Comme la PAI et ses dérivés (Φ et FP) sont obtenues en multipliant les courants et tensions statoriques du moteur, des différences entre les valeurs de leurs FSD de simulation et expérimental peuvent être remarquées aussi étant donné que les tensions statoriques utilisées en simulation sont purement sinusoïdales au contraire aux tensions statoriques expérimentales. Si le diagnostic du défaut sans connaissance des valeurs instantanées du glissement constitue un avantage de l'analyse par la TOD en régime stationnaire, il est de même un avantage très important de cette analyse dans le régime non stationnaire vue la grande variation de la charge et donc le glissement.

Afin de justifier le choix d'utiliser la famille d'ondelette de Daubechies comme ondelette mère dans ce travail, Tabs. V.9 et V.10 illustrent, respectivement, les valeurs de simulation et expérimentales du FSD des méthodes utilisées analysées par les ondelettes de *db44*, *sym8*, *coif5*, *bior 6.8*, *rbio 6.8* et *dmey* pour le cas d'un moteur avec quatre barres cassées (voir Annexe B). D'après ces résultats, *db44* donne des valeurs élevées du FSD comparé aux autres types d'ondelettes et comme notre intérêt est de mieux quantifier le défaut, on a opté pour le choix de la famille Daubechies.

Tab. IV.7 : FSD, obtenu par *db44*, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en régime non stationnaire, simulation.

<i>Nombre de barres cassées</i>	<i>Env i_a</i> (%)	<i>i_{ds}</i> (%)	<i>i_{qs}</i> (%)	<i>MVP</i> (%)	<i>Φ</i> (%)	<i>FP</i> (%)	<i>PAI</i> (%)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0.05	0.01	0.02	0.01	0	0	0.01
2	0.18	0.1	0.13	0.05	0.01	0.03	0.1
3	0.21	0.3	0.47	0.15	0.04	0.11	0.3
4	0.39	0.89	0.93	0.47	0.08	0.27	0.89

Tab. IV.8 : FSD, obtenu par *db44*, des méthodes utilisées en fonction du nombre de barres cassées en régime non stationnaire, expérimental.

<i>Nombre de barres cassées</i>	<i>Env i_a</i> (%)	<i>i_{ds}</i> (%)	<i>i_{qs}</i> (%)	<i>MVP</i> (%)	<i>Φ</i> (%)	<i>FP</i> (%)	<i>PAI</i> (%)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0.04	0.05	0.02	0.01	0.01	0.03	0.05
2	0.1	0.3	0.13	0.07	0.05	0.23	0.4
3	0.15	1.2	0.31	0.16	0.12	0.51	0.9
4	0.30	2.69	0.56	0.28	0.30	1.06	1.65

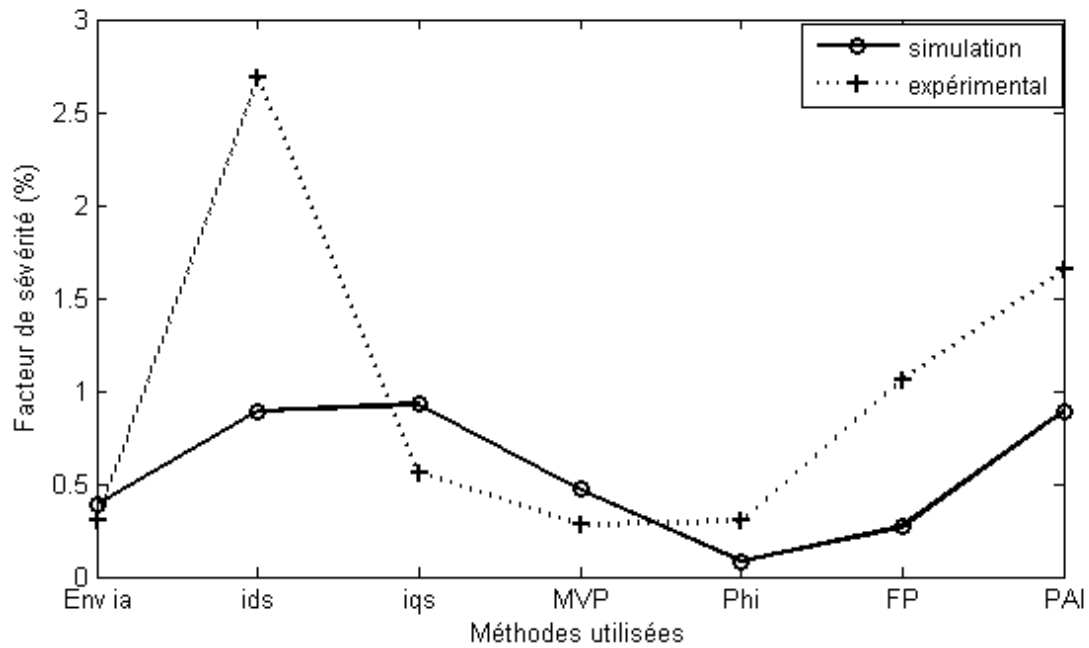


Fig. IV.22 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en régime non stationnaire avec quatre barres cassées.

Tab. IV.9 : FSD des méthodes utilisées en fonction du type de l'ondelette mère avec quatre barres cassées du moteur en régime non stationnaire, simulation.

Ondelette mère utilisée	Env i_a (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
<i>db44</i>	0.3900	0.8879	0.9345	0.4746	0.0851	0.2661	0.8879
<i>sym8</i>	0.4656	0.4373	0.7365	0.2513	0.2676	0.1453	0.4373
<i>coif5</i>	0.2799	0.4503	0.7746	0.2649	0.1648	0.1511	0.4503
<i>bior 6.8</i>	0.3680	0.4619	0.7965	0.2548	0.2643	0.1601	0.4619
<i>rbio 6.8</i>	0.4166	0.4325	0.7538	0.2633	0.2315	0.1427	0.4325
<i>dmey</i>	0.0696	0.1172	0.1850	0.0666	0.0605	0.0591	0.1172

Tab. IV.10 : FSD des méthodes utilisées en fonction du type de l'ondelette mère avec quatre barres cassées du moteur en régime non stationnaire, expérimental.

Ondelette mère utilisée	Env i_a (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
<i>db44</i>	0.3034	2.6937	0.5625	0.2803	0.3041	1.0649	1.6512
<i>sym8</i>	0.3567	1.5148	0.5326	0.2441	0.5381	0.6742	0.9583
<i>coif5</i>	0.2430	1.4722	0.4976	0.2377	0.4092	0.6629	0.9550
<i>bior 6.8</i>	0.3336	1.5231	0.5490	0.2662	0.5125	0.6732	0.9919
<i>rbio 6.8</i>	0.3371	1.5553	0.5312	0.2376	0.5284	0.6924	0.9771
<i>dmey</i>	0.0832	0.4238	0.2139	0.0897	0.1968	0.3123	0.3330

Afin de montrer les détails qui sont plus influencés par le défaut de cassure de barres rotorique, les valeurs de l'énergie de tous les détails de la décomposition du signal de la PAI en utilisant $db44$ pour les cas de simulation et expérimental sont présentés dans la figure IV.23 (a) et (b), respectivement. Il est évident que les valeurs d'énergie de tous les détails sont négligeables pour l'état sain à la fois pour le cas de simulation et expérimental. Cependant, la figure IV.23 (a) montre une augmentation de l'énergie des signaux de détail d_{10} , d_{11} et d_{12} pour le cas d'une seule barre cassée. Cette augmentation de l'énergie est plus observée dans le cas de quatre barres cassées. D'autre part, la figure IV.23 (b) montre que seuls les signaux de détail d_9 , d_{10} et d_{11} sont influencés par l'apparition du défaut de cassure de barres, pour le cas expérimental. L'augmentation de leurs énergies avec la sévérité du défaut est aussi bien observée.

Afin de vérifier la position en fréquence de la composante $2gf$ dans les signaux de détail correspondants et justifiant l'ordre de l'ondelette mère de Daubechies utilisée dans ce travail, les spectres des détails d_{10} , d_{11} et d_{12} pour le cas de simulation et d_9 , d_{10} et d_{11} pour le cas expérimental de la PAI obtenus par $db1$ et $db44$ sont présentés dans les figures IV.24 et IV.25, respectivement. Nous remarquons que les spectres des détails obtenus par $db1$ ont un contenu fréquentiel propagé dans des grandes bandes fréquentielles qui dépassent les bandes fréquentielles préalablement définies dans Tabs. IV.1 et IV.2. Ceci peut conduire à un diagnostic erroné. Cependant, les spectres de détails obtenus par $db44$ montrent que les composantes $2gf$ sont dominantes et vraiment situées dans les bandes fréquentielles préalablement définies dans Tabs. IV.1 et IV.2. Ceci confirme que l'énergie de ces signaux de détail est un bon indicateur de la sévérité du défaut. Le FSD de la puissance active instantanée (PAI) calculé pour différents ordres de l'ondelette mère de Daubechies (db) est donné dans la figure IV.26. Il est évident que, le FSD du cas de simulation subit une légère augmentation pour un ordre moyen (de 15 à 35) de l'ondelette de Daubechies. Par contre, le FSD de la PAI pour le cas expérimental augmente avec l'augmentation de l'ordre de l'ondelette de Daubechies utilisée.

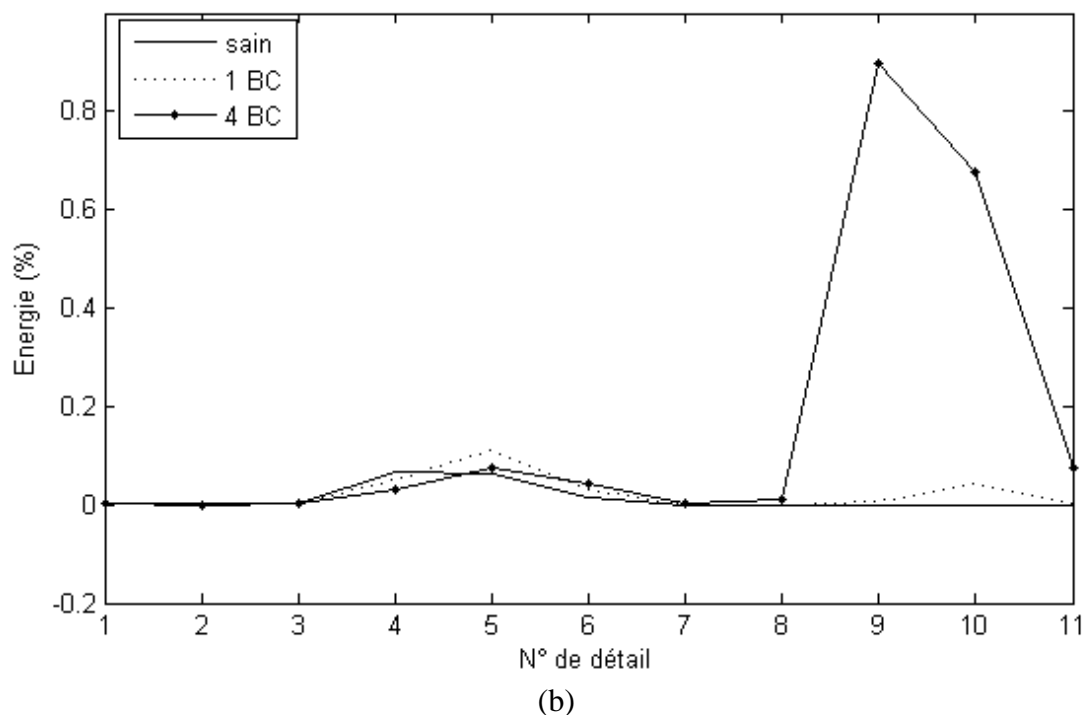
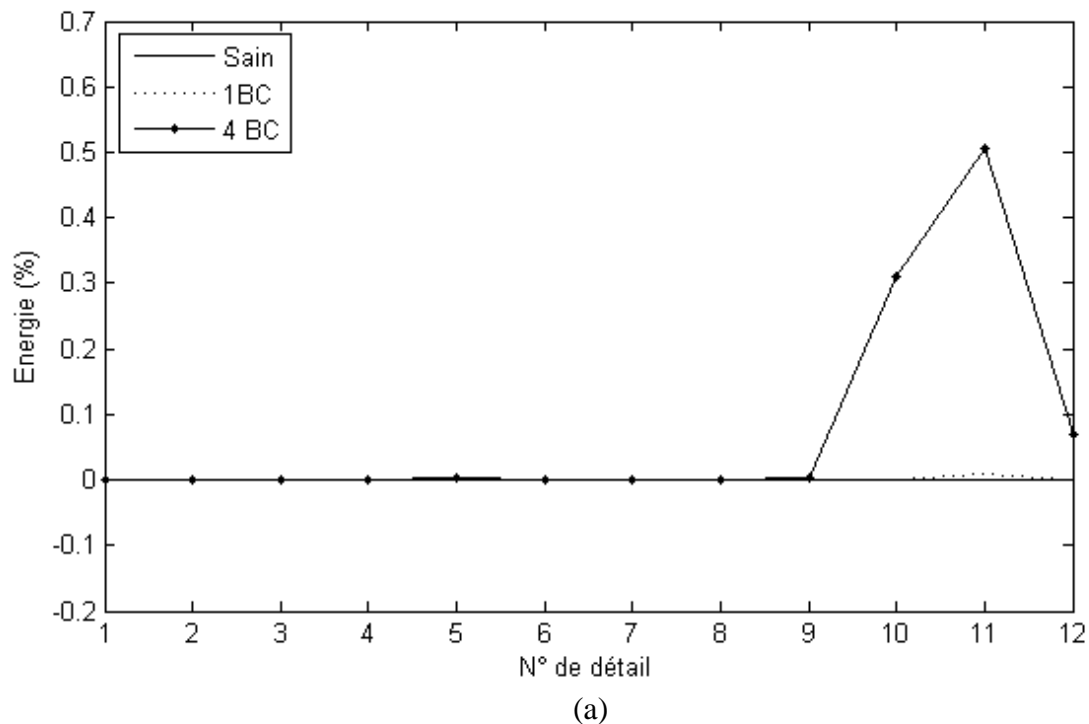


Fig. IV.23 : Energie des signaux de détail de la PAI obtenue par db44,
 (a) simulation, (b) expérimental.

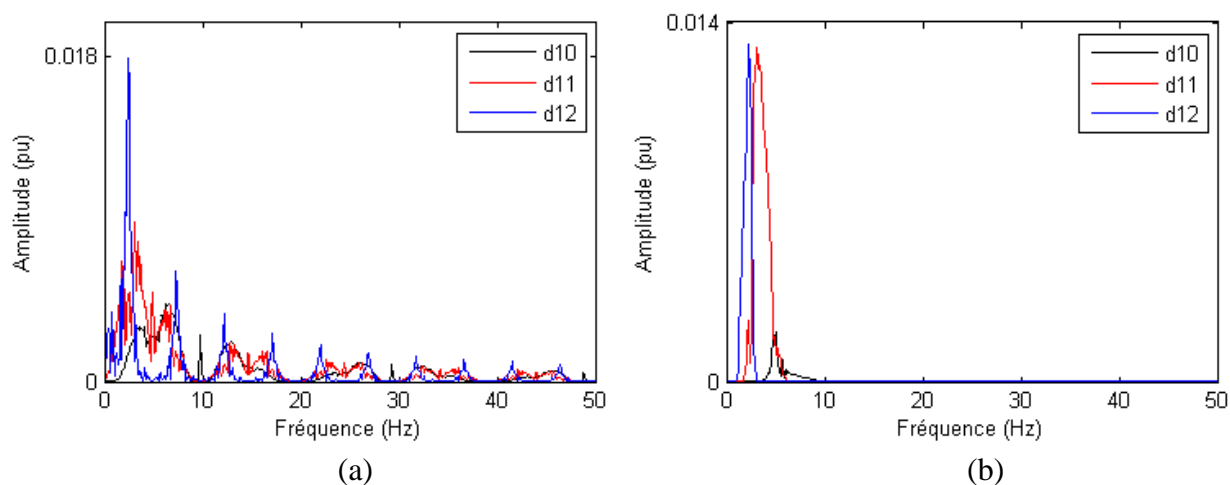


Fig. IV.24 : Signature, obtenue par la TFR, des signaux de détail d_{10} , d_{11} et d_{12} décomposés par db1 (a) et db44 (b), simulation.

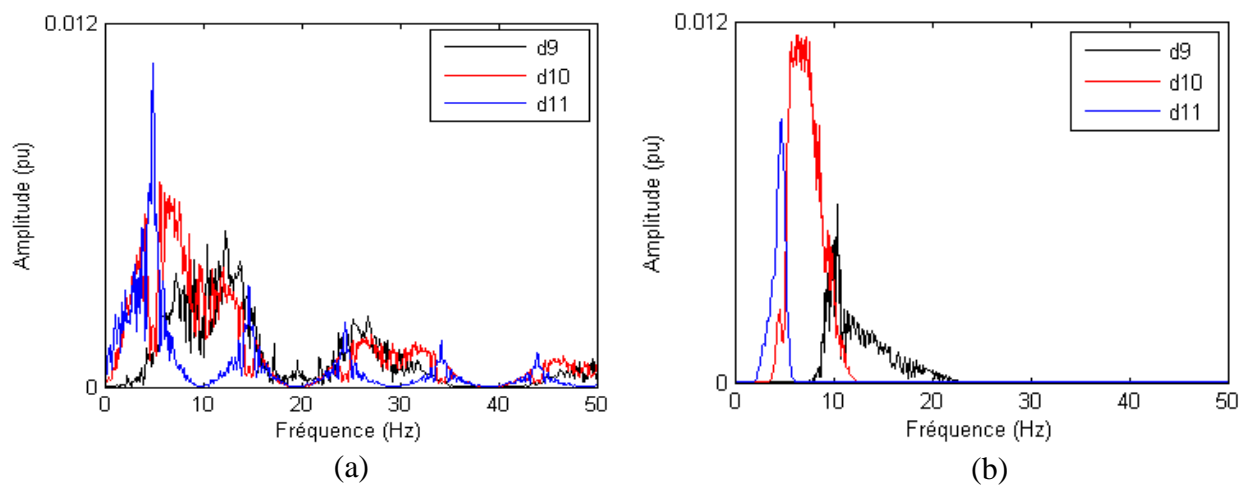


Fig. IV.25 : Signature, obtenue par la TFR, des signaux de détail d_9 , d_{10} et d_{11} décomposés par db1 (a) et db44 (b), expérimental.

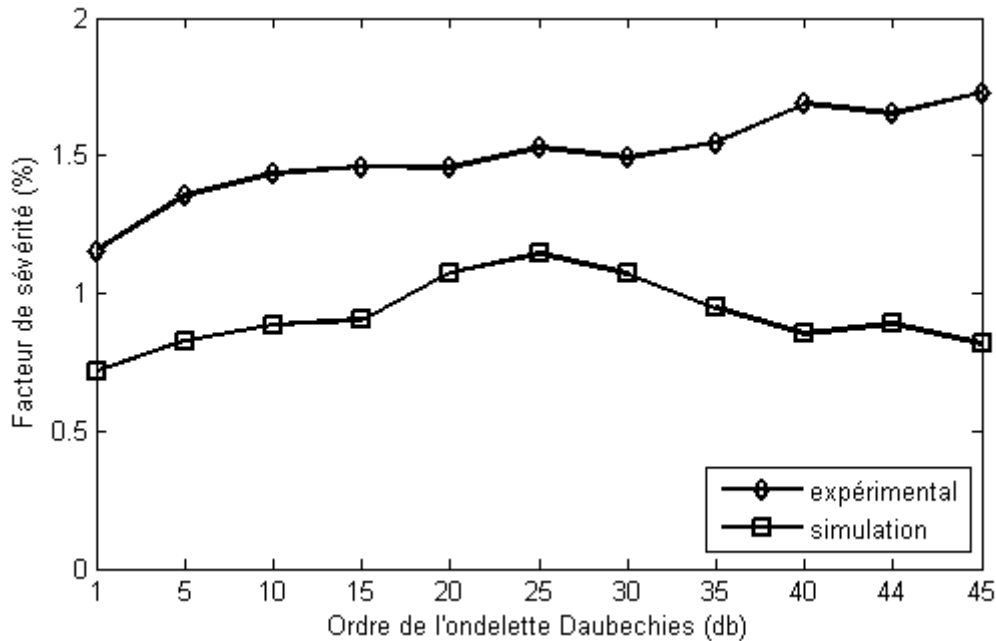


Fig. IV.26 : FSD de la PAI en fonction de l'ordre de l'ondelette de Daubechies (db).

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude comparative détaillée sur l'application de la TFR et la TOD pour le diagnostic de défaut de cassure de barres rotoriques dans un moteur asynchrone en utilisant divers signaux électriques issus de ce dernier. Il s'agit du courant statorique instantané i_a , de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env\ i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du courant statorique en quadrature i_{qs} , du module du vecteur de Park (MVP), de l'angle de phase (Phi), du facteur de puissance (FP) et de la puissance active instantanée (PAI). Cette étude est effectuée pour deux régimes de fonctionnement du moteur, stationnaire (couple de charge constant) et non stationnaire (couple de charge variable). Les tests de simulation et expérimentaux montrent que, les deux méthodes d'analyse, la TFR et la TOD permettent un diagnostic fiable de défaut dans le régime stationnaire avec une supériorité remarquable de la TFR. En régime non stationnaire, le diagnostic de défaut de cassure de barres devient très difficile et même erroné. En effet, les composantes caractéristiques de défaut ont fortement propagée dans des bandes fréquentielles larges et proportionnelles à la variation de la charge. Dans ces cas, l'analyse par la TOD peut accomplir la tâche du diagnostic de défaut. Il peut être réalisé en utilisant une analyse qualitative en suivant l'évolution particulière de la composante caractéristique de défaut en fonction de la variation du couple de charge. En outre, un FSD a été défini et il s'est avéré être un bon indicateur de l'état du rotor du moteur asynchrone. D'après les résultats de simulation et expérimentaux, toutes les méthodes utilisées peuvent diagnostiquer ce

défaut avec fiabilité. Les différences remarquées dans les valeurs du FSD et dans la sensibilité des méthodes au défaut peuvent être dues à la différence entre le moteur utilisé en simulation et celui utilisé en expérimental. En effet, le moteur utilisé dans les tests de simulation est de 11 kW alors que celui utilisé dans les tests expérimentaux est de 3 kW. Comme la PAI et ses dérivées (Φ et FP) sont obtenues en multipliant les courants et tensions statoriques du moteur, des différences entre les valeurs de leurs FSD de simulation et expérimental peuvent être remarquées aussi étant donné que les tensions statoriques utilisées en simulation sont purement sinusoïdales au contraire des tensions statoriques expérimentales. La méthode de la TOD a l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance des valeurs instantanées du glissement du moteur. Ce dernier doit être mesuré ou estimé une fois seulement au départ des tests afin de définir les valeurs minimale et maximale de la bande fréquentielle recouvrant les fréquences des composantes caractéristique de défaut pour tous les régimes de fonctionnement du moteur.

Le chapitre suivant sera consacré au diagnostic du défaut de l'excentricité mixte dans le moteur asynchrone aux régimes stationnaire et non stationnaire utilisant la TFR et la TOD.

Chapitre V

Diagnostic de défaut d'excentricité dans la machine asynchrone

Sommaire

V. 1. Banc d'essai expérimental	94
V. 2. Résultats de simulation et expérimentaux	95
V. 2. 1 Régime stationnaire.....	96
a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic.....	96
b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (<i>TFR</i>).....	98
c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (<i>TOD</i>).....	101
V. 2. 1 Régime non stationnaire.....	107
a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic.....	107
b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (<i>TFR</i>).....	109
c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (<i>TOD</i>).....	109
Conclusion	118

Ce chapitre illustre les résultats de simulation et expérimentaux du diagnostic du défaut d'excentricité mixte dans un moteur asynchrone triphasé à cage en régime stationnaire (couple de charge constant) ainsi que non stationnaire (couple de charge variable). Comme pour le diagnostic du défaut de cassure de barres rotoriques, le défaut d'excentricité mixte est aussi diagnostiqué en utilisant les signaux du courant statorique instantané i_a , l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env\ i_a$), le courant statorique direct i_{ds} , le courant statorique en quadrature i_{qs} , le module du vecteur de Park (*MVP*), l'angle de phase (*Phi*), le facteur de puissance (*FP*) et la puissance active instantanée (*PAI*) analysés par la transformée de Fourier rapide (*TFR*) et la transformée en ondelettes discrète (*TOD*).

V. 1. Banc d'essai expérimental

Les essais expérimentaux ont été effectués au sein du Laboratoire des Machines Électriques (LME) de l'Université de Coimbra. Le banc d'essai comportant un moteur asynchrone à cage d'écureuil de 28 barres dans le rotor et 36 encoches dans le stator, de 3 kW, 4 pôles, 380/660 V, 7.8/4.6 A, 50 Hz. Ce moteur entraîne comme charge mécanique une génératrice à courant continu alimentant une charge résistive variable (Fig. V.1).

