

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



Université des Frères Mentouri - Constantine 1
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electrotechnique



N° Série :.....
N° d'ordre :.....

THÈSE

*Pour l'obtention du diplôme de Doctorat troisième Cycle LMD
En Électrotechnique*

Option: ÉLECTROTECHNIQUE

Présentée Par

Mohamed Amine MOUSSA

Master en Électrotechnique

THÈME

**Contribution au Diagnostic de la Machine
Asynchrone en Temps Réel**

Soutenue le : 15 \ 05 \ 2018

devant le jury :

Président	BENALLA Hocine	Prof.	U. des Frères Mentouri Constantine 1
Rapporteur	KHEZZAR Abdelmalek	Prof.	U. des Frères Mentouri Constantine 1
Examineurs	FAROUKI Attef	Prof.	U. des Frères Mentouri Constantine 1
	GUERSSI Nourreddine	Prof.	U. Badji Mokhtar Annaba
	BOUZEKRI Hacene	Prof.	U. 20 Août 1955 Skikda
Invité	BOUCHERMA Mohamed	Prof.	U. des Frères Mentouri Constantine 1

À la mémoire de mon grand-père Mechiati

Remerciements

En tout premier lieu, louange à Allah, tout puissant, de m'avoir donné la force et le courage de continuer mes études, et de m'avoir guidé par sa grâce dans la vie.

Je voudrais exprimer ma sincère gratitude au directeur de thèse, Pr. Abdelmalek KHEZZAR, pour le soutien incommensurable et les conseils inestimables qu'il a fournis tout au long de cette étude, un grand plaisir pour moi d'avoir été sous son encadrement.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance envers Mr. Hocine BENALLA, professeur au département d'électrotechnique de l'université de Constantine 1, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de ce mémoire. Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs, Mr. Atef FAROUKI, professeur au département d'électronique de l'université de Constantine 1, Mr. Nourreddine GUERSSI, professeur à l'université de Annaba et Mr. Hacene BOUZEKRI, professeur à l'université de Skikda qui trouvent ici l'expression de mes vifs remerciements pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ma thèse.

Je suis redevable à l'invité Pr. Mohamed BOUCHERMA, pour son aide, ses encouragements et sa patience envers moi. Je suis redevable également à Dr. Mohamed El Kamel OUMAMAR pour ses précieuses conseils.

Ainsi, je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Dr. Laamri LOUZE, Dr. Yacine MAAOUCHE et Dr. Fatima BAABAA pour me soutenir à finaliser le mémoire. Je dois également remercier le personnel du laboratoire L'EC, de l'atelier du département d'électrotechnique et toute personne qui a contribué dans ce travail.

Dédicace

Je tiens à dédier ce modeste mémoire

À ma chère épouse Narimène ma source de joie

À ma très chère mère que j'adore et sur qui je compte, à mon cher père

À ma grand-mère, de qui je reçois la bénédiction et à qui je tiens beaucoup

À mon oncle Abdelhalim qui représente l'homme modèle pour moi, sa femme

À leurs enfants et je mentionne notamment mes petits amours Ahlem et Younes

À ma belle famille et à tous ceux qui m'ont aimé, m'aiment et m'aimeront à jamais

Résumé

La fiabilité et la disponibilité des systèmes électromécaniques sont de plus en plus exigées dans le milieu industriel. L'interruption inattendue dans la machine électrique peut entraîner des arrêts non planifiés coûteux et endommager l'équipement ou même un danger pour les personnes. Les machines électriques sont des éléments de base dans de nombreux systèmes électriques et parmi tous les types de moteurs, les moteurs à induction sont une partie importante dans de nombreux procédés industriels en raison de leurs avantages : simple construction, robustesse et haute performance.

La variété des grandeurs physiques mesurées permet d'analyser les défauts des machines électriques différemment, comme il est apparu dans les travaux du présent mémoire de thèse où les techniques de l'analyse du courant statorique, l'analyse du vecteur de Park et l'analyse des vibrations mécaniques sont utilisées. L'approche signal est bien choisie avec le défaut qui lui convient, aussi bien que le choix de l'algorithme de diagnostic et sur quoi il est développé, adapté et implémenté.

Le traitement de l'information tirée à partir des différents signaux mesurés, nécessite un traitement préalable afin d'avoir la possibilité de prendre la décision quant à l'état de la machine électrique. La diversification des méthodes de traitement de signal usuellement utilisées pour le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone, a fait en partie l'objet de cette thèse. De la transformée de Fourier et ses dérivées, la DFT, la DFT glissante, le Zoom-FFT et Goertzel, aux algorithmes de MUSIC, Zoom-MUSIC et les Ondelettes, un tour d'horizon qui était nécessaire pour conclure quant aux possibilités de ces méthodes pour un diagnostic en temps réel.

Pour atteindre l'objectif de diagnostic en temps réel, l'exploitation du phénomène de fuite des lobes latéraux lors de l'application de la DFT glissante est présentée comme une nouvelle méthode, les défauts de cassure de barre et d'excentricité sont considérés comme des défauts témoins afin de montrer le bien fondu de l'étude avancée.

Mots clés :

Machine asynchrone, Diagnostic en temps réel, harmoniques d'espace, cassure de barre, déséquilibre d'alimentation, excentricité, transformée de Fourier, DFT glissante, Zoom-FFT, Goertzel, algorithmes de MUSIC, algorithmes Zoom-MUSIC, Ondelettes, Fuite des lobes latéraux.

Abstract

The reliability and availability of electromechanical systems are increasingly required in the industrial sector. Unexpected shutdown in the electrical machine can lead to unplanned costly shutdowns and damage to equipment or even danger to people. Electrical machines are basic elements in many electrical systems and among all types of motors, induction motors are an important part of many industrial processes because of their advantages : simple construction, robustness and high performance.

The variety of measured physical quantities makes it possible to analyze the defects of electrical machines differently, as it appeared in the works of this thesis where the techniques of the analysis of the stator current, the analysis of the Park vector and the mechanical vibration analysis are used. The signal approach is well chosen with the default that suits it, as well as the choice of the diagnostic algorithm and on which it is developed, adapted and implemented.

The data processing taken from the various measured signals requires prior processing in order to make a decision on the healthy or faulty cases of electrical machines. The diversification of the signal processing methods usually used for the diagnosis of defects in the asynchronous machine was one of the subjects of this thesis. From the Fourier transform and its derivatives, the DFT, the sliding DFT, the Zoom-FFT and Goertzel, to the algorithms of MUSIC, Zoom-MUSIC and the Wavelets, a survey that was necessary to conclude on the possibilities of these methods to be considered for an online diagnosis.

To achieve the diagnostic online goal, the exploitation of the lateral lobe leakage phenomenon when applying the sliding DFT is presented as a new method, the bar breakage and eccentricity defects are considered as typical cases to show the virtue of the advanced study.

Keywords :

Online asynchronous machine diagnostics, Space harmonics, Bar faults, Power imbalance, Eccentricity, Fourier Transform, Sliding DFT, FFT Zoom, Goertzel, MUSIC algorithms, Zoom-MUSIC algorithms, Wavelets, Side lobes leakage.

Table des matières

Remerciements	iii
Remerciements	v
Dédicace	vii
Résumé	ix
Abstract	xi
Table des matières	xiii
Liste des figures	xv
Liste des tableaux	xxi
Introduction générale	1
1 Étude préliminaire en vue du diagnostic de la machine asynchrone	5
1.1 Introduction	5
1.2 Constitution du moteur asynchrone	5
1.3 Défauts du moteur asynchrone	7
1.4 Étapes de conception d'un dispositif de diagnostic	14
1.5 Méthodes dédiées au diagnostic de la machine asynchrone	16
1.6 Conclusion	21
2 Techniques d'analyse fréquentielle pour le diagnostic de la machine asynchrone	23
2.1 Introduction	23
2.2 Transformée de Fourier	24
2.3 MUSIC	32
2.4 ZMUSIC	35
2.5 Étude comparative par expérimentation de la FFT, ZFFT, MUSIC et ZMUSIC	36
2.6 Algorithme de Goertzel	47
2.7 Transformée en ondelettes	54
2.8 Conclusion	68
3 Diagnostic en temps réel du défaut de cassure de barres du moteur asynchrone	69
3.1 Introduction	69
3.2 Modèle de simulation	70

3.3	Modélisation du défaut des cassures des barres rotoriques	80
3.4	Effet des lobes latéraux sur la DFT glissante	81
3.5	Application de la méthode proposée pour la détection du défaut de barres	86
3.6	Détection du glissement	92
3.7	Résultats de simulation et expérimentaux	93
3.8	Conclusion	105
4	Diagnostic en temps réel du défaut d'excentricité du moteur asynchrone	107
4.1	Introduction	107
4.2	Modélisation des défauts d'excentricité	108
4.3	Application de la méthode proposée pour la détection de défaut de l'excentricité de l'entrefer	121
4.4	Banc d'essai expérimental	125
4.5	Validation expérimentale	125
4.6	Conclusion	130
	Conclusion générale	131
	Bibliographie	133

Liste des figures

1.1	Moteur asynchrone éclaté à cage.	6
1.2	Stator du moteur asynchrone.	7
1.3	rotor à cage d'écureuil.	7
1.4	Anneau de proportions des défauts du moteur asynchrone.	8
1.5	Bobinage sain et défectueux. (a) enroulement sain, (b) court circuit entre spires, (c) court circuit au bord de l'encoche, (d) court circuit d'un faisceau, (e) court circuit entre deux phases, (f) court circuit d'une phase, (g) court circuit de deux phases, (h) court circuit total.	9
1.6	Simulation d'une rupture d'une barre rotorique.	10
1.7	Dimension d'un roulement à bille.	12
1.8	Les différentes conditions de l'entrefer de la machine asynchrone. (a) entrefer équilibré, (b) excentricité statique, (c) excentricité dynamique, (d) excentricité mixte.	14
1.9	Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de cassure de barres [1].	17
1.10	Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de défauts statoriques.	18
2.1	Fonction sinusoïdale discrétisée dans le temps.	26
2.2	Schéma pour une FFT de taille $N = 8$ où radix-2 divisant la longueur N en deux longueurs $N/2$	29
2.3	L'exécution de la FFT de taille $N = 2^3$ par papillon avec trois étages.	29
2.4	Signal de longueur fixe pour la fenêtre glissante.	32
2.5	Algorithme de bloc de la fenêtre glissante de la DFT.	32
2.6	Organigramme de la technique de zoom appliquer sur un signal $x(t)$	35
2.7	Banc d'essai.	36
2.8	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.	38
2.9	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.	38
2.10	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.	39
2.11	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.	39

2.12	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.	40
2.13	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.	40
2.14	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).	41
2.15	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).	41
2.16	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.	42
2.17	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.	42
2.18	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.	43
2.19	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.	43
2.20	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.	44
2.21	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.	44
2.22	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).	45
2.23	Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).	45
2.24	Résumé des valeurs des spectres du courant statorique traités par FFT et ZFFT pour un moteur ayant une cassure d'une barre et en fonction de la charge.	46
2.25	Résumé des valeurs des spectres du courant statorique traités par MUSIC et ZMUSIC pour un moteur ayant une cassure d'une barre et en fonction de la charge.	46
2.26	L'algorithme de Goertzel.	48
2.27	Carte Arduino.	49
2.28	Banc d'essai.	50
2.29	FFT du vecteur de Park des courants statoriques avec une alimentation équilibrée en tension.	51
2.30	FFT du vecteur de Park des courants statoriques avec une chute de tension de 15 % dans une phase d'alimentation.	51

2.31	Amplitude de l'harmonique de séquence négative $-f_s$ des courants de stator en fonction du temps et du niveau de déséquilibre.	52
2.32	FFT du signal de vibration avec une source d'alimentation équilibrée.	53
2.33	FFT du signal de vibration avec une asymétrie dans la source d'alimentation de 15 %.	53
2.34	Amplitude de l'harmonique $2f_s$ de l'analyse vibratoire en fonction du niveau de l'asymétrie de la tension d'alimentation.	54
2.35	Simulation : signal temporel du courant statorique instantané i_a , pour un moteur asynchrone sain.	56
2.36	Simulation : signal temporel du courant statorique instantané en quadrature i_{sq} , pour un moteur asynchrone sain.	57
2.37	Simulation : signal temporel du module de vecteur de Park MVP , pour un moteur asynchrone sain.	57
2.38	Simulation : analyse du courant statorique en quadrature isq , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone sain en régime non stationnaire.	58
2.39	Simulation : analyse du module de vecteur de Park MVP , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone sain en régime non stationnaire.	59
2.40	Simulation : signal temporel du courant statorique instantané i_{sa} , pour un moteur ayant une cassure d'une barre	60
2.41	Simulation : signal temporel du courant statorique instantané en quadrature i_{sq} , pour un moteur ayant une cassure d'une barre	61
2.42	Simulation : signal temporel du module de vecteur de Park instantané MVP , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.	61
2.43	Simulation : analyse du courant statorique en quadrature isq , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.	62
2.44	Simulation : analyse du module de vecteur de Park MVP , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.	63
2.45	Expérimentation : signal temporel du courant statorique instantané i_{sa} , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.	64
2.46	Expérimentation : signal temporel du courant statorique instantané en quadrature i_{sq} , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.	65
2.47	Expérimentation : signal temporel du module de vecteur de Park instantané MVP , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.	65
2.48	Expérimentation : analyse du courant statorique en quadrature isq , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.	66
2.49	Expérimentation : analyse du module de vecteur de Park MVP , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.	67
3.1	Circuit équivalent du rotor.	71
3.2	Schéma de la machine asynchrone.	73
3.3	Fonction de distribution d'un enroulement élémentaire (a) et fonction de distribution d'une phase statorique (b).	77
3.4	(a) la fonction de distribution et (b) la fonction d'enroulement d'une maille rotorique	79

3.5	Schéma équivalent de la cage rotorique. (a) machine saine, (b) avec une barre cassée.	81
3.6	L'effet de la fuite des lobes latéraux sur le spectre fréquentiel. (a) : Signal $x(t)$, (b) : L'analyse spectral de $x(t)$ dans des différents instants, (c1) : L'atténuation des lobes latéraux par le fenêtrage de Blackman, (c2) : L'atténuation des lobes latéraux par le fenêtrage de Hann, (c3) : L'atténuation des lobes latéraux par le fenêtrage de Hamming, (c4) : L'effet d'oscillation sur l'harmonique fondamental de $x(t)$ sans utiliser les fonctions de filtrage.	82
3.7	Le nombre de points N_r en fonction de la fréquence de l'onde sinusoïdale f_i , pour $N = 3000$ et un temps d'acquisition $T_m = 1$ s.	84
3.8	Présentation d'un signal sinusoïdal $x(t)$ sur une fenêtre de temps glissante $T_m = 1$ s pour huit instants.	85
3.9	La fonction $h(t)$	86
3.10	Représentation d'une onde sinusoïdale de fréquence $f_i = 1.4$ Hz sur une fenêtre de temps $T_m = 1$ s.	87
3.11	Spectre d'oscillation de l'amplitude fondamental $X(f_s)$ qui est influencée par les harmoniques $(1 \mp 2g)f_s$	88
3.12	La fonction $h(t)$	90
3.13	spectre d'oscillation de l'amplitude fondamental qui est influencée par les harmoniques $(1 \mp 2g)f_s$, pour $N = 3000$ et $F_e = 3000$	91
3.14	Organigramme de la méthode proposée et la détection de vitesse.	92
3.15	Simulation : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, le cas sain et pour différentes charges.	94
3.16	Expérimental : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, le cas sain et pour différentes charges.	95
3.17	Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur sain et une charge de 30% ($g = 0.025$).	96
3.18	Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur ayant une cassure d'une barre rotorique et une charge de 30% ($g = 0.025$).	96
3.19	Simulation : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, au cas de cassure d'une barre et pour différentes charges.	98
3.20	Expérimental : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, au cas de cassure d'une barre et pour différentes charges.	98
3.21	Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).	99
3.22	Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).	99
3.23	Simulation : le spectre du courant statorique, pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).	100
3.24	Expérimental : le spectre du courant statorique, pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).	101
3.25	Expérimental : le spectre du courant statorique, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).	101
4.1	Représentation schématique de l'excentricité statique.	108
4.2	Représentation schématique de l'excentricité dynamique.	109
4.3	Les inductances mutuelles stator-rotor M_{srabc} entre les phases a, b, c, les spires de phase a1 et la première maille rotorique $r1$ à l'état sain.	115

4.4	L'inductance mutuelle entre la phase sa et la première maille rotorique M_{sar_1} et l'inductance de magnétisation rotorique l_{r1} de maille r_1 pour différents degrés d'excentricité statique.	115
4.5	L'inductance mutuelle entre la phase a et la première maille rotorique M_{sar_1} et l'inductance de magnétisation d'une phase l_{sa} pour différents degrés d'excentricité dynamique.	116
4.6	Spectre du courant statorique avec un défaut d'excentricité statique du degré $\delta_s = 20\%$	117
4.7	Spectre du courant statorique avec un défaut d'excentricité dynamique du degré $\delta_d = 20\%$	117
4.8	Spectre du courant statorique avec un défaut d'excentricité mixte des degrés $\delta_s = 10\%$ et $\delta_d = 10\%$	118
4.9	Spectre du courant statorique à l'état sain et à pleine charge.	119
4.10	Spectre du courant statorique de l'excentricité statique à pleine charge	120
4.11	Spectre du courant statorique à l'état sain et à pleine charge	120
4.12	Spectre du courant statorique de l'excentricité dynamique et à pleine charge	120
4.13	L'effet de la fuite des lobes latéraux sur le spectre fréquentiel. (a) : Signal $x(t)$, (b) : L'analyse spectral du $x(t)$ dans des différents instants, (c) : un Zoom sur le pic injecté, (d) : L'effet d'oscillation sur l'harmonique fondamental de $x(t)$ sans utiliser les fonctions de filtrage.	122
4.14	Le spectre de l'amplitude $X(\frac{1}{2}f_s)$ qui est influencée par l'harmonique d'excentricité $f_s - \frac{1}{2}(1 - g)f_s$. Pour $N = 3000$ et $Te = \frac{1}{3000}$	123
4.15	Anneau d'excentricité.	125
4.16	Présente l'amplitude de l'harmonique $\frac{1}{2}f_s$ en fonction du temps, et pour différentes charges, faible excentricité.	127
4.17	Présente l'amplitude de l'harmonique $\frac{1}{2}f_s$ en fonction du temps, et pour différentes charges, forte excentricité	127
4.18	Spectre du courant d'une phase de stator pour un moteur ayant une excentricité mixte par défaut légère, $s = 0.05273$	128
4.19	Spectre du courant d'une phase de stator pour un moteur ayant une excentricité mixte provocante, $s = 0.05273$	129
4.20	Sévérité de défaut en fonction de la charge, pour les deux cas : conditions normales et défectueuses.	129

Liste des tableaux

1.1	Différentes sources des défauts du rotor	11
3.1	Mesures expérimentales de l'indicateur de défaut $(1 - 2s)f_s$ calculée par les deux méthodes (FFT et méthode proposée), selon la charge dans des conditions saines et défectueuses.	102
3.2	Expérimental : Variation de l'amplitude de indicateur de défaut à l'état défectueux.	103
3.3	Comparaison de coût du calcul, temps d'acquisition et temps de détection des méthodes utilisées.	103
3.4	Résultats expérimentaux statistiques de 50 essais avec marge d'erreur en dB à différents niveaux de charge et de confiance dans des conditions saines et défectueuses.	104
4.1	Variation des indices d'excentricité statique (dB) en fonction de la charge et la sévérité de défaut.	119

Introduction générale

À mesure que la machine asynchrone acquiert une grande importance, la détection des défauts est essentielle aussi pour éviter les défaillances imprévues dans des domaines sensibles tels que l'aéronautique, le nucléaire et des applications comme l'attraction électrique et les centrales électriques qui peuvent conduire à des arrêts non programmés coûteux et à des dommages aux équipements environnants ou même à des dangers aux êtres humains. Les machines électriques sont des éléments de base dans de nombreux systèmes électriques et parmi tous les types de moteurs, les moteurs à induction sont une partie importante dans de nombreux procédés industriels en raison de leurs avantages : simple construction, robustesse et haute performance.

La majorité des pannes évoluent lentement, et sa détection depuis les premiers moments permet d'éviter une défaillance totale avec ses conséquences défavorables ce qui conduit à améliorer la productivité du processus [2], où on cite en particulier les défauts dans les roulements, les barres de rotor, le court-circuit et le circuit-ouvert dans les enroulements de stator et l'excentricité d'entrefer [3].

Au cours des deux dernières décennies, des nombreuses techniques ont été développées pour identifier le défaut dans les machines électriques en régime permanent, et à cause des limites qui s'imposent dans ce dernier, beaucoup de chercheurs sont allés vers le régime transitoire espérant ainsi surpasser les effets néfastes qui entravent l'obtention des résultats voulus, toutefois, les nouveaux résultats ne sont pas encore satisfaisants. La majorité absolue de techniques utilisées compte sur le traitement des grandeurs mesurées de la machine asynchrone, ce qui ouvre la grande porte devant les développeurs et les programmeurs qui ne s'arrêtent pas d'exploiter et d'optimiser des méthodes de traitement du signal.

La variété des grandeurs physiques mesurées permet d'analyser les défauts des machines électriques différemment, comme il est apparu dans les travaux du présent mémoire de thèse où les techniques de l'analyse du courant statorique, l'analyse du vecteur de Park et l'analyse des vibrations mécaniques sont utilisées. L'approche signal est bien choisie avec le défaut qui lui convient, aussi bien que le choix de l'algorithme de diagnostic et sur quoi il est développé, adapté et implémenté.

Grâce à ses performances élevées, la transformée de Fourier est largement utilisée soit

comme une technique de travail ou bien comme référence à comparaison pour diagnostiquer les défauts du moteur à induction. Elle a prouvé son efficacité pour le fonctionnement à forte puissance ou à couple constant mais des difficultés apparaissent au niveau de la précision qui nécessite une longue durée d'acquisition sans perturbations de vitesse, ce qui diminue la probabilité de faire un bon diagnostic, sans compter l'exigence d'une unité de calcul sophistiqué à grande mémoire.