Pour choisir une excentricité continuellement variable, un mécanisme spécial a été introduit (Fig. V.2). Chacun des deux flasques a été modifié par l'introduction d'une paire de deux anneaux excentrique placés l'un dans l'autre. Les deux anneaux ont tous deux la même excentricité. Dans ces conditions, la variation de l'excentricité de l'entrefer est obtenue en faisant tourner un des deux anneaux par rapport à l'autre. L'anneau intérieur a une graduation circulaire de sorte que la variation de l'excentricité entre deux graduations consécutives correspond au 1/6 de la longueur radiale typique de l'entrefer (1.2mm) du moteur. En manipulant simultanément les deux anneaux intérieur et extérieur, on peut choisir le niveau d'excentricité et la position angulaire de l'entrefer minimal. Les deux flasques ont une commande indépendante, permettant l'ajustement des niveaux d'excentricité d'entrefer égaux ou différents sur les deux extrémités du moteur [32].



Fig. V.1 : Banc d'essai expérimental.



Fig. V.2 : Mécanisme spécial de changement de l'excentricité statique.

V. 2. Résultats de simulation et expérimentaux

Les résultats de simulation et expérimentaux sont analysés, d'abord pour un fonctionnement stationnaire (couple de charge constant), puis en fonctionnement non stationnaire (couple de charge variable) du moteur. Comme pour le diagnostic du défaut de cassure de barres rotoriques, deux méthodes de traitement de signal sont aussi utilisées pour ce cas, la transformée de Fourier rapide (*TFR*) et la transformée en ondelettes discrète (*TOD*). Une fréquence d'échantillonnage de 10kHz a été choisie. Par conséquent, $N_e = 100000$ échantillons sont acquis avec une résolution de fréquence égale à 0.1Hz . Les spectres obtenus par la TFR sont aussi présentés en échelle linéaire et en format normalisé. Daubechies-44 (*db44*) a été l'ondelette mère utilisée dans l'analyse des résultats de simulation et expérimentaux utilisant la TOD. Afin de reproduire les conditions expérimentales, 10 % d'excentricité dynamique (*ED*) a été introduite dans tous les essais de simulation pour modéliser l'excentricité dynamique inhérente supposée existante dans le moteur des essais expérimentaux.

Comme les moteurs de tests de simulation et expérimentaux comportent deux paires de pôles et d'après les expressions $f_{exc-mix,1} = f - f_r = f(1 - (1 - g) / p)$ et $f_{exc-mix,2} = f_r = f(1 - g) / p$, les composantes de fréquence caractéristiques du défaut d'excentricité mixte à extraire sont situées, approximativement, dans la moitié de la fréquence fondamentale d'alimentation f quelque soit la variation du glissement du fonctionnement à vide au fonctionnement en pleine charge. Par

conséquent, d'après l'expression (II.42), le nombre de niveaux de décomposition est $l_d = 8$. Les signaux intéressants et leurs bandes de fréquences sont présentés dans Tab. V.1.

Tab. V.1 : Bandes fréquentielles des signaux de décomposition (simulation et expérimental).

Signal	Bande fréquentielle (Hz)
a_8	0-19.53
d_8	19.53-39.06
d_7	39.06-78.12
d_6	78.12-156.25

V. 2. 1 Régime stationnaire

a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic

Les figures V.3 (a) et (b) représentent, respectivement, les allures temporelles de simulation et expérimentales du courant statorique instantané i_a , de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du courant statorique en quadrature i_{qs} , du module du vecteur de Park (MVP), de l'angle de phase (Phi), du facteur de puissance (FP) et de la puissance active instantanée (PAI) d'un moteur asynchrone triphasé fonctionnant sous une charge nominale avec une excentricité statique (ES) de 16.7 % et dynamique (ED) de 10 %.

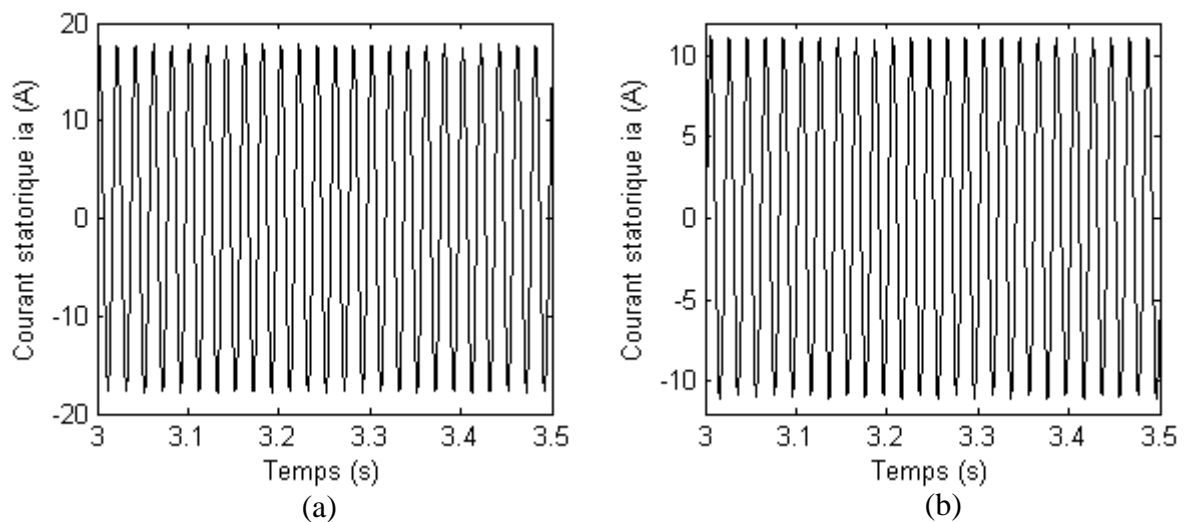


Fig. V.3 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec 16.7 % d'ES et 10 % d'ED en régime stationnaire à pleine charge, (a) simulation, (b) expérimental.

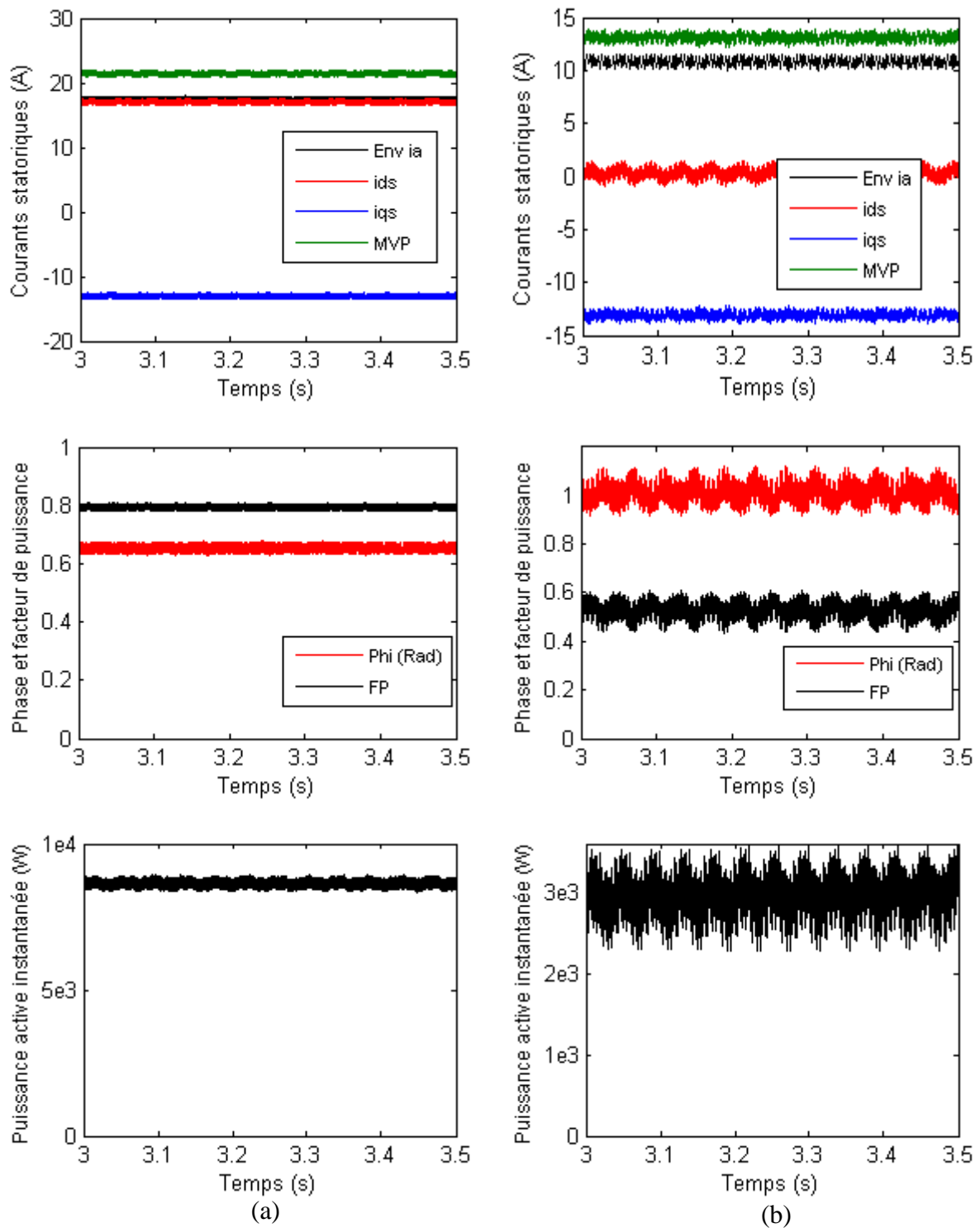


Fig. V.3 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec 16.7 % d'ES et 10 % d'ED en régime stationnaire à pleine charge, (suite), (a) simulation, (b) expérimental.

Notons que dans ce cas, ces caractéristiques électriques sont modulées par la fréquence caractéristique de défaut f_r et cette modulation augmente avec l'augmentation de la sévérité du défaut. Le diagnostic de ce défaut est très difficile en examinant seulement ces allures temporelles et le recours aux méthodes de traitement de signal est indispensable.

b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (TFR)

Les figures V.4 et V.5 représentent les spectres des résultats de simulation (a) et expérimentaux (b) du courant statorique instantané i_a et de la puissance active instantanée (PAI) pour un moteur asynchrone fonctionnant en pleine charge en régime stationnaire (couple de charge constant). L'analyse des spectres de simulation à l'état sain montre l'absence des composantes caractéristique de défaut ($f \pm f_r$) autour de la composante fondamentale à 50 Hz dans le spectre du courant statorique i_a et de la composante caractéristique de défaut f_r dans le spectre de la PAI. Pour le cas expérimental, il est montré l'existence des composantes ($f \pm f_r$) et f_r de faibles amplitudes dans les spectres du courant statorique i_a et de la PAI, respectivement même à l'état sain. Cela est dû à des excentricités résiduelles dans la machine testée comme dans toute autre machine. Ce résultat confirme l'état sain du moteur.

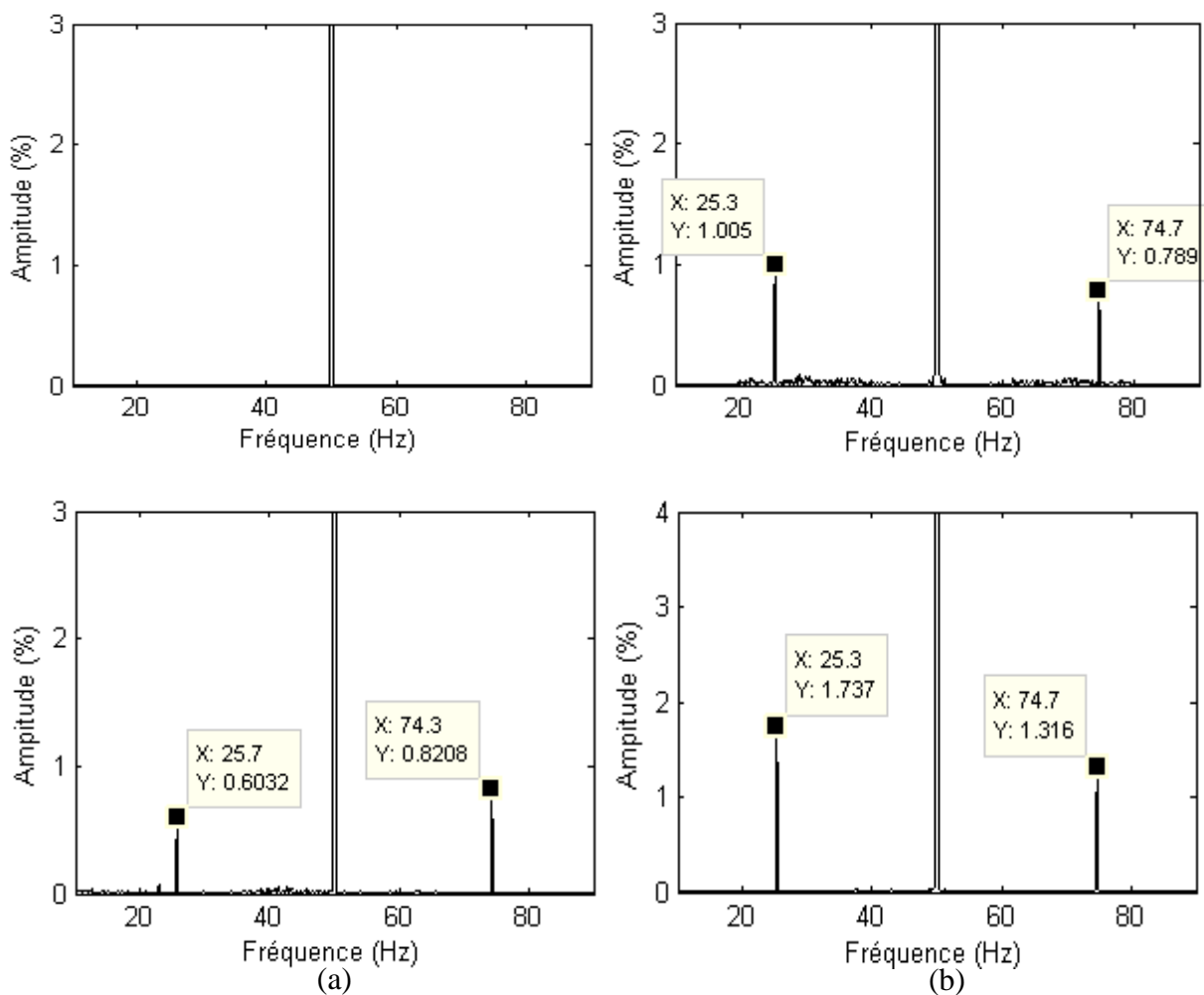


Fig. V.4 : Signature du courant statorique instantané i_a , obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire à pleine charge, haut : sain, bas : 66.7 % ES et 10 % ED, (a) simulation, (b) expérimental.

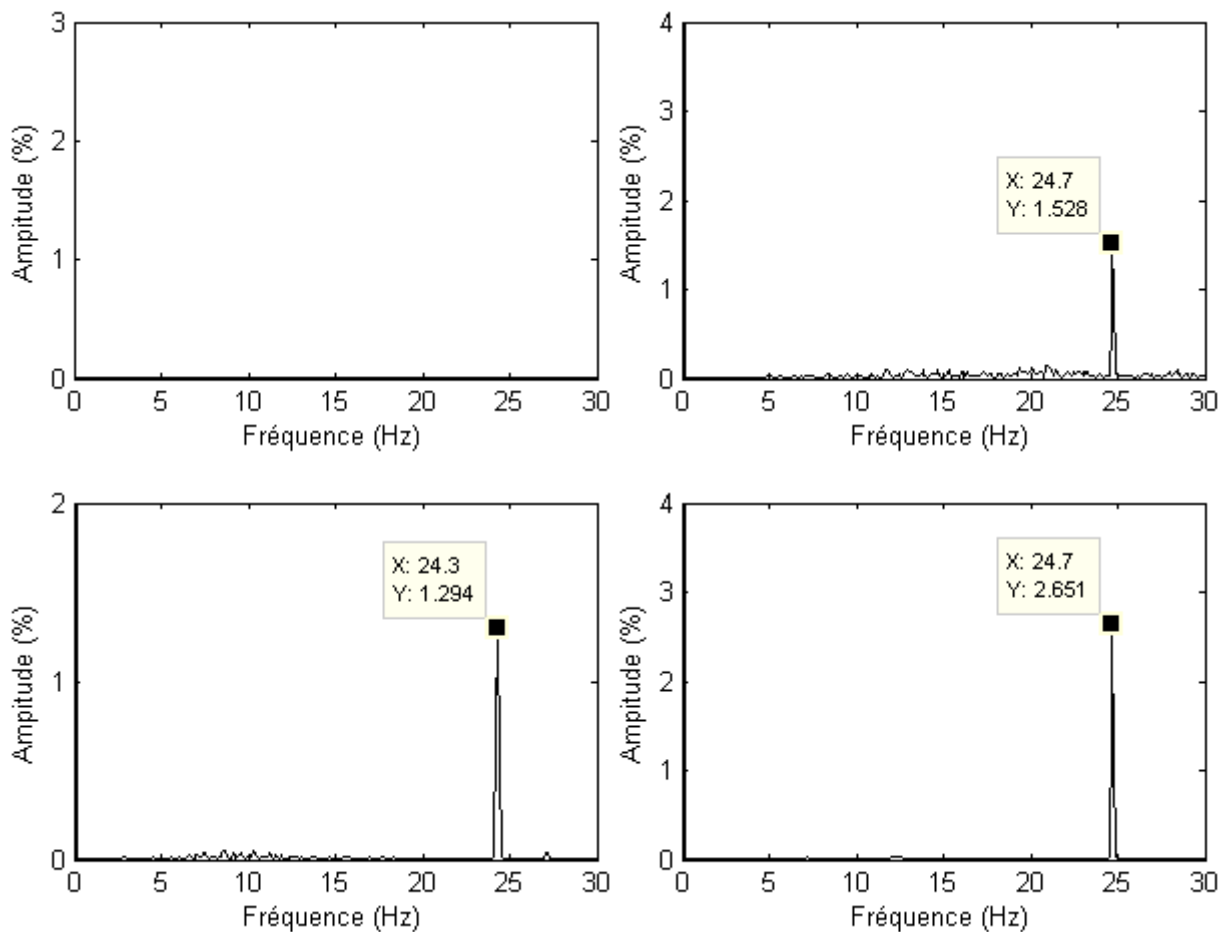


Fig. V.5 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par la TFR, du moteur en régime stationnaire à pleine charge, haut : sain, bas : 66.7 % ES et 10 % ED,

(a) simulation, (b) expérimental.

L'introduction de 66.7 % d'ES et 10 % d'ED fait augmenter l'amplitude des composantes ($f \pm f_r$) et f_r confirmant l'existence du défaut d'excentricité mixte dans le moteur. Afin de montrer l'efficacité de l'approche proposée pour la détection de l'excentricité mixte dans le moteur asynchrone, un facteur de sévérité de défaut (*FSD*) est défini par le rapport de la composante caractéristique de défaut f_r et la composante continue (pour la méthode du courant statorique i_a , il s'agit du rapport de la composante ($f - f_r$) et la composante fondamentale à 50 Hz). Ce FSD est calculé pour toutes les méthodes utilisées afin d'établir une étude comparative en donnant la méthode la plus sensible au défaut d'excentricité mixte et est donné aux Tab. V.2 et Tab. V.3 pour les résultats de simulation et expérimentaux, respectivement. Comme on peut le constater, la valeur du FSD augmente avec l'augmentation de niveau de l'excentricité mixte pour toutes les méthodes utilisées. Ce qui constitue un bon indicateur de

l'état de santé du moteur. La méthode du courant statorique i_a est la plus sensible au défaut, suivie par, respectivement, les méthodes de la puissance active instantanée (PAI) et du courant statorique direct i_{ds} . Pour le cas expérimental, on observe aussi la sensibilité des méthodes de l'angle de phase (Phi) et du facteur de puissance (FP) au contraire du cas de simulation. Ces observations sont bien illustrées dans la figure V.6 par le FSD des méthodes utilisées pour le cas de 66.7 % d'ES et 10 % d'ED du moteur.

Tab. V.2 : FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, simulation.

Degré d'excentricité	i_a (%)	$Env i_a$ (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
Sain	0	0	0	0	0	0	0	0
16.7 % ES et 10 % ED	0.34	0.17	0.24	0.13	0.2	0.1	0.05	0.24
66.7 % ES et 10 % ED	1.42	0.59	1.29	0.57	0.99	0.51	0.3	1.29

Tab. V.3 : FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, expérimental.

Degré d'excentricité	i_a (%)	$Env i_a$ (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
Sain	1.79	0.14	1.38	0.58	0.14	0.89	1.46	1.53
16.7 % ES	2.55	0.4	2.05	0.40	0.41	1.23	1.98	2.3
66.7 % ES	3.05	0.55	2.32	0.67	0.54	1.49	2.18	2.65

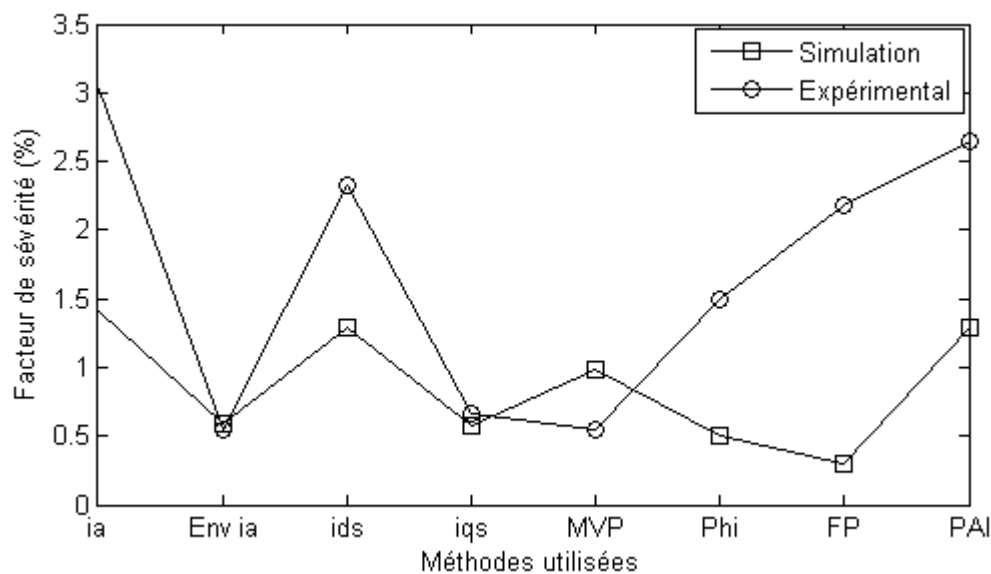


Fig. V.6 : FSD, obtenu par la TFR, des méthodes utilisées pour un moteur fonctionnant en pleine charge avec 66.7 % d'ES et 10 % d'ED.

c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (TOD)

Les figures V.7 et V.9 montrent, respectivement, les résultats de simulation des signaux de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$) et de la puissance active instantanée (PAI) comme signaux originaux et les signaux de détail d_6 , d_7 et d_8 obtenus par la décomposition en ondelettes en utilisant db44 au niveau 8 des signaux originaux. Les résultats expérimentaux correspondants sont représentés dans les figures V.8 et V.10. L'objectif de cette analyse qualitative est d'étudier la présence de la composante fréquentielle caractéristique de défaut f_r dans le signal de détail d_8 supposé la contenir (Tab. V.1). Les figures V.7(a) et V.9(a) montrent clairement l'absence de toutes oscillations fréquentielles dans ce signal de détail en pleine charge. Quand aux résultats expérimentaux à l'état sain (Figs. V.8(a) et V.10(a)), des oscillations de faibles amplitudes sont observées dans le signal d_8 reflétant l'excentricité résiduelles du moteur. Ces observations indiquent l'état sain du moteur. L'analyse par la TOD de l'Env i_a et de la PAI pour le cas d'une d'excentricité statique de 66.7 % et dynamique de 10 % est représentée dans les figures V.7(b) à V.10(b). Dans ce cas, des oscillations fréquentielles sont observées dans d_8 pour les cas de simulation et expérimental. L'augmentation de l'amplitude de ces oscillations permet de prendre une décision préliminaire sur la présence de défaut d'excentricité mixte dans le moteur. Afin d'évaluer quantitativement le défaut, le FSD donné en Tab. V.4 et Tab. V.5 est défini maintenant par l'énergie du signal de détail d_8 pour le cas de simulation et expérimental et est donné en pourcentage (%). Ces tableaux montrent le FSD des méthodes utilisées pour les cas sain, 16.7 % d'ES et 10 % d'ED et enfin 66.7 % d'ES et 10 % d'ED. La figure V.11 représente les valeurs du FSD des méthodes utilisées pour le cas de 66.7 % d'ES et 10 % d'ED du moteur. Ce nouveau FSD permet aussi de détecter la présence de défaut d'excentricité mixte dans le moteur. Quand à la sensibilité des méthodes utilisées au défaut, les mêmes observations mentionnées dans l'analyse par la TFR peuvent être mentionnées aussi pour ce cas d'analyse par la TOD.