Les ondelettes repose sur la représentation du courant statorique dans le domaine temporel-fréquentiel, produit des représentations tridimensionnelles, est très coûteuses en termes de ressources de stockage et de traitement. De plus, l'identification et l'évaluation des composantes de défaut dans le plan temps-fréquence nécessitent un personnel qualifié ou des algorithmes de détection avancés, et beaucoup de chercheurs ont lancé des études jusqu'à présent uniquement sur la lecture et la présentation de ses résultats. En outre, la nécessité d'un régime transitoire long et un intervalle où la fréquence de défaut se déplace, à peu d'intérêt quand la machine se trouve dans ses cycles de fonctionnement normal, pour cela les défenseurs de cette méthode vont vers le régime transitoire au démarrage.

La contribution principale dans le présent mémoire de thèse est la proposition d'un nouvel algorithme comme une solution qui répond aux exigences de la rapidité du diagnostic en temps réel, et qui tente de dépasser les limites des techniques de diagnostic usuellement utilisées.

La puissance du processeur qui garantit le bon fonctionnement des algorithmes, joue un rôle important dans le diagnostic en temps réel, surtout dans le domaine de traitement du signal où le nombre d'opérations coûte cher. Cependant, le développement et l'optimisation au niveau des méthodes comblent le déficit des processeurs modestes qui va diminuer les dépenses sur la maintenance des équipements en générale et le diagnostic en particulier. Dans ce contenu, en plus d'un processeur moyennement puissant, on va présenter également un diagnostic fait par un calculateur pas cher conservant la qualité des résultats et la rapidité du processus.

Ce manuscrit est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous commençons par une étude préliminaire sur la structure de la machine asynchrone tout en citant ces avantages, les domaines d'utilisation et ces inconvénients. Ensuite, on passe en deuxième temps, au dénombrement de différents défauts communément rencontrés dans ce type de machines et les méthodes dédiées pour les diagnostiquer. La méthode basée sur l'analyse des courants statoriques prendra une part importante, sans que celle-ci soit exhaustive, car les méthodes basées sur l'analyse vibratoires trouveront une large utilisation quand il s'agit de défauts de type mécanique.

Le traitement de l'information tirée à partir des différents signaux mesurés, nécessite un traitement préalable afin d'avoir la possibilité de prendre la décision quant à l'état de la machine électrique. La diversification des méthodes de traitement de signal usuelle-

ment utilisées pour le diagnostic des défauts dans les machines électriques, fera l'objet du deuxième chapitre. De la transformée de Fourier et ses dérivées, la DFT, la DFT glissante, le zoom FFT et Goertzel, aux algorithmes de MUSIC, Zoom-MUSIC et les Ondelettes, un tour d'horizon qui est nécessaire pour conclure quant aux possibilités de ces méthodes pour un diagnostic en temps réel.

Dans le troisième chapitre, les problèmes liés à la durée d'acquisition, le temps de calcul et la précision fréquentielle sont à surpasser pour un diagnostic en temps réel. Pour atteindre ce dernier objectif, l'exploitation du phénomène de fuite des lobes latéraux lors de l'application de la DFT glissante sera présentée comme une nouvelle méthode. Le défaut de cassure de barre est le défaut témoin considéré pour montrer le bien-fondé de la méthode proposée.

Le dernier chapitre est dédié au défaut d'excentricité, le diagnostic par l'exploitation de la méthode proposée dans le troisième chapitre est l'objectif de ce chapitre. L'injection d'un harmonique de référence est nécessaire pour déceler les signatures de défauts en temps réel, et les résultats obtenus feront l'objet de discussion pour montrer l'efficacité de la méthode.

Enfin, une conclusion générale sera présentée afin de mettre en relief l'essentiel de cette thèse.

Chapitre 1

Étude préliminaire en vue du diagnostic de la machine asynchrone

1.1 Introduction

Depuis le *XXe*, le moteur asynchrone est de plus en plus utilisé dans les applications industrielles et le transport, devenant un élément-clé dans les installations industrielles à cause de divers avantages tels que la maniabilité, le faible coût, la fiabilité élevée, la haute efficacité, la robustesse. Depuis longtemps la machine asynchrone a été concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'amélioration de l'électronique de puissance, et grâce à cette dernière, elle est de plus en plus utilisée en mode génératrice après qu'elle était à l'origine uniquement utilisée en mode moteur, et son utilisation comme une génératrice dans les éoliennes est un exemple.

Quoique la machine asynchrone à cage soit réputée comme la plus robuste des machines électriques, elle reste le maillon faible dans une chaîne de production, car toute panne survenue peut faire arrêter tout le processus industriel et causer des pertes financières coûteuses. La maintenance prédictive est apparue afin de minimiser les pannes imprévues et augmenter la durée de vie de celle-ci.

1.2 Constitution du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone [1.1](#) a deux composants principaux stator et rotor, le rotor est le composant rotatif qui est fait tourner par une partie fixe appelée stator. Le stator génère d'abord un courant électrique dans le rotor sans aucun contact entre eux par induction et le rotor tourne à son tour par l'effet de l'interaction du champ statorique et le champ rotorique.

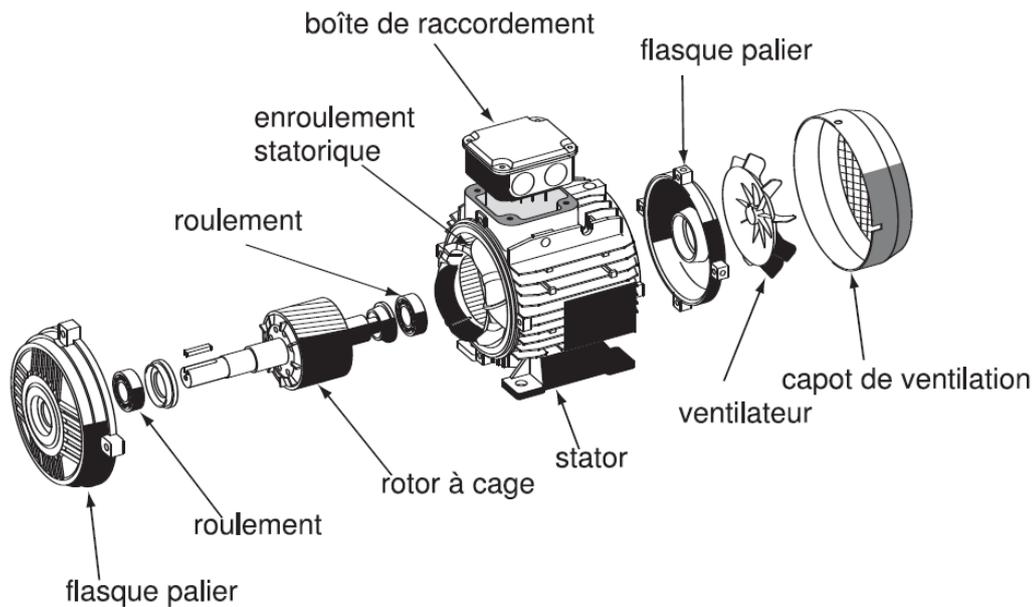


Figure 1.1. Moteur asynchrone éclaté à cage.

1.2.1 Le stator

Le stator est un cylindre creux ; à l'extérieur, plus qu'il est un support du moteur il est construit pour résister contre les chocs mécaniques et les effets climatiques. Sur le mur intérieur, on trouve principalement des paires d'enroulements en cuivre vernis et leurs nombre est généralement égal au nombre des phases d'alimentation où chacune de ces dernières est branchée avec un paire d'enroulement, ils sont distribués dans des encoches qui sont répartis autour du stator afin d'optimiser la distribution du champ magnétique. Ces dernières sont aussi constituées des tôles isolées, fabriquées à partir d'acier allié de qualité supérieure pour réduire l'effet des courants de Foucault. Les moteurs à induction peuvent avoir n'importe quel nombre de phases, mais le plus souvent ils fonctionnent avec une alimentation monophasée ou triphasée, et de nombreux moteurs monophasés peuvent être considérés comme des moteurs biphasés, parce qu'ils ont besoin d'un enroulement auxiliaire pour produire un champ tournant au démarrage.

1.2.2 Le rotor

A l'intérieur du stator on trouve le rotor, et selon sa structure, le rotor à cage d'écureuil est considéré le plus utilisé devant le rotor bobiné. Le rotor à cage se compose d'un noyau laminé feuilleté par des tôles ferromagnétiques empilées et isolées les unes des autres, et cylindriques avec des fentes parallèles sur son périmètre pour porter des barres à haute conductivité du cuivre ou d'aluminium et court-circuitées entre eux à leurs extrémités par deux anneaux, où chacune d'elles est placée sur une fente. Les fentes ne sont pas toujours parallèles à l'arbre, mais elles sont inclinées selon un angle appelé l'angle d'inclinaison afin de réduire le bruit.

Donc, la création d'un courant électrique induit dans les barreaux de la cage d'écureuil

placés dans le champ magnétique tournant des bobines du stator, crée une force électromotrice au rotor et lui donne un mouvement en rotation.

1.3 Défaits du moteur asynchrone

Malgré sa robustesse, le moteur asynchrone peut subir des dommages causés par l'utilisation excessive ou des conditions de travail difficiles conduisant à des arrêts de produc-

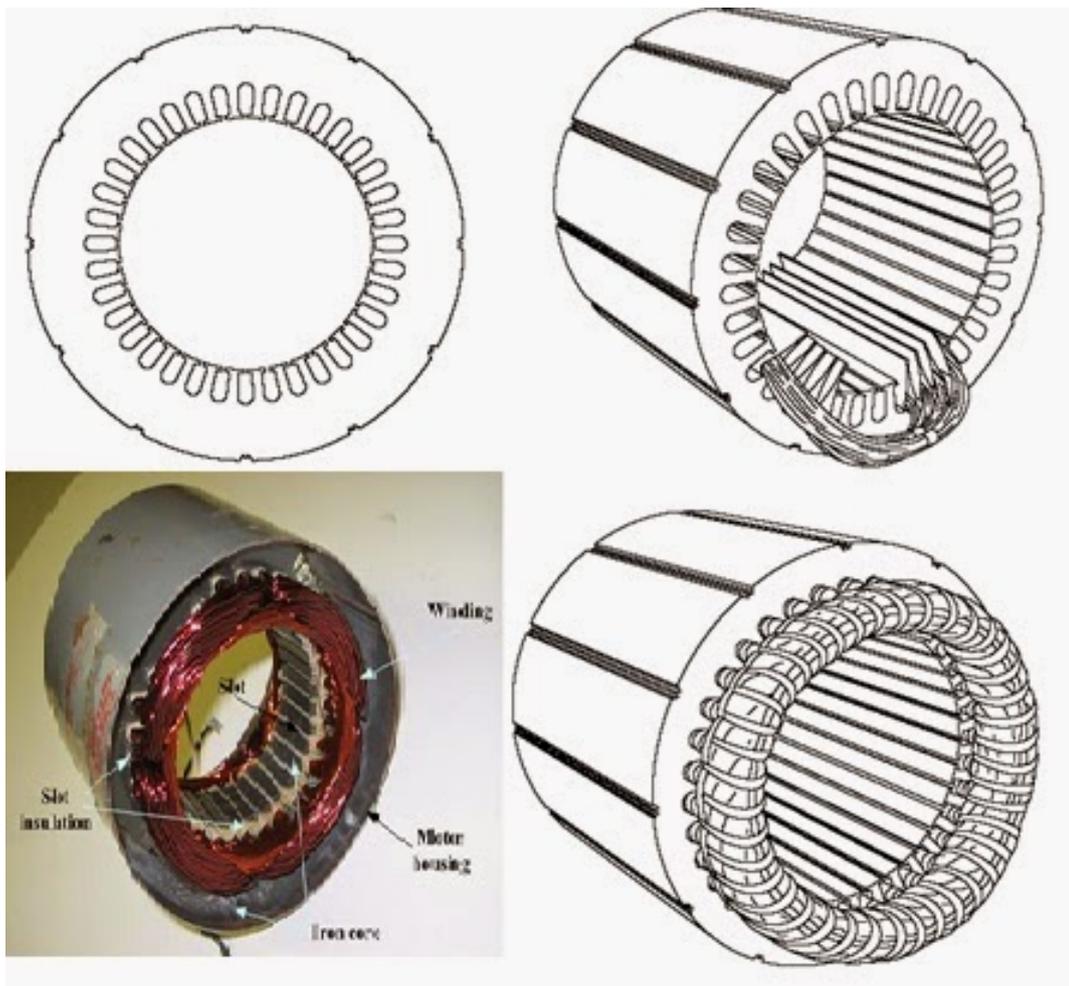


Figure 1.2. Stator du moteur asynchrone.

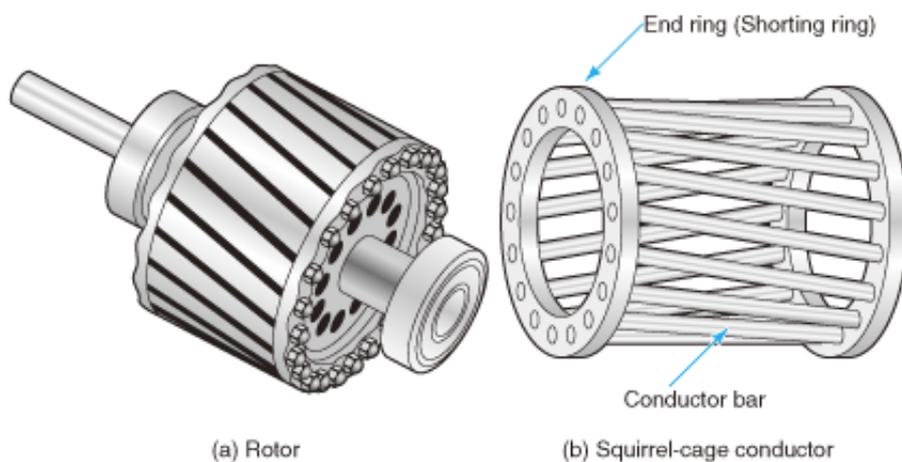


Figure 1.3. rotor à cage d'écureuil.

tion non prévus. Les pannes du moteur asynchrone peuvent être divisées en deux groupes selon leur origine : électrique ou mécanique, où le premier se compose des problèmes de branchement ou du bobinage du stator, généralement des courts-circuits en raison de défauts d'isolement. En revanche, le deuxième groupe est constitué de barres ou d'anneaux de rotor cassés, de problèmes de roulement et de désalignement. L'anneau des proportions des défauts (figure 1.4), d'après une étude statistique, est fait par le composant du défaut. Comme il est apparu les roulements et le stator forment ensemble les principaux composants les plus sensibles, où les premiers peuvent être endommagés en raison du manque de lubrification, ce qui provoque une augmentation de la température pouvant entraîner d'autres défauts. Cependant les défauts du stator, compte tenu le problème principal, se sont résumés en pertes d'isolement des enroulements, généralement dues à la température élevée. En ce qui concerne les défaillances du rotor, elles se produisent généralement en raison du chargement ou des vibrations excessives, de l'excentricité et du désalignement, ce qui pourrait conduire à une barre cassée.

1.3.1 Défauts du stator

Les défauts du stator sont des défauts électriques potentiellement nocifs dans les moteurs, ils sont produits fréquemment en fonction du type et de la taille de la machine. Les bobines du stator sont sujettes à diverses anomalies et, à leur tour, provoquent différentes réponses d'équipement. Dans les situations réelles de fonctionnement du moteur, la dégradation du bobinage du stator par des contraintes thermiques, électriques, mécaniques ou environnementales : telles que l'échauffement excessif du moteur, la surcharge électrique, peuvent entraîner une dégradation accélérée de l'isolement entre spires ou phases, ce qui peut affecter gravement l'état du stator et parfois il menace la sécurité des ouvriers.

Les défauts d'enroulement du stator peuvent être classés en : court-circuit entre les spires de la même bobine, les bobines de même phase, les bobines de différentes phases, phase et terre et le circuit ouvert en phase. Le court-circuit entre les enroulements provoque un

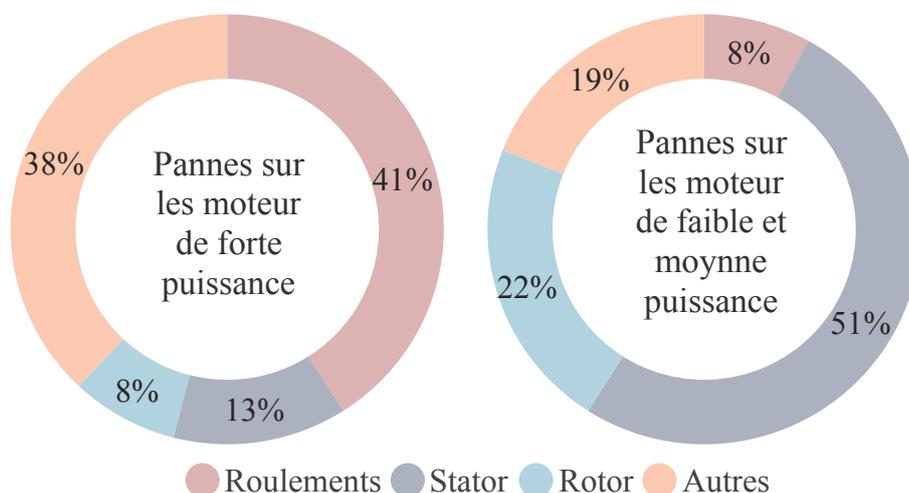


Figure 1.4. Anneau de proportions des défauts du moteur asynchrone.

courant intense puis une détérioration rapide par la combustion de l'isolation et la fusion dans les conducteurs en cuivre.

Dans [4], une méthodologie qui permet la surveillance de défauts du stator en fonction de la méthode d'optimisation de la grille éparsée appliquée dans l'estimation des moindres carrés des paramètres du circuit qui caractérisent l'état des défauts naissants. En outre, le système proposé est robuste pour le déséquilibre de tension d'alimentation et les variations des conditions de couple de charge.

Une autre technique a été proposée dans [5] pour détecter et classer les différents défauts d'isolation de l'enroulement du stator et la gravité des défauts entre spires du stator lorsqu'un moteur tourne sous des conditions de fonctionnement différentes. Cette méthode est basée sur les caractéristiques de perturbation qui sont extraites des résidus triphasés obtenus à partir d'une analyse multi-résolutions d'ondelettes, à l'aide de l'implémentation de trois réseaux neuronaux modulaires.

Lorsque le moteur commence à présenter des problèmes, certaines modifications peuvent être notées dans son fonctionnement, telles que : les variations de température, les signes

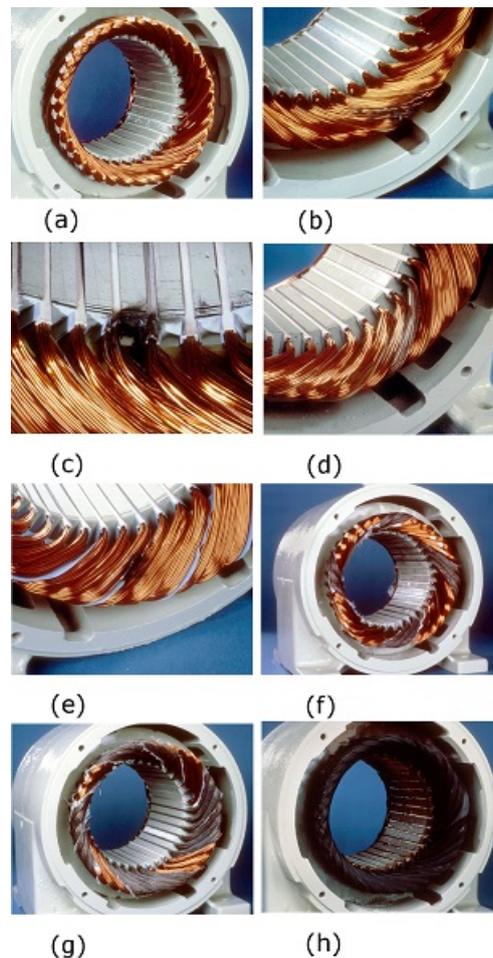


Figure 1.5. Bobinage sain et défectueux. (a) enroulement sain, (b) court circuit entre spires, (c) court circuit au bord de l'encoche, (d) court circuit d'un faisceau, (e) court circuit entre deux phases, (f) court circuit d'une phase, (g) court circuit de deux phases, (h) court circuit total.



Figure 1.6. Simulation d'une rupture d'une barre rotorique.

associés aux vibrations mécaniques, le bruit audible, les variations du comportement du champ électromagnétique et les perturbations dans le courant du stator. Où ces dernières, qui sont générées par le défaut de court circuit, sont principalement présentées dans un spectre de courant statorique selon la formule :

$$f_{cc} = \left[k \mp n \frac{(1-s)}{p} \right] \begin{matrix} k=1,2,3... \\ n=1,2,3... \end{matrix} \quad (1.1)$$

Un court-circuit de spires est à l'origine de déséquilibre des enroulements statoriques, qui explique l'affectation de l'amplitude de l'harmonique $3f_s$, où son augmentation est proportionnelle avec la gravité de court circuit.

1.3.2 Défauts du rotor

La cassure d'une barre de rotor est l'un des défauts les plus difficiles à détecter dans le moteur asynchrone à cage (figure 1.6). Les mécanismes qui conduisent à ce défaut sont fortement liés à la fabrication du moteur ainsi qu'aux caractéristiques de fonctionnement. Pour cela et contrairement à la conception du stator, la conception et la fabrication du rotor à cage ont subi peu de changements au cours des années [6]. Les rotors en fonte des petits moteurs peuvent avoir des bulles d'air ou une coulée incomplète qui produit des sections de barres à haute résistance, ce qui entraîne des points chauds et éventuellement des fissures locales dans la cage [7].

Par contre, le mécanisme des défauts de barres est habituellement différent dans les gros moteurs asynchrones dont la cage est fabriquée avec du cuivre, où l'expansion thermique des barres, les vibrations et la corrosion sont quelques-uns des principaux facteurs conduisant à un défaut de barres. D'après [8], on donne le tableau 1.1 qui résume les différentes sources des défauts du rotor.

Après une petite fissure dans une barre de rotor, le courant se redistribue dans les barres environnantes. La plupart du courant qui aurait circulé dans la barre cassée coule dans les deux barres immédiatement adjacentes au cas où le rotor à simple cage, provoquant une réaction en chaîne qui pourrait entraîner une fracture de la barre environnante. Par contre

TABLE 1.1
Différentes sources des défauts du rotor

Problèmes	Thermique :	Surcharge Déséquilibre thermique Points chauds et pertes excessives Étincelles de rotor
	Magnétique :	Déséquilibre de la traction magnétique du rotor Bruit électromagnétique et vibration Effets électromagnétiques
	Résiduel :	Défauts d'usinage
	Dynamique :	Couples d'arbre Forces centrifuges Stress cyclique
	environnemental :	Matériaux étrangers Produits chimiques ou l'humidité Corrosion
	Mécaniques :	Désalignement Fatigue ou rupture partielle laminations lâches

au cas où le rotor à double cage, la rupture d'une barre supérieure provoque surintensité dans la barre intérieure de la même fente, et aucune remarque n'est faite sur les barres adjacentes de la barre cassée, ce qui montre clairement un mécanisme de dégradation différent que dans les rotors à cage conventionnels [9].