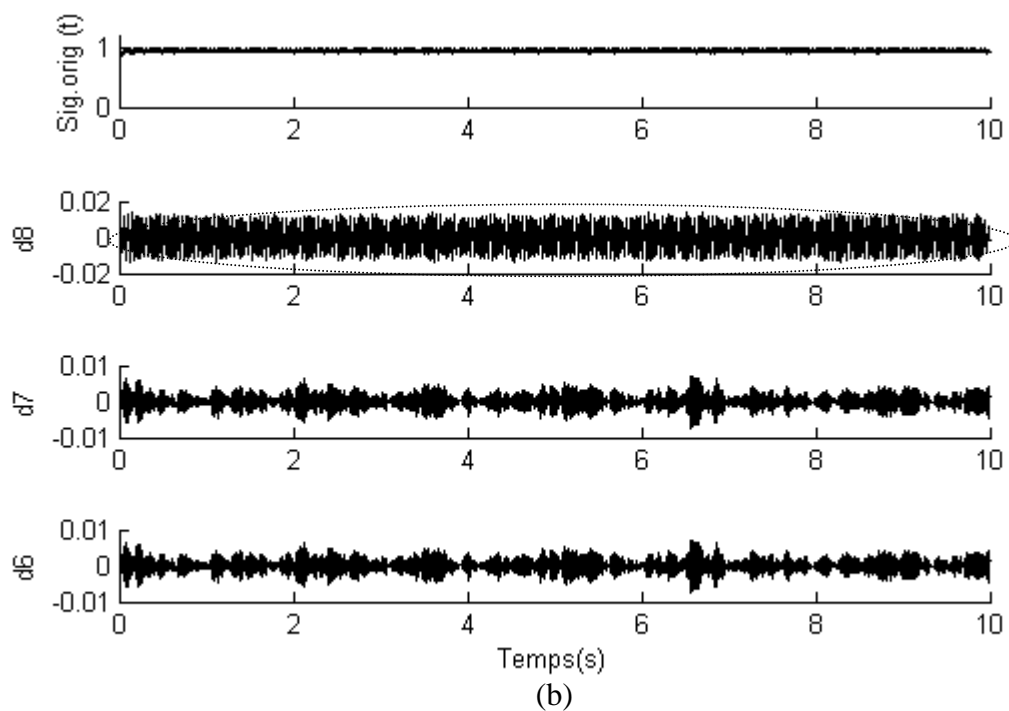
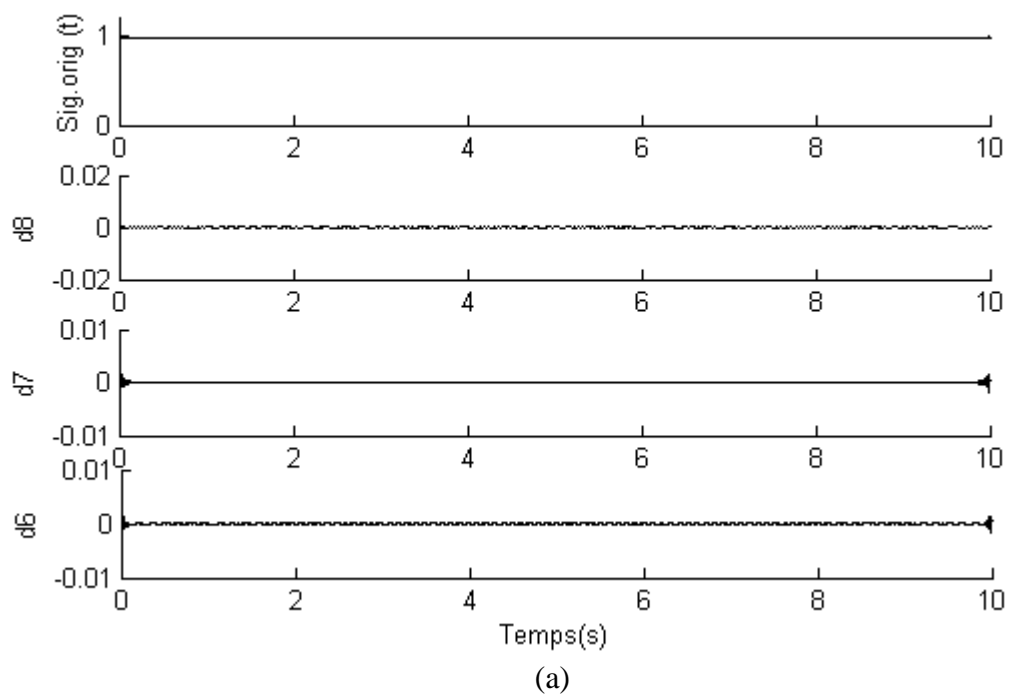


Fig. V.7 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.

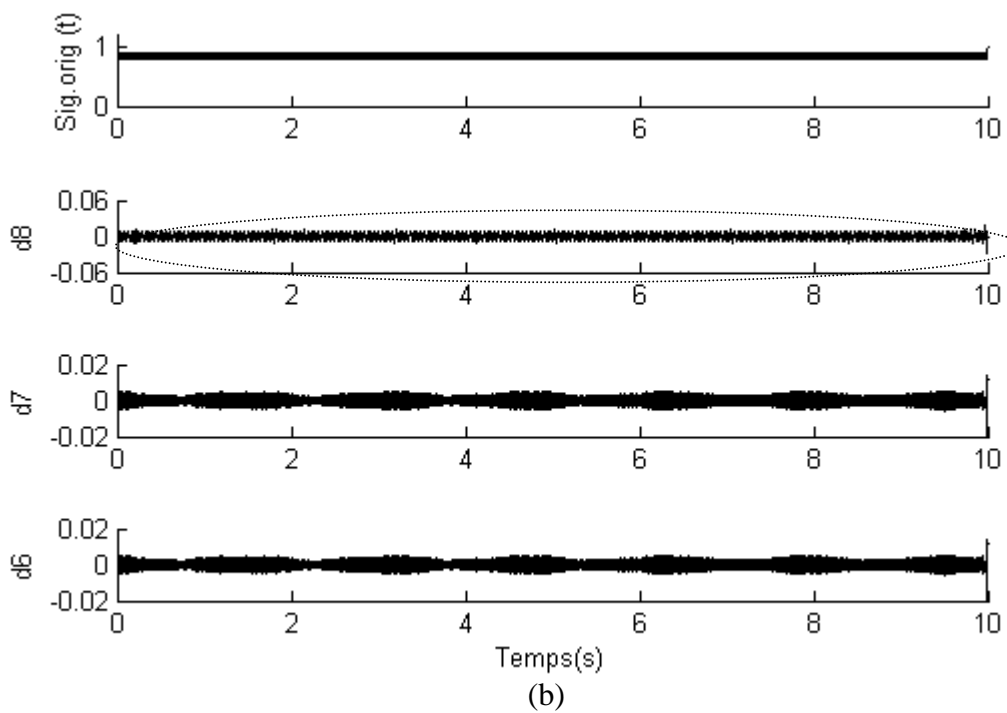
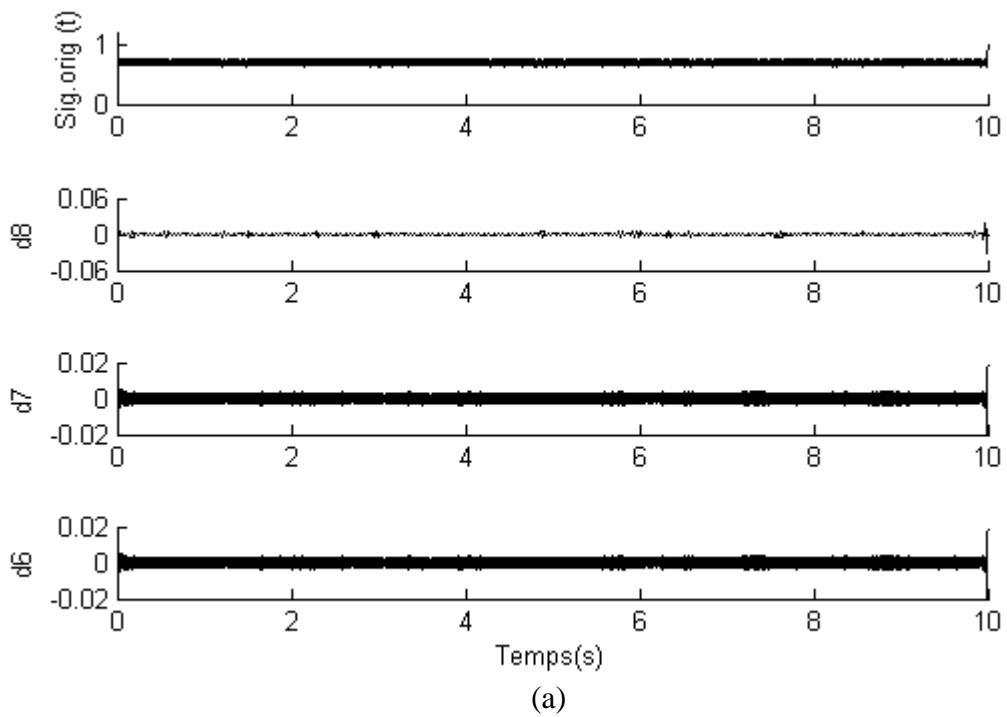


Fig. V.8 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.

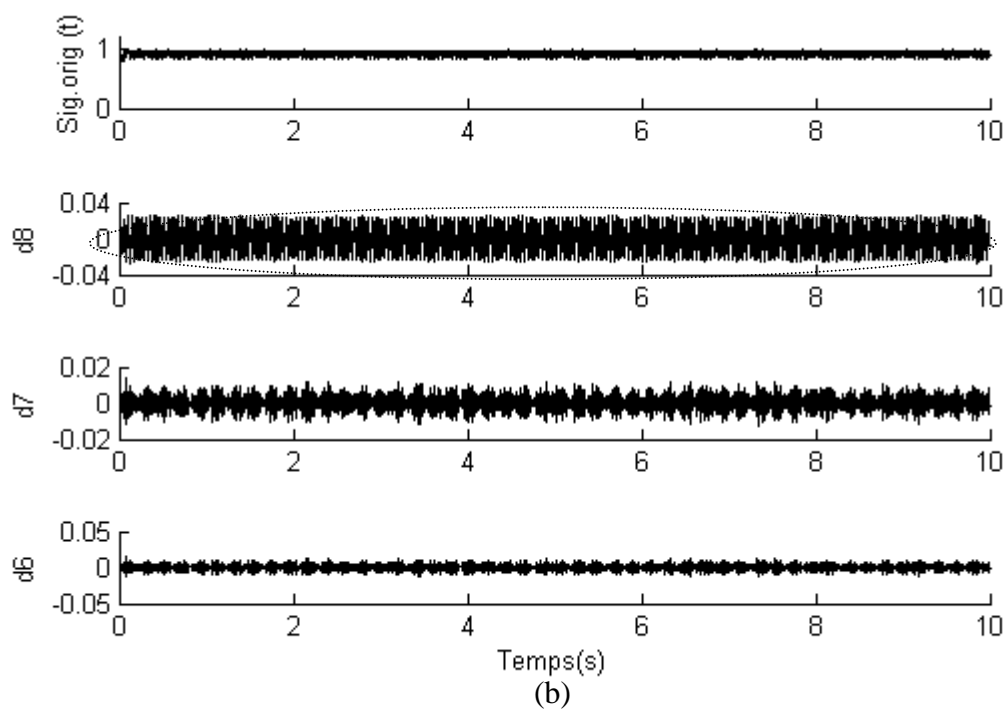
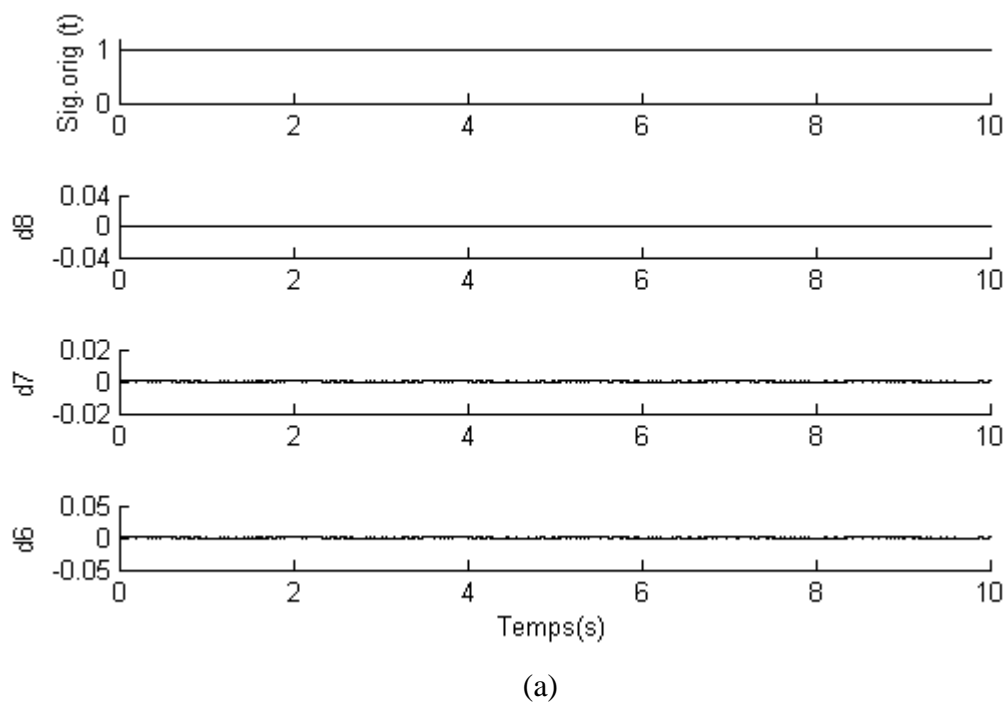


Fig. V.9 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.

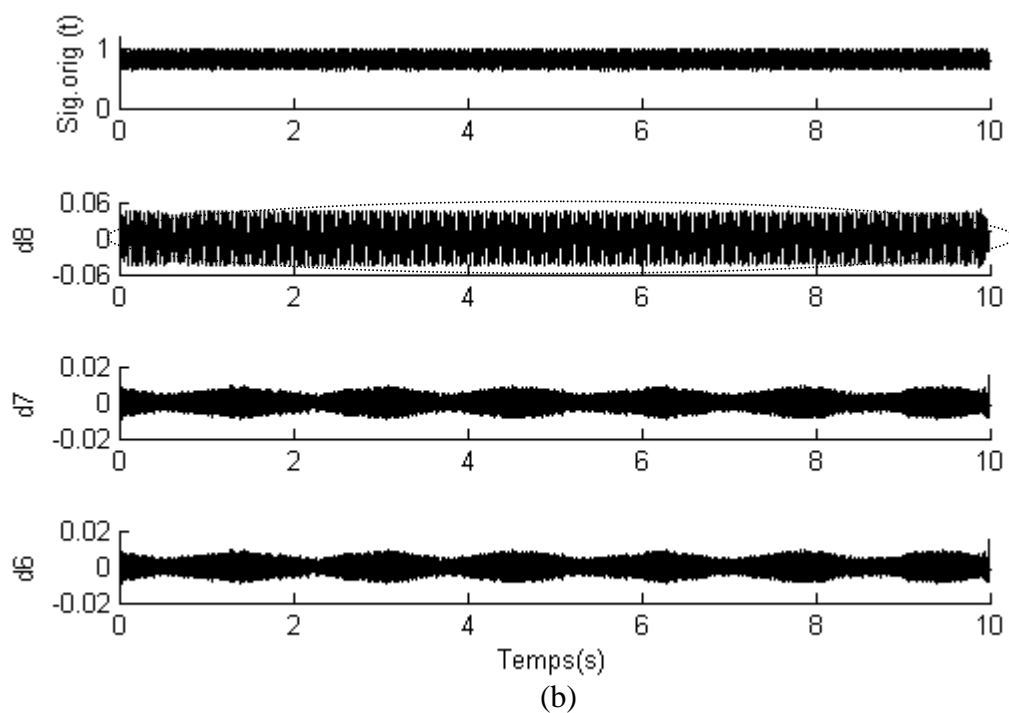
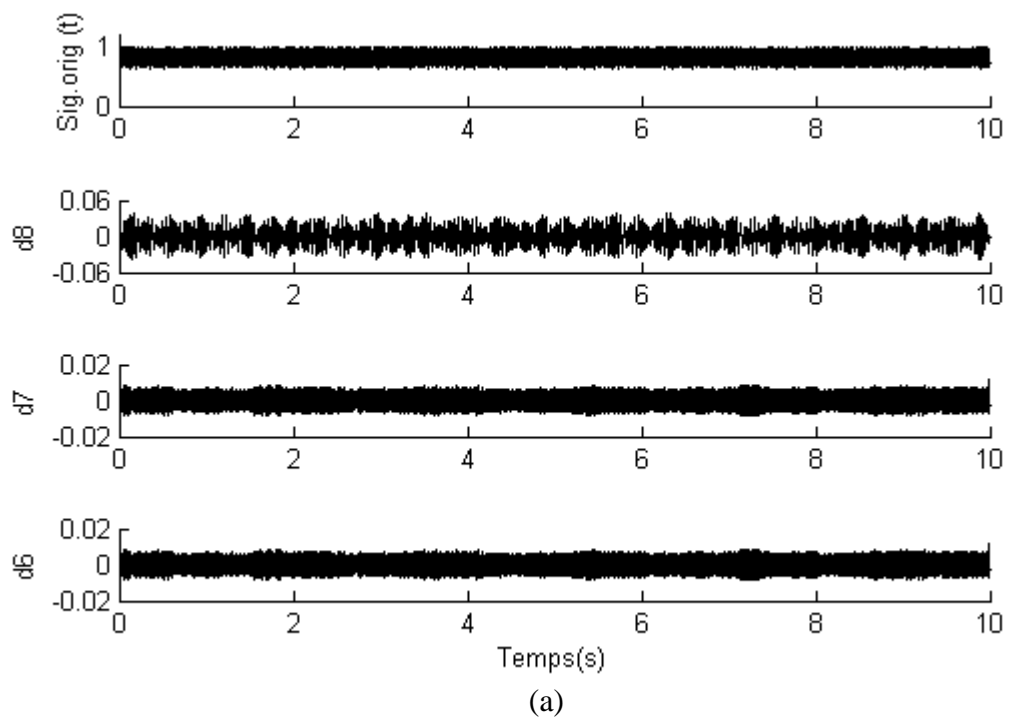


Fig. V.10 : Signature de la puissance active instantanée (*PAI*), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime stationnaire à pleine charge, Expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.

Tab. V.4 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, simulation.

<i>Degré d'excentricité</i>	i_a (%)	$Env i_a$ (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Φ (%)	FP (%)	PAI (%)
<i>Sain</i>	0	0	0	0	0	0	0	0
16.7 % ES et 10 %ED	0.17	7e-4	0.0011	3e-4	7e-4	2e-4	5e-5	0.0011
66.7 % ES et 10 %ED	0.19	0.0064	0.0306	0.0060	0.0179	0.0050	0.0017	0.0306

Tab. V.5 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur à pleine charge, expérimental.

<i>Degré d'excentricité</i>	i_a (%)	$Env i_a$ (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Φ (%)	FP (%)	PAI (%)
<i>Sain</i>	0.255	0.003	0.040	0.002	5e-4	0.016	0.042	0.047
16.7 % ES	0.283	0.031	0.08	0.036	0.003	0.027	0.069	0.093
66.7 % ES	0.32	0.06	0.118	0.09	0.005	0.040	0.083	0.123

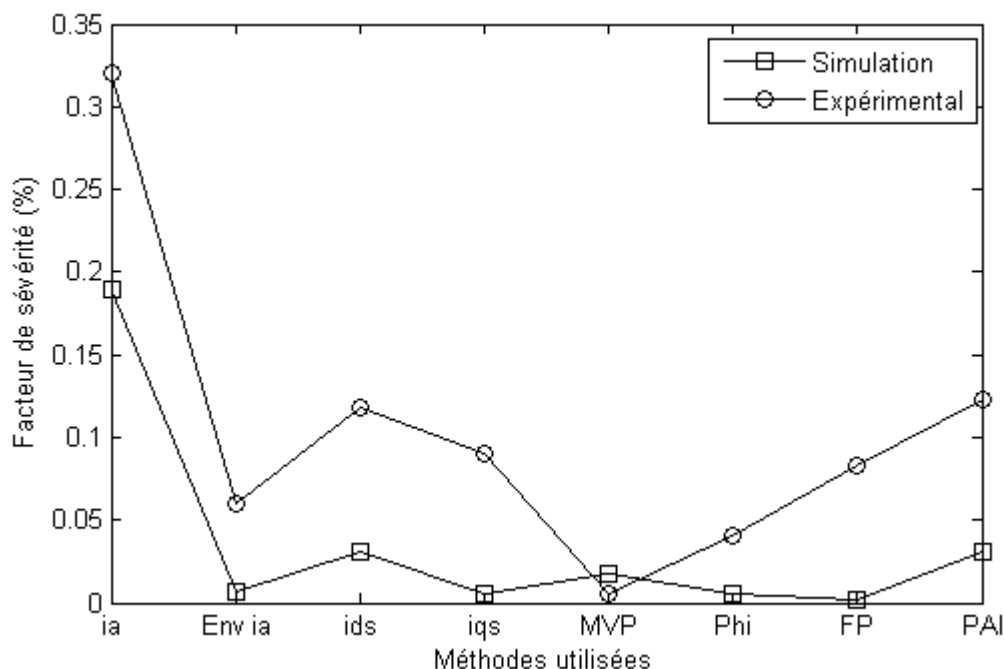


Fig. V.11: FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en pleine charge avec 66.7 % ES et 10 % ED.

V. 2. 2 Régime non stationnaire

a). Allures temporelles des grandeurs électriques utilisées dans le diagnostic

La figure V.13 représente les allures temporelles de simulation (a) et expérimentales (b) du courant statorique instantané i_a , de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du courant statorique en quadrature i_{qs} , du module de vecteur de Park (MVP), de l'angle de phase (Phi), du facteur de puissance (FP) et de la puissance active instantanée (PAI) d'un moteur asynchrone triphasé fonctionnant avec 16.7 % d'ES et 10 % d'ED sous le profile du couple de charge variable représenté dans la figure V.12 et régi par l'expression (V.1). Ce couple variable est imposé en simulation en ajoutant une variation arbitraire autour de 80 % du couple nominal C_{rn} du moteur afin d'assimiler le couple de charge arbitrairement variable des essais expérimentaux.

$$C_r(t) = 0.8C_m + 0.1C_m \sin(\pi t) + 0.1C_m \text{Randn}(\text{size}(t)) \quad (\text{V.1})$$

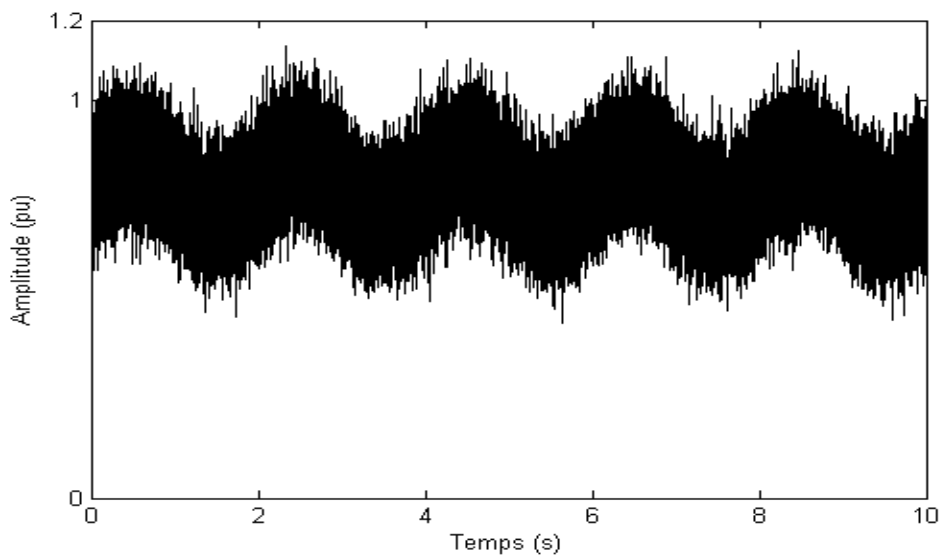


Fig. V.12 : Profile du couple de charge arbitrairement variable imposé dans les tests de simulation et expérimentaux.

Ces caractéristiques électriques évoluent suivant le profile du couple de charge variable représenté dans la figure V.12. Elles sont affectées par la présence du défaut et modulées par la fréquence caractéristique de défaut f_r . Comme la charge est variable, le glissement g est aussi variable ainsi que la composante f_r . Ces caractéristiques électriques deviennent non stationnaires avec un contenu fréquentiel variable avec le temps. Cela peut engendrer des problèmes de diagnostic utilisant la TFR. La section suivante illustre l'analyse de ces signaux non stationnaire par la TFR en vue d'extraire les composantes caractéristiques de défaut.

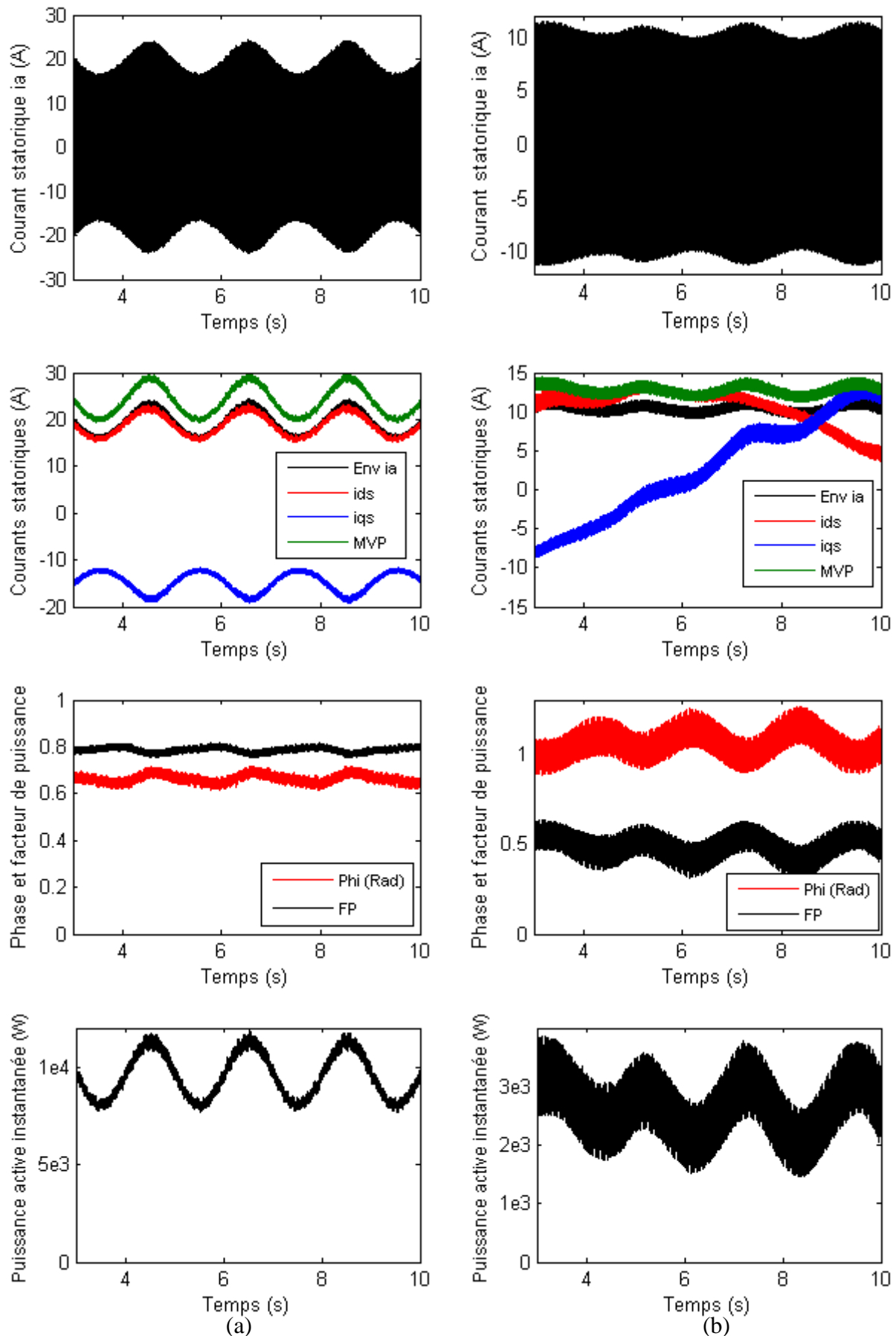


Fig. V.13 : Caractéristiques électriques du moteur asynchrone avec 16.7 % d'ES et 10 % d'ED en régime non stationnaire, (a) simulation, (b) expérimental.

b). Analyse par la transformée de Fourier rapide (TFR)

Les spectres expérimentaux du courant statorique i_a et de la puissance active instantanée (PAI) pour un moteur asynchrone présentant 66.7 % d'excentricité statique et un degré d'excentricité dynamique résiduelle pour le cas du couple de charge variable sont représentés dans les figures V.14 (a) et (b), respectivement. Il est évident que ces spectres sont influencés par la variation arbitraire du couple de charge. Les amplitudes des composantes caractéristiques de défauts ($f \pm f_r$) et f_r sont démunies et cette diminution est proportionnelle à la variation de la charge. La localisation, dans les spectres, de ces composantes devient plus difficile et conduit même à un diagnostic erroné.

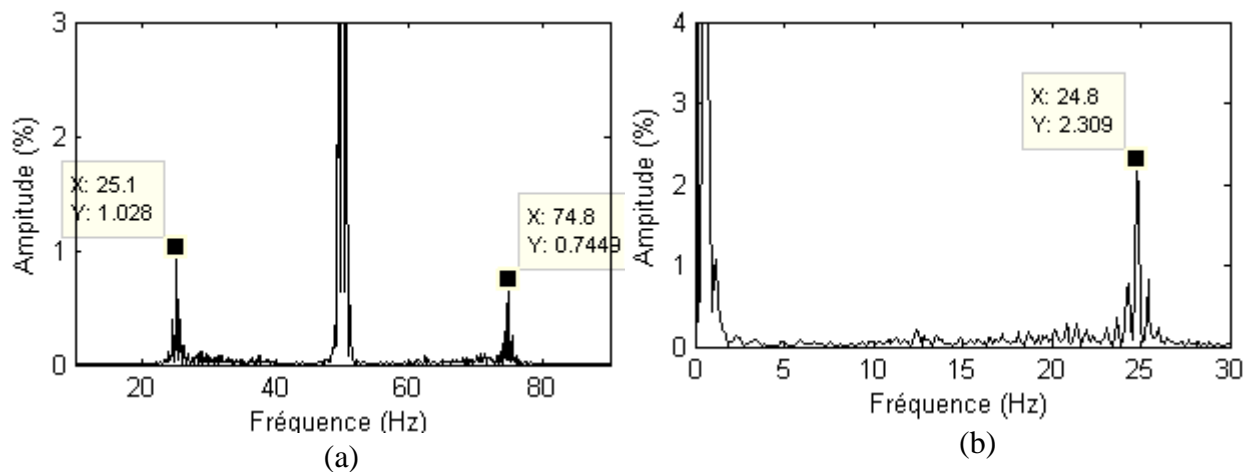


Fig. V.14 : Signature du courant statorique i_a (a) et de la puissance active instantanée (PAI) (b) du moteur asynchrone avec 66.7 % d'ES en régime non stationnaire, expérimental.

c). Analyse par la transformée en ondelettes discrète (TOD)

Les figures V.15 et V.17 montrent, respectivement, les résultats de simulation des signaux de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$) et de la puissance active instantanée (PAI) comme signaux originaux et les signaux de détail d_6 , d_7 et d_8 obtenus par la décomposition en ondelettes en utilisant db44 au niveau 8 des signaux originaux prés cités. Les résultats expérimentaux correspondants sont représentés dans les figures V.16 et V.18. Comme il a été observé dans le cas du régime stationnaire, les figures V.15(a) et V.17(a) montrent clairement l'absence de toutes oscillations fréquentielles dans le signal de détail d_8 qui doit contenir la composante caractéristique de défaut f_r . Quand aux résultats expérimentaux à l'état sain (Figs. V.16(a) et V.18(a)), des oscillations de faibles amplitudes sont observées dans le signal d_8 reflétant l'excentricité résiduelles du moteur. Ces observations indiquent l'état sain du moteur.

L'augmentation de l'amplitude de ces oscillations dans les figures V.15(b) à V.18(b) permet de prendre une décision préliminaire sur la présence de défaut d'excentricité mixte dans le moteur.

Afin d'évaluer quantitativement le défaut, le FSD donné en Tab. V.6 et Tab. V.7 est défini de la même façon du FSD de l'analyse par la TOD en régime stationnaire. La figure V.19 représente les valeurs du FSD des méthodes utilisées pour le cas de 66.7 % d'ES et 10 % d'ED du moteur. Ce FSD permet aussi de détecter la présence de défaut d'excentricité mixte dans le moteur en régime non stationnaire pour les deux cas de simulation et expérimental. Les mêmes observations du cas de régime stationnaire peuvent être tirées aussi dans ce cas. Les différences dans les valeurs du FSD et la sensibilité des méthodes au défaut peuvent être dues à la différence entre le moteur utilisé en simulation et celui utilisé en expérimental. En effet, le moteur utilisé dans les tests de simulation est de 11 kW alors que celui utilisé dans les tests expérimentaux est de 3 kW. Comme la PAI et ses dérivées (Φ et FP) sont obtenues en multipliant les courants et tensions statoriques du moteur, des différences entre les valeurs de leurs FSD de simulation et expérimental peuvent être remarquées aussi étant donné que les tensions statoriques utilisées en simulation sont purement sinusoïdales au contraire aux tensions statoriques expérimentales. Si le diagnostic du défaut sans connaissance des valeurs instantanées du glissement constitue un avantage de l'analyse par la TOD en régime stationnaire, il est de même un avantage très important de cette analyse dans le régime non stationnaire vue la variation arbitraire de la charge.

Afin de justifier le choix d'utiliser la famille d'ondelette de Daubechies comme ondelette mère dans ce travail, Tabs. V.8 et V.9 illustrent, respectivement, les valeurs de simulation et expérimentales du FSD des méthodes utilisées analysées par les ondelettes de *db44*, *sym8*, *coif5*, *bior 6.8*, *rbio 6.8* et *dmey* pour le cas d'une excentricité statique de 66.7 % et dynamique de 10 % du moteur. D'après ces résultats, *db44* et *rbio 6.8* donnent des valeurs élevées du FSD comparé aux autres types d'ondelettes et comme notre intérêt est de mieux quantifier le défaut, on a opté pour le choix de la famille Daubechies.

Le FSD de la puissance active instantanée (PAI) calculé pour différent ordres de l'ondelette mère de Daubechies (db) est donné dans la figure V.20. Il est évident que, les grandes valeurs du FSD sont obtenues pour un ordre compris entre 5 et 30 de l'ondelette mère de Daubechies. Ceci est bien illustré dans le cas expérimental.

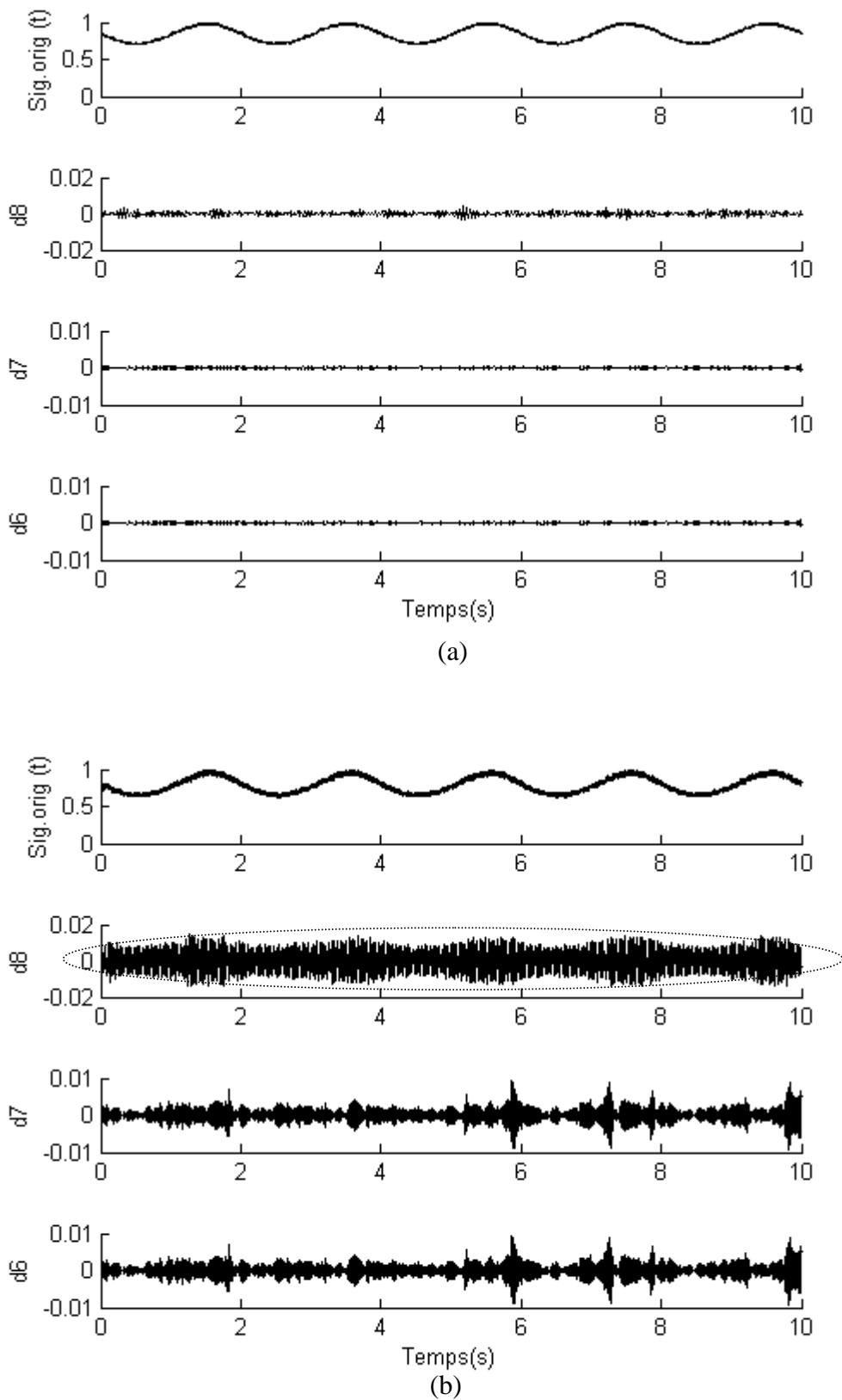


Fig. V.15 : Signature de l'enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.

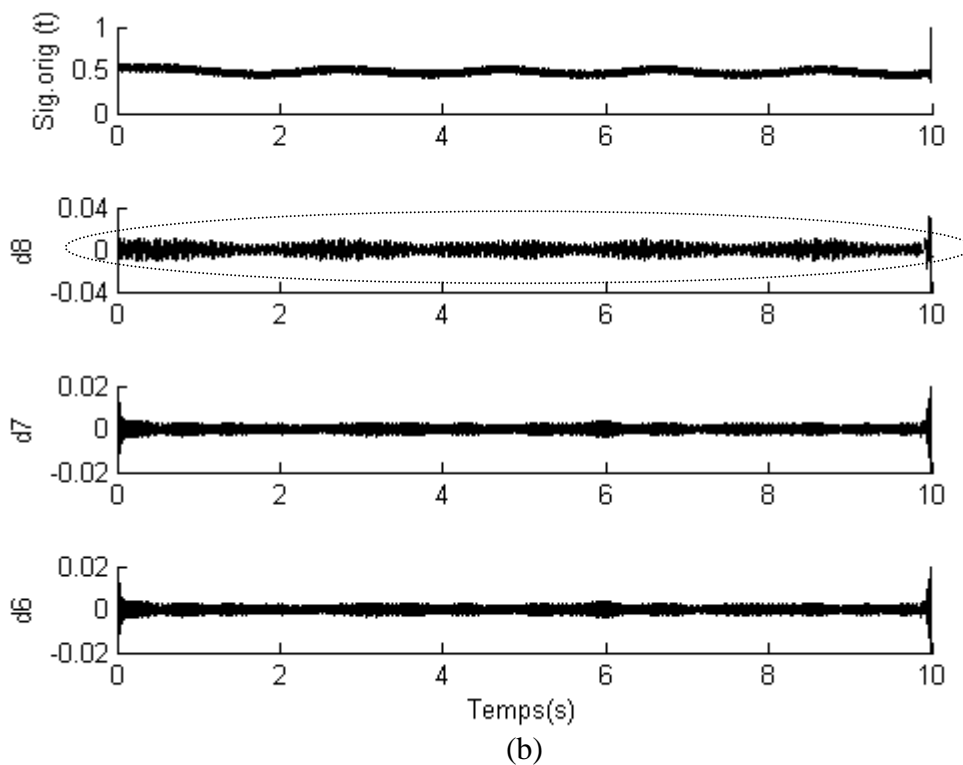
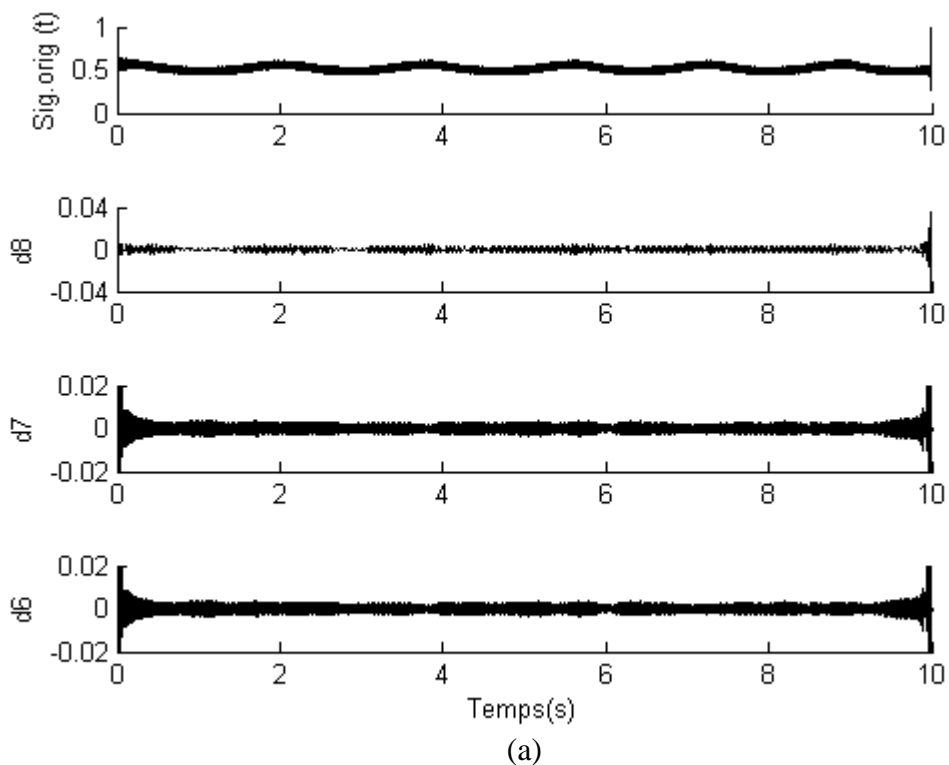


Fig. V.16 : Signature de l’enveloppe du courant statorique ($Env i_a$), obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES.

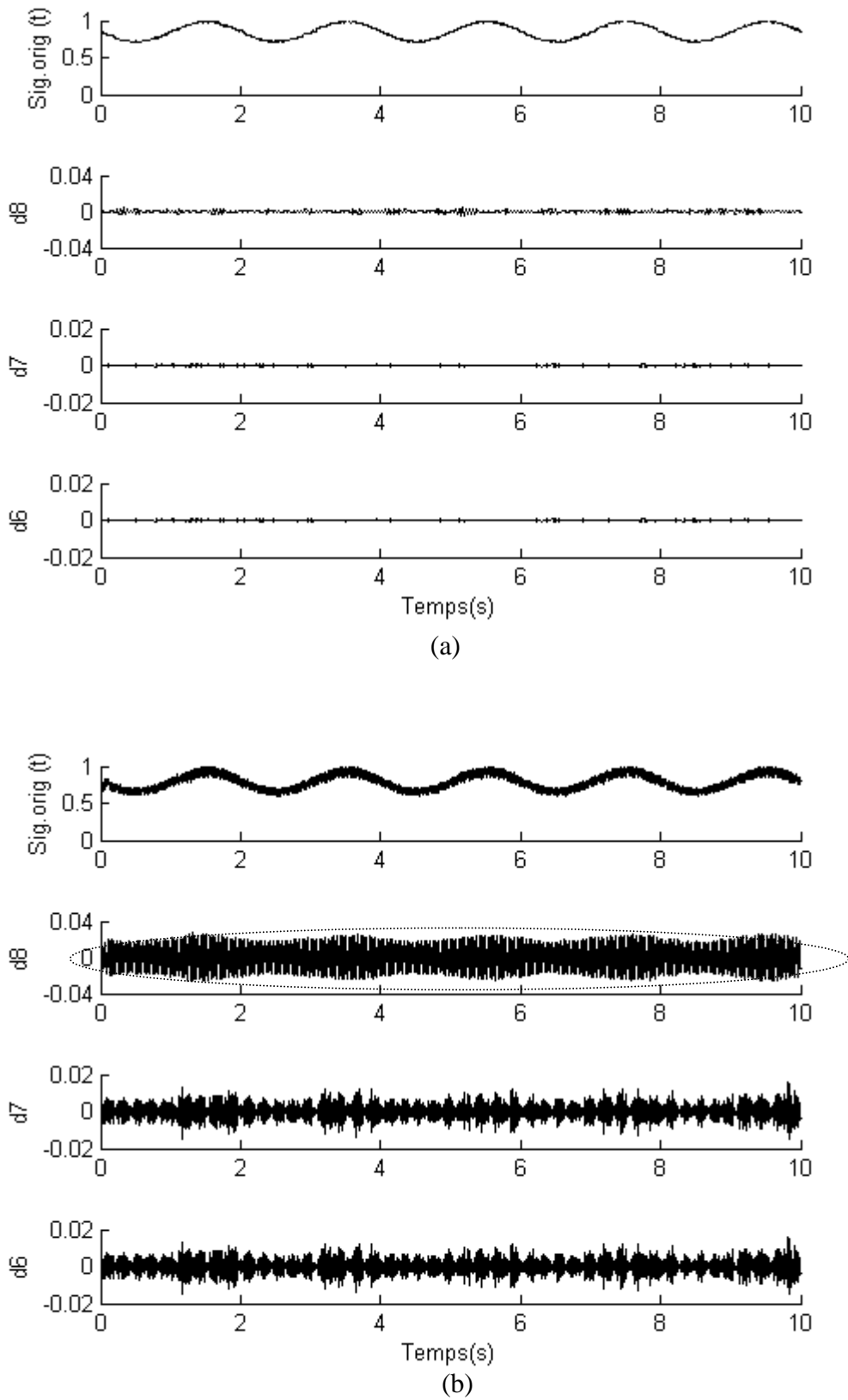


Fig. V.17 : Signature de la PAI, obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, simulation, (a) sain, (b) 66.7 % ES et 10 % ED.

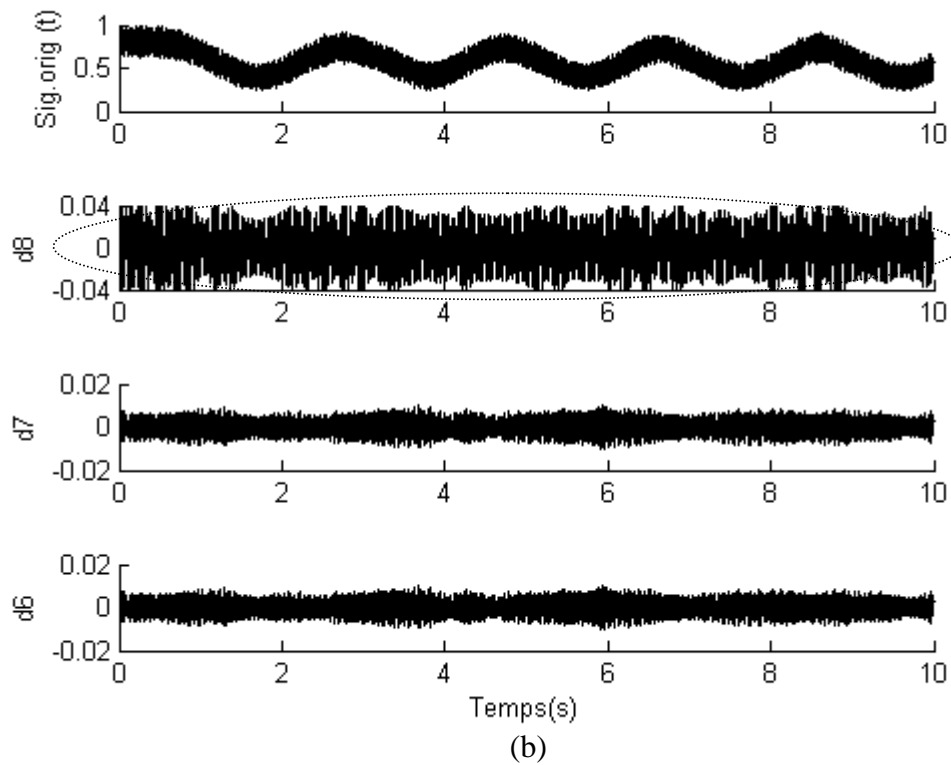
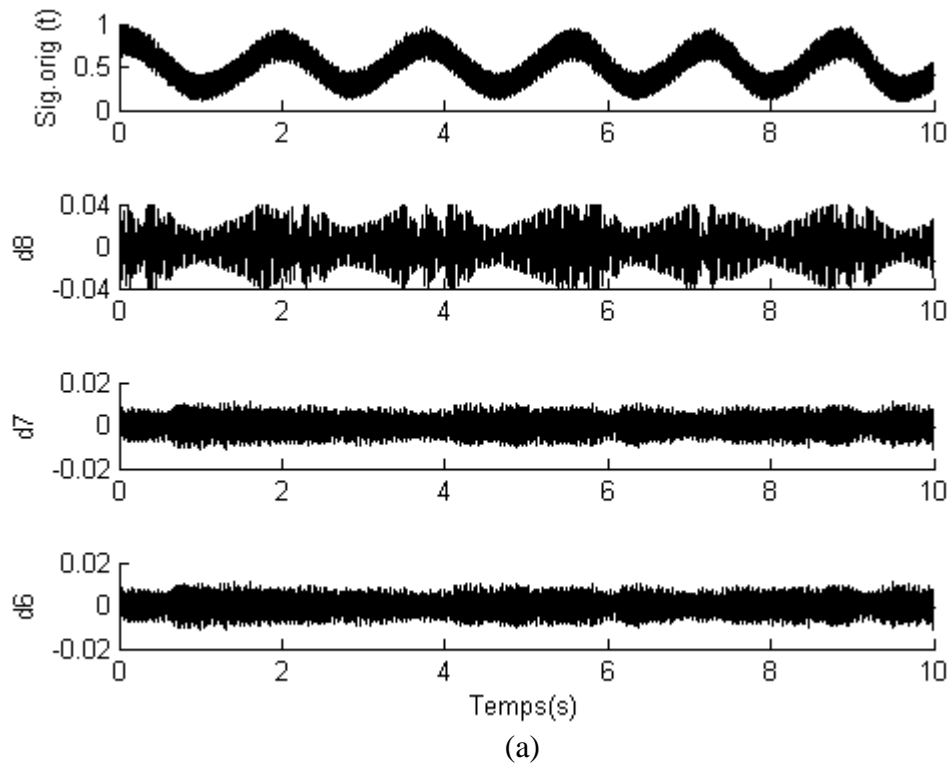


Fig. V.18 : Signature de la PAI, obtenue par db44, pour un moteur asynchrone en régime non stationnaire, expérimental, (a) sain, (b) 66.7 % ES.