L'analyse spectrale du courant statorique montre l'augmentation de composante fréquentielle $(1 - 2g)f_s$ due par l'asymétrie du rotor. Cela provoque une ondulation de $2g\omega_s$ dans la vitesse qui donne naissance à d'autres composantes fréquentielles dans le spectre de courant comme suit :

$$f_{b1} = [h(1 - g) \pm g \pm 2gk] \quad (1.2)$$

où h est l'ordre de l'harmonique et $k = 1, 2, 3, \dots$ et g le glissement.

Plus de f_{b1} , on trouve aussi dans le spectre de courant statorique d'autres composantes fréquentielles autour des harmoniques d'encoches rotoriques :

$$f_{b2} = \left[\frac{\lambda N_b}{p} (1 - g) \pm 1 \pm 2gk \right] \quad (1.3)$$

1.3.3 Défauts de roulement

Dans un moteur électrique, les roulements sont les uns des composants mécaniques les plus importants pour assurer la transmission de l'énergie électrique à l'énergie mécanique entre les éléments rotoriques et statoriques. Comme on avait déjà signalé sur l'anneau

de proportion des défauts liés au moteur à grande puissance, le défaut de roulement est le plus fréquent couvrant environ 41% des défauts. Par conséquent, la décroissance de l'impact de ce type de défaut est toujours un défi majeur pour les chercheurs, surtout au début, alors que le retard dans la détection provoque un dysfonctionnement, une perte de performance, une efficacité réduite et peut même causer l'arrêt de la machine électrique.

Dans un roulement, les billes, qui roulent normalement dans un lubrifiant entre la bague extérieure fixée au flasque et la bague intérieure fixée à l'arbre, sont plus susceptibles aux problèmes. Le lubrifiant contribue également à éliminer la chaleur et les contaminants du roulement, fournit une isolation électrique entre le rotor et le stator et améliore la stabilité mécanique en augmentant l'amortissement du système [10]. Donc, la vitesse excessive, la corrosion, le manque de la graisse et des particules polluantes peuvent causer un au minimum des trois défauts de roulement : défaut de la bague extérieure, défaut de la bague intérieure ou le défaut des billes.

Le défaut de roulements est un défaut mécanique, et comme il est connu toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer, et cela à son tour reflète une image spécifique dans le spectre de courant statorique. Sur la base des dimensions de roulement (figure 1.7), On peut extraire trois signatures de défaut sur le spectre d'un courant statorique selon la défaillance des éléments de roulement, de sorte que f_{ext} , f_{int} et f_b sont les fréquences des défauts des bagues extérieure, intérieure et le défaut des billes respectivement :

$$f_{ext} = \frac{N_b}{2} f_r \left[1 - \frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right] \quad (1.4)$$

$$f_{int} = \frac{N_b}{2} f_r \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right] \quad (1.5)$$

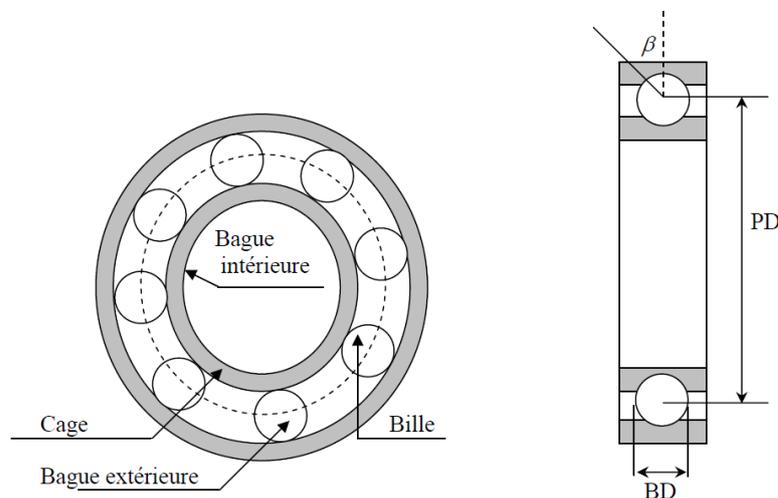


Figure 1.7. Dimension d'un roulement à bille.

$$f_b = \frac{PD}{BD} f_r \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right)^2 \right] \quad (1.6)$$

sachant que :

BD est le diamètre de la bille.

PD est le diamètre moyen ou diamètre de la cage.

N_b est le nombre de billes.

β est l'angle de contact en radians.

f_r est la fréquence de rotation.

1.3.4 Excentricité

L'excentricité de l'entrefer du moteur asynchrone produit des forces radiales déséquilibrées qui peuvent provoquer un frottement du rotor au stator. Ce fait peut être traduit en coûts élevés en raison de la réparation du moteur et du temps d'arrêt du processus ou de la chaîne de production. Pour de telles raisons, les fabricants de moteurs sont profondément intéressés à inclure des fonctions de diagnostic dans le logiciel de contrôle pour corriger l'excentricité de l'entrefer et augmenter la qualité du produit [11]. Par contre, certains facteurs comme la charge déséquilibrée, les roulements usés et la ventilation forcée, affectent les forces équilibrées par l'usine [12]. Le moteur déséquilibré provoque des contraintes électriques et mécaniques excessives sur les paramètres de la machine : courant de lignes non stables, la densité de flux d'entrefer déséquilibrée, la diminution du couple moyen, la réduction du rendement et la surchauffe d'un côté, et d'autre côté la rapidité d'usure des roulements, la production des vibrations nuisibles et du bruit [13].

Dans les conditions parfaites de la machine saine, le stator et le rotor sont centrés sur le même axe (figure 1.8-a), par contre dans le cas d'existence d'une excentricité, on peut distinguer un des trois types d'excentricité :

Excentricité statique : si le rotor tourne autour de son axe fixé qui est différent de celui du stator, l'excentricité statique se produit, et la figure 1.8-b illustre ce défaut. Les problèmes de centrage des flasques, qui provoquent le désalignement de l'axe de rotation, et l'ovalisation de l'intérieur du cylindre statorique restent souvent le générateur principal de ce type d'excentricité.

Excentricité dynamique : ce type de défaut apparaît lorsque le centre du rotor tourne autour de celui du stator comme il est montré dans figure 1.8-c. Ce type d'excentricité est causé par l'ovalisation du cylindre rotorique et parfois statorique aussi, ou l'usure des roulements.

Excentricité mixte : la présence des deux types d'excentricités statique et dynamique, produit l'excentricité mixte, où le centre du rotor tourne autour d'un axe différent de

celui du stator et du rotor à la fois (voir la figure 1.8-d).

La présence de l'excentricité se manifeste aussi par des oscillations dans les grandeurs physiques du moteur, par exemple dans les courants statoriques, chaque type d'excentricité ayant ses indices sur le spectre d'harmonique, où :

$$\left[\left(kN_b \pm \frac{n_d}{p} \right) (1 - g) \pm n_{\omega_s} \right] f_s \quad (1.7)$$

avec k et n_{ω_s} des entiers positifs, n_d est un entier présente l'ordre de l'excentricité : n_d égal à 0 pour l'excentricité statique et 1, 2, 3, ... pour l'excentricité dynamique.

Cependant, l'excentricité mixte possède des autres signatures de défaut et on peut la repérer dans le spectre de courant statorique par la série d'harmonique :

$$f_{mix} = |f_s \pm kf_r| \quad (1.8)$$

avec k est un entier positif.

1.4 Étapes de conception d'un dispositif de diagnostic

Avant de présenter les étapes constituant d'un dispositif de diagnostic, il est tout d'abord nécessaire de surligner les notions de base [14] :

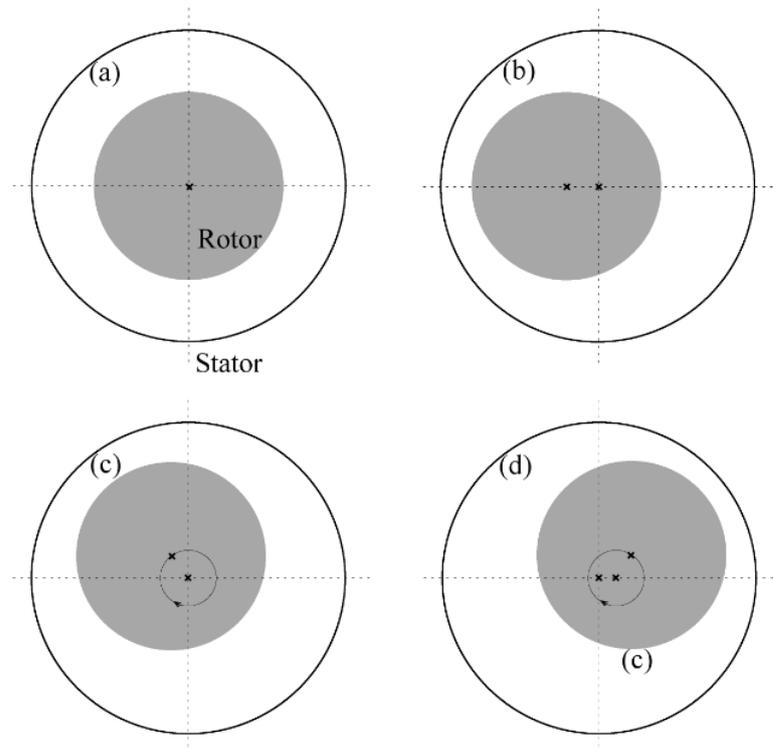


Figure 1.8. Les différentes conditions de l'entrefer de la machine asynchrone. (a) entrefer équilibré, (b) excentricité statique, (c) excentricité dynamique, (d) excentricité mixte.

Diagnostic : qui consiste à détecter, localiser et identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système. Le diagnostic s'intègre dans le cadre de la surveillance et de la supervision.

Surveillance/détection de comportement : actions réalisées manuellement ou automatiquement, destinées à observer l'état d'un bien ou d'un service et à détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. Les informations nécessaires à ces actions peuvent provenir de grandeurs physiques directement prélevées sur le système ou reconstituées à partir de mesures indirectes. La surveillance/détection consiste à mettre en œuvre des techniques basées sur l'analyse des variations de paramètres ou de grandeurs de fonctionnement de l'entité, visant à évaluer son état de dégradation, pour décider de la nécessité d'une inspection ou d'une réparation préventive afin d'éviter sa défaillance. Si la surveillance permet de détecter une défaillance, le diagnostic consiste d'une part à observer les effets de la défaillance, et d'autre part, à identifier si possible les causes et l'importance de cette défaillance. Un examen strict des définitions de la surveillance et de diagnostic montre que ce sont des outils de la maintenance qui visent à améliorer la sûreté de fonctionnement d'une entité à laquelle ils sont appliqués.

Maintenance : aptitude d'une entité à être remise en état par une maintenance adaptée afin d'accomplir des fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant t , d'accomplir ces fonctions sachant qu'elle était en panne à l'instant 0.

Pour établir un dispositif fiable de diagnostic nous devons suivre les étapes suivantes [14] :

1.4.1 Étape de 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 absence et en présence de défauts. Dans ce contexte, le dispositif de diagnostic est totalement dépendant 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 diagnostic. 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.

1.4.2 Étape 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, sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition.

1.4.3 Étape de 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 des défauts et de cibler les moyens d'action possibles pour le contenir.

1.4.4 Étape de décision d'actions

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

Après une brève présentation des étapes à suivre pour avoir un dispositif de diagnostic, nous exposerons les différentes méthodes dédiées au diagnostic des défauts qui touchent le moteur asynchrone, l'objet de notre étude.

1.5 Méthodes dédiées au diagnostic de la machine asynchrone

On distingue généralement deux approches de surveillance et de détection de défauts dans les entraînements électriques d'une manière plus générale :

1.5.1 Méthodes de diagnostic basées sur l'approche modèle

Les méthodes basées sur l'approche modèle présentent les avantages de faible coût, de simplicité relative et de flexibilité. Ces méthodes sont basées sur un modèle de la machine électrique qui simule le comportement du système dans des conditions normales et de défauts lorsqu'il est alimenté par les conditions de fonctionnement externes. De nombreux schémas de détection et de diagnostic de défaillances reposent sur le concept de comparaison des sorties d'un processus réel installé avec celles du modèle dynamique à condition d'utiliser des entrées identiques, afin de générer des résidus. On compte trois approches de génération de résidus : approche à base d'observateurs, approche par projection dans l'es-

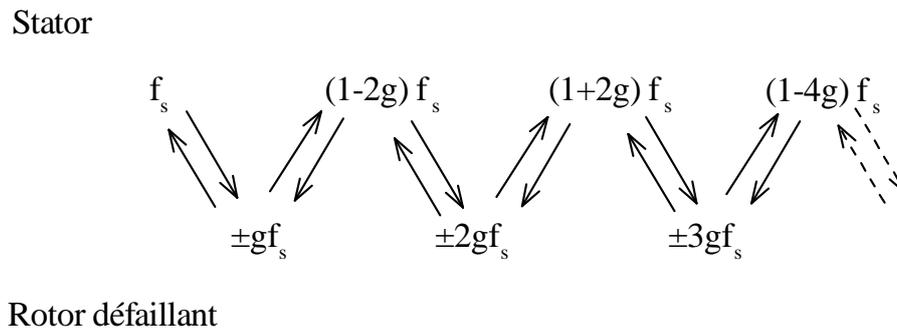


Figure 1.9. Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de cassure de barres [1].

pace de parité, approche par estimation paramétrique. Un défaut est réputé avoir eu lieu si le résidu dépasse un seuil prédéterminé. On trouve des modèles simples et rapides, tels que les modèles espace-vecteur, peuvent ne pas être très précis à des fins de surveillance alors que des modèles détaillés, comme celui basé sur des éléments finis, restent précis au détriment de prendre trop de temps de calcul.

1.5.2 Méthodes de diagnostic basées sur l'approche signal

La stratégie de détection de défaut est entièrement basée sur l'analyse des signatures de défauts qui sont extraites des grandeurs physiques mesurées pour détecter les défauts et diagnostiquer les machines.

1.5.2.1 Diagnostic de défauts par l'analyse d'un courant statorique

Un défaut de cassure de barres va engendrer en plus d'une séquence directe, une séquence négative à la fréquence $(-sf_s)$ due au déséquilibre des enroulements rotoriques. Puisque le rotor est en court-circuit, la détection de cette séquence négative se fait seulement par la détection dans le spectre de courant statorique. La figure 1.9 récapitule les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de cassure de barres.

Une séquence négative dans le courant rotorique crée un champ inverse, l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique induit une fluctuation de couple et à son tour engendre au stator des forces électromotrices de fréquences :

$$f_{bb} = (1 \pm 2kg)f_s \quad (1.9)$$

De nombreuses références ont traité la détection de défaut d'excentricité par (MCSA), parmi elles nous citons [15–19]. La présence de l'excentricité statique ou dynamique se manifeste par l'apparition d'harmoniques d'encoche rotoriques (RSH) dans le spectre de

courant à des ordres $h_{RSH}^{sta/dyn}$ données par [18, 20] :

$$h_{RSH}^{sta/dyn} = \left(\frac{\lambda n_b \pm n_d}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \quad (1.10)$$

tel que :

$n_d = 0$ pour une excentricité purement statique.

$n_d = 1, 2, \dots$ pour une excentricité purement dynamique.

Cependant, pour une excentricité mixte, [6, 18–20] ont démontré qu'il y aura une apparition des harmoniques aux basses fréquences de part et d'autre du fondamental comme il est montré dans la relation :

$$f_{mix} = f_s \pm f_r \quad (1.11)$$

tel que :

$$f_r = \frac{(1-g)}{p} f_s \quad \text{la fréquence de rotation.}$$

Les défauts statoriques peuvent être un court-circuit d'une phase à la terre, un court-circuit entre phases ou un court-circuit entre spires. Beaucoup d'indicateurs qui se trouvent dans la littérature peuvent être utilisés pour la détection d'un défaut statorique tel qu'un court-circuit au niveau du stator qui fait apparaître en plus du champ direct principal, un champ inverse tournant à la fréquence $(-f_s)$, l'interaction de ce champ avec celui du courant rotorique produit une fluctuation au niveau de la vitesse. L'ondulation de vitesse de sa part donne naissance à d'autres fréquences $(\pm \nu f_s)$ dans les enroulements statoriques. Les nouveaux harmoniques générés entraînent des composantes de fréquences (νf_s) dans les courants statoriques de la machine.

Le diagnostic des courts-circuits est basé sur la détection des composantes fréquentielles récapitulées dans la figure 1.10.

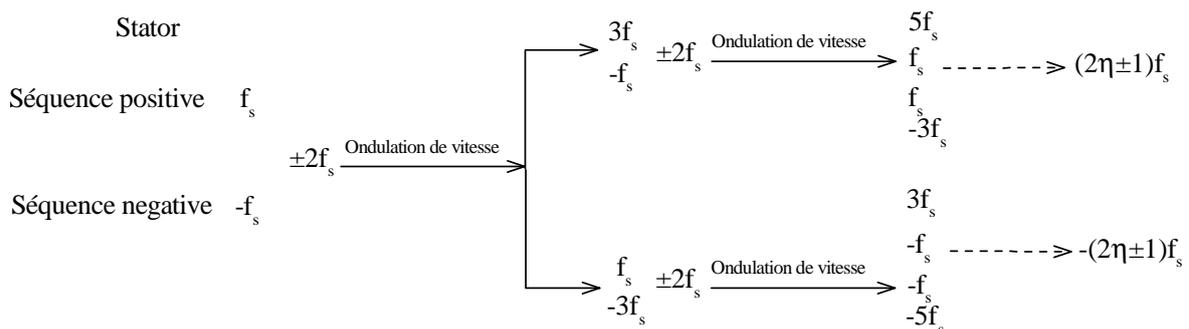


Figure 1.10. Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de défauts statoriques.

1.5.2.2 Diagnostic de défauts par l'analyse de la tension en neutre

Cette méthode a été largement utilisée pour la détection de cassure de barre. [21] qui est parmi les auteurs qui l'ont utilisée, montre que l'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se trouve au niveau des composants harmoniques de fréquences $(3h(1-s) \pm s)f_s$. Ce même résultat a été validé par [22, 23], de plus, une comparaison entre l'analyse des signatures des courants statorique et celles de la tension du neutre a montré que des meilleures performances peuvent être obtenues par l'analyse de tension. Une étude analytique du contenu spectral de la tension du neutre dans [24] explique le mécanisme de la génération des harmoniques liés à la cassure de barres, telles que l'ondulation de vitesse et l'influence de déséquilibre sur les signatures de ce défaut.

Quand la machine est alimentée par un onduleur de tension, [25] a proposé de créer un neutre artificiel à travers un groupe de résistance couplé en étoile. Des résultats ont été présentés et discutés afin de valider la méthode.

1.5.2.3 Diagnostic des défauts par l'analyse du vecteur de Park

Cette méthode consiste à analyser les courants statoriques par l'approche du vecteur de Park [26–30] qui transforme les trois courants de la machine en deux courants équivalents dans le référentiel (α, β) disposés selon deux axes α et β . Il peut être utilisé pour obtenir la courbe de Lissajous " $i_\beta = f(i_\alpha)$ ". Le changement de la forme et de la largeur de cette courbe donne une information sur l'état de la machine. L'analyse spectrale du vecteur de Park des courants statoriques est généralement utilisée pour les défauts statoriques car elle permet de séparer la séquence négative à celle positive au lieu d'utiliser la méthode des composantes symétriques.

Les composantes du vecteur de Park (α, β) pour un repère lié au stator sont calculées à partir des courants statoriques i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} comme suit :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}i_{sa} - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{sc} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{2}}i_{sc} \end{cases} \quad (1.12)$$

Pour le cas d'un défaut statorique, les courants statoriques peuvent être représentés par un courant d'ordre positif et un autre d'ordre négatif, le courant dans la phase i s'écrit sous la forme :

$$i_{si} = I_m^+ \cos\left(w_{st} - \phi^+ - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) + I_m^- \cos\left(w_{st} - \phi^- + (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.13)$$

où :

I_m^+ et I_m^- sont les valeurs maximales du courant statorique d'ordre positif et négatif respec-

tivement.

Les courants statoriques peuvent être donnés sous la forme complexe suivante :

$$\bar{i}_{sq} = \bar{I}_m^+ e^{j\omega_s t} + \bar{I}_m^- e^{-j\omega_s t} \quad (1.14)$$

où :

$$\bar{I}_m^+ = I_m^+ e^{-\phi^+ - (q-1)\frac{2\pi}{3}} \text{ et } \bar{I}_m^- = I_m^- e^{+\phi^- - (q-1)\frac{2\pi}{3}}$$

Par l'utilisation de la transformation de Park dans un repère lié au stator, les vecteurs des courants statoriques dans le référentiel (α, β) s'écrivent comme suit :

$$\bar{i}_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \bar{I}_m^+ e^{j\omega_s t} + \bar{I}_m^- e^{-j\omega_s t} \quad (1.15)$$

Pour le cas d'un défaut d'excentricité ou de cassure de barres, les courants statoriques sont représentés par :

$$i_{si} = I_m^+ \cos\left(\omega_s t - \phi^+ - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) + I_s^d \cos\left(2\pi f_d t - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.16)$$

où :

I_s^d est la valeur maximale du courant statorique de défaut.

f_d est la fréquence de défaut qui est égale $f_d = f_s \pm f_r$ pour excentricité mixte et $f_d = f_s \pm 2gf_s$ pour cassure de barres rotoriques.

De la même manière que dans le cas de déséquilibre d'alimentation ou un défaut statorique, et par l'utilisation de la transformation de Park dans un repère lié au stator, les vecteurs des courants statoriques dans le référentiel (α, β) s'écrivent comme suit :

$$\bar{i}_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \bar{I}_m^+ e^{j\omega_s t} + \bar{I}_d e^{j2\pi f_d t} \quad (1.17)$$

1.5.2.4 Diagnostic de défauts par l'analyse des vibrations et du couple électromagnétique

Les auteurs de [31] ont permis au travers d'une étude simple de mieux appréhender certains phénomènes vibratoires dus au dynamique de rotor, en particulier sa déformation statique, son déséquilibre statique. L'excentricité du rotor génère les fréquences f_{mix} au spectre de vibrations radiales :

$$f_{mix} = 2f_s \pm f_p \quad (1.18)$$

tel que :

$f_p = 2f_g$: Fréquence de passage par pôle (Pole pass frequency) et f_g est la fréquence de glissement.