Tab. V.6 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur en régime non stationnaire, simulation.

Degré d'excentricité	i_a (%)	Env i_a (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
Sain	0	0	0	0	0	0	0	0
16 % ES et 10 %ED	0.184	7e-4	0.001	5e-4	8e-4	2e-4	7e-5	0.001
66 % ES et 10 %ED	0.192	0.008	0.03	0.008	0.019	0.004	0.001	0.03

Tab. V.7 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées en fonction de niveau de l'excentricité mixte du moteur en régime non stationnaire, expérimental.

Degré d'excentricité	i_a (%)	Env i_a (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
Sain	0.24	0.031	0.016	0.014	0.001	0.014	0.051	0.104
16 % ES	0.26	0.035	0.072	0.021	0.003	0.027	0.073	0.135
66 % ES	0.29	0.041	0.098	0.031	0.009	0.038	0.089	0.182

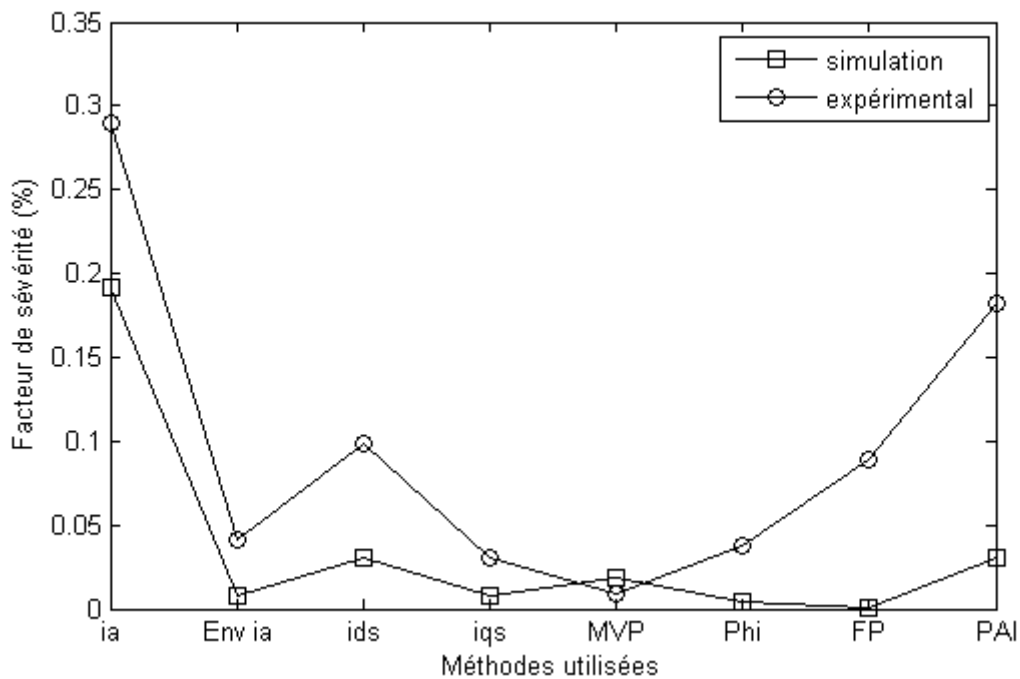


Fig. V.19 : FSD, obtenu par db44, des méthodes utilisées pour un moteur asynchrone fonctionnant en régime non stationnaire avec 66.7 % ES et 10 % ED.

Tab. V.8 : FSD des méthodes utilisées en fonction du type de l'ondelette mère avec 66.7 % d'ES et 10 % d'ED du moteur en régime non stationnaire, simulation.

Ondelette mère utilisée	Env i_a (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
<i>db44</i>	0.0080	0.0302	0.0084	0.0190	0.0041	0.0015	0.0302
<i>sym8</i>	0.0067	0.0295	0.0082	0.0184	0.0040	0.0015	0.0295
<i>coif5</i>	0.0067	0.0298	0.0083	0.0186	0.0040	0.0015	0.0298
<i>bior 6.8</i>	0.0062	0.0273	0.0077	0.0171	0.0038	0.0014	0.0273
<i>rbio 6.8</i>	0.0068	0.0302	0.0084	0.0188	0.0041	0.0015	0.0302
<i>dmey</i>	0.0059	0.0266	0.0073	0.0165	0.0035	0.0013	0.0266

Tab. V.9 : FSD des méthodes utilisées en fonction de type de l'ondelette mère avec 66.7 % d'ES du moteur en régime non stationnaire, expérimental.

Ondelette mère utilisée	Env i_a (%)	i_{ds} (%)	i_{qs} (%)	MVP (%)	Phi (%)	FP (%)	PAI (%)
<i>db44</i>	0.0410	0.0980	0.0310	0.009	0.0380	0.0890	0.1820
<i>sym8</i>	0.0367	0.0870	0.0353	0.0100	0.0277	0.1011	0.1614
<i>coif5</i>	0.0328	0.0871	0.0347	0.0099	0.0278	0.0991	0.1568
<i>bior 6.8</i>	0.0350	0.0856	0.0337	0.0096	0.0269	0.0960	0.1529
<i>rbio 6.8</i>	0.0410	0.0980	0.0310	0.0100	0.0378	0.1011	0.1608
<i>dmey</i>	0.0298	0.0827	0.0305	0.0086	0.0256	0.0841	0.1323

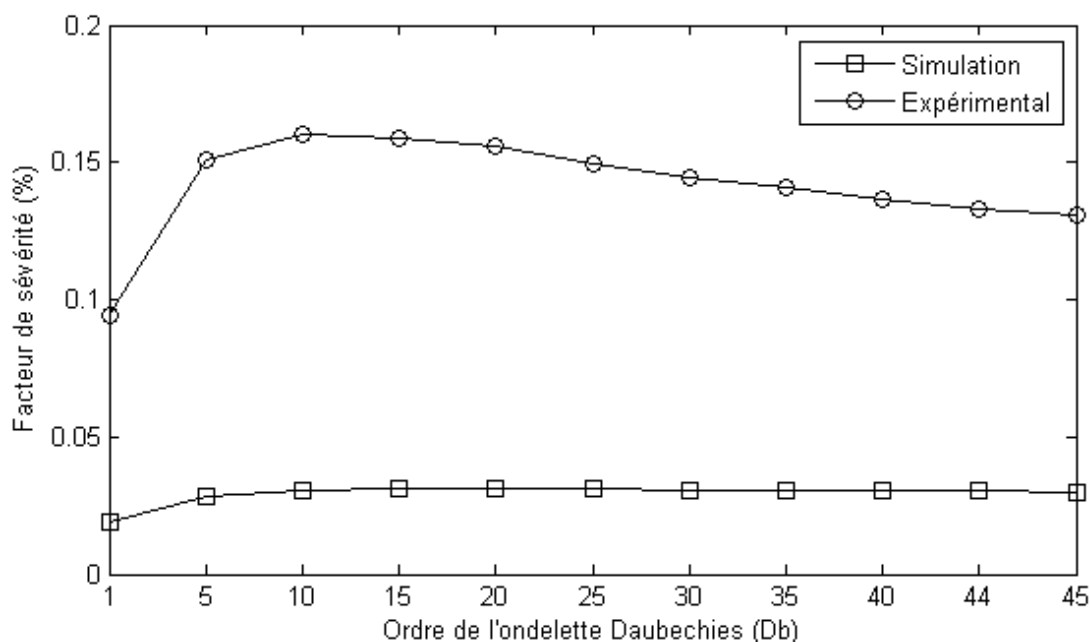


Fig. V.20 : FSD de la PAI en fonction de l'ordre de l'ondelette de Daubechies (db) en régime non stationnaire.

Afin de vérifier la position en fréquence de la composante f_r dans le signal de détail d_8 de la PAI et justifiant l'ordre de l'ondelette mère de Daubechies utilisée dans ce travail, figure V.21 montre les spectres de simulation (a) et expérimentaux (b) de ce signal obtenus par db1 et db44. L'analyse de ces spectres montre une dissipation importante de l'énergie de ce signal dans les limites des bandes voisines lorsqu'on utilise db1. Ceci peut conduire à un diagnostic erroné. Cependant, db44 se caractérise par un ordre élevé de ses filtres passe bas et passe haut avec une bande de recouvrement étroite permet ainsi de bien localiser la composante f_r dans la bande fréquentielle préalablement définie dans Tabs. V.1.

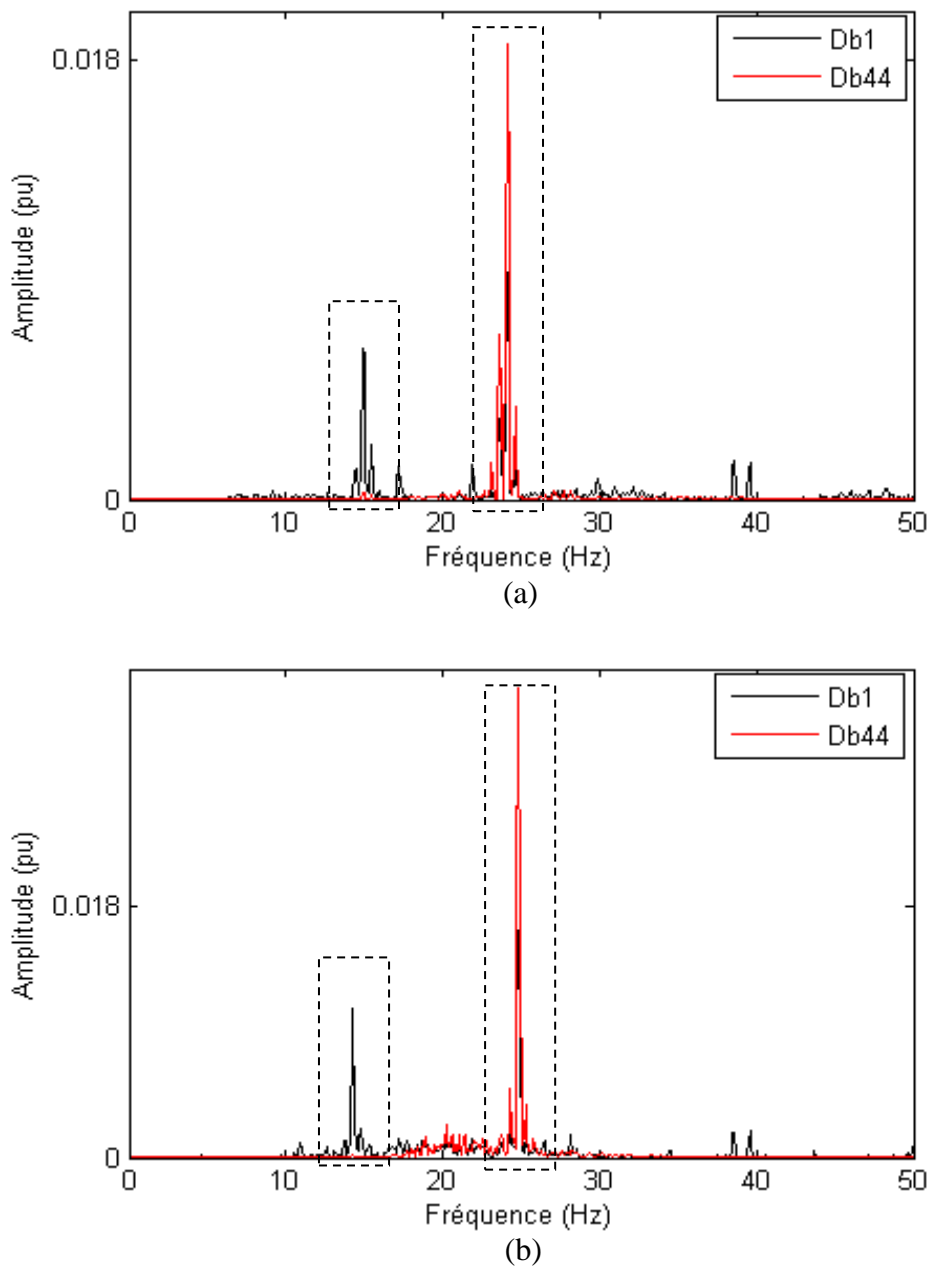


Fig. V.21 : Signature, obtenue par la TFR, du signal de détail d_8 de la PAI décomposé par db1 et db44, (a) simulation, (b) expérimental.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude comparative détaillée sur l'application de la TFR et de la TOD pour le diagnostic de défaut d'excentricité mixte dans la machine asynchrone en utilisant divers signaux électriques issus de cette machine. Il s'agit du courant statorique instantané i_a , de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du courant statorique en quadrature i_{qs} , du module du vecteur de Park (MVP), de l'angle de phase (Phi), du facteur de puissance (FP) et de la puissance active instantanée (PAI). Cette étude est effectuée pour deux régimes de fonctionnement du moteur, stationnaire (couple de charge constant) et non stationnaire (couple de charge variable). Les tests de simulation et expérimentaux montrent que, les deux méthodes d'analyse, la TFR et la TOD permettent un diagnostic fiable de défaut dans le régime stationnaire avec une supériorité remarquable de la TFR. Quand au régime non stationnaire, le diagnostic de défaut d'excentricité mixte devient très difficile en utilisant la TFR. En effet, l'amplitude des composantes caractéristiques de défaut ont été diminuées et cette diminution est proportionnelle à la variation du couple de charge. Le diagnostic par la TOD peut être réalisé en utilisant une analyse qualitative en suivant l'augmentation de l'énergie du signal de détail qui contient la composante caractéristique de défaut, ou bien par une analyse quantitative à travers l'utilisation du FSD. Comme pour le diagnostic du défaut de cassure de barres, le diagnostic de l'excentricité mixte par la TOD a l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance des valeurs instantanées du glissement du moteur.

Le chapitre suivant sera consacré au diagnostic du défaut de cassure de barres rotoriques dans un moteur asynchrone triphasé alimenté par un convertisseur de fréquence industriel fonctionnant en V/Hz constant en boucle ouverte utilisant la TFR du courant statorique i_a et du couple de moteur.

Chapitre VI

Diagnostic de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur de fréquence

Sommaire

VI. 1. Banc d'essai expérimental.....	120
VI. 2. Résultats expérimentaux.....	121
VI. 2. 1. Spectres du courant statorique du moteur	122
VI. 2. 2. Spectres du couple du moteur	128
Conclusion.....	132

Le défaut de cassure de barres rotoriques dans les moteurs asynchrones alimentés par le réseau a été étudié en détail pour des conditions de régime permanent. La méthode de l'analyse spectrale utilisant la TFR a été largement rapportée dans la littérature et elle est considérée comme une technique de référence de diagnostic de défauts des moteurs asynchrone alimentés directement par le réseau. Cependant, quand un moteur asynchrone triphasé est alimenté par un convertisseur de fréquence constitué d'un redresseur, un filtre et un onduleur à MLI, ses courants, tensions et couple électromagnétique, ...etc deviennent très bruitées.

Ce chapitre présente une étude expérimentale du diagnostic de défaut de cassures de barres rotoriques d'un moteur asynchrone entraîné par un convertisseur de fréquence avec un contrôle V/Hz constant en boucle ouverte. Selon cette stratégie, la vitesse du moteur est bien réglée en changeant la fréquence d'alimentation du stator, tout en gardant constant le rapport tension / fréquence.

Le but principal de ce travail est d'étudier expérimentalement la capacité de la TFR de diagnostiquer la présence d'une barre rotorique cassée sous différentes vitesses et niveaux de la charge. La TFR sera utilisée pour l'analyse des signaux du courant statorique et du couple du moteur.

VI. 1. Banc d'essai expérimental

Ces essais expérimentaux ont été effectués au sein du Laboratoire de Génie Électrique (LGE) de Biskra. Le banc d'essais est représenté dans la figure VI.1. Les principaux éléments du banc d'essais sont les suivants [77]:

- ✓ Un moteur asynchrone triphasé à cage tétra polaire, 380 V, 50 Hz, 6.40 A, couplage en Y, 28 barres, 21 Nm, 1440 tr/m, 3 kW, Leroy Sommer.
- ✓ Une génératrice à courant continu de même puissance utilisée comme la charge du moteur et elle débite sur une charge résistive variable.
- ✓ Un capteur de couple inséré entre le moteur et la génératrice afin de capter le couple.
- ✓ Une charge résistive variable utilisée comme une charge variable de la génératrice, et par conséquent la charge du moteur peut être ajustée en variant cette résistance ou/ et régulant le courant d'excitation de la génératrice par une résistance variable coté excitation.
- ✓ Convertisseur de fréquence pour les entrainements avec des moteurs asynchrones triphasés, marque Hitachi, type L200-055HFEF/HFU. Ce convertisseur a été fabriqué principalement pour des contrôles scalaire ou vectoriel en boucle fermée mais l'utilisateur peut l'utiliser en fonctionnement en V/Hz constant en boucle ouverte.
- ✓ Un PC équipé d'une carte *dSpace* 1104, permet d'acquérir les signaux des trois courants i_a , i_b et i_c , trois tensions v_a , v_b et v_c et le signal du couple.

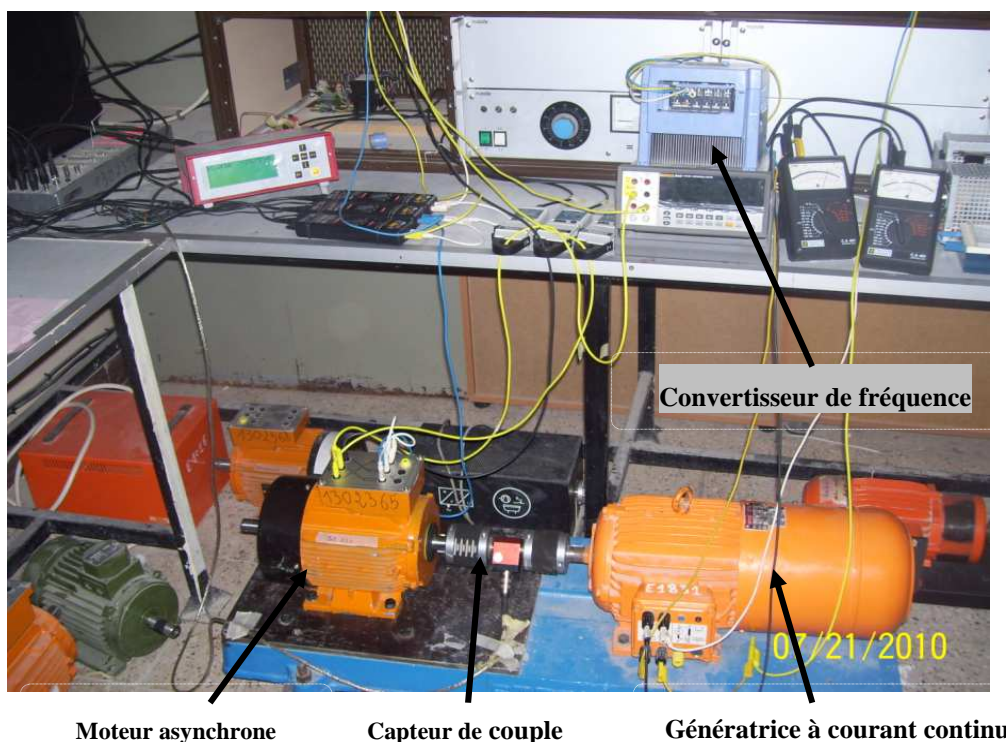


Fig. VI.1 : Banc d'essai expérimental.

Trois rotors ont été utilisés dans les essais expérimentaux, un rotor sain et deux autres avec une et deux barres cassées (Fig. VI.2).



Fig. VI.2 : Les rotors utilisés.

VI. 2. Résultats expérimentaux

La figure VI.3 illustre les courants de ligne du stator correspondant à un moteur asynchrone sain alimenté directement par le secteur (a) et par le convertisseur de fréquence à 80% de la charge nominale. Une fréquence de commutation de 12 kHz a été choisie pour le contrôle de la MLI sinus triangle. Une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz a été également choisie pour l'acquisition des courants, tensions et couple du moteur. Ainsi, 100000 échantillons ont été obtenus avec 0,1 Hz comme résolution en fréquence.

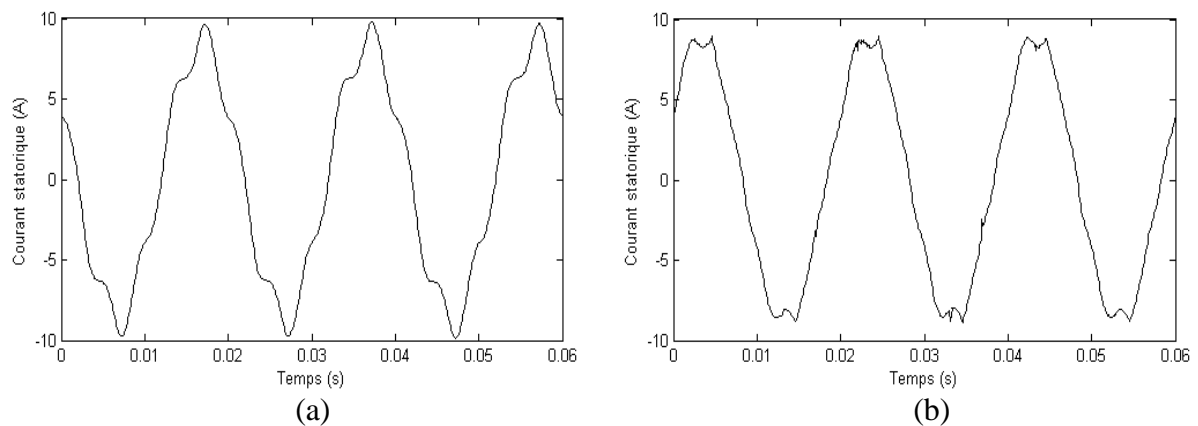


Fig. VI.3 : Courants statoriques i_a du moteur sain sous 80 % de la charge nominale:

(a) alimenté par le réseau, (b) alimenté par le convertisseur.

VI. 2. 1. Spectres du courant statorique du moteur

La figure VI.4 représente les spectres du courant statorique i_a correspondant à un moteur asynchrone sain alimenté directement par le secteur (a) et par le convertisseur de fréquence (b) à 80% de la charge nominale. Il est remarqué que l'analyse spectrale des courants confirme l'état sain du moteur par l'absence de composantes latérales $(1 \pm 2g)f$.

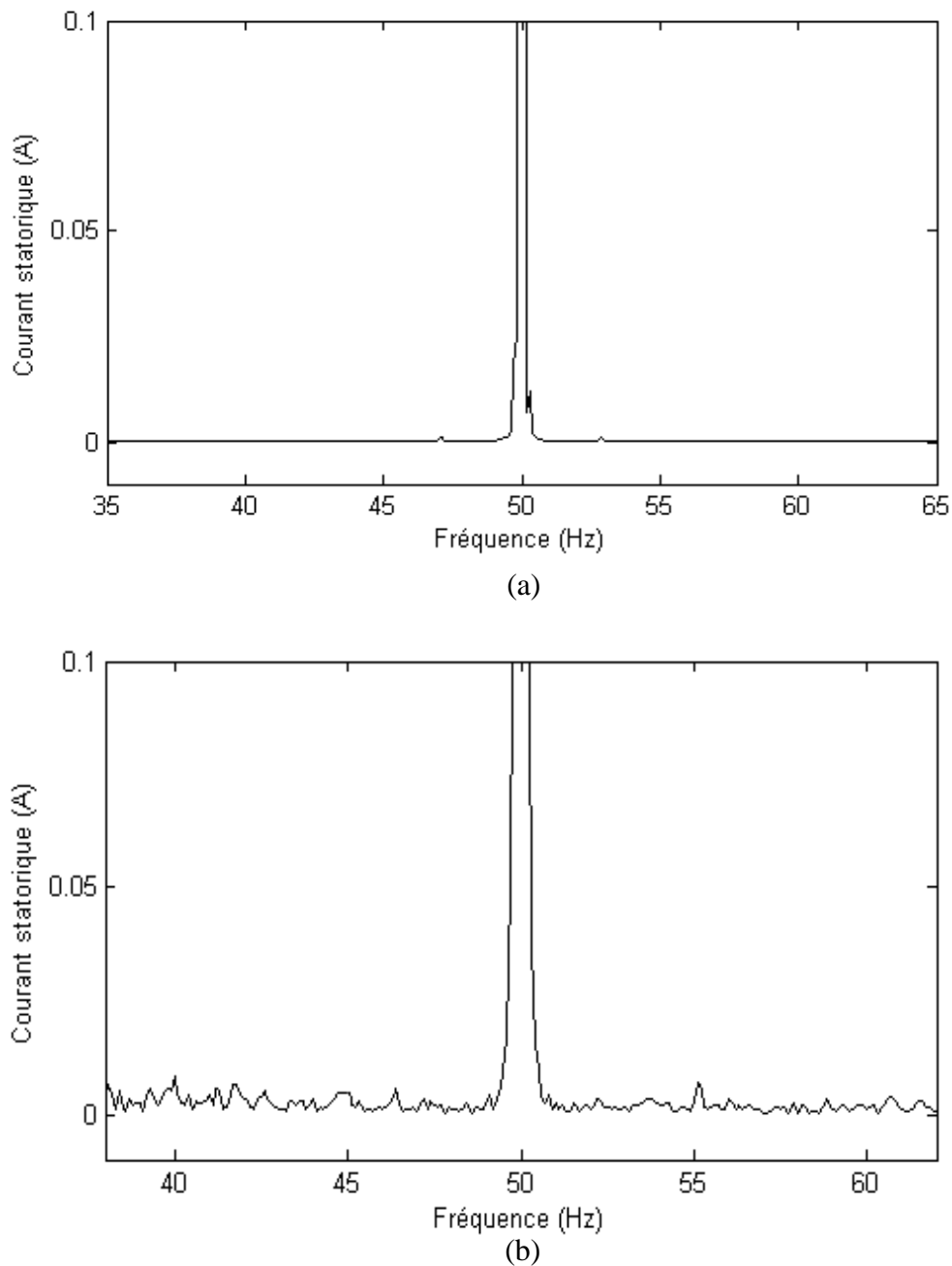


Fig. VI.4 : Spectres du courant statorique i_a du moteur sain sous 80 % de la charge nominale :
(a) alimenté par le réseau ($g = 2.8\%$), (b) alimenté par le convertisseur ($g = 2.9\%$).

La présence des composantes latérales $(1 \pm 2g)f$ dans les spectres des figures. VI.5 et VI.6 pour un moteur asynchrone alimenté par le réseau (a) et par le convertisseur de fréquence (b) démontre l'existence des barres cassées au rotor, en particulier à 80% de la charge nominale. Dans ce dernier cas, l'augmentation des composantes latérales $(1 \pm 2g)f$ est importante comparé à ses valeurs à l'état sain.

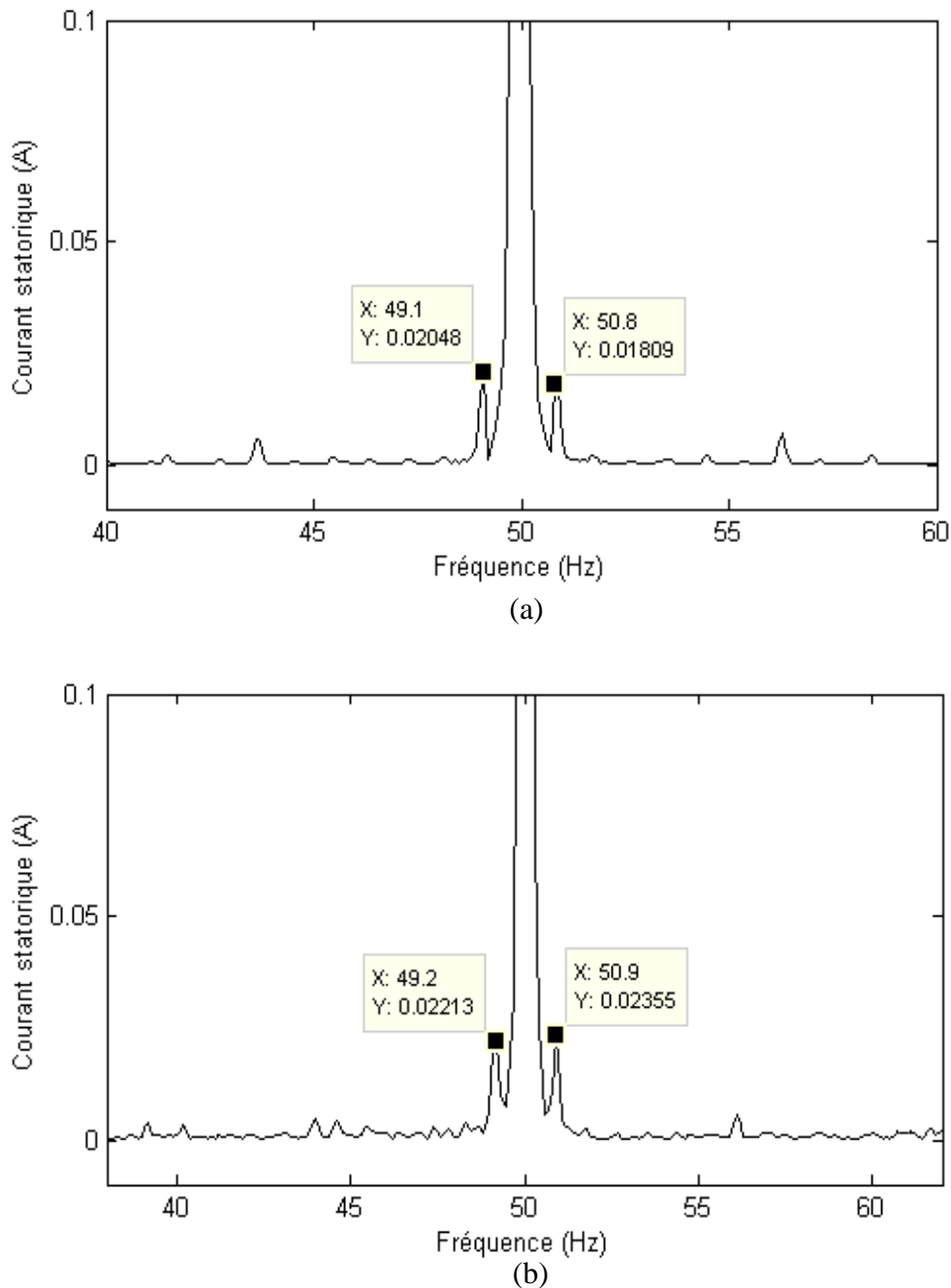


Fig. VI.5 : Spectres du courant statorique i_a du moteur avec une barre cassée sous 20 % de la charge nominale : (a) alimenté par le réseau ($g = 0.9\%$), (b) alimenté par le convertisseur ($g = 0.9\%$).

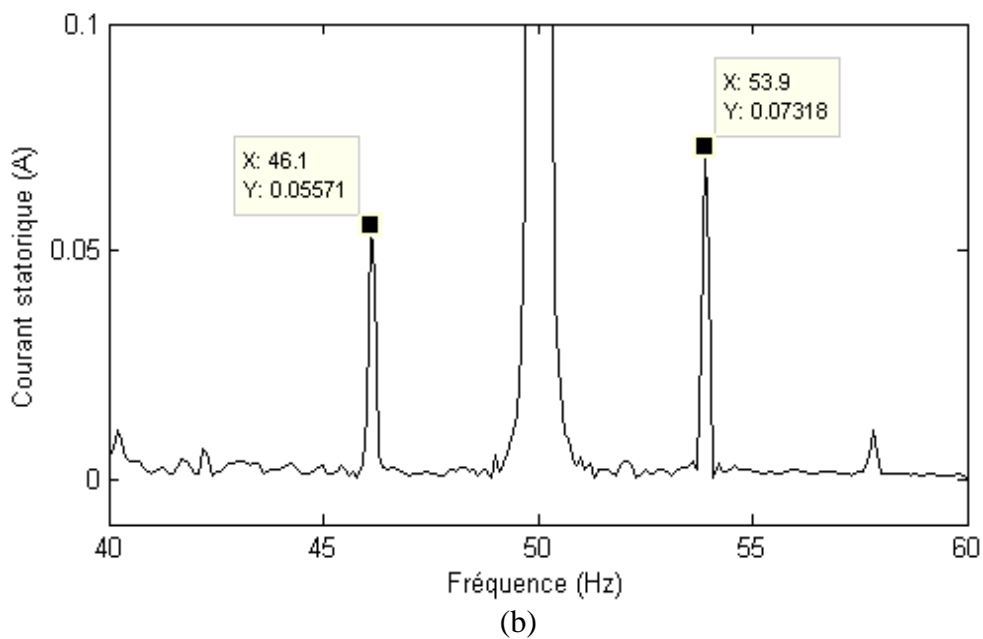
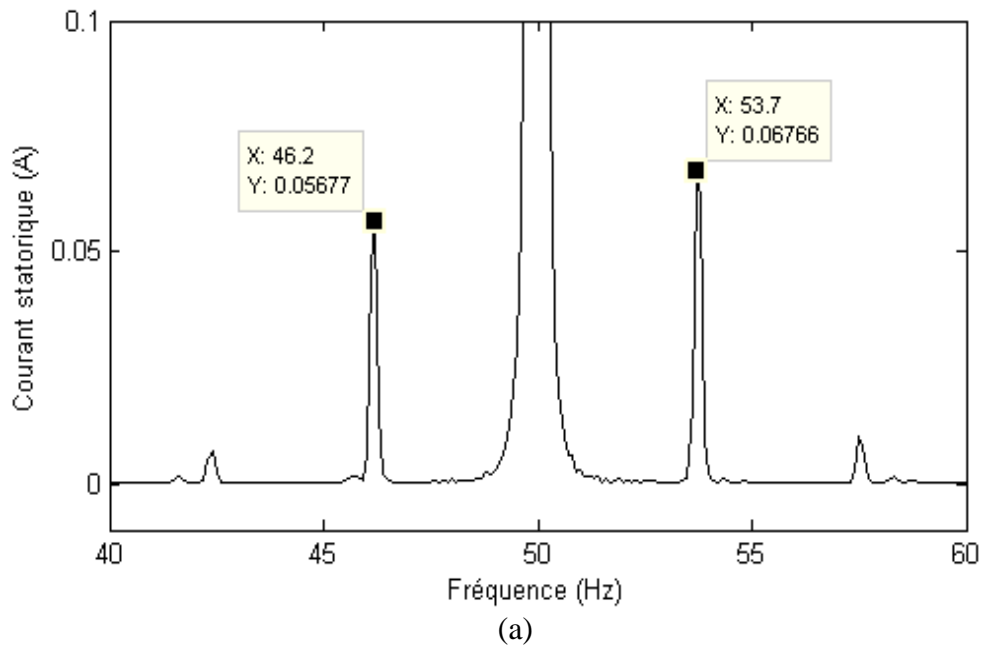


Fig. VI.6 : Spectres du courant statorique i_a du moteur avec une barre cassée sous 80 % de la charge nominale : (a) alimenté par le réseau ($g = 3.8\%$), (b) alimenté par le convertisseur ($g = 3.9\%$).

La figure VI.7 représente les spectres du courant statorique i_a pour un moteur asynchrone entraîné par le convertisseur avec une vitesse de 30 Hz. Après l'analyse de ces spectres, on peut conclure que l'analyse spectrale utilisant la TFR est toujours efficace comme technique de diagnostic pour cette gamme de vitesse particulièrement pour des charges supérieures à 30 % de la charge nominale. En effet, pour 30 % de la charge nominale, les composantes latérales inférieure et supérieure $(1 \pm 2g)f$ sont clairement observées à 28 Hz et 32 Hz, respectivement.

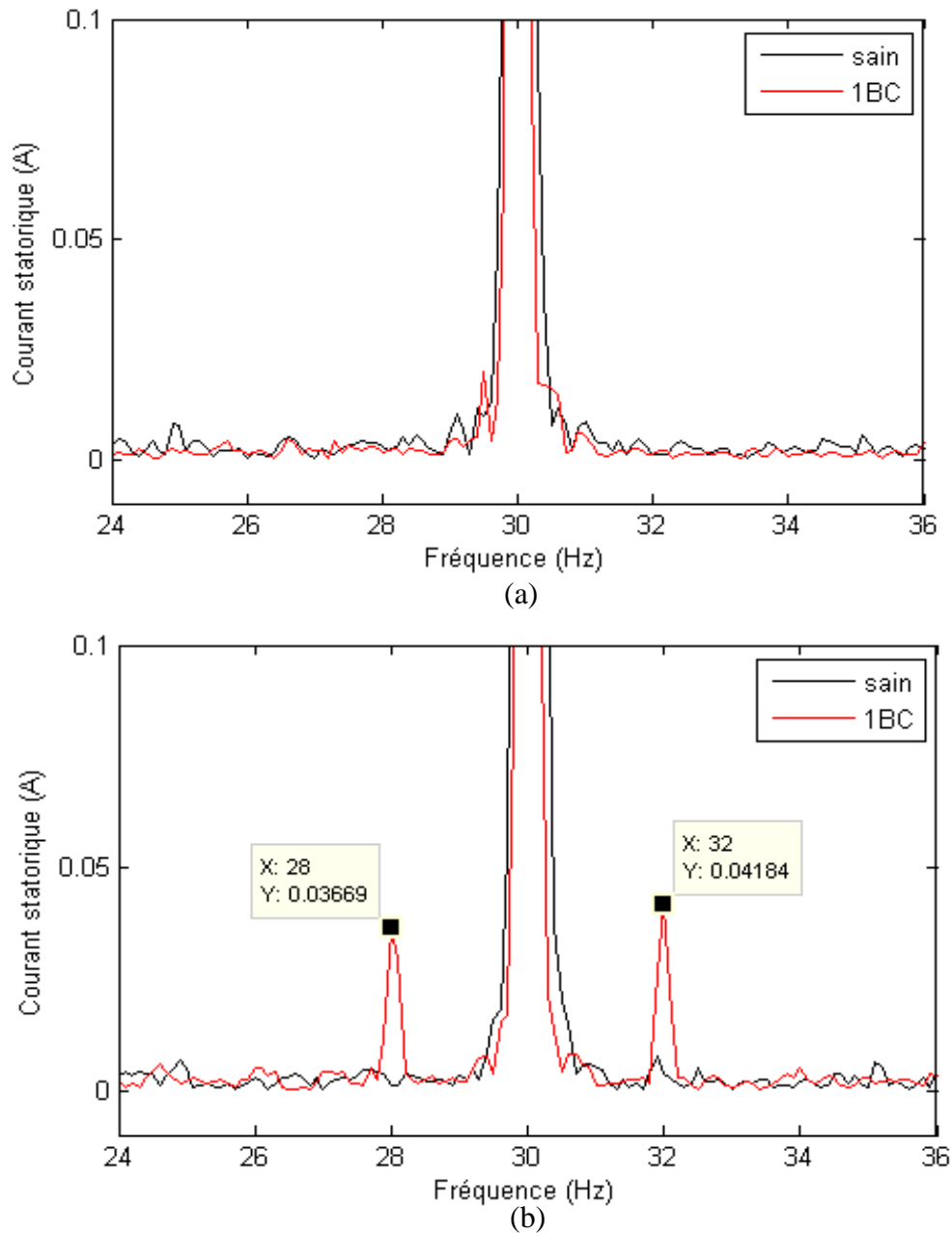


Fig. VI.7 : Spectres du courants statorique i_a du moteur avec une barre cassée alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 30 Hz : (a) 20 % de la charge nominale ($g = 0.83\%$), (b) 80 % de la charge nominale ($g = 3.33\%$).

Les spectres du courant statorique i_a pour un moteur asynchrone triphasé entraîné par le convertisseur de fréquence avec une vitesse de 10 Hz sont présentés dans la figure. VI.8, (a) avec 20% de la charge nominale et (b) avec 80% de la charge nominale. Dans ce fonctionnement, les composantes latérales $(1 \pm 2g)f$ ne peuvent pas être observées. Elles sont masquées par la composante fondamentale de 10 Hz. Le diagnostic devient très difficile dans cette gamme de vitesse.

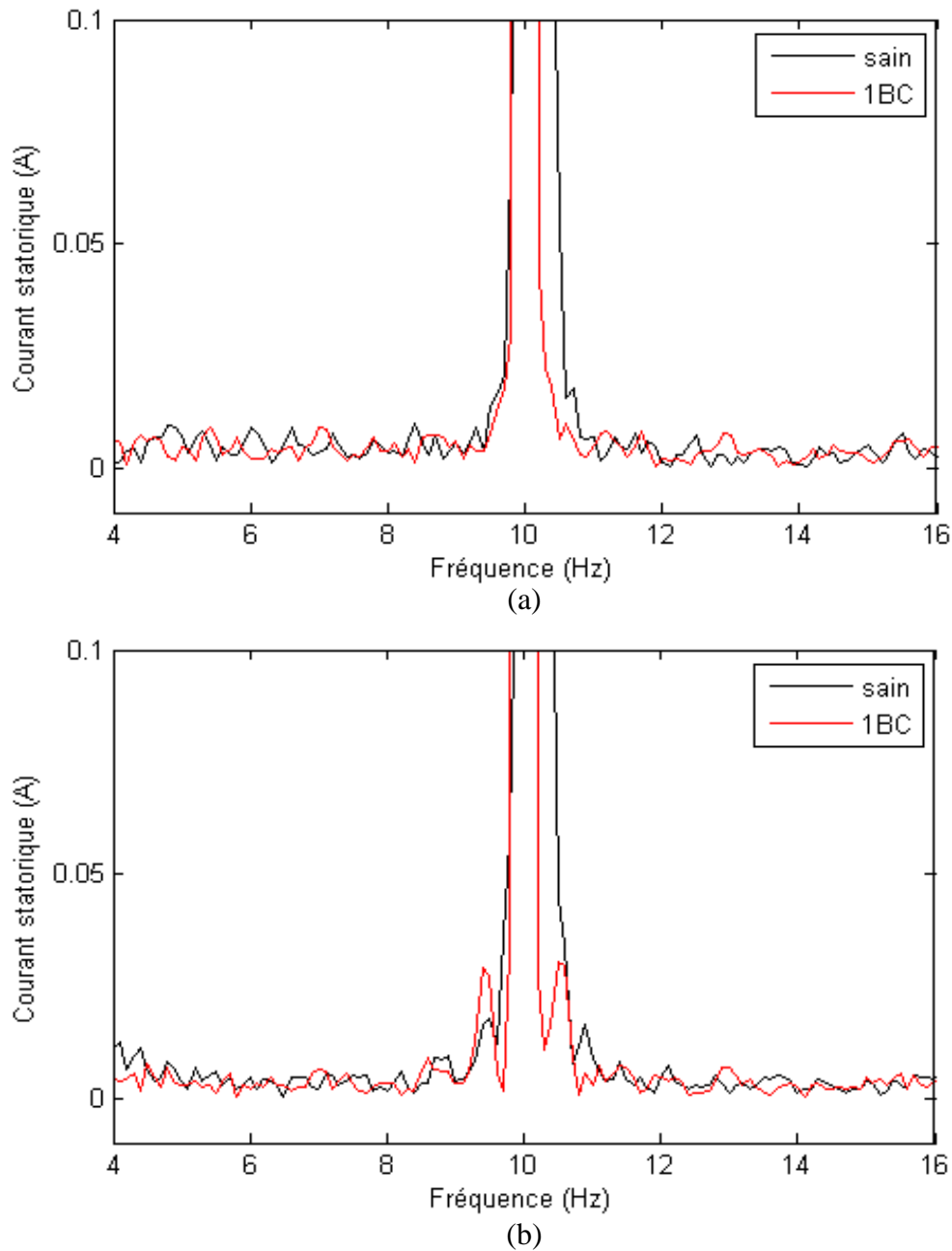


Fig. VI.8 : Spectres du courant statorique i_a du moteur avec une barre cassée alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 10 Hz : (a) 20 % de la charge nominale, (b) 80 % de la charge nominale.

Comme l'amplitude des composantes latérales $(1 \pm 2g)f$ est directement liée à l'extension de défaut, un facteur de sévérité de défaut (*FSD*) - défini comme le rapport de la somme des amplitudes de $(1 \pm 2g)f$ et de la composante fondamentale f - peut être utilisé pour évaluer l'extension du défaut et l'efficacité de la TFR pour différentes gammes de vitesse et niveaux de la charge [30]. Le tableau VI.1 et la figure VI.9 montrent les valeurs numériques et l'évolution du *FSD*, respectivement. Nous pouvons conclure que ce *FSD* donne des résultats en conformité avec la théorie, pour le cas d'une barre rotorique cassée. En effet, ce *FSD* augmente avec la charge et la vitesse. Le *FSD* augmente également avec l'extension de défaut du moteur [77].

Tab. VI.1 : *FSD* pour différentes vitesses et charges du moteur pour le cas d'une barre cassée.

Charge (%)	10Hz (%)	20Hz (%)	30Hz (%)	40Hz (%)	50Hz (%)
20	0.39	0.6	0.79	0.88	1
80	0.92	1	1.24	1.51	1.53

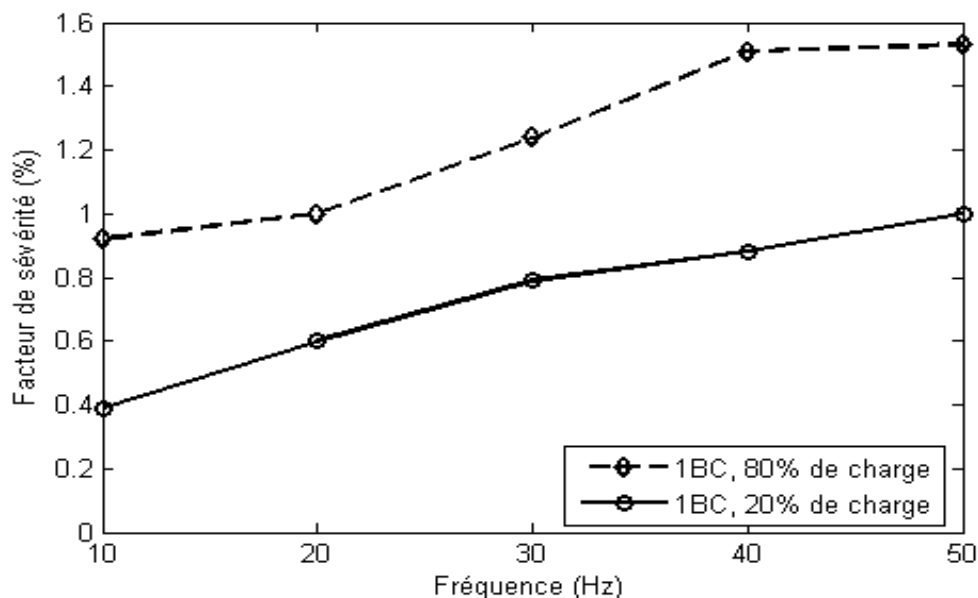


Fig. VI.9 : *FSD* pour différentes vitesses et charges du moteur pour le cas d'une barre cassée.

VI. 2. 2. Spectres du couple du moteur

Les résultats de l'analyse spectrale du couple du moteur sont présentés pour le cas sain à 80% de la charge nominale (Fig. VI.10), le cas d'une barre cassée à 20% de la charge nominale (Fig. VI.11) et le cas d'une barre cassée à 80 % de la charge nominale (Fig. VI.12). Dans tous les cas, (a) se réfère à un moteur alimenté par le réseau et (b) alimenté par le convertisseur. L'objectif est d'analyser la composante $2gf$ dans le spectre du couple électromagnétique. On observe l'absence de cette composante dans la figure VI.10, ce qui confirme l'état sain de la machine.