En plus, l'analyse du couple a été aussi utilisée pour la détection d'excentricité mixte par la surveillance de l'amplitude de la fréquence (μf_r) [32, 33] :

$$f_{mix} = h\left(1 - \frac{1-g}{p}f_s\right) \quad (1.19)$$

Le couple électromagnétique a été aussi utilisé pour la détection de cassure de barres. [34–36] ont démontré qu'une rupture d'une barre fait apparaître des fréquences additionnelles à la fréquence $2\mu g f_s$ dans le couple électromagnétique et la vitesse rotorique. [37] montre que pour cinq barres cassées sur vingt huit barres, le couple moyen développé par le moteur diminue de 25% et l'amplitude de son oscillation est de l'ordre de 40% du couple moyen.

1.6 Conclusion

Nous avons exposé dans ce chapitre certaines notions de bases qui concernent la constitution du moteur asynchrone ainsi que les divers défauts qui peuvent affecter son bon fonctionnement. Ensuite, nous avons montré les différentes étapes pour construire un dispositif de diagnostic. Enfin, nous avons présenté des techniques de diagnostic, en basant sur l'approche signal où nous avons constaté la nécessité d'avoir une méthode de traitement de signal fiable pour pouvoir surveiller les amplitudes des indices des défauts en temps réel, ce qui fera l'intérêt du prochain chapitre.

Chapitre 2

Techniques d'analyse fréquentielle pour le diagnostic de la machine asynchrone

2.1 Introduction

Communément, le problème de la détection des défaillances dans les machines électriques a été résolu via l'application de la transformée de Fourier rapide (FFT) en régime stationnaire, et cela nécessite une longue durée d'acquisition pour séparer les composants harmoniques rapprochés comme le composant fondamental f_s et les composants de défaut de cassure de barres à ses cotés, en particulier lorsque le moteur fonctionne à faible glissement, comme dans le cas de petites charges ou pour les moteurs de grande puissance. Pour assurer une bonne précision dans ce cas par exemple, on a besoin d'un pas fréquentiel de 0.01 Hz qui nécessite un temps d'acquisition $T_m = \frac{1}{0.01} = 100 \text{ s}$ [38, 39], il est donc important de faire un compromis entre le temps d'acquisition et la résolution fréquentielle. Cependant, on remarque que l'état de fonctionnement de la machine électrique peut changer pendant la durée d'enregistrement, et par conséquent la précision de la FFT peut en être affectée [40, 41]. En outre, on remarque aussi que pour la mise en œuvre en temps réel, la taille de la FFT est limitée par la mémoire et la capacité de calcul des cartes DSP [42].

Pour rendre le temps d'acquisition du signal possible pendant une période assez longue, la technique Zoom-FFT (ZFFT) a été proposée. Cette technique réduit le temps de calcul, nécessite moins de mémoire et augmente la précision dans une plage de fréquences spécifiée [43]. L'algorithme ZFFT réduit la fréquence d'échantillonnage pour un nombre d'échantillons réduit afin d'augmenter la résolution fréquentielle obtenue à partir de la FFT traditionnelle [39, 42].

On trouve également d'autres méthodes de "Subspace" telles que l'algorithme de classification des signaux multiples (MUSIC) qui est appliqué pour diagnostiquer les défauts des moteurs électriques et qui a pu surmonter la limitation de la résolution fréquentielle des méthodes FFT et ZFFT [44]. Avec un peu d'échantillons de données mesurées, l'algo-

rithme MUSIC améliore la résolution fréquentielle, et extrait les signatures fréquentielles des défauts [40], mais elle ne peut pas fournir une information précise sur l'amplitude des harmoniques de défauts [43]. De plus, la méthode MUSIC prend une longue durée de calcul pour trouver de nombreuses fréquences en augmentant la dimension de la matrice d'autocorrélation [40]. Pour résoudre ce dernier problème, l'algorithme de zoom MUSIC (ZMUSIC) est utilisé, il est une combinaison entre la technique de zoom et l'algorithme MUSIC [43]. L'algorithme ZMUSIC se concentre sur une bande fréquentielle du signal temporel discret pour la visualiser avec une résolution fréquentielle plus fine [40].

D'autre part, nombreuses transformations ont été proposées pour générer le plan tempo-fréquentiel, comme la transformée d'ondelettes [45–47] et la distribution de Wigner-Ville [48]. L'inconvénient majeur de ces procédés est qu'ils ne sont fiables que pour une vitesse de transition (en particulier lors du démarrage du moteur), comme le cas de l'analyse de régime transitoire pour la détection de cassure de barres cité dans [49, 50]. En outre, un réglage fin de leurs paramètres est nécessaire pour obtenir une image avec une haute résolution de l'indicateur de défaut dans le domaine temps-fréquence. Ces transformations nécessitent un effort beaucoup plus élevé que les techniques traditionnelles de diagnostic, telles que la transformée de Fourier [50]. De plus, l'information générée par ces méthodes est représentée en images 2D ou 3D, et l'interprétation de ces diagrammes nécessite un effort supplémentaire.

Toutes ces informations nous mènent au présent chapitre qui mettra en avant les techniques de traitement de signal communément utilisés dans le domaine du diagnostic des défauts des machines électriques. Nous n'irons point dans les détails du développement de différentes méthodes sachant qu'elles sont largement présentées dans la littérature mais aussi ce n'est nullement le contexte réel de la présente thèse. En revanche, nous allons concentrer sur les propriétés intrinsèques de ces différentes techniques qui avantagent ou limitent les différentes exigences des différents processus de diagnostic des défauts des machines électriques.

On considère la transformée de Fourier et ses dérivées "la transformée de Fourier discrète DFT, la transformée de Fourier rapide, le zoom FFT, la fenêtre glissante et l'algorithme de Goertzel" en plus de MUSIC, Zoom-MUSIC et les ondelettes, comme des contraintes de temps d'acquisitions. La fréquence d'échantillonnage, la précision fréquentielle, le repliement et le temps de réponse créent des ensembles de compromis inter connectés pour le choix de la méthode à utiliser.

2.2 Transformée de Fourier

Joseph Fourier a été la première personne qui a initié l'idée de translation des fonctions temporelles dans le domaine fréquentiel pour révéler la propriété "onde" des fonctions. Ainsi, il a ouvert une nouvelle ère en mathématiques caractérisée par l'analyse de Fourier.

Il a affirmé que toute fonction périodique pourrait être exprimée comme une somme des fonctions sinusoïdales. En dehors de l'aspect mathématique, l'analyse de Fourier a trouvé de maints domaines d'applications, où elle a enveloppé les idées fondamentales de l'électrotechnique, la cristallographie, la télécommunication, la machine à rayons X et d'autres ...

De sa création à nos jours, la transformée de Fourier continue $X(f)$, qui est utilisée pour le traitement du signal analogique, du signal $x(t)$ existe et est donnée par [51, 52] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (2.1)$$

2.2.1 Transformée de Fourier discrète

En mathématiques, la transformée de Fourier discrète (DFT) est un outil de traitement numérique du signal, qui nécessite une fonction d'entrée d'une séquence temporelle discrète et finie, où cette séquence est typiquement générée à partir de l'échantillonnage d'une fonction continue. La DFT est l'équivalent discret de la transformation de Fourier continue, si le signal $x(t)$ est échantillonné à des intervalles également espacés de Δt pour produire une séquence discrète $x_n = x(n\Delta t)$ pour $n \in \mathbb{Z}$, la séquence échantillonnée peut être représentée comme produit de la fonction temps d'origine $x(t)$ et d'un ensemble infini de fonctions Dirac $\delta(t)$ également espacés comme il est montré sur la figure 2.1, et que l'on peut présenter par :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - n\Delta t) \right) \exp(-j2\pi ft) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n \exp(-j2\pi fn\Delta t) \quad (2.2)$$

Malgré l'étendu de ses possibilités, elle souffre de plusieurs limites inhérentes à ses performances. La limitation la plus importante est celle de la résolution fréquentielle (la capacité de séparer deux ou plusieurs composantes du signal). La résolution de fréquence en Hertz est à peu près la réciproque de l'intervalle de temps en secondes sur lequel les données échantillonnées sont acquises. Une deuxième limitation est due à la fenêtre implicite des données qui se produit lors du traitement avec la transformée de Fourier. Le fenêtrage se manifeste comme une "fuite" dans le domaine spectral, c'est-à-dire l'énergie dans le lobe principal d'une réponse se propage dans les lobes latéraux, obscurcissant et déformant d'autres réponses spectrales qui sont présentes dans le spectre du signal. En fait, les réponses spectrales de faibles signaux peuvent être masquées par des lobes latéraux intenses générés par des réponses spectrales plus fortes [53, 54].

Ces deux limitations de performance de l'approche DFT sont particulièrement pénalisantes lors de l'analyse de courts enregistrements des données qui se produisent fréquemment dans la pratique car de nombreux processus mesurés sont brefs ou les composantes

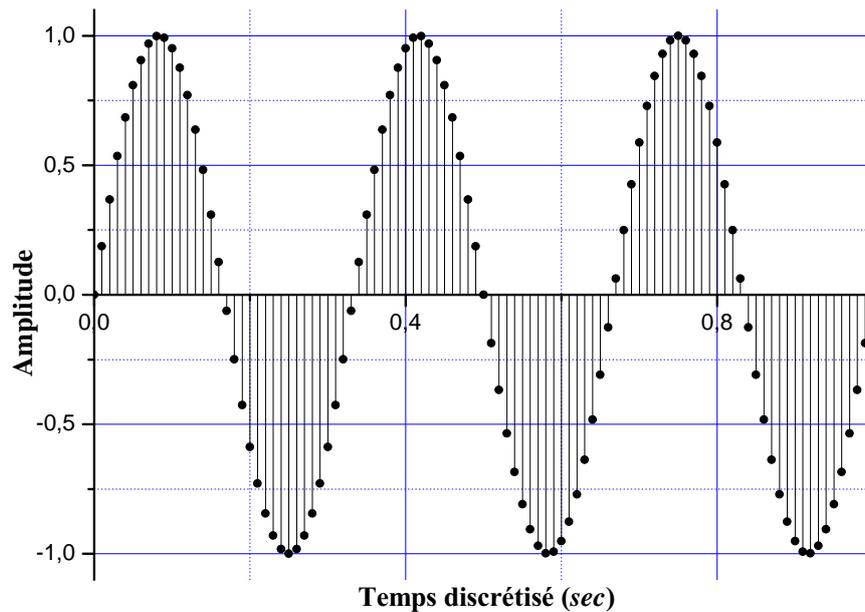


Figure 2.1. Fonction sinusoidale discrétisée dans le temps.

du signal sont variantes pendant le temps d'acquisition.

2.2.2 La transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier rapide (FFT) est simplement une DFT calculée selon un algorithme permettant de réduire le nombre d'opérations et, en particulier, le nombre de multiplications à effectuer. L'intérêt de cette méthode est tel que les solutions à de nombreux problèmes peuvent maintenant être obtenues de manière beaucoup plus économique et rapide. Cet algorithme fournit une méthode efficace pour réaliser les convolutions nécessaires à la mise en œuvre de filtres numériques, les corrélations nécessaires à la mise en place de filtres adaptés et l'analyse de Fourier nécessaire à la production de spectrogrammes. La mesure dans laquelle les applications de la FFT peuvent être réalisées en temps réel a été limitée dans de nombreux cas par la vitesse à laquelle l'algorithme de la FFT peut être exécuté. Les exigences de haute performance ont conduit à la conception de processeurs spéciaux de la FFT qui comprenaient plusieurs unités arithmétiques fonctionnant en parallèle [55]. L'algorithme de Cooley-Tukey est l'algorithme de la FFT le plus courant. Il ré-exprime la DFT afin de réduire le temps de calcul de $O(N^2)$ à $O(N \log N)$ pour une transformée d'ordre N . L'algorithme de Cooley-Tukey brise la DFT en DFTs plus petites, il peut être combiné arbitrairement avec n'importe quel autre algorithme de la DFT. Par exemple, l'algorithme de Rader ou Bluestein peut être utilisé pour traiter de grands facteurs primaires qui ne peuvent pas être décomposés par Cooley-Tukey, ou l'algorithme du facteur principal peut être exploité pour une plus grande efficacité dans la séparation des facteurs relativement primaires.

Une FFT de radix-2 est la forme la plus simple et la plus commune de l'algorithme de Cooley-Tukey, bien que les implémentations hautement optimisées de Cooley-Tukey utilisent généralement d'autres formes d'algorithme comme décrit ci-dessous. Radix-2 divise un DFT de taille N en deux DFTs entrelacées de taille $N/2$ à chaque étape récursive [56].

La transformée de Fourier discrète (DFT) est définie par la formule :

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N} nk} \quad (2.3)$$

où k est un nombre entier allant de 0 à $N - 1$. Radix-2 calcule d'abord les DFTs des entrées indexées paires ($x_{2m} = x_0, x_2, \dots, x_{N-2}$) et des entrées indexées impaires ($x_{2m+1} = x_1, x_3, \dots, x_{N-1}$), puis combine ces deux résultats pour produire la DFT de la séquence complète. Cette idée peut alors être effectuée de manière récursive pour réduire le temps d'exécution global à $O(N \log_2 N)$. Cette forme simplifiée suppose que N soit une puissance de deux; puisque le nombre de points d'échantillonnage N peut généralement être choisi librement par l'application, ce n'est souvent pas une restriction importante [57].

L'algorithme Radix-2 DIT réorganise la DFT de la fonction x_n en deux parties : une somme sur les indices pairs $n = 2m$ et une somme sur les indices impairs $n = 2m + 1$:

$$X_k = \sum_{m=0}^{N/2-1} x_{2m} e^{-\frac{2\pi i}{N} (2m)k} + \sum_{m=0}^{N/2-1} x_{2m+1} e^{-\frac{2\pi i}{N} (2m+1)k} \quad (2.4)$$

On peut factoriser un multiplicateur commun $e^{-\frac{2\pi i}{N} k}$ en dehors de la deuxième somme, comme indiqué dans l'équation ci-dessous. Il est alors clair que les deux sommes sont la DFT de la partie indexée paire x_{2m} et la DFT de la partie impaire x_{2m+1} de la fonction x_n . La DFT des entrées indexées paires x_{2m} par E_k et la DFT des entrées indexées impaires x_{2m+1} par O_k et on obtient :

$$X_k = \sum_{m=0}^{N/2-1} x_{2m} e^{-\frac{2\pi i}{N/2} mk} + e^{-\frac{2\pi i}{N} k} \sum_{m=0}^{N/2-1} x_{2m+1} e^{-\frac{2\pi i}{N/2} mk} = E_k + e^{-\frac{2\pi i}{N} k} O_k \quad (2.5)$$

Grâce à la périodicité de la DFT, nous avons $E_{k+\frac{N}{2}} = E_k$ et $O_{k+\frac{N}{2}} = O_k$, par conséquent, on peut réécrire l'équation ci-dessus comme :

$$X_k = \begin{cases} E_k + e^{-\frac{2\pi i}{N} k} O_k & \text{pour } 0 \leq k < N/2 \\ E_{k-N/2} + e^{-\frac{2\pi i}{N} k} O_{k-N/2} & \text{pour } N/2 \leq k < N \end{cases} \quad (2.6)$$

où on a utilisé la périodicité de E_k et O_k pour la translation de l'index k . Maintenant on

utilise la propriété suivante :

$$e^{-\frac{2\pi i}{N}(k+N/2)} = e^{-\frac{2\pi i k}{N} - \pi i} = -e^{-\frac{2\pi i k}{N}} \quad (2.7)$$

donc on peut écrire :

$$\begin{cases} X_k & = E_k + e^{-\frac{2\pi i}{N}k} O_k \\ X_{k+N/2} & = E_k - e^{-\frac{2\pi i}{N}k} O_k \end{cases} \quad (2.8)$$

Ce résultat, qui exprime la DFT de longueur N de manière récursive en termes de deux DFTs de taille $N/2$ comme il est montré dans la figure 2.2, est le noyau de la transformée de Fourier rapide radix-2. La rapidité de l'algorithme réside dans la réutilisation des résultats des calculs intermédiaires pour calculer plusieurs sorties DFT. Notez que les résultats finaux sont obtenus par une combinaison \pm de E_k et $O_k e^{(-2\pi i k/N)}$, qui est simplement une DFT de deux blocs, et chaque bloc de DFT de taille $N/2$ est remplacé par deux blocs de DFT de taille $N/4$ et qui peut lui aussi à son tour être subie par une FFT (voir figure 2.3).

De la figure 2.2, nous pouvons compter les opérations de multiplication qu'il faut, au début il nécessite $(\frac{N}{2})^2$ opérations pour chaque DFT de longueur $N/2$, puis nous allons multiplier le résultat par 2, le nombre de DFTs que l'on a, et ensuite faire la combinaison papillon à la fin qui consomme N multiplications, donc nous avons un total de $N^2/2 + N$ multiplication. La DFT consomme N^2 multiplications, et par l'algorithme présenté dans la figure 2.2 nous avons divisé la taille de la DFT par un facteur de 2, alors pourquoi ne pas continuer ce processus et remplacer la DFT de taille $N/2$ par d'autres DFTs de taille $N/2^2$, $N/2^{m-1}$, $N/2^m = 1$ points, comme il est illustré dans la figure 2.3. Et on va compter le nombre total des opérations par cette approche comme suit :

$$\begin{aligned} 1 : \frac{N}{2} & \rightarrow 2\left(\frac{N}{2}\right)^2 + N & = \frac{N^2}{2} + N \\ 2 : \frac{N}{4} & \rightarrow 2\left(2\left(\frac{N}{4}\right)^2 + \frac{N}{2}\right) + N & = \frac{N^2}{4} + 2N \\ 3 : \frac{N}{8} & \rightarrow 2\left[2\left(2\left(\frac{N}{8}\right)^2 + \frac{N}{4}\right) + \frac{N}{2}\right] + N & = \frac{N^2}{8} + 3N \\ & \vdots \\ P : \frac{N}{2^p} = 1 & \rightarrow \frac{N^2}{2^p} + pN & = N + N \log_2(N) \end{aligned}$$

La conclusion tirée de cette approche est que le calcul nécessaire pour une FFT de N point est $O(N \log_2(N))$.

2.2.3 Zoom FFT

Après une brève revue des propriétés de la transformation de Fourier discrète (DFT) et de la transformation de Fourier rapide (FFT), un représentant du spectre partiel (à bande étroite), le zoom FFT (ZFFT) est introduit. L'étude de la technique de zoom est centrée sur

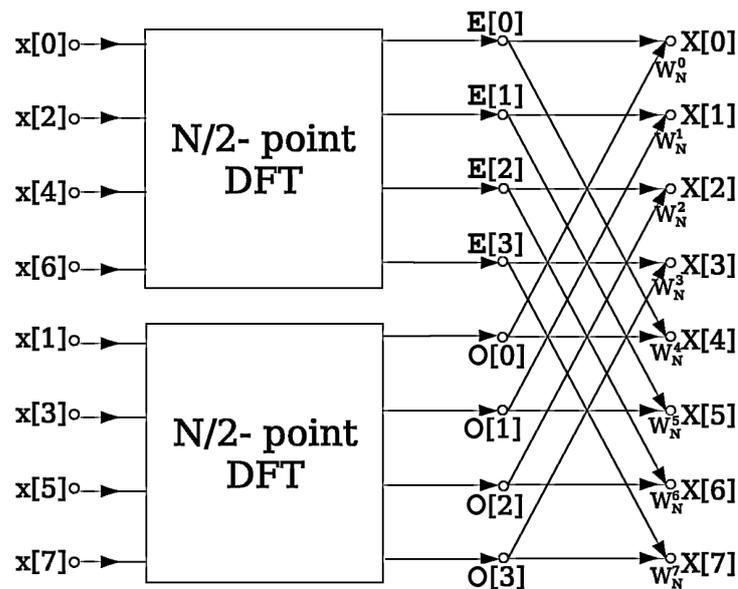


Figure 2.2. Schéma pour une FFT de taille $N = 8$ où radix-2 divisant la longueur N en deux longueurs $N/2$.

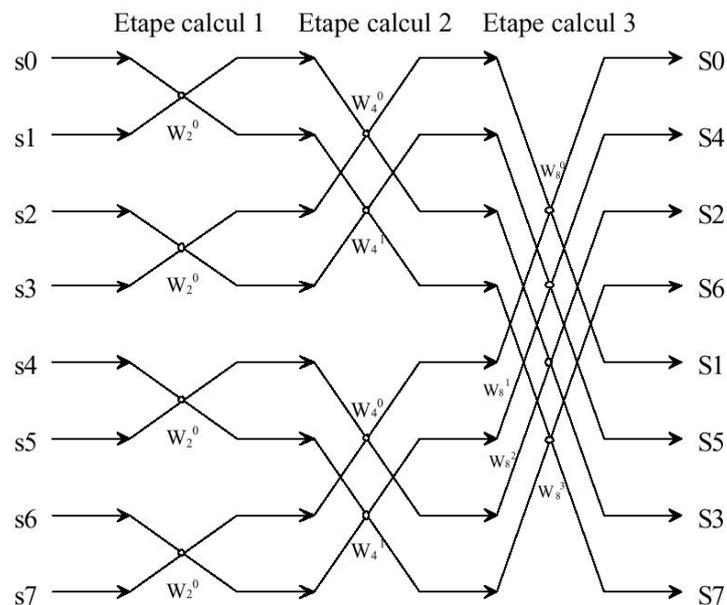


Figure 2.3. L'exécution de la FFT de taille $N = 2^3$ par papillon avec trois étages.

la question de l'efficacité en termes de taille de stockage et de temps de calcul dans l'évaluation réelle des transformées de Fourier. Ceci est fait, que l'on s'intéresse uniquement à certaines régions du domaine fréquentiel [58, 59]. Une résolution élevée avec un taux d'échantillonnage élevé, pour avoir une bande étroite au long du spectre, peuvent simplement être impossibles à cause du manque de mémoire. La résolution fréquentielle de la FFT est uniquement déterminée par la durée d'acquisition des données, quelle que soit la fréquence d'échantillonnage. À une fréquence d'échantillonnage élevée, un grand nombre d'échantillons doit être prélevé pour couvrir une grande période d'acquisition de données et atteindre une résolution donnée. Un groupe connu de méthodes de calcul de spectre partiel est basé sur la réduction du nombre d'échantillons de temps de N à M ($M \leq N$). Sachant que l'élément $x(n)$ est obtenu après l'échantillonnage du signal $x(t)$ à la période nT_s .