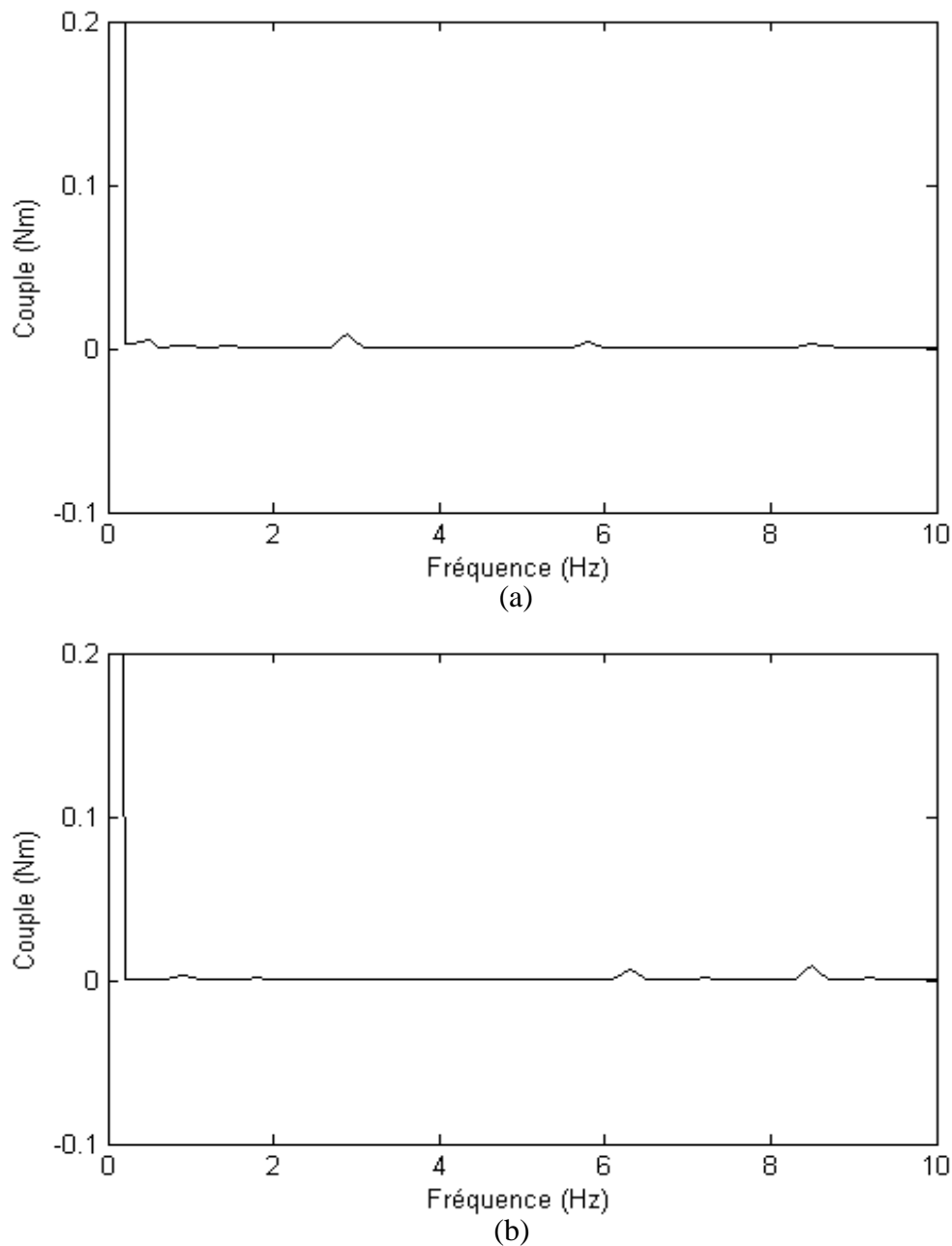


Fig. VI.10 : Spectres du couple du moteur sain sous 80 % de la charge nominale: (a) alimenté par le réseau ($s = 2.8\%$), (b) alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 50Hz ($g = 2.9\%$).

On observe aussi l'absence de cette composante dans la figure VI.11 pour le cas de 20 % de la charge nominale. Dans la figure. VI.12 (a), les composantes $2gf$ et $4gf$ à 3,8 Hz et 7,6 Hz sont présents pour le cas de l'alimentation par le réseau. Les composantes $2gf$ et $4gf$ à 3,9 Hz et 7,8 Hz sont également présents sur la figure VI.12(b) pour le cas de l'alimentation par convertisseur de fréquence. Ces composantes sont clairement visibles et elles confirment l'état défectueux du moteur.

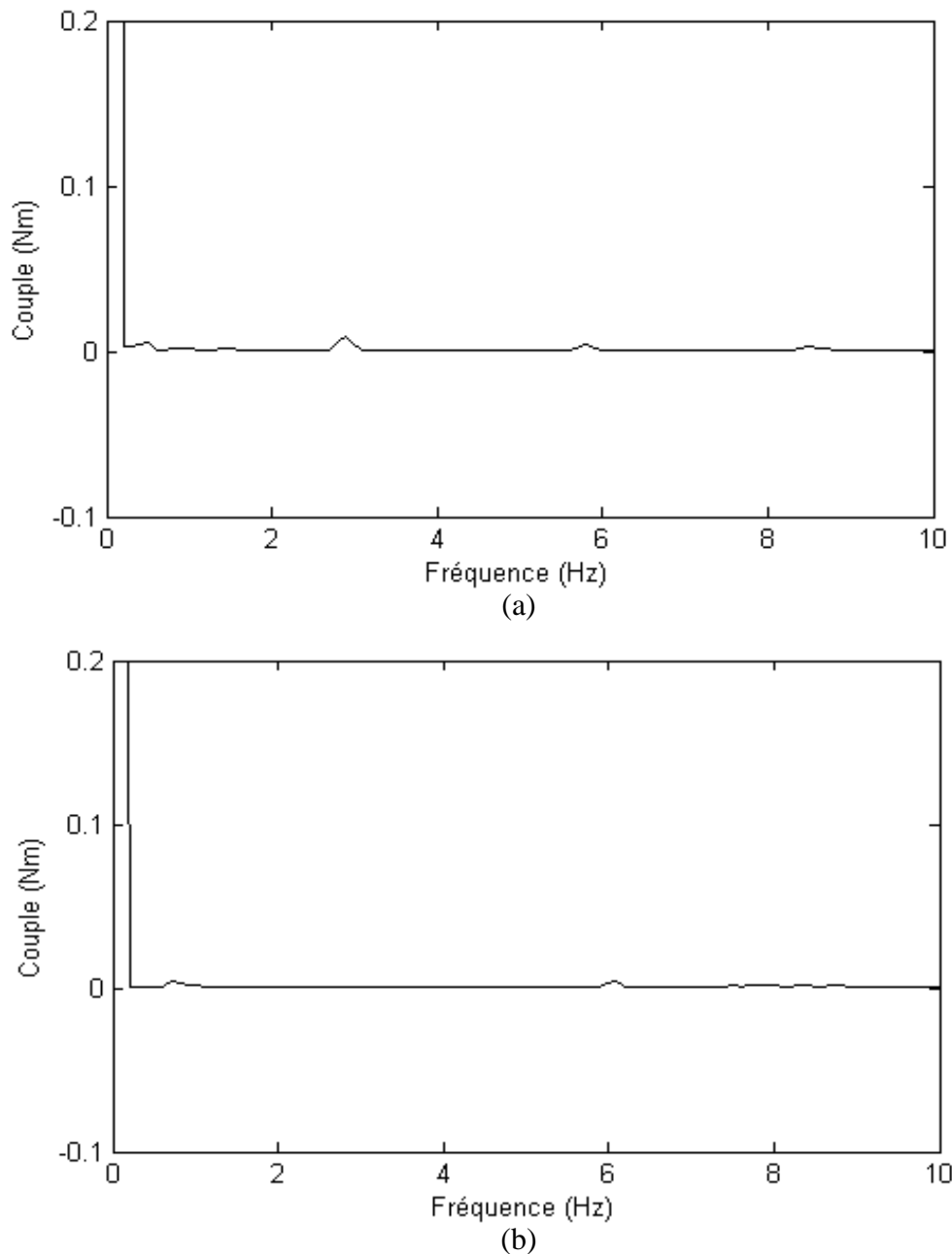


Fig. VI.11 : Spectres du couple du moteur avec une barre cassée sous 20 % de la charge nominale: (a) alimenté par le réseau ($g = 0.9\%$), (b) alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 50 Hz ($g = 0.9\%$).

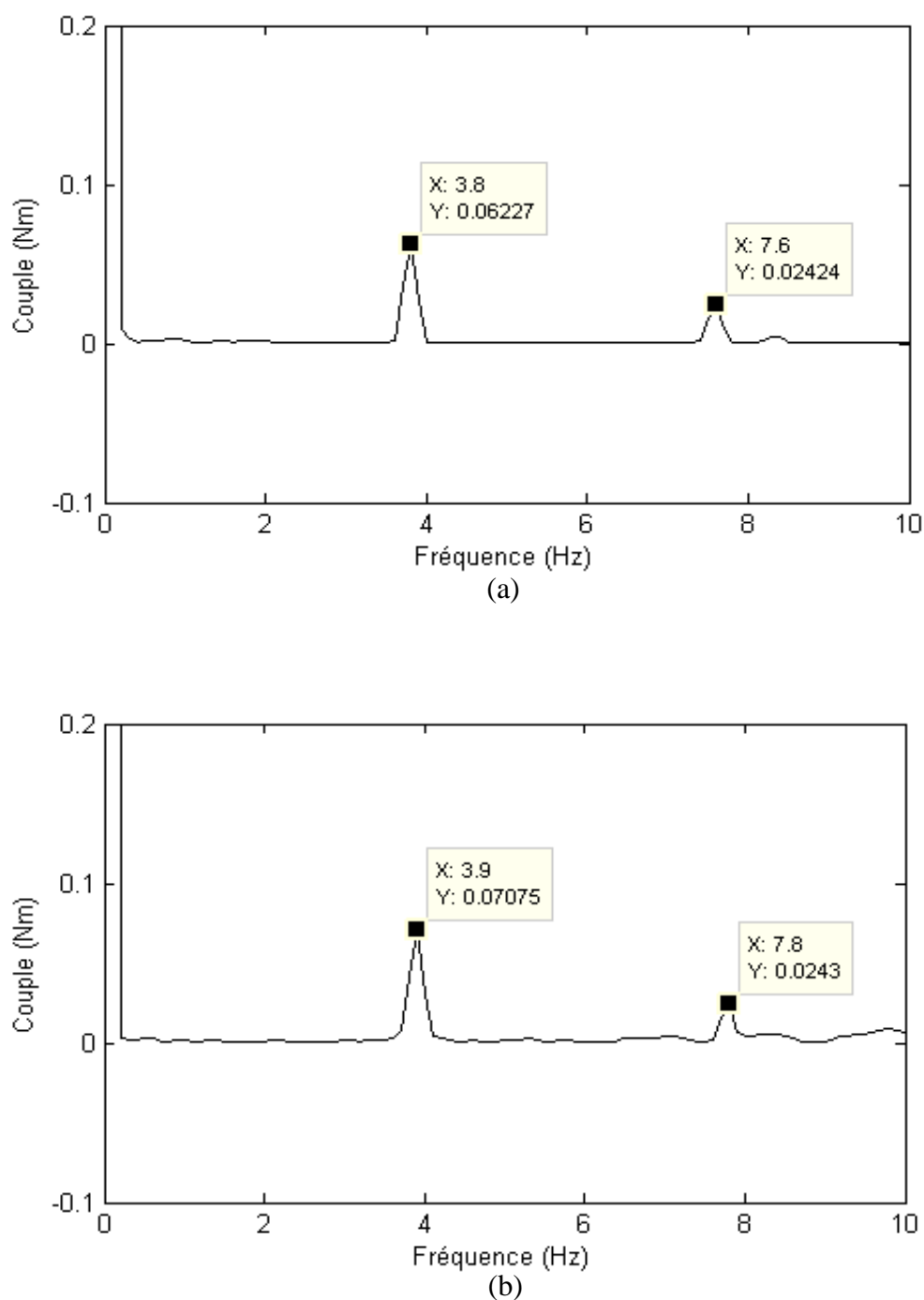


Fig. VI.12 : Spectres du couple du moteur avec une barre cassée sous 80 % de la charge nominale: (a) alimenté par le réseau ($g = 3.8\%$); (b) alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 50 Hz ($g = 3.9\%$).

La figure VI.13 illustre les spectres du couple du moteur asynchrone entraîné à 20 Hz. L'observation de la composante $2gf$ est très difficile et le diagnostic du défaut de cassure de barres rotoriques devient impossible pour cette gamme de vitesse.

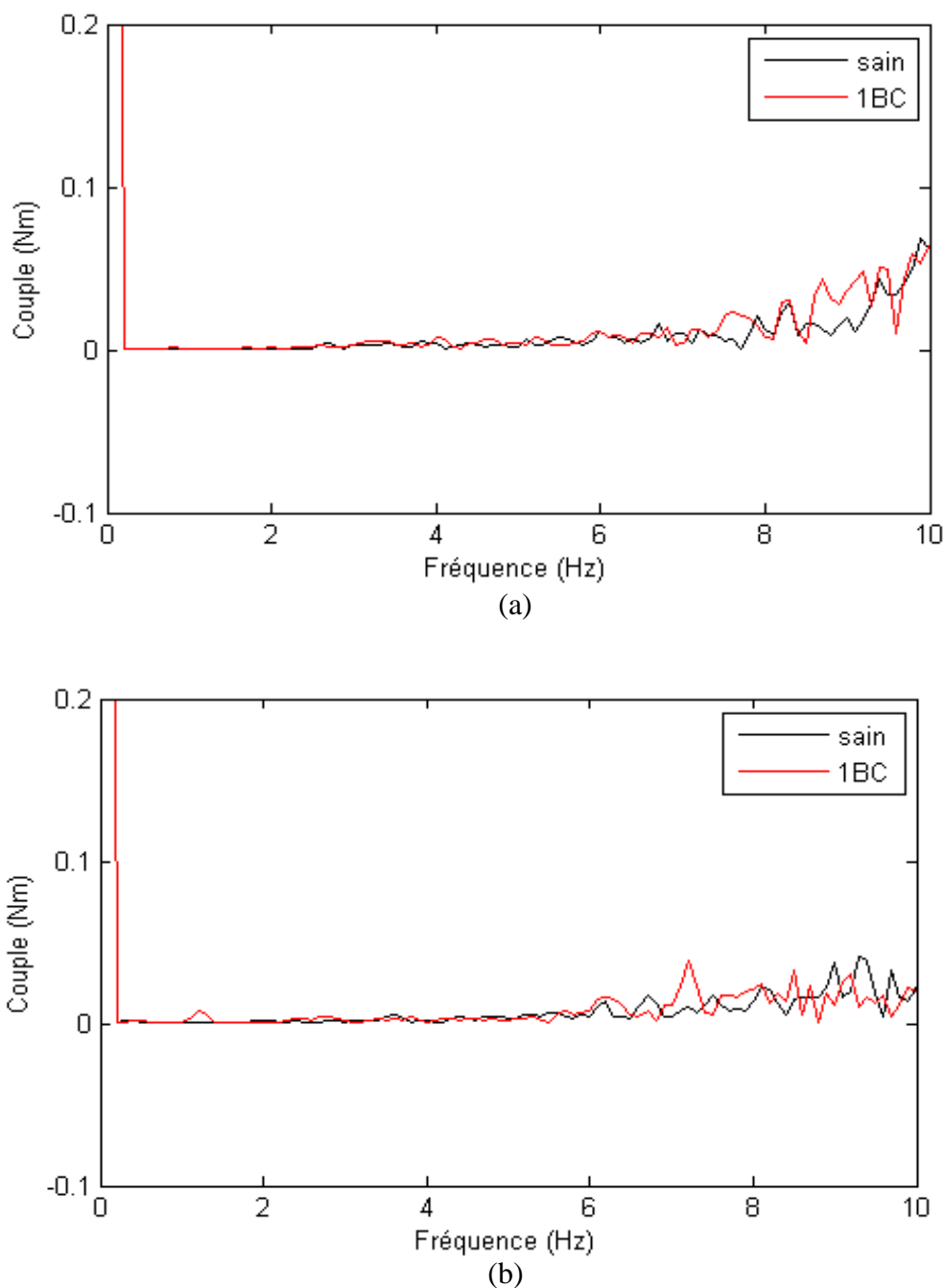


Fig. VI.13 : Spectres du couple du moteur avec une barre cassée alimenté par le convertisseur avec une fréquence de 20 Hz : (a) 20 % de la charge nominale ($g = 1.75\%$), (b) 80 % de la charge nominale ($g = 3.25\%$).

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'application de l'analyse spectrale du courant statorique et du couple pour un moteur asynchrone entraîné par un convertisseur de fréquence industriel en vue de diagnostic du défaut de cassure de barres rotoriques. Le travail expérimental a été réalisé pour différentes vitesses de rotation (de 10 Hz à 50 Hz) du moteur alimenté par un convertisseur de fréquence fonctionnant en contrôle scalaire V/Hz en boucle ouverte. D'après les résultats expérimentaux, on a conclu que le diagnostic d'une barre rotorique cassée via l'analyse des spectres de courant et de couple est très difficile à des vitesses faibles (en particulier à des vitesses inférieures à 20 Hz), étant donné que les signaux de courant et de couple sont très bruités et un effet de chevauchement se produit dans les spectres. L'utilisation d'une fréquence de commutation inférieure à celle choisie (12 kHz) augmentera encore les difficultés de diagnostic et l'utilisation d'autres approches de diagnostic et/ou des techniques avancées de traitement du signal est donc nécessaire.

Conclusions et perspectives générales

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur le diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans la machine asynchrone triphasée aux régimes stationnaire et non stationnaire en utilisant la transformée de Fourier rapide (TFR) et la transformée en ondelettes discrète (TOD).

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des notions très importantes en diagnostic, telles que les défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, leurs causes, leurs signatures et les grandeurs utilisées en diagnostic. Nous avons présenté aussi les principales méthodes de traitement de signal utilisées et les principaux types du couple de charge. Les travaux récents sur le diagnostic des défauts de la machine asynchrone en régime non stationnaire terminèrent ce chapitre.

La première partie du second chapitre a été consacrée au développement des méthodes utilisées pour le diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans la machine asynchrone. Il s'agit des méthodes du courant statorique i_a , de l'enveloppe du courant statorique i_a ($Env\ i_a$), du courant statorique direct i_{ds} , du courant statorique en quadrature i_{qs} , du module du vecteur de Park (MVP), de l'angle de phase (Phi), du facteur de puissance (FP) et de la puissance active instantanée (PAI). Les signatures des défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricité mixte dans ces méthodes sont aussi bien illustrées. La deuxième partie nous a permis de mettre en évidence les limitations de la transformée de Fourier, et d'introduire des nouvelles techniques d'analyse temps fréquence telles que la transformée de Fourier à fenêtre glissante, la distribution de Winner-Ville et la transformée en ondelettes. La transformée en ondelettes comble certaines lacunes de la transformée de Fourier, permettant notamment de régler la précision de l'analyse sur la fréquence ou sur le temps. D'autre part, la transformée en ondelettes est naturellement liée à l'analyse multi-résolution, et permet donc d'étudier l'information contenue dans un signal à différentes échelles. Ceci permettant de mettre en évidence des caractéristiques invisibles en utilisant la transformée de Fourier.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté un modèle permettant la simulation de la machine asynchrone triphasée à cage. Grâce au concept de la fonction d'enroulement, ce modèle nous a permis de bien modéliser et simuler les défauts de cassure de barres rotoriques et de l'excentricité mixte en tenant compte des harmoniques d'espace. Les résultats de simulation ont

confirmé la présence des harmoniques d'encoches rotoriques dans le spectre du courant statorique du moteur asynchrone même dans son état sain. Ces résultats montrent bien l'exactitude et les performances du modèle adopté.

Nous avons présenté dans le quatrième chapitre une étude comparative détaillée sur l'application de la transformée de Fourier rapide (*TFR*) et de la transformée en ondelettes discrète (*TOD*) pour le diagnostic de défaut de cassure de barres rotoriques dans un moteur asynchrone en utilisant les divers grandeurs électriques du moteur développés dans le deuxième chapitre. Afin de tirer les avantages et les inconvénients des méthodes de traitement de signal utilisées (*TFR* et *TOD*), l'étude a été effectuée pour deux régimes de fonctionnement du moteur, stationnaire (couple de charge constant) et non stationnaire (variation linéaire du couple de charge). Les tests de simulation et expérimentaux montrent que, les deux méthodes d'analyse, la *TFR* et la *TOD* appliqués aux grandeurs électriques du moteur précédemment cité permettent un diagnostic fiable de défaut dans le régime stationnaire avec une supériorité remarquable de la *TFR*. En régime non stationnaire, le diagnostic de défaut de cassure de barres utilisant la *TFR* devient très difficile et même erroné. En effet, les composantes caractéristiques de défaut ont fortement propagée dans des bandes fréquentielles larges et proportionnelles à la variation de la charge. Dans ces cas, l'analyse par la *TOD* peut accomplir la tâche du diagnostic de défaut. Il peut être réalisé en utilisant une analyse qualitative en suivant l'évolution particulière de la composante caractéristique de défaut $2gf$ en fonction de la variation du couple de charge. En outre, un facteur de sévérité de défaut (*FSD*) a été défini et il s'est avéré être un bon indicateur de l'état du rotor du moteur asynchrone. D'après les résultats de simulation et expérimentaux, toutes les méthodes utilisées peuvent diagnostiquer ce défaut avec fiabilité. Les différences remarquées dans les valeurs du *FSD* et dans la sensibilité des méthodes au défaut peuvent être dues à la différence entre le moteur utilisé en simulation et celui utilisé en expérimental. En effet, le moteur utilisé dans les tests de simulation est de 11 kW alors que celui utilisé dans les tests expérimentaux est de 3 kW. Comme la *PAI* et ses dérivées (*Phi* et *FP*) sont obtenues en multipliant les courants et tensions statoriques du moteur, des différences entre les valeurs de leurs *FSD* de simulation et expérimental peuvent être remarquées aussi étant donné que les tensions statoriques utilisées en simulation sont purement sinusoïdales au contraire aux tensions statoriques expérimentales. La méthode de la *TOD* a l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance des valeurs instantanées du glissement du moteur.

Le cinquième chapitre présente une étude comparative détaillée sur l'application de la *TFR* et de la *TOD* pour le diagnostic de défaut d'excentricité mixte dans la machine asynchrone en utilisant les mêmes grandeurs électriques utilisées pour le diagnostic du défaut de cassure de

barres rotoriques. Cette étude est aussi effectuée pour deux régimes de fonctionnement du moteur, stationnaire (couple de charge constant) et non stationnaire (variation arbitraire du couple de charge). Les tests de simulation et expérimentaux montrent que, les deux méthodes d'analyse, la TFR et la TOD permettent un diagnostic fiable de défaut dans le régime stationnaire avec une supériorité remarquable de la TFR. Quand au régime non stationnaire, le diagnostic de défaut d'excentricité mixte en utilisant la TFR devient très difficile. En effet, l'amplitude des composantes caractéristiques de défaut ont été diminuées et cette diminution est proportionnelle à la variation du couple de charge. Le diagnostic par la TOD peut être réalisé en utilisant une analyse qualitative en suivant l'augmentation de l'énergie du signal de détail qui contient la composante caractéristique de défaut, ou bien par une analyse quantitative à travers l'utilisation du FSD. Comme pour le diagnostic du défaut de cassure de barres, le diagnostic de l'excentricité mixte par la TOD a l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance des valeurs instantanées du glissement du moteur. Ce dernier doit être mesuré ou estimé une fois seulement au départ des tests afin de définir les valeurs minimale et maximale de la bande fréquentielle recouvrant les fréquences des composantes caractéristique de défaut pour tous les régimes de fonctionnement du moteur.

Le travail présenté dans le sixième chapitre traite de l'application de l'analyse spectrale du courant statorique et du couple du moteur asynchrone entraîné par un convertisseur de fréquence industriel. Le travail expérimental a été réalisée pour différentes vitesses de rotation (de 10 Hz à 50 Hz) du moteur alimenté par un convertisseur de fréquence fonctionnant en contrôle scalaire V/Hz en boucle ouverte. D'après les résultats expérimentaux, on a conclu que le diagnostic d'une barre rotorique cassée via l'analyse de courant et de couple est très difficile à des vitesses faibles (en particulier à des vitesses inférieures à 20 Hz), étant donné que les signaux de courant et de couple sont très bruités et un effet de chevauchement se produit dans les spectres. L'utilisation d'une fréquence de commutation inférieure à celui choisie (12 kHz) augmentera encore les difficultés de diagnostic et l'utilisation d'autres approches de diagnostic et/ou des techniques avancées de traitement du signal est donc nécessaire.

Le travail développé dans le cadre de cette thèse ouvre des voies d'améliorations que l'on peut donner comme suit :

- Développement de nouvelles méthodes de diagnostic et /ou de traitement de signal afin de séparer les effets des défauts réels (cassure de barres et excentricité) des effets dûs aux

conditions de fonctionnement non stationnaires (oscillation du couple de charge, de la tension et de la fréquence).