La multiplication des signaux par $\exp(2\pi j f_i t)$ dans le domaine temporel équivaut à la convolution de leurs spectres dans le domaine fréquentiel produisant un décalage de $-f_i$ dans le spectre requis, où f_i est la fréquence initiale du zoom et $[f_i, f_i + B_p]$ est la bande fréquentielle sélectionnée avec une bande passante B_p . Du point de vue du spectre de la séquence du signal, les fréquences supérieures à f_i resteront positives et les fréquences inférieures deviendront négatives. La ZFFT est une application de la propriété de translation de la FFT. Le signal complexe $x_c(n)$ est filtré par un filtre passe-bas avec une bande passante B_p . Le signal de sortie du filtre $x_f(n)$ est sous-échantillonné, avec le respect du théorème d'échantillonnage de Shannon, et le pré-échantillon T'_s est donné par la formule :

$$T'_s = \frac{1}{2B_p} \quad (2.9)$$

avec :

$$B_p = \frac{B}{NT_s} \quad (2.10)$$

B est le nombre de données fréquentielles dans la bande passante $[f_i, f_i + B_p]$. La réduction est réalisée dans le domaine temporel par filtrage et décimation de N à M avec $M = 2B$ (downsampling). Le downsampling entraîne une possibilité d'augmenter l'intervalle d'échantillonnage, diminuant la fréquence d'échantillonnage par un facteur C , afin d'augmenter la précision fréquentielle. De l'équation (2.10), T'_s devient :

$$T'_s = \frac{NT_s}{2B} \quad (2.11)$$

Ainsi, le facteur de zoom C peut être défini comme :

$$C = \frac{N}{M} \quad (2.12)$$

2.2.4 La fenêtre glissante de la DFT

En traitement du signal, on rencontre souvent la transformée de Fourier appelée à court terme ou la transformée de Fourier à fenêtre. Ceci consiste à multiplier le signal $x(t)$ par une fonction de fenêtre w , centrée autour de 0, et à calculer les coefficients de Fourier du produit xw . Ces coefficients donnent une indication de la teneur en fréquence du signal x au voisinage de $t = 0$. Cette procédure est ensuite répétée avec la translation de la fonction de fenêtre (c'est-à-dire que $w(t)$ est remplacée par $w(t + \tau)$, $w(t + 2\tau)$..., où τ est un pas temporel convenablement choisie). Simplement, dans le cas du temps continu, la fonction à transformer est multipliée par une fonction de fenêtre qui n'est pas nulle pendant une

courte période de temps, et ceci est écrit comme [60, 61] :

$$X(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j\omega t} dt \quad (2.13)$$

En mode discret, la principale différence entre le fonctionnement de la DFT et la DFT glissante est que la DFT fonctionne sur un bloc d'échantillons d'entrée avec une longueur de N éléments, donc il doit attendre tout le bloc avant qu'il puisse être exécuté, cependant la DFT glissante fonctionne comme un système de contrôle en boucle fermée, il fonctionne de manière échantillon par échantillon.

En utilise la définition traditionnelle de la DFT d'un signal discret $x(n)$, on peut écrire sa transformée k^{th} comme suit [62] :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad (2.14)$$

où :

$$W_N^{nk} = \exp(-i2\pi k \frac{n}{N}); k = 0, 1, \dots, N - 1.$$

La fenêtre glissante de la DFT traite un signal de longueur fixe, par conséquent, à l'ajout d'une nouvelle valeur $x(n)$ à chaque instant T_e , le vecteur traité $[x(N - 1)]$ se décale par une position vers l'avant et devient $[x(N)]$ comme le montre la figure 2.4. Par le développement de l'équation (2.14), on peut écrire :

$$X(k)_{old} = \left(x(0) + x(1)W_N^k + x(2)W_N^{2k} + \dots + x(N - k)W_N^{(N-k)k} + \dots + \right. \\ \left. + x(N - 1)W_N^{(N-1)k} \right) \quad (2.15)$$

$$X(k)_{new} = \left(x(1) + x(2)W_N^k + x(3)W_N^{2k} + \dots + x(N - k + 1)W_N^{(N-k)k} + \dots + \right. \\ \left. + x(N)W_N^{(N-1)k} \right) \quad (2.16)$$

où $X(k)_{old}$ est l'ancienne séquence de la DFT correspondant à $[x(N - 1)]$ et $X(k)_{new}$ est la nouvelle séquence de la DFT correspondant à $[x(N)]$. De (2.15) et (2.16), on peut obtenir la forme récursive de la DTF glissante comme le clarifie la figure 2.5, et on écrit :

$$X(k)_{new} = (X(k)_{old} - x(0))W_N^{-k} + x(N)W_N^{(N-1)k} \quad (2.17)$$

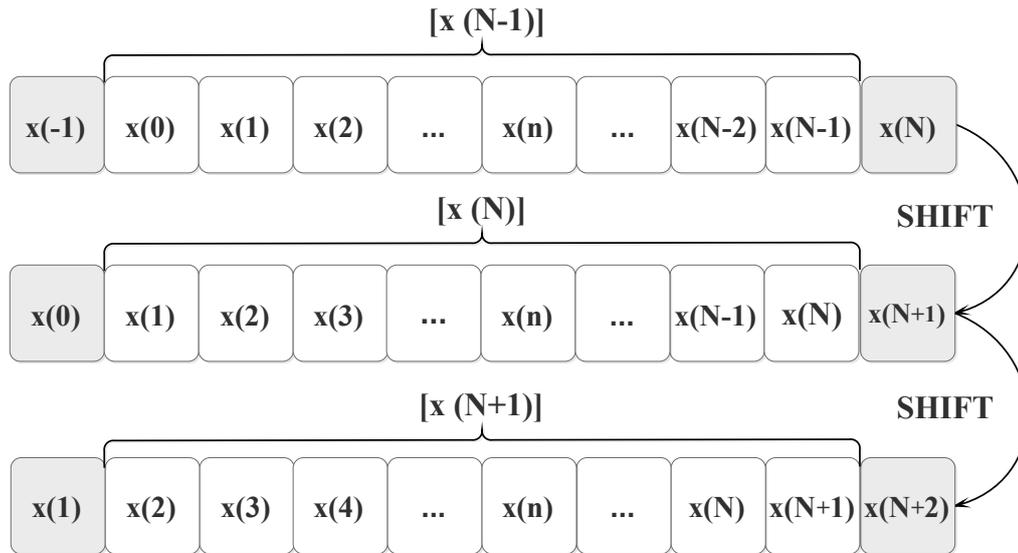


Figure 2.4. Signal de longueur fixe pour la fenêtre glissante.

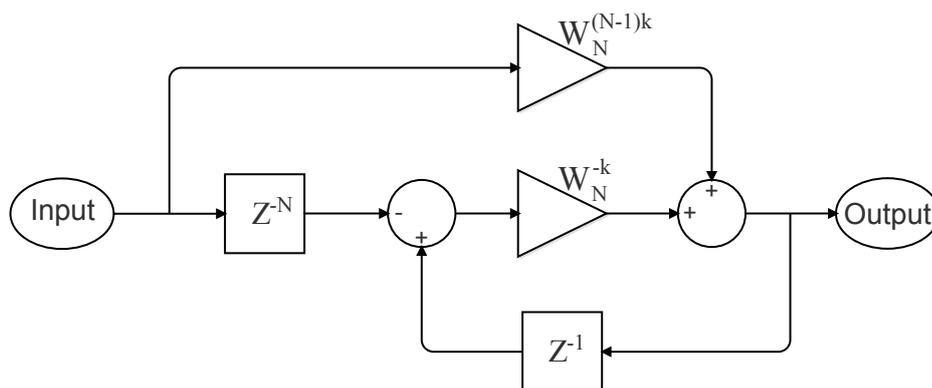


Figure 2.5. Algorithme de bloc de la fenêtre glissante de la DFT.

La transformée de Fourier (une fonction unidimensionnelle) du signal résultant est considérée comme la fenêtre glissante qui translate au long de l'axe du temps, ce qui donne une représentation bidimensionnelle du signal.

2.3 MUSIC

L'algorithme de classification des signaux multiples MUSIC est un algorithme d'estimation du traitement numérique du signal. La méthode a été publiée pour la première fois en 1979 par Ralph Otto Schmidt, et plus tard élargie par lui-même dans sa dissertation. L'algorithme MUSIC permet de déterminer la fréquence et la direction de réception à partir d'un mélange de plusieurs signaux sujets aux interférences.

MUSIC est un algorithme sous-spatial qui peut estimer les composantes de fréquence à partir de mesures bruitées et qui a des applications dans de nombreux domaines tels

que les communications, les radars, les sonars et surtout la direction d'arrivée (DOA). L'algorithme MUSIC décompose l'espace d'observation en sous-espaces de signal et de bruit. L'algorithme de MUSIC a une bonne précision et résolution d'estimation. Ainsi que l'algorithme de MUSIC possède de nombreuses applications dans l'analyse spectrale dans la littérature, il a été utilisé dans l'estimation de fréquence fondamentale [63, 64].

2.3.1 LE PRINCIPE DE L'ALGORITHME MUSIC

Les méthodes du sous-espace supposent que le signal en temps discret $x(n)$ peut être représenté par m sinusoides complexes dans un bruit $e(n)$

$$x(n) = \sum_{i=1}^m \bar{A}_i e^{j2\pi f_i n} + e(n), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.18)$$

avec :

$$\bar{A}_i = |A_i| e^{j\Phi_i} \quad (2.19)$$

où m est la dimension du signal en fréquence, N est le nombre d'échantillonnage des données, f_i , $|A_i|$, et Φ_i sont l'amplitude et la phase de la i -ème sinusoides complexe, respectivement, et $e(n)$ est un signal discret de bruit blanc avec une moyenne nulle.

Pisarenko a étudié le modèle (2.18) et trouvé que les fréquences des sinusoides peuvent être obtenues à partir du vecteur propre correspondant aux plus petites valeurs propres de la matrice d'autocorrélation. Cette méthode, qui est connue sous le nom de décomposition harmonique de Pisarenko (PHD), a conduit à des idées importantes et stimulé d'autres travaux, qui ont débouché sur de nombreuses nouvelles procédures appelées aujourd'hui «méthodes de sous-espace du signal et du bruit». Lorsque $e(n)$ est un bruit blanc d'une moyenne nulle avec une variance σ^2 , la matrice d'autocorrélation R de $x(n)$ peut être représentée par :

$$R = \sum_{i=1}^m |A_i|^2 e(f_i) e^H(f_i) + \sigma^2 I \quad (2.20)$$

avec :

$$e(f_i) = [1 \quad e^{j2\pi f_i} \quad e^{j4\pi f_i} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-1)f_i}]^T \quad (2.21)$$

L'exposant H est la transposée Hermitienne, et I est la matrice d'identité. On peut voir que la matrice d'autocorrélation R est composée de la somme des matrices d'autocorrélation de signal et de bruit, c'est-à-dire :

$$R = R_s + \sigma^2 I \quad (2.22)$$

Pisarenko a observé que la variance de bruit correspond aux plus petites valeurs propres de R , et que les fréquences des sinusoides complexes peuvent être estimées en utilisant l'orthogonalité des sous-espaces de signal et de bruit.

$$e(f_i)^H v(m+1) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.23)$$

avec $v(m+1)$ est le vecteur propre de bruit dans une matrice R avec la dimension $(m+1) \times (m+1)$. Le pseudo-spectre de PHD est défini comme :

$$P^{PHD}(f) = \frac{1}{|e(f)^H v(m+1)|^2} \quad (2.24)$$

MUSIC est basé sur l'idée de Pisarenko, décrite ci-dessus. Cependant, l'approche MUSIC a de meilleures performances que la méthode de Pisarenko en raison de l'introduction de la moyenne via les vecteurs propres de bruit supplémentaire ($k = m+1, m+2, \dots, M$). La moyenne réduit les fluctuations statistiques présentes dans le pseudospectrum de Pisarenko, qui sont dues aux erreurs d'estimation de la matrice d'autocorrélation. Ensuite, le pseudo-spectre MUSIC du vecteur d'espace est défini comme :

$$P^{PHD}(f) = \frac{1}{\sum_{k=m+1}^M |e(f)^H v(k)|^2} \quad (2.25)$$

où $e_i(f_i)^H v(k) = 0, k = m+1, \dots, M$. Il a les pics les plus importants sur les composantes principales, et ces fréquences sont dans la bande passante $[0, F_s/2]$ pour un signal échantillonné à la fréquence F_s . Dans une application réelle, la matrice d'autocorrélation n'est pas connue et devrait être estimée. De plus, la précision de la méthode MUSIC dépend de la dimension de la matrice d'autocorrélation ($M \leq N$). Il n'y a pas de base théorique pour calculer la valeur exacte de M ; cependant, la dimension de la matrice d'autocorrélation devrait être suffisamment élevée pour avoir plus de valeurs propres pour l'espace de bruit et devrait être suffisamment faible pour minimiser le temps de calcul qui dépend de M^3 . Néanmoins, il a été trouvé empiriquement que $M = 3/4N$ donne une bonne performance [40].

La plus grande difficulté de cet algorithme dans les pratiques d'ingénierie est la décomposition de la matrice, qui représente une énorme charge de calcul et ne convient pas aux applications en temps réel. MUSIC surpasse des méthodes simples telles que la sélection des composants des spectres DFT en présence de bruit, lorsque le nombre de composants est connu à l'avance, car il exploite la connaissance de ce nombre pour ignorer le bruit dans son rapport final. Son principal inconvénient est que le nombre de composants doit être connu à l'avance, de sorte que la méthode originale ne peut pas être utilisée dans des cas plus généraux. Des méthodes existent pour estimer le nombre de composants sources uniquement à partir des propriétés statistiques de la matrice d'autocorrélation.

2.4 ZMUSIC

L'algorithme de Zoom MUSIC (ZMUSIC) est basé sur le décalage de fréquence et la décimation d'un signal en temps discret pour déterminer le spectre dans une bande passante de fréquence $[f_i, f_i + Bp]$. Le décalage de fréquence est principalement une translation dans le domaine fréquentiel, et il peut être défini par $f_{shift} = -(f_i + 0.5Fp)$, avec $0.5Fp$ est la fréquence de coupure du filtre passe-bas pour la procédure de décimation. La décimation d'un signal en temps discret consiste à la réduction de la fréquence d'échantillonnage (la même technique de la méthode ZFFT). Initialement, le signal en temps discret $x(n)$ est obtenu après l'échantillonnage du signal $x(t)$ avec une fréquence F_s . Par conséquent, il serait possible de faire un zoom dans la bande passante $[0, F_s/2]$ comme il est montré dans le diagramme 2.6. Néanmoins, le coût de calcul avec ZMUSIC est plus important qu'avec ZFFT. Cependant, ZFFT pourrait avoir besoin de plus de temps d'acquisition que ZMUSIC pour obtenir la même résolution de fréquence. Une estimation raisonnable de la dimension de la matrice d'autocorrélation pour ZMUSIC est obtenue avec $M_{ZMUSIC} = N/(2C)$ et C est le facteur de zoom [65, 66].

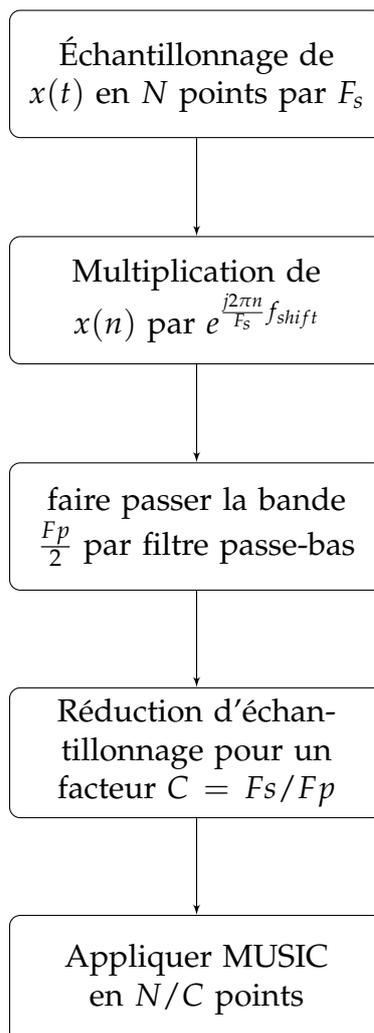


Figure 2.6. Organigramme de la technique de zoom appliqué sur un signal $x(t)$.

2.5 Étude comparative par expérimentation de la FFT, ZFFT, MUSIC et ZMUSIC

Le banc d'essai comportant un moteur asynchrone triphasé à cage d'écuriel de 1.1 kW, 400 V, 50 Hz, 22 barres dans le rotor et de 24 encoches dans le stator, 2 paires de pôles. Ce moteur est couplé à un frein à poudre magnétique et le courant statorique a été traité par la carte DSpace 1104. Plusieurs essais ont été effectués pour différentes charges dans des conditions saines et avec la présence d'une barre cassée dans le rotor, comme il est montré dans la figure 2.7.

Dans le but de comparer les méthodes FFT, MUSIC, ZFFT et ZMUSIC, le traitement de signaux d'expérimentation pour différentes charges est réalisé, le cas de cassure d'une barre est considéré. Les figures 2.8-2.23 transposent les résultats obtenus, l'évolution des amplitudes des harmoniques caractéristiques du défaut de cassure de barres à savoir $(1 \mp 2g)f_s$ sont à suivre, où g et f_s présentent respectivement le glissement et la fréquence d'alimentation.

Pour l'acquisition du signal du courant statorique, une fréquence d'échantillonnage de 3 kHz a été utilisée par la carte Dspace 1104. Une fenêtre de Han, avec un temps d'acquisition de $T_m = 10$ sec qui donne une résolution fréquentielle de 0.1 Hz, est appliquée pour réduire les lobes latéraux dus par la la discrétisation du signal.

Lors de l'application de la méthode ZFFT, un facteur de zoom $A = 15$, qui donne une



Figure 2.7. Banc d'essai.

taille des échantillons $N_{ZFFT} = 2000$ a été choisi, où la taille des échantillons $N_{FFT} = 30000$. De l'autre côté, pour les méthodes MUSIC et ZMUSIC et à l'aide des fonctions MATLAB, un filtre passe bas est utilisé pour éviter un repliement dans la bande de fréquence $[0 - 100]$ Hz, avec un temps d'acquisition $T_m = 3$ sec. Pour ZMUSIC, un facteur de zoom $A = 15$ a été choisi qui implique une taille de $N_{ZMUSIC} = 600$, où la taille des échantillons $N_{MUSIC} = 9000$.

Lors de l'application des techniques de zoom, le décalage de fréquence de 50Hz (fréquence d'alimentation) contribue à augmenter le facteur d'échantillonnage A de 15 à 30, produit par une nouvelle fréquence d'échantillonnage de 100 Hz du signal temporel discret, ce qui entraîne une réduction du nombre de prélèvements par demi ($N_{ZFFT} = 1000$ et $N_{ZMUSIC} = 300$).

La figure 2.24 résume les amplitudes des signatures de défauts de barres $(1 \mp 2g)f_s$ de la FFT et ZFFT, présentées dans les figures de 2.8 à 2.23. Bien que la fréquence d'échantillonnage qui est réduite de 15 fois par la technique de zoom, on voit que les deux méthodes de Fourier possèdent la même minutie des amplitudes, sans toucher à la résolution fréquentielle. Tandis que la figure 2.25 qui représente la même chose par l'application de MUSIC et ZMUSIC, dévoile le manque de similarité entre les deux résultats obtenus, mais la fréquence d'échantillonnage prouve encore l'indépendance de la résolution fréquentielle. On conclue que les résultats des méthodes de Fourier sont très proches les uns des autres, Au contraire, les techniques de MUSIC et ZMUSIC présentent des différences plus prononcées dans leurs amplitudes, sachant que ces méthodes nécessitent moins de temps d'acquisition.

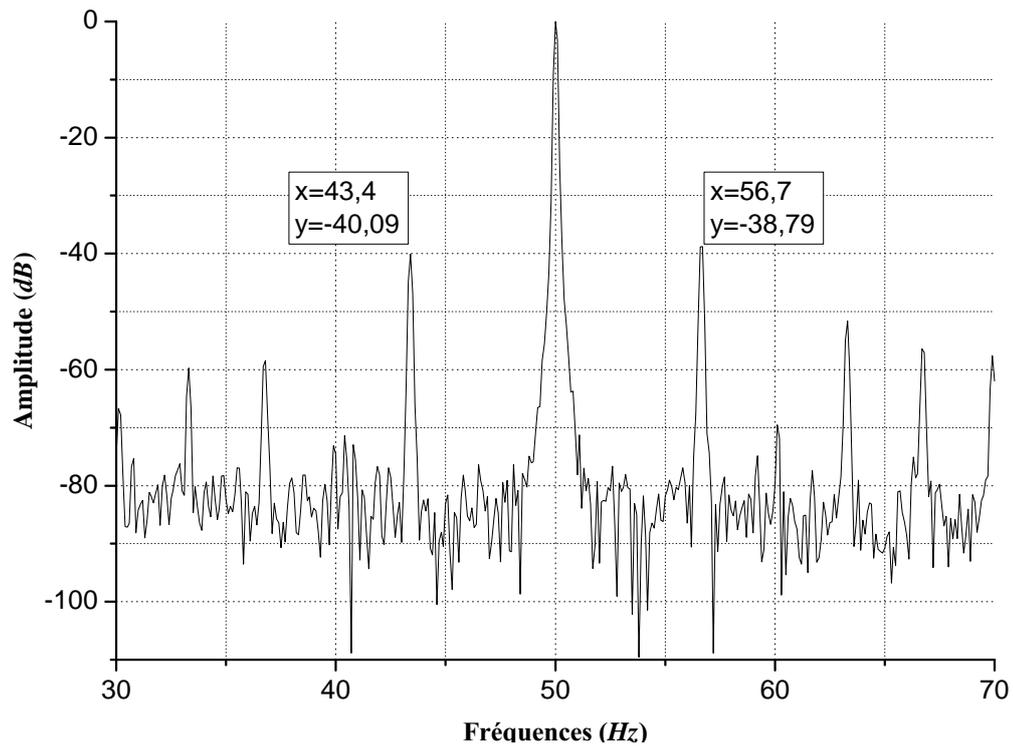


Figure 2.8. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.

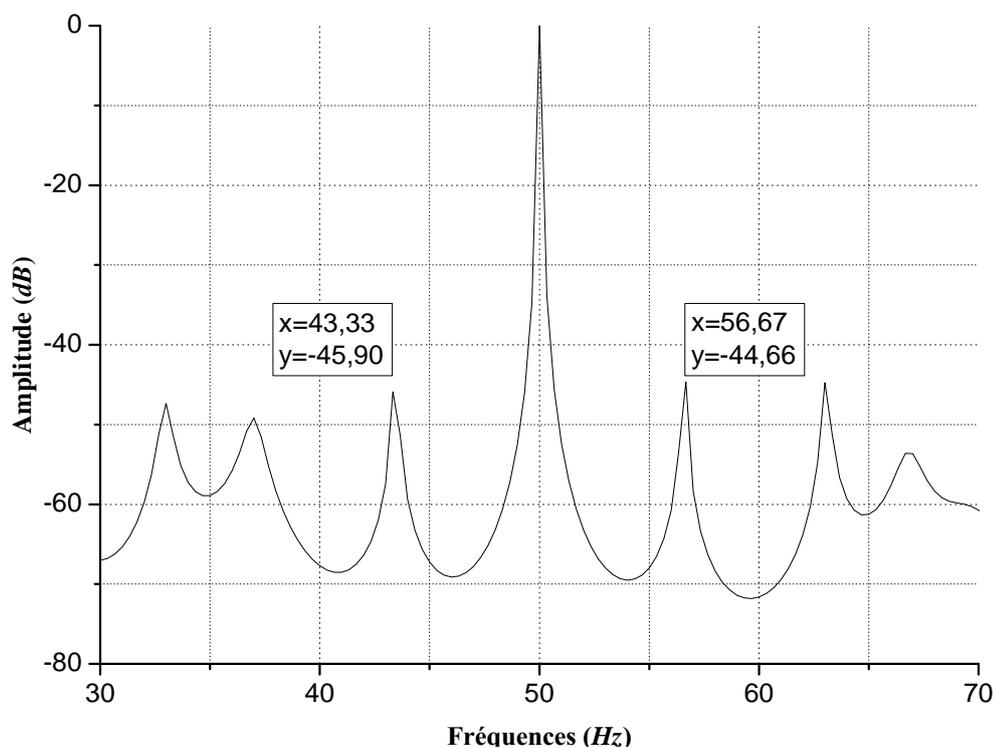


Figure 2.9. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.

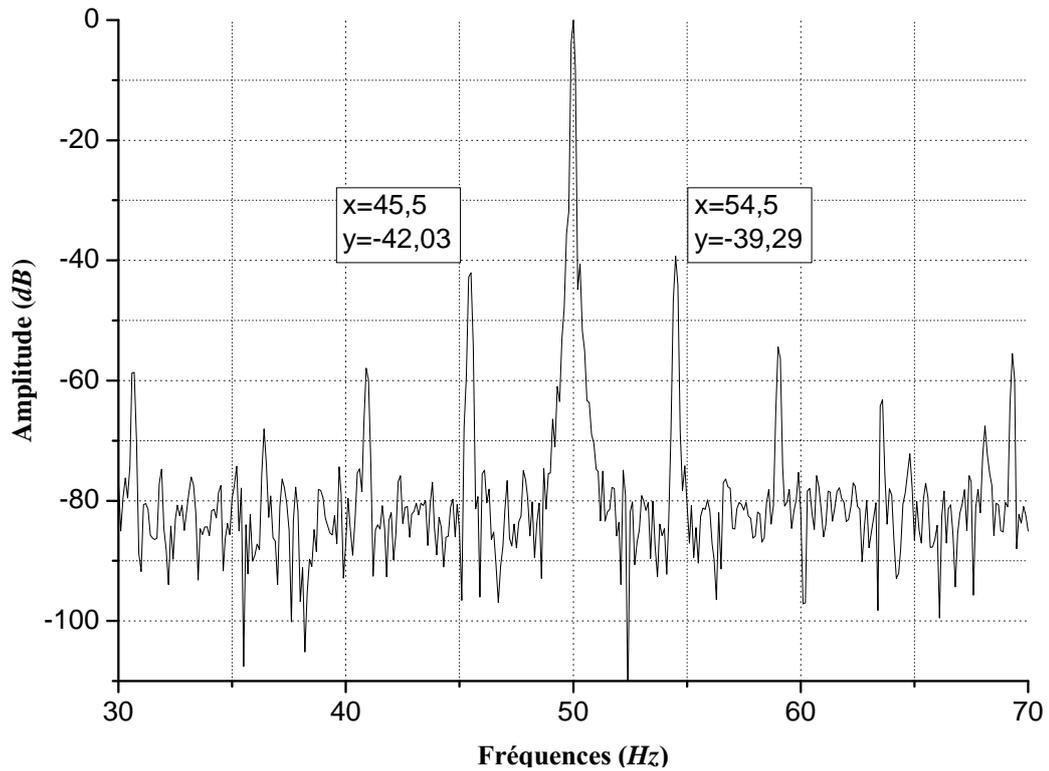


Figure 2.10. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.

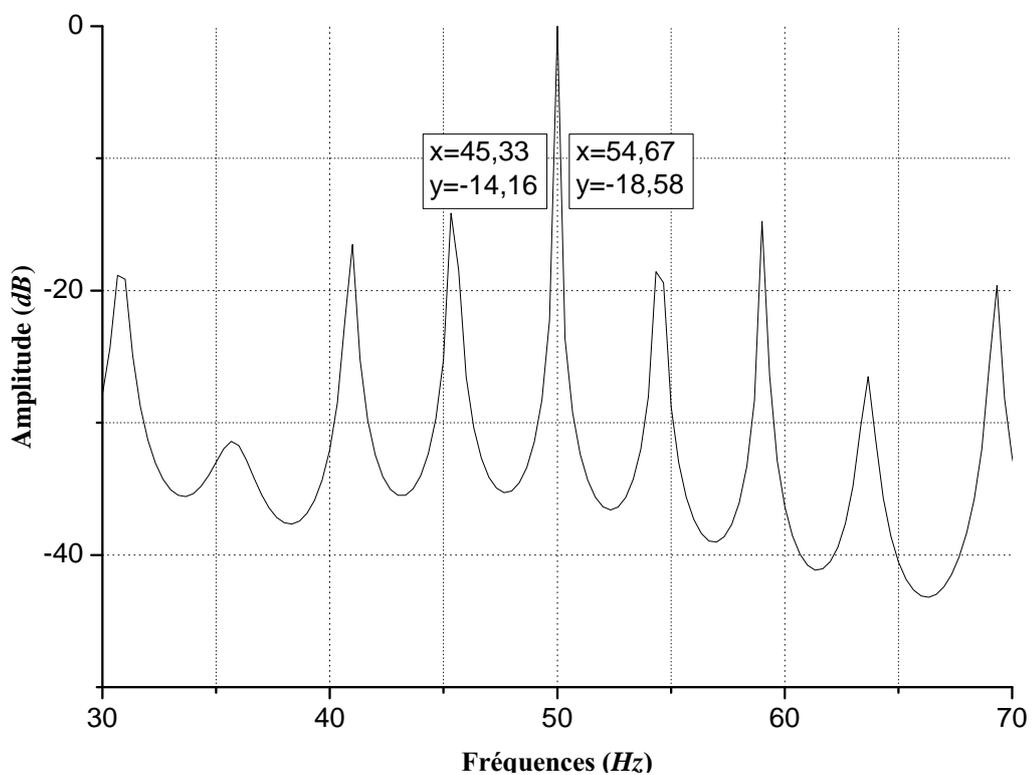


Figure 2.11. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.

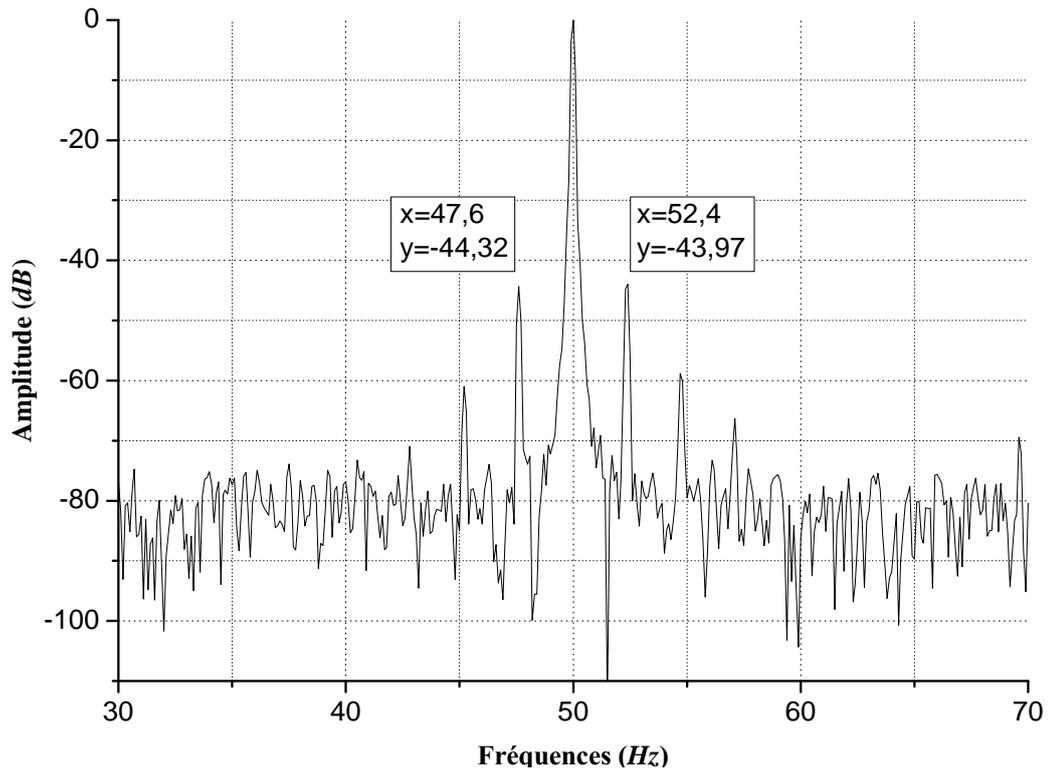


Figure 2.12. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.

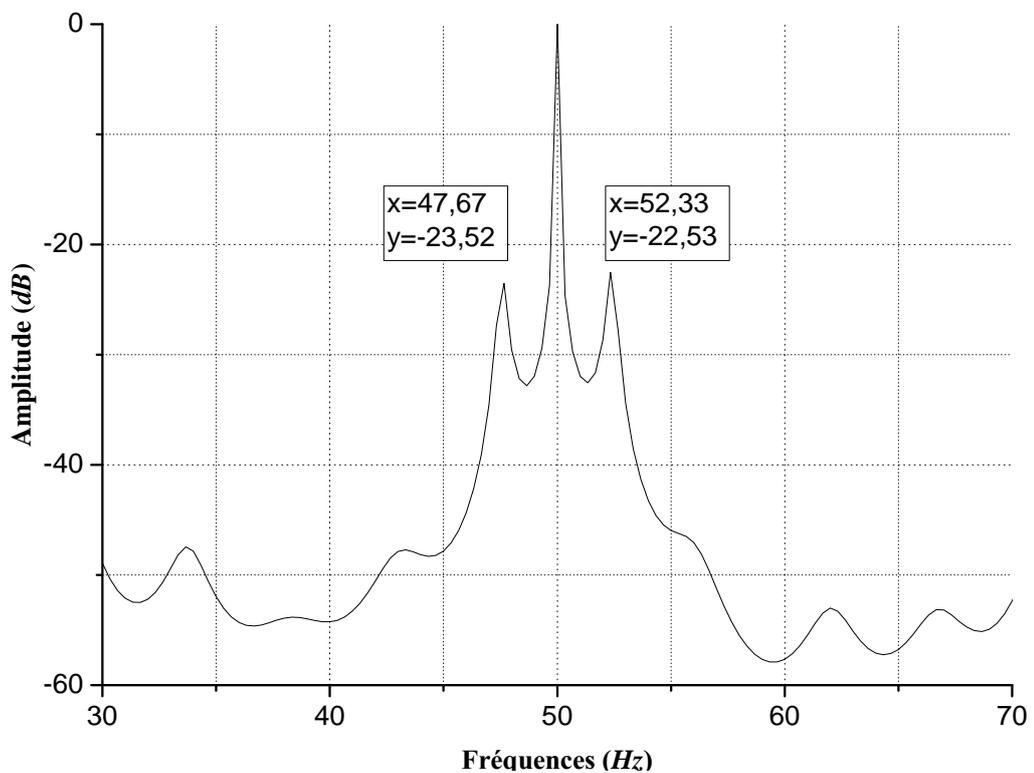


Figure 2.13. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.

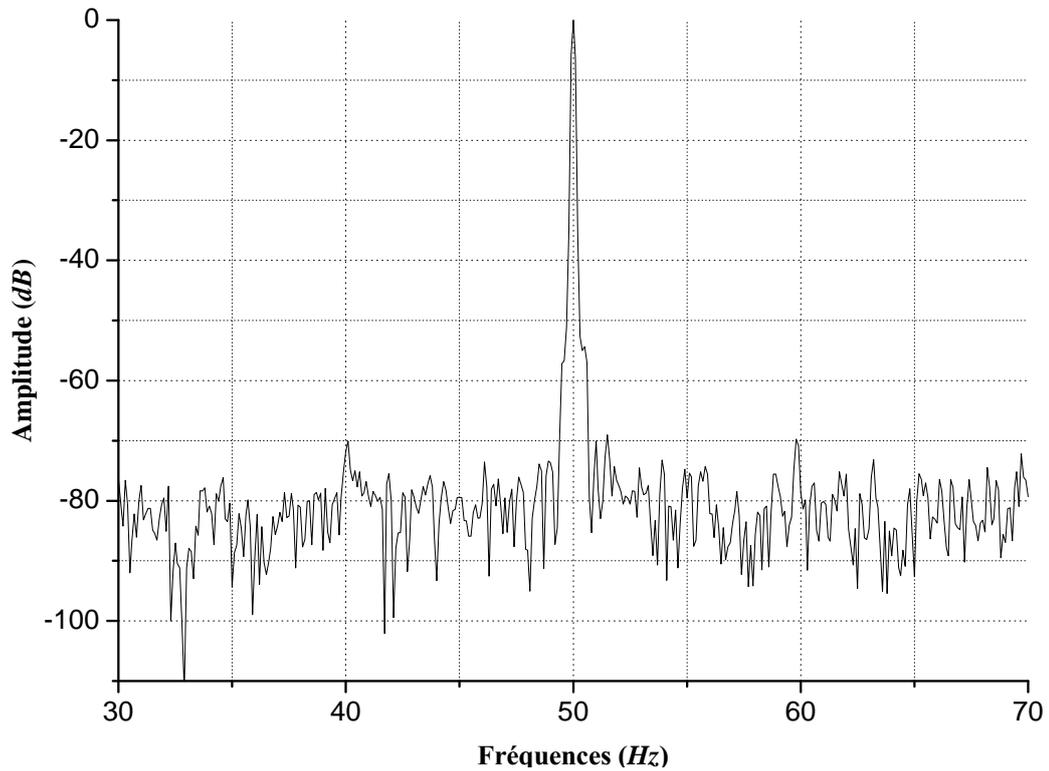


Figure 2.14. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).

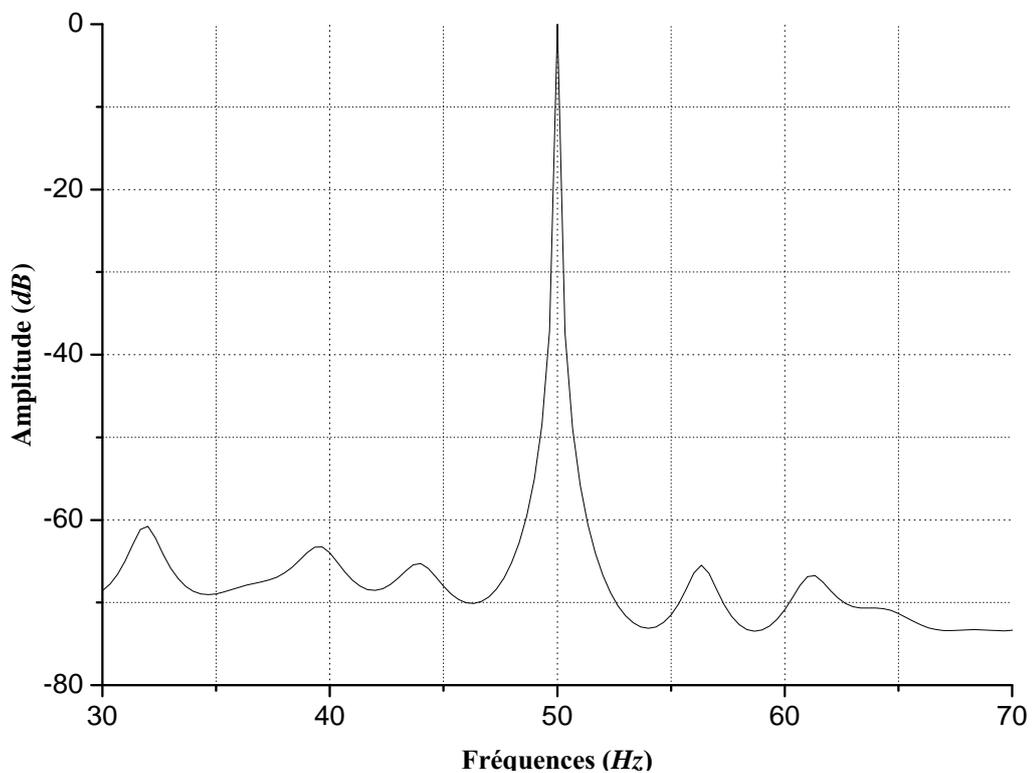


Figure 2.15. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant MUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).

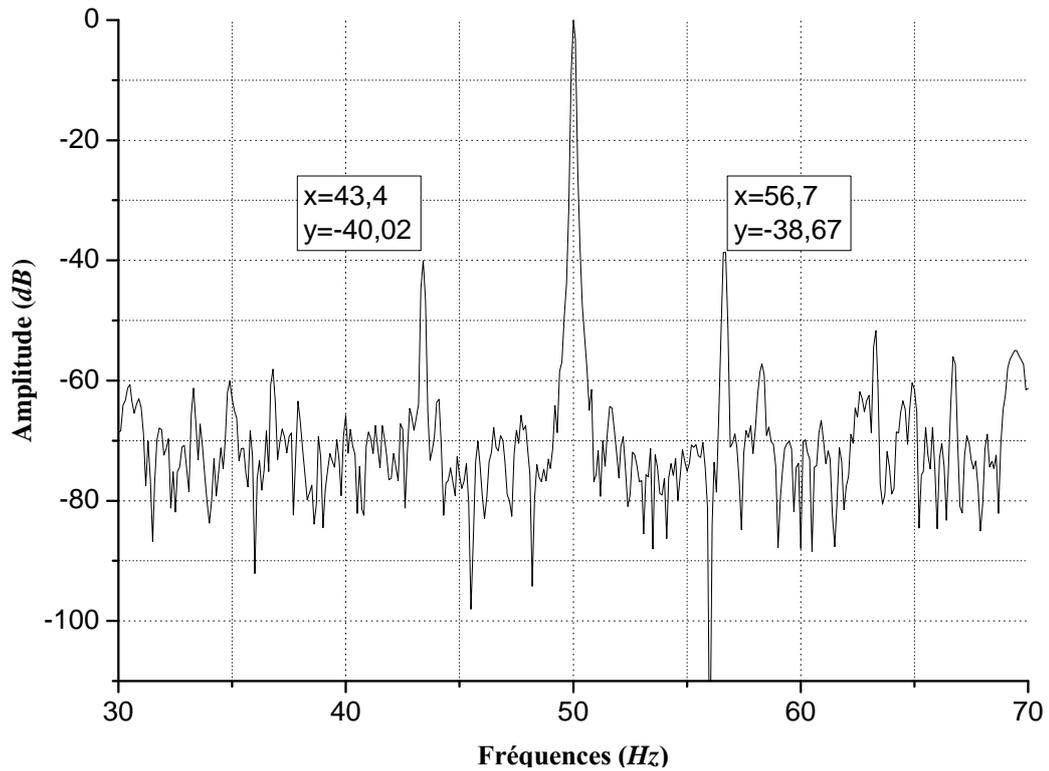


Figure 2.16. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.

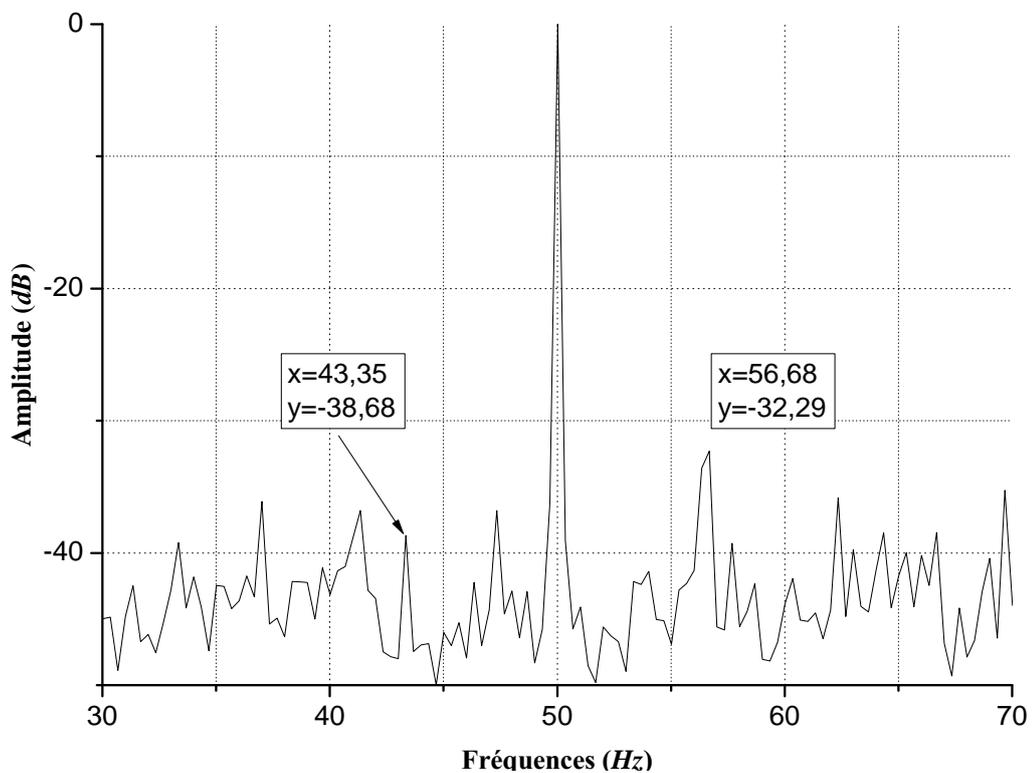


Figure 2.17. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.