- L'utilisation de la transformée en ondelettes discrète pour le diagnostic des défauts combinés (cassure de barres rotoriques et excentricité mixte par exemple).
- La définition de nouveaux facteurs de sévérité de défaut, en particulier dans le cas de défaut d'excentricité mixte, peut mieux quantifier les défauts et faciliter la tâche de diagnostic.
- Application de la transformée en ondelettes (TO) pour le diagnostic d'autres types des défauts dans la machine asynchrone, tel que les défauts statoriques et de roulements.
- Application de la transformée en ondelettes (TO) pour le diagnostic des défauts dans d'autres types des machines électriques telle que la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et la machine à réluctance variable (MRV).
- Application de la transformée en ondelettes (TO) pour le diagnostic des défauts dans les entraînements à vitesse variable

Annexe A

Fonction d'enroulement modifiée et expression générale des inductances de la machine asynchrone

A.1. Fonction d'enroulement modifiée

Soit la machine asynchrone élémentaire de la figure A.1 qui regroupe deux masses cylindriques séparées par un entrefer, l'une d'elle creuse et représente le stator, et l'autre représente le rotor. Soit $abcda$ un contour arbitraire défini par rapport à une référence de phase fixée sur le stator, par rapport à une référence axiale le long de l'axe de la machine, et par rapport à la position θ_r du rotor. Pour une position θ_r , nous retrouvons les points a et b à $\varphi_0 = 0$ et $z_0 = 0$. Pour φ et z , nous retrouvons c et d . a et d sont situés sur la surface interne du stator et b et c sur la surface externe du rotor [5].

Selon le théorème de Gausse, on a:

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0 \quad (\text{A.1})$$

avec : S la surface d'un volume cylindrique mesuré par rapport au rayon moyen de l'entrefer.

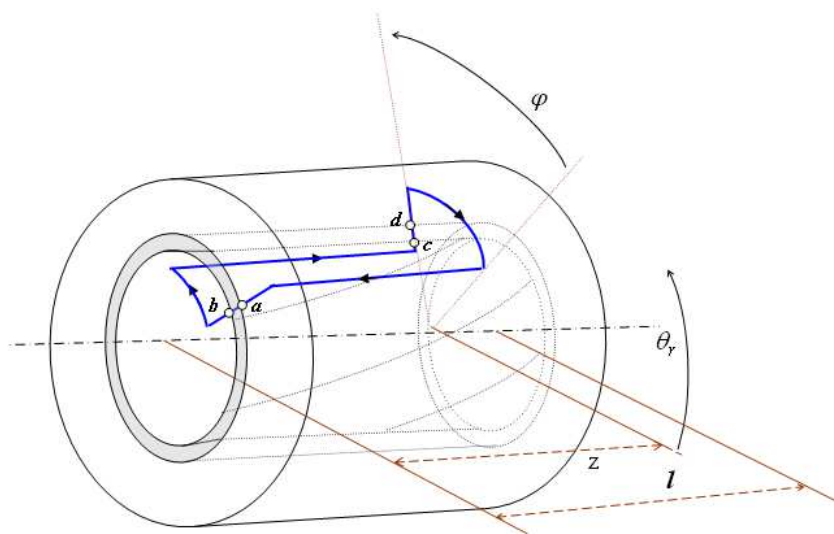


Fig. A.1 : Machine asynchrone élémentaire.

L'expression (A.1) peut être écrite en fonction de l'intensité du champ magnétique H tel que :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \mu_0 H(\phi, z, \theta_r) r dz d\phi = 0 \quad (\text{A.2})$$

Sachant que : $H = F / g$ et g étant la fonction d'entrefer définie à n'importe quel point de coordonnées (ϕ, z) , l'équation (A.2) devient :

$$\mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F(\phi, z, \theta_r)}{g(\phi, z, \theta_r)} dz d\phi = 0 \quad (\text{A.3})$$

D'un autre côté, et conformément à la loi d'Ampère, nous avons:

$$\oint_{abcd} H(\phi, z, \theta_r) dl = \int_{\Omega} J ds \quad (\text{A.4})$$

Ω est la surface enfermée par le contour $abcd$. Cette expression pourra être écrite en fonction du nombre de tours enfermés par le contour en objet, et parcouru par le même courant i . Soit dans ce cas :

$$\oint_{abcd} H(\phi, z, \theta_r) dl = n(\phi, z, \theta_r) i \quad (\text{A.5})$$

La fonction relative au nombre de tours $n(\phi, z, \theta_r)$ est appelée fonction de distribution ou fonction de tours (turns function). Dans le cas des machines électriques, elle est généralement associée à une bobine élémentaire ou bien à un enroulement constitué de plusieurs bobines.

En fonction des F_{mm} , l'expression (A.5) peut être écrite comme suit :

$$F_{ab}(0,0,\theta_r) + F_{bc} + F_{cd}(\phi, z, \theta_r) + F_{da} = n(\phi, z, \theta_r) i \quad (\text{A.6})$$

Etant donné que les parties en fer sont supposées infiniment perméables, nous pouvons admettre que F_{bc} et F_{da} sont nulles. Ainsi, l'expression (A.6) peut être réécrite de la façon suivante :

$$F_{ab}(0,0,\theta_r) + F_{cd}(\phi, z, \theta_r) = n(\phi, z, \theta_r) i \quad (\text{A.7})$$

Par division des deux membres de l'équation (A.7) par la fonction d'entrefer $g(\phi, z, \theta_r)$, et par intégration de la nouvelle expression en allant de $(\phi, z) = (0, 0)$ jusqu'à $(\phi, z) = (2\pi, l)$, on obtient :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F_{ab}(0,0,\theta_r)}{g(\phi, z, \theta_r)} dz d\phi + \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F_{cd}(\phi, z, \theta_r)}{g(\phi, z, \theta_r)} dz d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{n(\phi, z, \theta_r) i}{g(\phi, z, \theta_r)} dz d\phi \quad (\text{A.8})$$

Selon (A.3), un terme de cette équation est nul. De ce fait, l'expression (A.8) se réduit à l'expression suivante :

$$F(0,0,\theta_r) \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{1}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{n(\varphi, z, \theta_r) i}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi \quad (\text{A.9})$$

On définit la valeur moyenne de la fonction d'entrefer inverse $\langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle$, tel que:

$$\langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{l} \int_0^l g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz \right] d\varphi \quad (\text{A.10})$$

A partir de (A.9) et (A.10), il est possible de tirer l'expression de $F(0,0,\theta_r)$, et en la remplaçant dans (A.7) nous aboutissons à :

$$F(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) i - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) i dz d\varphi \quad (\text{A.11})$$

Ainsi, on parvient à l'expression donnant la forme étendue de la fonction d'enroulement modifiée en divisant les membres de (A.11) par i .

$$N(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz d\varphi \quad (\text{A.12})$$

A.2. Expression générale des inductances de la machine

Dans cette section nous désignons par A et B deux enroulements quelconques de la machine. Soit la distribution F de la FMM dans l'entrefer due au courant i_{A_i} traversant une bobine A_i , et sachant que le flux élémentaire correspondant dans l'entrefer est mesuré par rapport à un volume élémentaire de section $ds = r d\theta$ et de longueur g , tel que :

$$d\varphi = \mu_0 F g^{-1} ds \quad (\text{A.13})$$

Le calcul du flux total revient donc à un calcul d'intégrale double. En effectuant le changement de variable $x = r\varphi$ et $x_r = r\theta_r$, tout revient comme si on s'est référé à un repère orthonormé d'axes X et Z , où il est possible d'imaginer une représentation plane de la machine. Il est clair que x et x_r traduisent bien les déplacements linéaires le long des arcs correspondant à l'ouverture angulaire φ et θ_r , respectivement.

Soit F est la FMM par unité de courant. Le flux vu par les spires d'une bobine B_j dû au courant traversant une autre bobine A_i tient l'expression suivante:

$$\Phi_{B_j A_i} = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_{A_i}(x, z, x_r) n_{B_j}(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_{A_i} dz dx \quad (\text{A.14})$$

Dans le cas générale où B_j et A_i représentent deux bobines élémentaires de deux enroulements quelconques A à q bobines et B à p bobines. Le flux total ψ_{BA} tient son expression générale par introduction des fonctions d'enroulement et de distribution globales relatives aux enroulements A et B , respectivement, et par intégration par rapport à toute la surface S située entre la surface interne du stator et la surface externe du rotor, et mesurée par rapport à un rayant moyen r , on aura:

$$\Psi_{BA}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_A(x, z, x_r) n_B(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_A dz dx. \quad (\text{A.15})$$

L'inductance mutuelle L_{BA} étant le flux ψ_{BA} par unité de courant, par conséquent, son expression sera:

$$L_{BA}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_A(x, z, x_r) n_B(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) dz dx. \quad (\text{A.16})$$

Annexe B

Informations principales sur les ondelettes utilisées [72]

1. *Ondelettes de Daubechies*

Famille	Daubechies
Abréviation	db
Ordre N	N intègre strictement positive.
Exemples	db1 ou haar, db4, db15
Orthogonal	oui
Biorthogonal	oui
Support compact	oui
TOD	possible
TOC	possible
Largeur de support	2N-1
Longueur de filtres	2N

2. *Ondelettes de Symlets*

Famille	Symlets
Abréviation	sym
Ordre N	N = 2, 3, ...
Exemples	sym2, sym85
Orthogonal	oui
Biorthogonal	oui
Support compact	oui
TOD	possible
TOC	possible
Largeur de support	2N-1
Longueur de filtres	2N

3. *Ondelettes de Coiflets*

Famille	Coiflets
Abréviation	coif
Ordre N	N = 1, 2, ..., 5
Exemples	coif2, coif4
Orthogonal	oui
Biorthogonal	oui
Support compact	oui
TOD	possible
TOC	possible
Largeur de support	6N-1
Longueur de filtres	6N

4. Ondelettes Biorthogonales

Famille	Biorthogonal
Abréviation	bior
Ordre N	Nr = 1 , Nd = 1, 3, 5
r pour la reconstruction	Nr = 2 , Nd = 2, 4, 6, 8
d pour la décomposition	Nr = 3 , Nd = 1, 3, 5, 7, 9
	Nr = 4 , Nd = 4
	Nr = 5 , Nd = 5
	Nr = 6 , Nd = 8
Exemples	bior3.1, bior5.5
Orthogonal	non
Biorthogonal	oui
Support compact	oui
TOD	possible
TOC	possible
Largeur de support	$2Nr+1$ for rec., $2Nd+1$ for dec
Longueur de filtres	$\max(2Nr, 2Nd)+2$

5. Ondelettes Biorthogonales inverses

Famille	Biorthogonal
Abréviation	rbior
Ordre N	Nr = 1 , Nd = 1, 3, 5
r pour la reconstruction	Nr = 2 , Nd = 2, 4, 6, 8
d pour la décomposition	Nr = 3 , Nd = 1, 3, 5, 7, 9
	Nr = 4 , Nd = 4
	Nr = 5 , Nd = 5
	Nr = 6 , Nd = 8
Exemples	rbior3.1, rbior5.5
Orthogonal	Non
Biorthogonal	oui
Support compact	oui
TOD	possible
TOC	possible
Largeur de support	$2Nd+1$ for rec., $2Nr+1$ for dec.
Longueur de filtres	$\max(2Nd, 2Nr)+2$

6. Ondelettes discrètes de Meyer

Famille	DMeyer
Abréviation	dmey
Orthogonal	oui
Biorthogonal	oui
Support compact	oui
TOD	possible
TOC	possible

Annexe C

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée dans les essais de simulation sont [5, 12]:

Puissance nominale	11 kW
Fréquence nominale	50 Hz
Nombre de paire de pôles	2
Nombre de barres du rotor	40
Nombre des encoches du stator	48
Nombre de tours par bobine	28
Longueur de l'entrefer	0.11 m
Résistance d'une barre rotorique.	31 $\mu\Omega$
Résistance d'un anneau de court-circuit	2.2 $\mu\Omega$
Rayon de l'entrefer	0.082 m
Epaisseur de l'entrefer	0.0008 m
Resistance de phase statorique	1.75 Ω
Moment d'inertie	0.0754 kg.m ²

Bibliographie

- [1] M. Kostenko, L. Piotrovski, "Machines électriques, Tome II : Machines à courant alternatif," *Edition Mir Moscou, 1969.*
- [2] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts," *Thèse de doctorat, Université de Nantes, 1999.*
- [3] A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Analysis of rotor failures in squirrel-cage induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 6, pp. 1124-1130, Nov/Dec. 1988.*
- [4] A. H. Bonnett, 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, pp. 921-937, Jul/Aug. 1992.*
- [5] A. Ghoggal, "Diagnostic de la machine asynchrone triphasée: modèle dédié à la détection des défauts," *Thèse de Magistère, Université de Batna, Algérie, May 2005.*
- [6] M. Sahraoui, " Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones," *Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Déc. 2010.*
- [7] IEEE Motor reliability working group, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations," *Part I, IEEE Transactions on Industry applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 853-864, Jul. /Aug. 1985.*
- [8] IEEE Motor reliability working group, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations," *Part II, IEEE Transactions on Industry applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 865-872, Jul. /Aug. 1985.*
- [9] B. Trajin, "Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones, Application à la surveillance des roulements à billes," *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Déc. 2009.*
- [10] W. T. Thomson, M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *IEEE Industry Application Magazine, pp. 26-34, Jul. /Aug. 2001.*
- [11] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyd, W. T. Fink, "Detection and location of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 4, pp. 652-658, Dec. 1994.*
- [12] M. G. Joksimovic, J. Penman, N. Arthur, "The detection of inter-turn short circuits in the stator winding of operating motors," *IEEE Transaction on Industry Electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1078-1084, Oct. 2000.*
- [13] M. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, "Induction motors faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 14, No. 1, pp. 14-22, Jan. 1999.*

- [14] S. Nandi, H. A. Toliyat, "Novel frequency domain based technique to detect incipient stator inter-turn faults in induction machines using stator induced voltage after switch-off," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 38, No. 1, pp. 101–109, Jan./Feb. 2002.
- [15] G. Bossio, C.D. Angelo, J. Solsona, G. García, M. I. Valla, "A 2-D Model of the induction machine: Extension of the modified winding function approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, No. 1, pp. 144-150, Mar. 2004.
- [16] W.T. Thomson, A. Barbour, "On-line current monitoring and application of finite element method to predict the level of static air-gap eccentricity in three-phase induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 13, No. 4, pp. 347-357, Dec. 1998.
- [17] J. R. Cameron, W. T. Thomson, A. B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors," *In Proc. IEE*, Vol. 33, No.3, pp. 155-163, 1986.
- [18] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, S. Roach, "Analyse of air-gap flux, current, and vibration signals as function of combination static and dynamic air-gap eccentricity in 3-phase induction motors," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 33, No. 1, pp. 24-34, Jan./Feb. 1997.
- [19] Y. Han, Y. H. Song, "Condition monitoring techniques for electrical equipment – A literature survey," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 18, No. 1, pp. 4-13, Jan. 2003.
- [20] W. R. Finley, M. M. Hodowanec, W. G. Holter, "An analytical approach to solving motor vibration problems," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 363, No. 5, pp. 1467-1480. Sept. /Oct. 2000.
- [21] M. R. Caryn, B. K. Lin, T. G. Habetler, R. R. Schoen, "A method for sensorless on-line vibration monitoring of induction machines," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 34, No. 6, pp. 1240-1245 Dec. 1998.
- [22] H. Ocak, L. A. Kenneth, "Estimation of the running speed and bearing defect frequencies of an induction motor from vibration data," *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 18, pp. 515–533, 2004.
- [23] R.D. Widdle C. M. Krousgrill, S. D. Sudhoff, "An induction motor model for high-frequency torsional vibration analysis," *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 290, No. 3-5, pp. 865–881, Mar. 2006.
- [24] H. Henao, C. Demian, G. A. Capolino, "A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 39, No. 5, pp. 1272–1279, Sep./Oct. 2003.
- [25] A. Khezzar, E. K. Oumaamar, M. Hadjami, M. Boucherma, H. Razik, "Induction motor diagnosis using line neutral voltage signatures," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 11, pp. 4581-4591, Nov. 2009.
- [26] J. S. Hsu, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No.5, pp. 1016-1021, Sept. /Oct. 1995.

- [27] M. Eltabach, A. Charara, I. Zein, "A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 1, Feb. 2004.
- [28] 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, pp. 984-993, Oct. 2000.
- [29] J. H. Jung, J. J. Lee, B. H. Kwon, "Online diagnosis of induction motors using MCSA," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 6, pp. 1842-1852, Dec. 2006.
- [30] A. Bellini, F. Fillipetti, G. Franceschini, C. Tassoni, G. Kliman, "Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 37, No. 5, pp. 1248-1255, Sep./Oct. 2001.
- [31] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S. E. Zouzou, A. Aboubou, H. Razik, "Modelling and detection of inter-turn short circuits in stator winding of induction motors," *IEEE Industrial Electronics Conference IECON'06, France*, pp. 4981-4986, Nov. 2006.
- [32] A. J. M. Cardoso, E. S. Saraiva, "Computer-aided detection of air gap eccentricity in operating three-phase induction motors by park's vector approach," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 29, No. 5, pp. 897-901, Sept./Oct. 1993.
- [33] A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, J. F. S. Carvalho, E. S. Saraiva, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's Vector Approach," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Orlando, Florida, USA*, Vol. I, pp. 642-646, Oct. 1995.
- [34] A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, D. S. B. Fonseca, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's Vector Approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, pp. 595-598, Sept. 1999.
- [35] 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, No. 4, pp. 289-299, 2000.
- [36] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 37, No. 5, pp. 1227-1233, Sept./Oct. 2001.
- [37] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, "Diagnosis of the multiple induction motor faults using extended Park's vector approach," *International Journal of COMADEM*, Vol. 4, No. 1, pp. 19-25, Mar. 2001.
- [38] R. Maier, "Protection of squirrel-cage motor utilizing instantaneous power and phase information," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 2, pp. 376-380, Mar./Apr. 1992.
- [39] S. E. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula, A. M. L. Trzynadlowski, "Instantaneous power as medium for the signature analysis of induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No.4, pp. 904-909, Jul. /Aug. 1996.
- [40] M. Drif, A. J. M. Cardoso, "Airgap-eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by the complex apparent power signature analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,

- Vol.55, No.3, Mar. 2008.*
- [41] M. Drif, A. J. M. Cardoso, "The use of the instantaneous-reactive-power signature analysis for rotor-cage-fault diagnostics in three-phase induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 11, pp. 4606–4614, Nov. 2009.
- [42] Z. Liu, X. Yin, Z. Zhang, D. Chen, W. Chen, "Online rotor mixed fault diagnosis way based on spectrum analysis of instantaneous power in squirrel cage induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9, No.3, pp. 483-490, Sep. 2004.
- [43] 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, pp. 401-430, 2002.
- [44] M. BLÔDT, "Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives application of stator current time-frequency analysis and parameter estimation," *These de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France 2006.*
- [45] G.B. Kliman, J. Stein, "Methods of motor current signature analysis," *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 20, No. 3, pp. 463-474, Sep. 1992.
- [46] A. Knight, S. P. Bertani, "Mechanical fault detection in a medium-sized induction motor using stator current monitoring," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No.4, 753-760, Dec. 2005.
- [47] A. Siddique, G. S. Yadava, B. Singh, "A review of stator fault monitoring techniques of induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 1, pp. 106-114, Mar. 2005.
- [48] J. Cusido, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero, A. Garcia, "Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 633–643, Feb. 2008.
- [49] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. R. Folch, M. P. M. Palomares, "Validation of a New Method for the Diagnosis of Rotor Bar Failures via Wavelet Transform in Industrial Induction Machines," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 42, No. 4, pp. 990–996, Jul./Aug. 2006.
- [50] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, J. Perez-Cruz, "A general approach for the transient detection of slip-dependent fault components based on the discrete wavelet transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 12, pp. 4167- 4180, Dec 2008.
- [51] D. Gabor, "Theory of communication," *J. IEE (London)*, Vol. 93, No. 3, pp. 429–457, Nov. 1946.
- [52] S.G. Mallat, "A wavelet tour of signal processing," *second ed., Academic Press, 1998.*
- [53] S. G. Malat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," *IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Vol. 2, No. 7, Jul. 1989.
- [54] R. Polikar, "The wavelet tutorial," Available: <http://users.rowan.edu/polikar/wavelets/wttutorial.html>
- [55] A. Ordaz-Moreno, R. J. Romero-Troncoso, J. A. Vite-Frias, J. R. Rivera-Gillen, A. Garcia-Perez,

- “Automatic online diagnosis algorithm for broken-bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for FPGA implementation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 2193-2202, May 2008.
- [56] H. Douglas, P. Pillay, A. K. Ziarani, “Broken rotor bar detection in induction machines with transient operating speeds,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 1, pp. 135–141, Mar. 2005.
- [57] S. H. Kia, H. Henao, G. A. Capolino, “Diagnosis of broken-bar fault in induction machines using discrete wavelet transform without slip estimation,” *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 45, No. 4, pp. 107–121, Jul/ Aug. 2009.
- [58] O. A. Mohammed, N. Y. Abed, S. Ganu, “Modeling and characterization of induction motor internal faults using finite-element and discrete wavelet transforms,” *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 42, No. 10, pp. 3434-3436, Oct. 2006.
- [59] A. Nasiri, J. Poshtan, M. H. Kuhaei, F. Taringoo, “Wavelet packet decomposition as a proper method for fault detection in three-phase induction motor,” *IEEE International Conference on Mechatronics*, pp. 13–18, Jun. 3–5, 2004.
- [60] W. Long, T. G. Habetler, R. G. Harley, “Review of separating mechanical load effects from rotor faults detection in induction motors,” *IEEE International Symposium on IEEE Conference on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, Gracow, Poland*, pp. 221-225, Sep. 2007.
- [61] M. Drif, A. J. M. Cardoso, "Discriminating the simultaneous occurrence of three-phase induction motor rotor faults and mechanical load oscillations by the instantaneous active and reactive power media signature analyses," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 3, pp. 1630 - 1639, Mar. 2012.
- [62] M. Blôdt, M. Chabert, J. Regnier, J. Faucher, "Mechanical load fault detection in induction motors by stator current time-frequency analysis," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 42, No. 6, pp. 1454-1463, Nov./Dec. 2006.
- [63] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, A. Rezzoug, “Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 9, pp. 4385–4395, 2011.
- [64] S. M. A. Cruz, "An active-reactive power method for the diagnosis of rotor faults in 3-phase induction motors operating under time-varying load conditions," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 27, No. 1, pp. 71 - 84, Mar. 2012.
- [65] A. M. Trzynadlowski, M. Ghassemzadeh, S. F. Legowski, "Diagnostics of mechanical abnormalities in induction motors using instantaneous electric power," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4, pp. 439–446, Dec. 99.
- [66] F. Z. Peng, J. S. Lai, “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power system,” *IEEE Transactions on Instruments and Measurement*, Vol. 45, No. 1, pp. 293–297, 1996.

- [67] E. Oran Brigham, "Fast Fourier transform and its applications," *Prentice Hall*, 1988.
- [68] F. Coulon, "Théorie et traitement des signaux," *Vol. VI, Presses polytechniques romandes*, 1990.
- [69] J. Ville, "Théorie et applications de la notion de signal analytique," *Câbles et Transm., Vol. 2A, No. 1, pp. 61–74, 1948*
- [70] E.P. Wigner, "On the quantum correction for thermodynamic equilibrium," *Physics Review, Vol. 40, No. 5, pp. 749–760, 1932*.
- [71] M. Davy, "Noyaux optimisés pour la classification dans le plan temps-fréquence – Proposition d'un algorithme constructif et d'une référence bayésienne basés sur les méthodes MCMC – Application au diagnostic d'enceintes acoustiques," *Thèse de doctorat, Université de Nantes, Sep. 2000*.
- [72] I. Daubechies, "Ten Lectures on Wavelets," *SIAM, Philadelphia, PA, 1992*.
- [73] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S. E. Zouzou, M. E. Benbouzid, "Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motors– simulation and analytical study of its spectral signatures on stator currents," *Simulation Modeling Practice and Theory, Vol. 16, No. 9, pp. 1503-1513, Oct. 2008*.
- [74] W.J. Philips, "Wavelet and filter banks course notes," *Available: <http://www.engmath.dal.ca/courses/engm6610/notes/notes.html>*
- [75] 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, No 6, pp. 241-247, Jun. 1995*.
- [76] J. Morlet, "Sampling theory and wave propagation," *Acoustic Signal/Image Processing And Recognition, Springer-Verlag , Vol. F1, NATO ASI, pp. 233–261, 1983*.
- [77] K. Yahia, A. J. M. Cardoso, S. E. Zouzou, S. Guedidi, "Broken rotor bars diagnosis in an induction motor fed from a frequency converter: experimental research," *International Journal of System Assurance Engineering and Management, Vol. 3, No. 1, pp. 40–46, Jan./Mar. 2012*.
- [78] 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, pp. 1092-1099, Oct. 2000*.
- [79] C. H. Fang, S. K. Lin, S. J. Wang, "On-line parameter estimator of an induction motor at standstill," *Control Engineering Practice, Vol. 13, No. 5, pp. 535–540, Jul. 2004*.
- [80] A. Ghoggal, S. E. Zouzou, H. Razik, M. Sahraoui, A. Khezzar, "An improved model of induction motors for diagnosis purposes – Slot skewing effect and air-gap eccentricity faults," *Energy Conversion and Management, Vol. 50, No. 5, pp. 1336-1347, May 2009*.
- [81] S. C. Pei, S. B. Jaw, "Computation of discrete Hilbert transform through fast Hartley transform," *IEEE Transaction on Circuits Systems, Vol. 36, No. 9, pp. 1251–1252, Sep. 1989*.