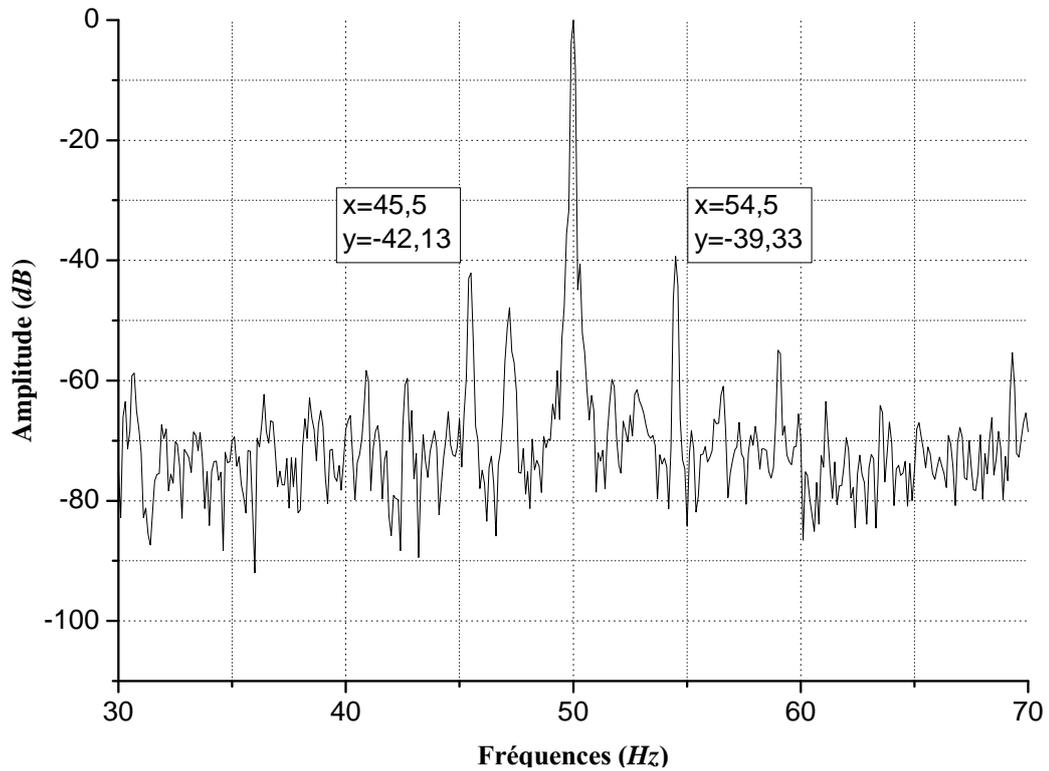


Figure 2.18. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.

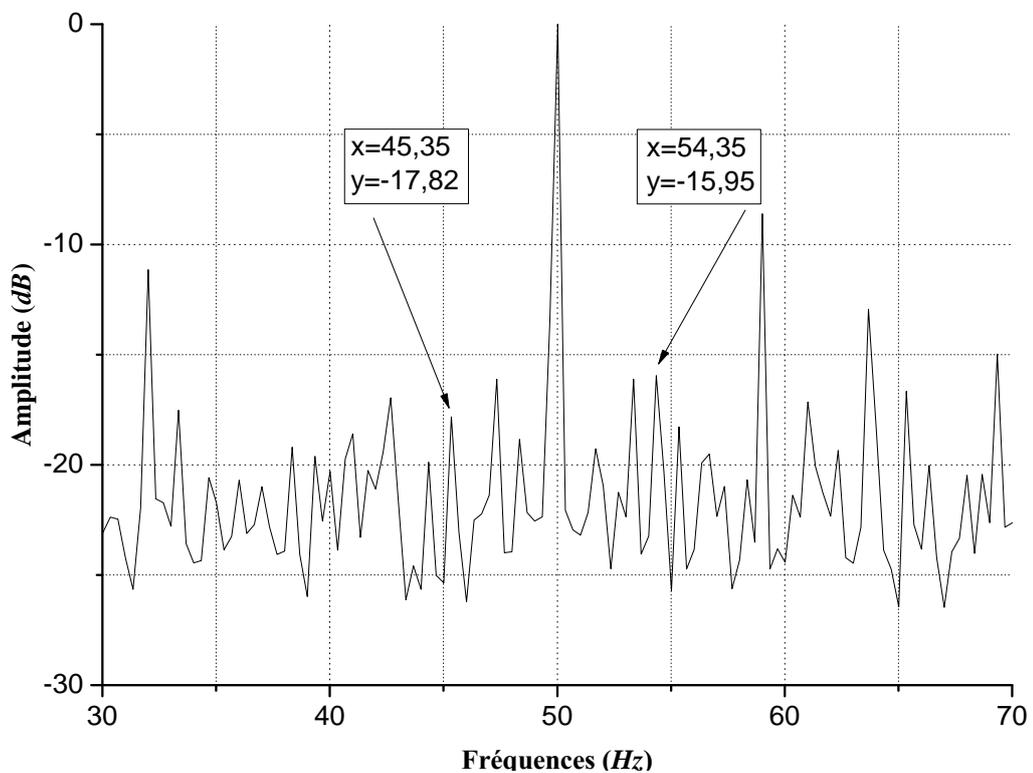


Figure 2.19. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 60 % de la charge nominale.

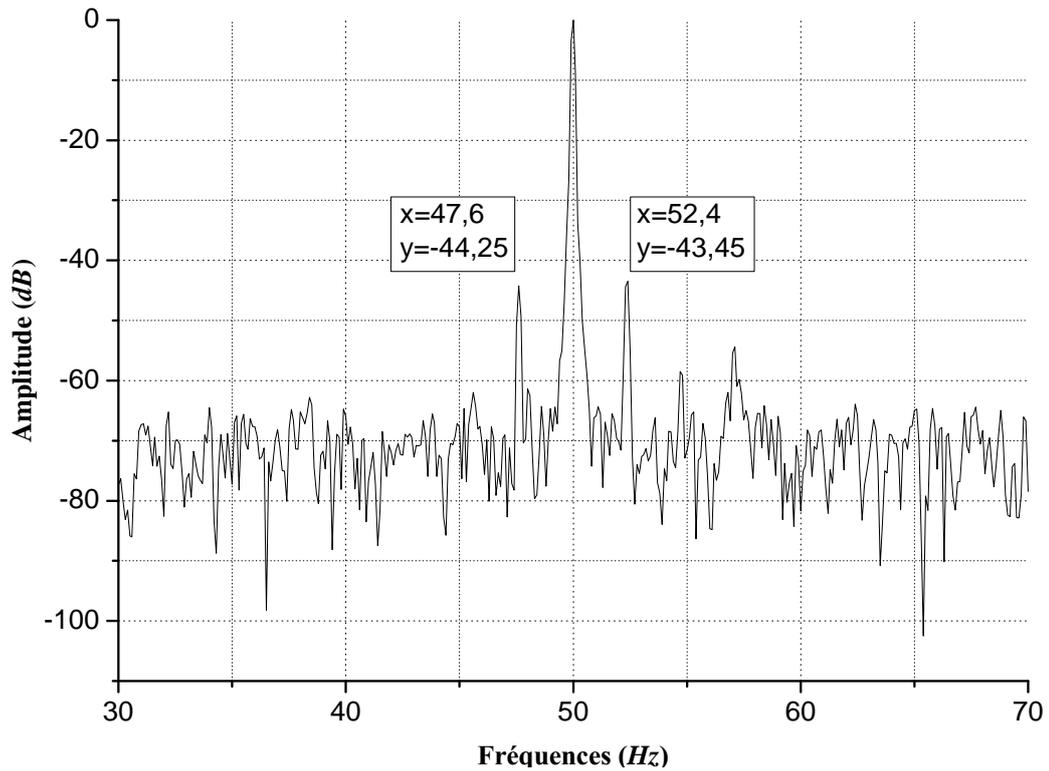


Figure 2.20. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.

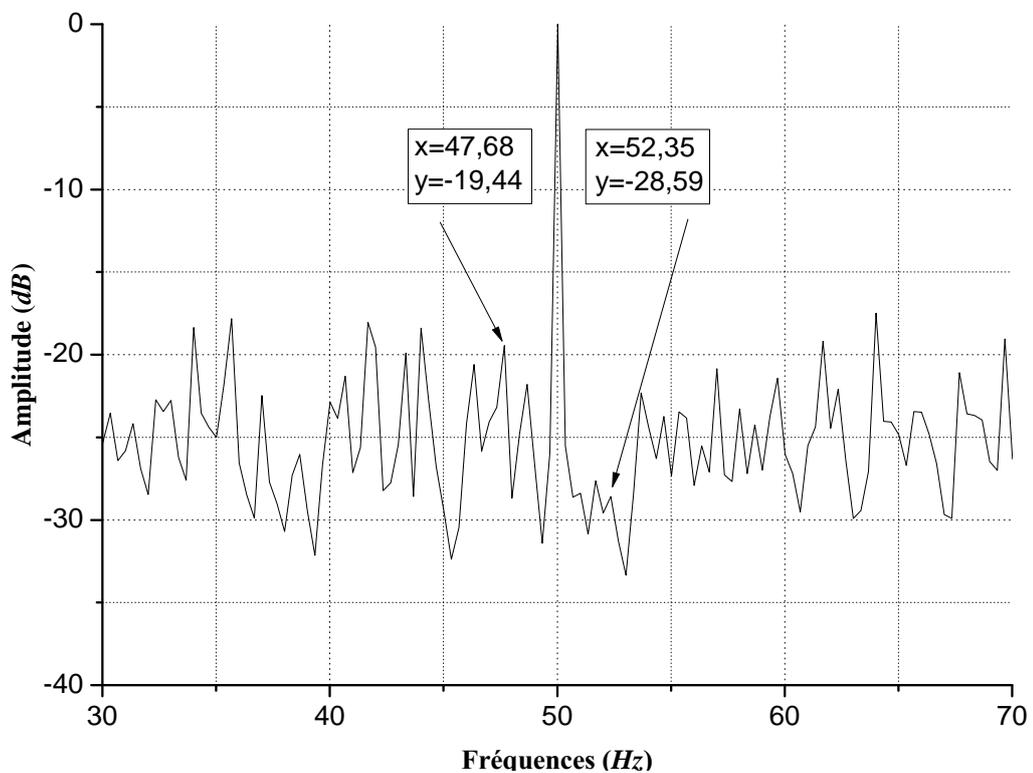


Figure 2.21. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement de 30 % de la charge nominale.

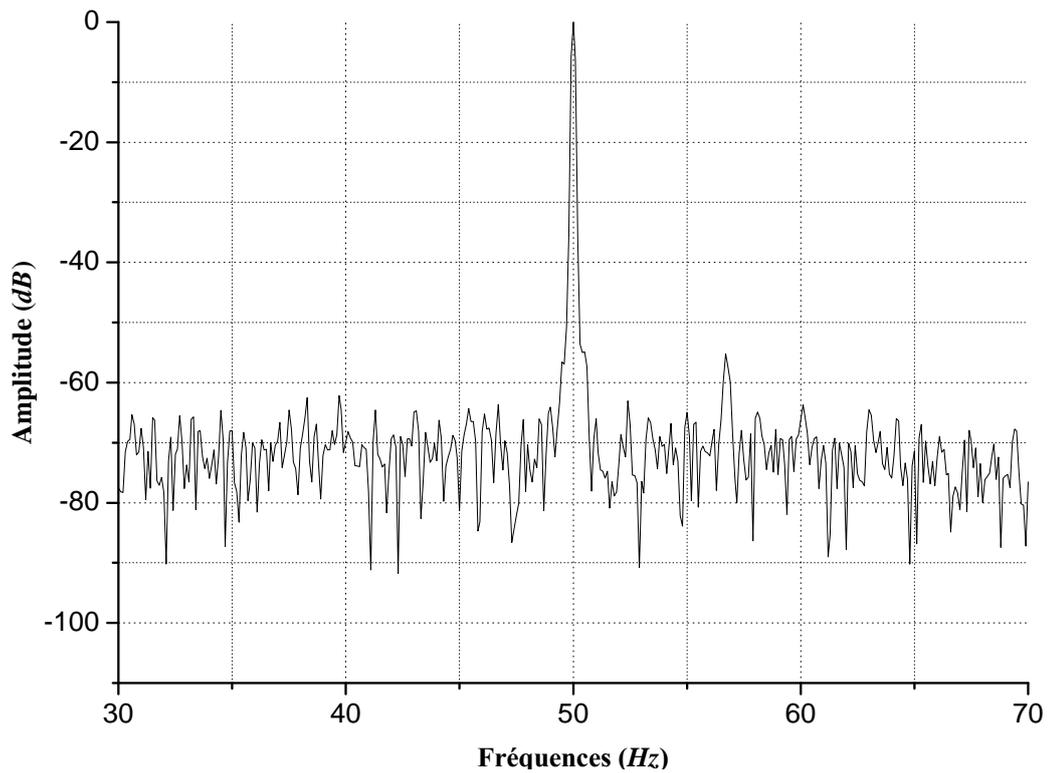


Figure 2.22. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZFFT, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).

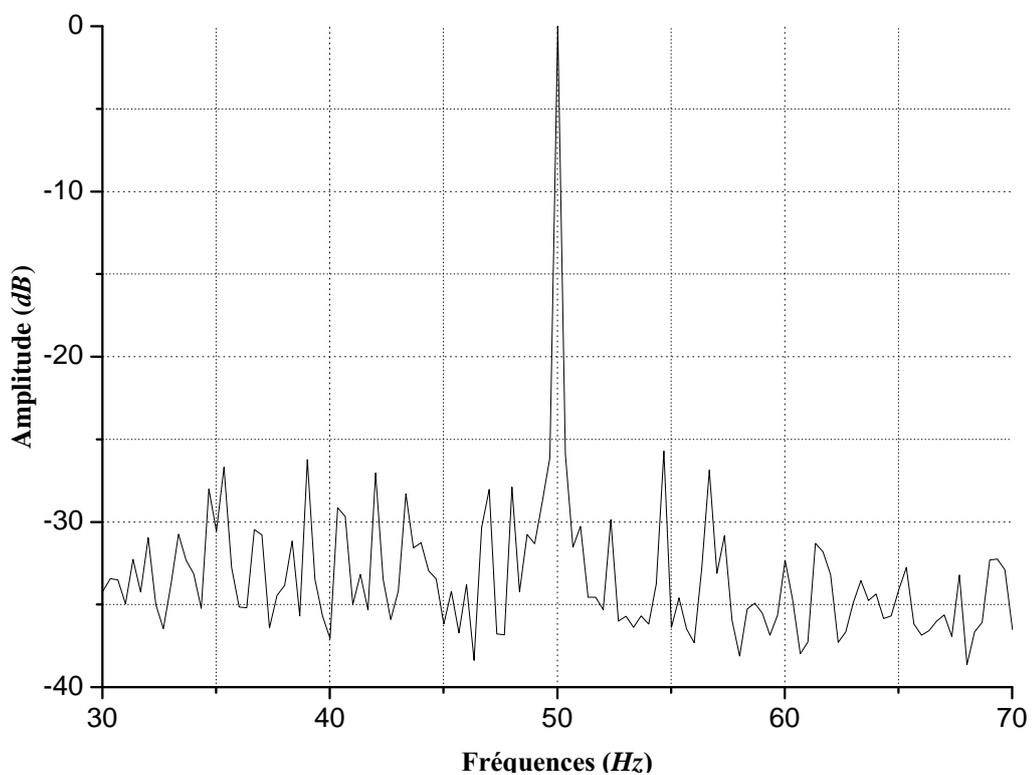


Figure 2.23. Expérimental : le spectre du courant statorique en utilisant ZMUSIC, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).

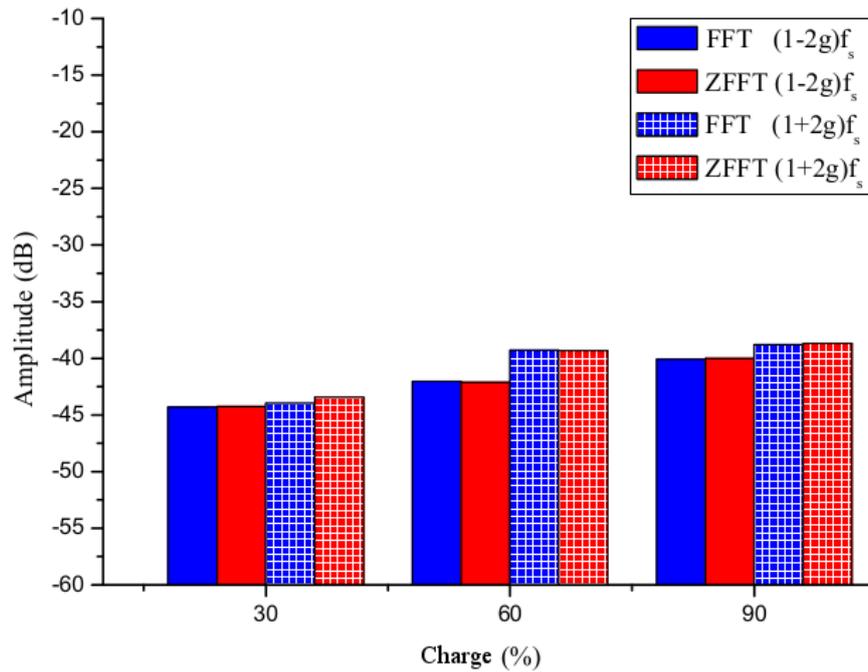


Figure 2.24. Résumé des valeurs des spectres du courant statorique traités par FFT et ZFFT pour un moteur ayant une cassure d'une barre et en fonction de la charge.

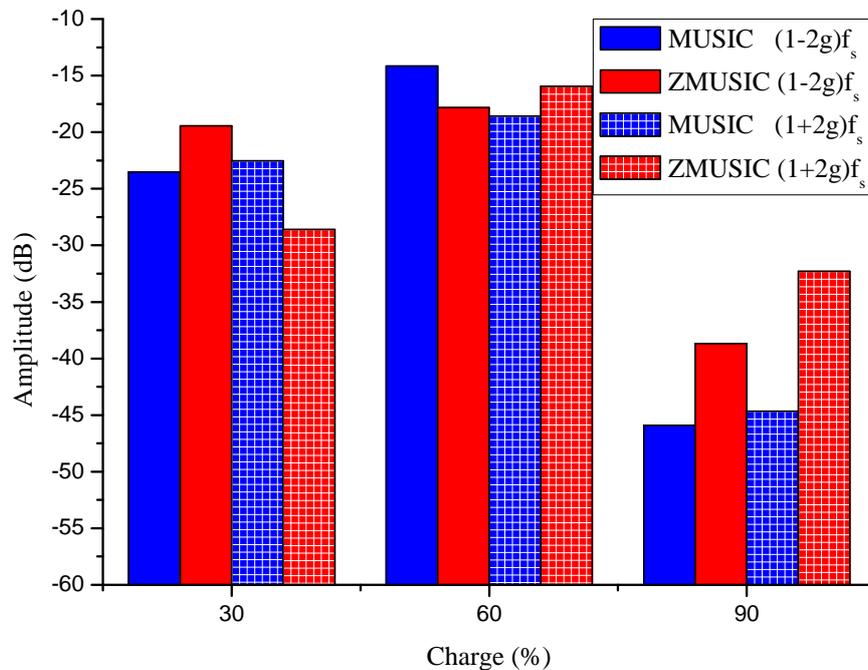


Figure 2.25. Résumé des valeurs des spectres du courant statorique traités par MUSIC et ZMUSIC pour un moteur ayant une cassure d'une barre et en fonction de la charge.

2.6 Algorithme de Goertzel

L'algorithme de Goertzel est une technique de traitement numérique du signal qui a une simple structure pour but d'économiser la mémoire de stockage ainsi que diminuer le nombre d'opération à exécuter, afin d'optimiser la mise en œuvre sur les unités de calcul d'une part, ou bien de l'utiliser sur des petits processeurs à faible coût, rendant ainsi utiles dans certaines applications pratiques. Son efficacité est limitée par le nombre des composantes fréquentielles sélectionnées à partir d'un signal discret, où la transformée de Fourier rapide est conseillée dans le cas de couvrir un spectre complet. L'algorithme de Goertzel peut également être inversible comme une fonction de synthèse sinusoïdale, ce qui nécessite seulement une multiplication et une soustraction par échantillon généré [67, 68].

La dérivation de l'algorithme de Goertzel, commence par la formule de la DFT comme termes d'une équation différentielle récursive. Sachant que $W_N^{-Nk} = 1$, l'équation de la transformée de Fourier discrète (2.14) peut être évalué en termes d'un polynôme comme :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{-Nk} W_N^{nk} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{(N-n)(-k)} \quad (2.26)$$

On peut traiter les puissances de W_N^{-k} dans la sommation de la DFT comme les termes de puissance dans un polynôme, avec les termes $x(n)$ comme coefficients multiplicateurs. Un moyen efficace d'évaluer ce polynôme est la forme imbriquée suivante :

$$X(k) = \left(\dots \left(\left(W_N^{-k} x(0) + x(1) \right) W_N^{-k} + x(2) \right) W_N^{-k} + \dots \right. \\ \left. + (N-2) \right) W_N^{-k} + x(N-1) \Big) W_N^{-k} \quad (2.27)$$

Comme la forme imbriquée est évaluée terme par terme, elle produit une suite de résultats intermédiaires $y(n)$:

$$\left| \begin{array}{l} y(-1) = 0 \\ y(0) = W_N^{-k} y(-1) + x(0) \\ y(1) = W_N^{-k} y(0) + x(1) \\ \vdots \\ y(N) = W_N^{-k} y(N-1) + x(N) \end{array} \right. \quad (2.28)$$

Donc on peut généraliser les N étapes par l'équation différentielle récursive $y(n)$:

$$y(n) = W_N^{-k} y(n-1) + x(n) \quad (2.29)$$

et on peut remplacer la somme de la DFT $X(k)$ par l'équation différentielle récursive $y(N)$:

$$y(N) = X(k) \quad (2.30)$$

Le calcul principal dans l'algorithme de Goertzel a la forme d'un filtre numérique, et pour cette raison, l'algorithme est souvent appelé "filtre de Goertzel". Le filtre fonctionne sur une séquence d'entrée $x(n)$ dans une cascade de deux étapes avec un paramètre ω , et on définit sa fonction de transfert par :

$$H_k(z) = \frac{Y_k(z)}{X_k(z)} = \frac{1}{1 - W_N^{-k}z^{-1}} \quad (2.31)$$

On multiplie le haut et le bas par le conjugué des termes du dénominateur $1 + W_N^{-k}z^{-1}$, en incorporant l'opération de multiplication qui suit l'étape finale de la séquence imbriquée, on obtient l'équation finale du filtre de Goertzel :

$$H_k(z) = \frac{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k}z^{-1}}{1 - 2\cos(\frac{2\pi k}{N})z^{-1} + z^{-2}} \quad (2.32)$$

Le filtrage est divisé en deux parties simples en cascade (figure 2.26), afin de réduire le coût de calcul de ce filtre dans l'implémentation en temps réel. Contrairement aux calculs de la DFT, la première partie du filtrage appliquée directement à la séquence d'entrée n'utilise que des nombres réels. On note $D_k(n)$ est la partie réelle du signal filtré qui est calculée par :

$$D_k(n) = x(n) + 2\cos(\frac{2\pi k}{N})D_k(n-1) - D_k(n-2) \quad (2.33)$$

Toute valeurs d'entrée $x(n)$, pour $n < 0$, est supposée égale à 0. Pour établir l'état initial du filtre afin que l'algorithme puisse commencer à l'échantillon $x(0)$, les valeurs initiales sont attribuées aux états du filtre $D_k(-2) = D_k(-1) = 0$. Ensuite, la partie imaginaire est

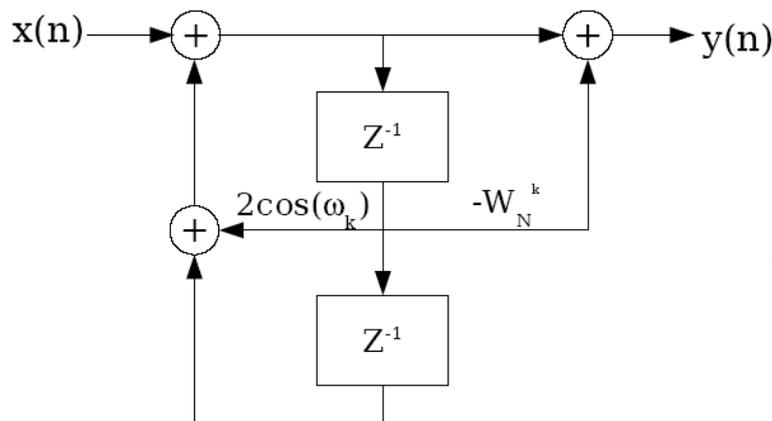


Figure 2.26. L'algorithme de Goertzel.

calculée uniquement à l'indice de filtrage final $n = N$ et on utilise :

$$y_k(N) = D_k(N) - D_k(N-1)e^{j\frac{2\pi}{N}k} \quad (2.34)$$

où : $y_k(n)$ est la valeur complexe du signal filtré.

Selon la théorie de la complexité computationnelle, le calcul par l'algorithme de Goertzel d'un ensemble de M fréquences est M fois sur chaque donnée de l'ensemble acquis de N valeurs, avec un coût de calcul de K opérations par séquence et qui implique une complexité de $O(KNM)$. Pour calculer une seule fréquence $X(f)$ de longueur N , l'algorithme de Goertzel nécessite N multiplications réelles et $2N$ additions dans la première étape du filtre, en revanche dans la deuxième étape, l'algorithme de Goertzel nécessite seulement une multiplication complexe et une seule addition. Ceci permettra par exemple pour les signatures des défauts à fréquence fixe comme le déséquilibre ou le court-circuit qui peuvent être diagnostiqués par l'évolution de l'harmonique 3, d'utiliser des solutions plus économiques.

Comme exemple d'application, Arduino DUE qui est un microcontrôleur à faible coût, a été utilisé pour l'implémentation de l'algorithme de Goertzel (figure 2.27) pour détecter le défaut de déséquilibre d'alimentation. Cette carte basée sur le CPU ARM Cortex-M3 Atmel SAM3X8E dispose de 54 broches d'entrée/sortie numériques (dont 12 peuvent être utilisées comme sorties PWM), 12 entrées analogiques, 4 UART (ports série matériels), une horloge de 84 MHz. Pour la lecture des valeurs des signaux sur DUE, une broche analogique spécifiée avec une résolution du convertisseur analogique/numérique de 12 bits. Ceci donne une résolution de lecture de : 3.3 volts/4096 unités ou, 8.057×10^{-4} volts par unité. Des essais ont été effectués pour différentes charges sur un système triphasé équilibré puis sur un système déséquilibré par l'ajout d'un rhéostat en série avec l'une des phases d'alimentation. La première partie de l'étude expérimentale consiste sur la détection de l'asymétrie de tension par l'analyse du vecteur de Park des courants statoriques et la deuxième consiste sur l'analyse vibratoire du moteur, afin de souligner les signatures principales de défaut.

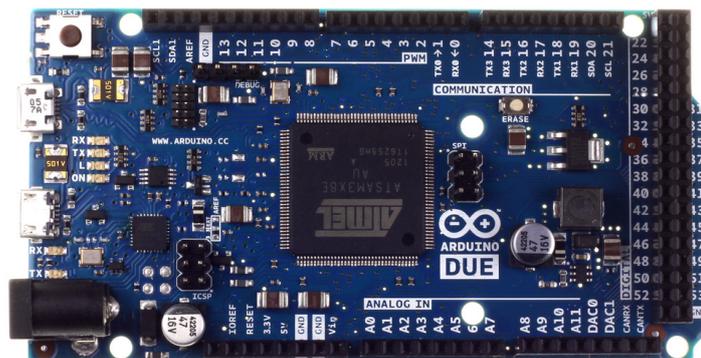


Figure 2.27. Carte Arduino.

2.6.1 Résultats par l'analyse des courants statoriques

La figure 2.29 présente le spectre du vecteur de Park appliqué aux courants statoriques du moteur sous une tension d'alimentation symétrique et une charge de 90 % de la charge nominale. On peut remarquer que la signature de défaut dans la séquence négative -50 Hz existe naturellement, à cause de faible asymétrie au niveau de tension d'alimentation par nature. Contrairement à ce que l'on voit sur la figure 2.30, on introduit une chute de tension de 15 % de la tension nominale 230 V dans une phase statorique par un rhéostat. Après cette procédure, on peut constater une augmentation de l'amplitude de l'indicateur de défaut -50 Hz , elle est très significative lorsqu'on la compare avec l'amplitude de défaut dans la figure 2.29

La figure 2.31 montre l'amplitude de l'harmonique de la séquence négative $-f_s$ en fonction du temps réel pendant le changement de niveau d'asymétrie des tensions d'alimentation de 0 % à 30 % de la tension nominale d'une phase statorique, sous une charge de 90 % de la charge nominale. Il est évident que l'algorithme de Goertzel est capable de suivre un harmonique de la séquence négative d'une approche de diagnostic en temps réel pour la détection de l'asymétrie d'alimentation dans le moteur à induction utilisant la carte Arduino. La variation de l'amplitude de l'harmonique de séquence négative $-f_s$ dépend de la gravité de la chute de tension d'une phase statorique, et elle est directement proportionnelle à la variation de déséquilibre de tension en phase.

D'après ces résultats, on peut conclure que la méthode de diagnostic de la machine asynchrone qui consiste à l'analyse des courants de stator par le vecteur de Park et au traitement par l'algorithme de Goertzel implémenté sur la carte Arduino DUE, est très fiable et signifiante pour détecter l'anomalie dans la tension d'alimentation en temps réel.

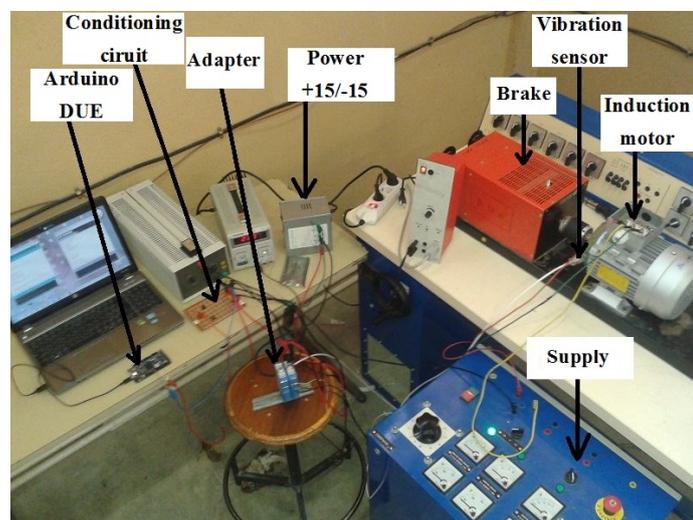


Figure 2.28. Banc d'essai.

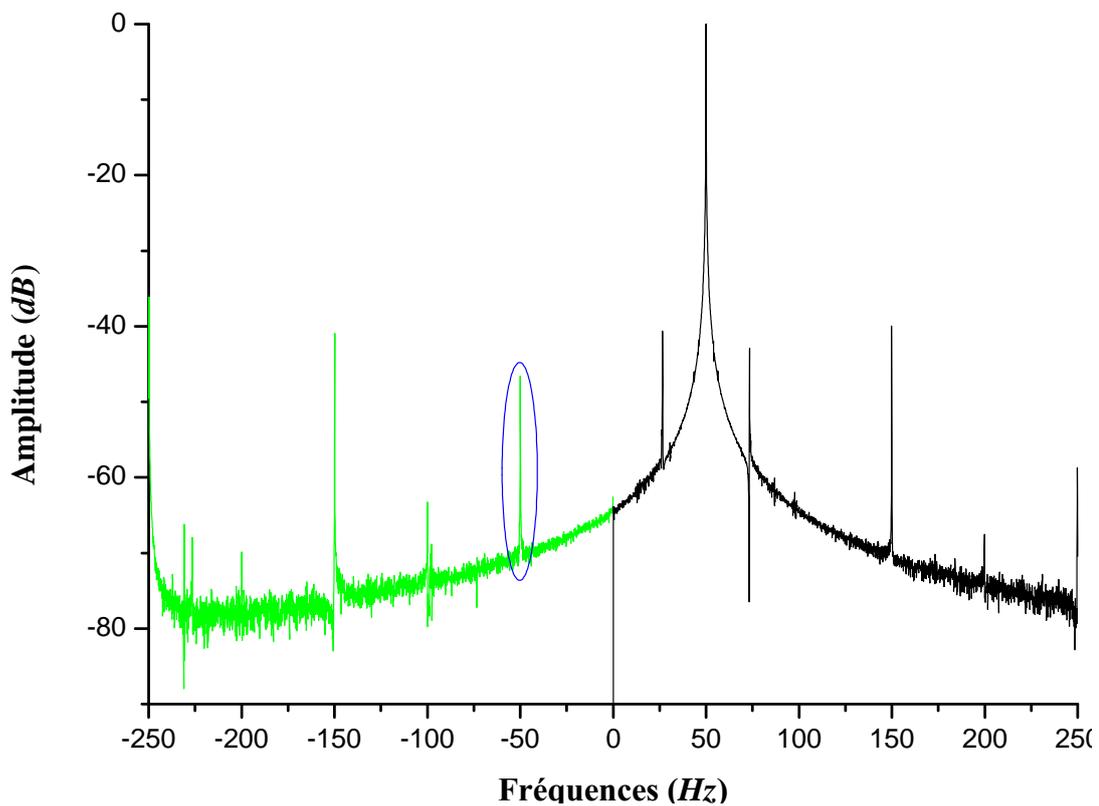


Figure 2.29. FFT du vecteur de Park des courants statoriques avec une alimentation équilibrée en tension.

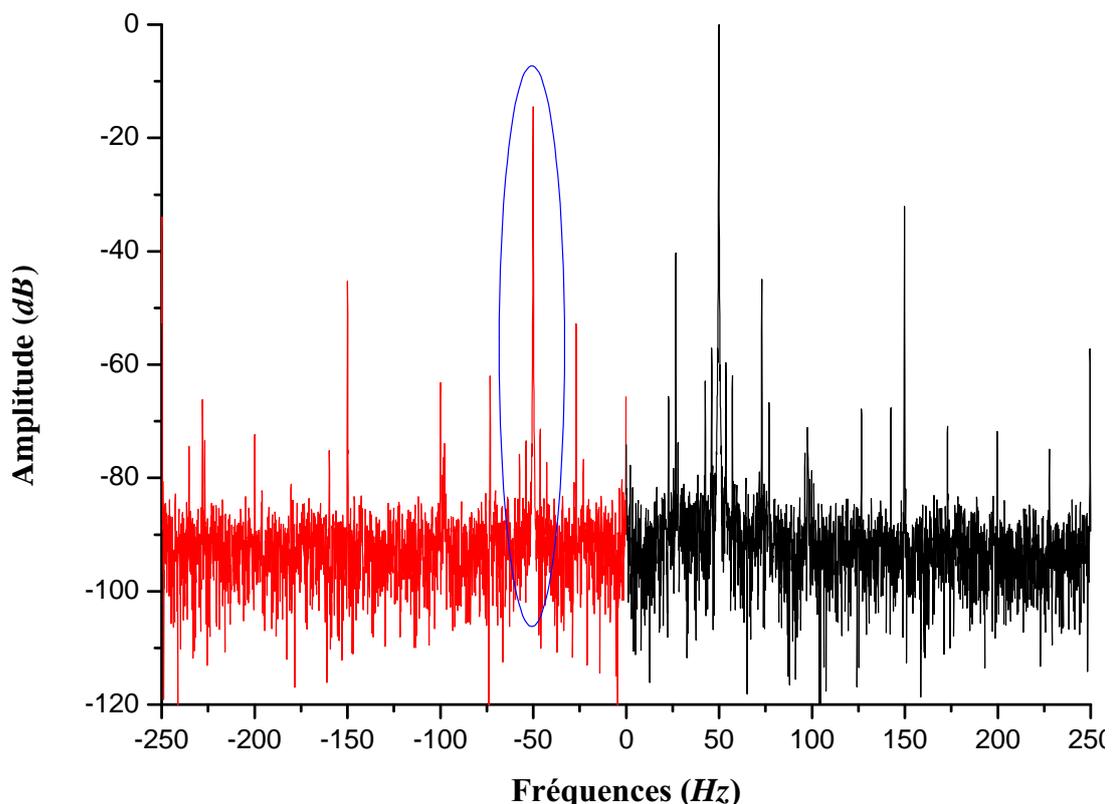


Figure 2.30. FFT du vecteur de Park des courants statoriques avec une chute de tension de 15 % dans une phase d'alimentation.

2.6.2 Résultats par l'analyse du signal vibratoire

Les figure 2.32 et 2.33 montrent respectivement les spectres de la vibration de la machine asynchrone dans des conditions saines et défectueuses. En ce qui concerne ces deux

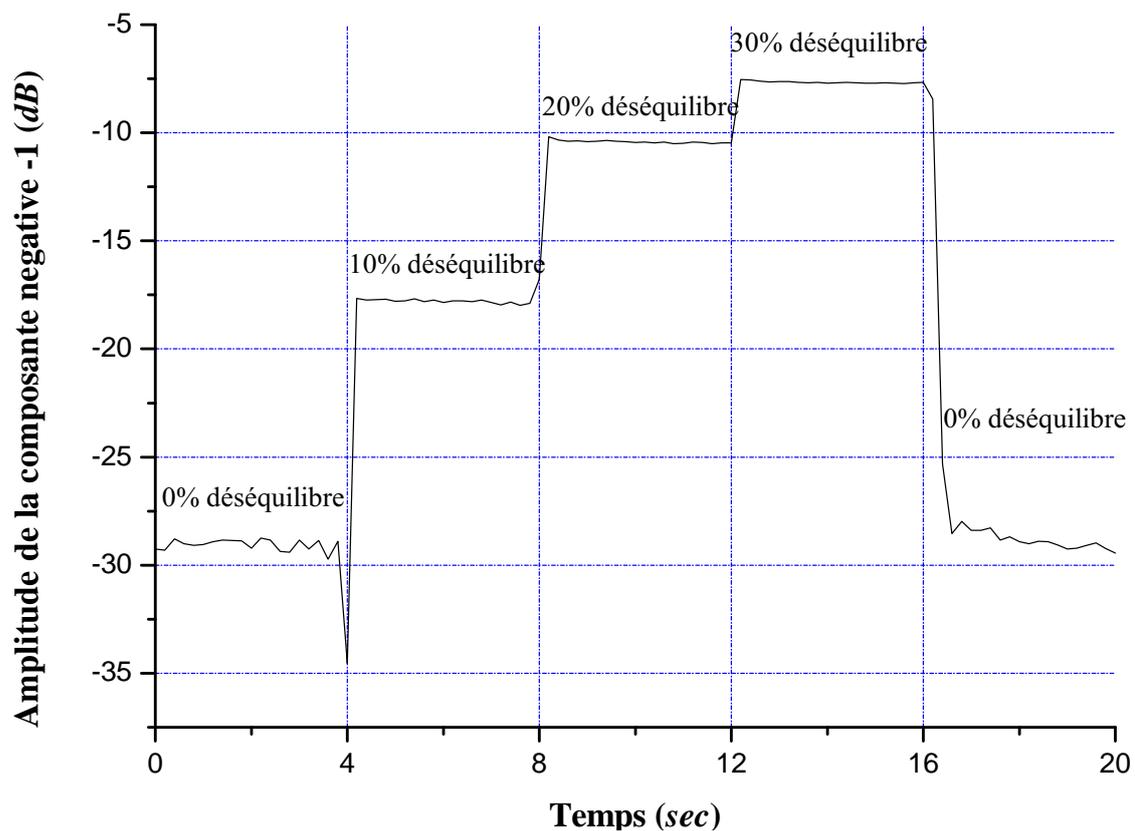


Figure 2.31. Amplitude de l'harmonique de séquence négative $-f_s$ des courants de stator en fonction du temps et du niveau de déséquilibre.

illustrations, on a appliqué les mêmes conditions utilisées dans figures 2.29 et 2.30, mais on suit un autre indicateur de défaut où on peut voir une amplification d'amplitude de l'harmonique $2f_s$ sur le spectre de vibration concernant l'alimentation asymétrique, tandis qu'elle est atrophiée sur le spectre de vibration au moment où l'alimentation devient symétrique.

La figure 2.34 illustre l'amplitude de l'harmonique $2f_s$ en ligne et en fonction de l'asymétrie de la tension d'alimentation, avec une charge de 90 % de la charge nominale. Les mêmes remarques de la figure 2.31 peuvent être notées sur celle-ci, où l'algorithme de Goertzel implémenté sur une carte Arduino DUE prouve une autre fois son aptitude pour la détection de l'asymétrie de l'alimentation de tension dans le moteur à induction et montre en partie la possibilité d'exploitation de l'algorithme de Goertzel pour un diagnostic en temps réel.

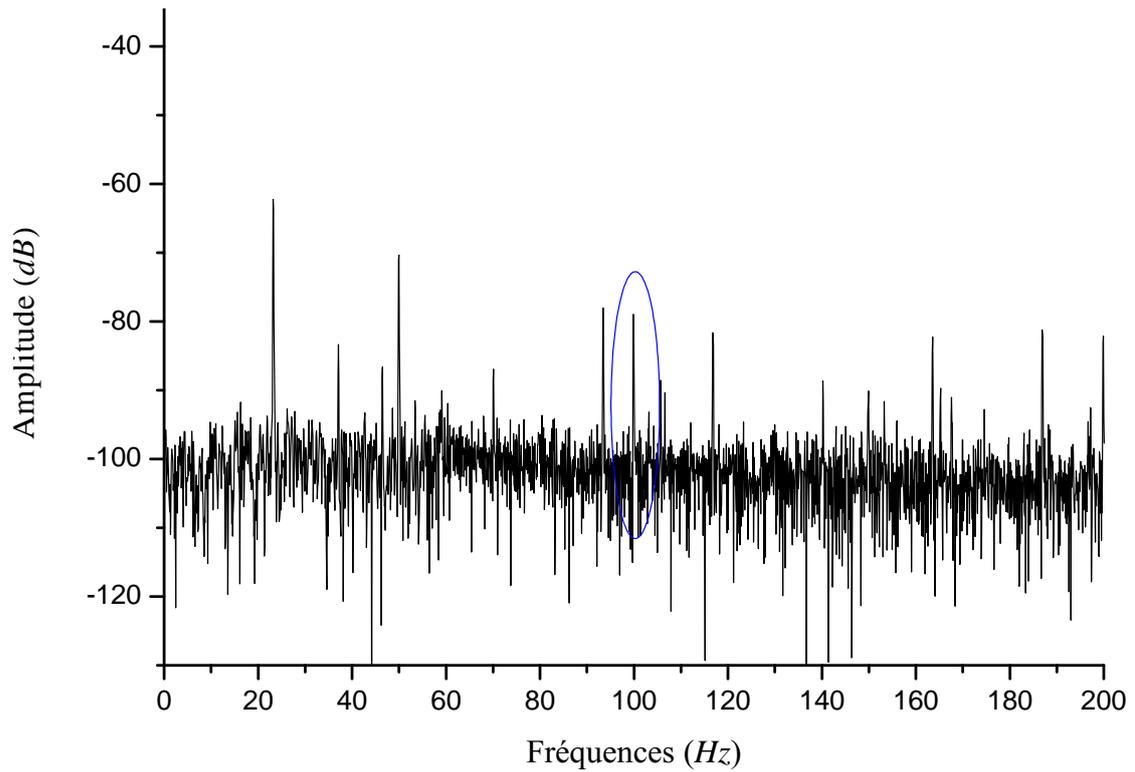


Figure 2.32. FFT du signal de vibration avec une source d'alimentation équilibrée.

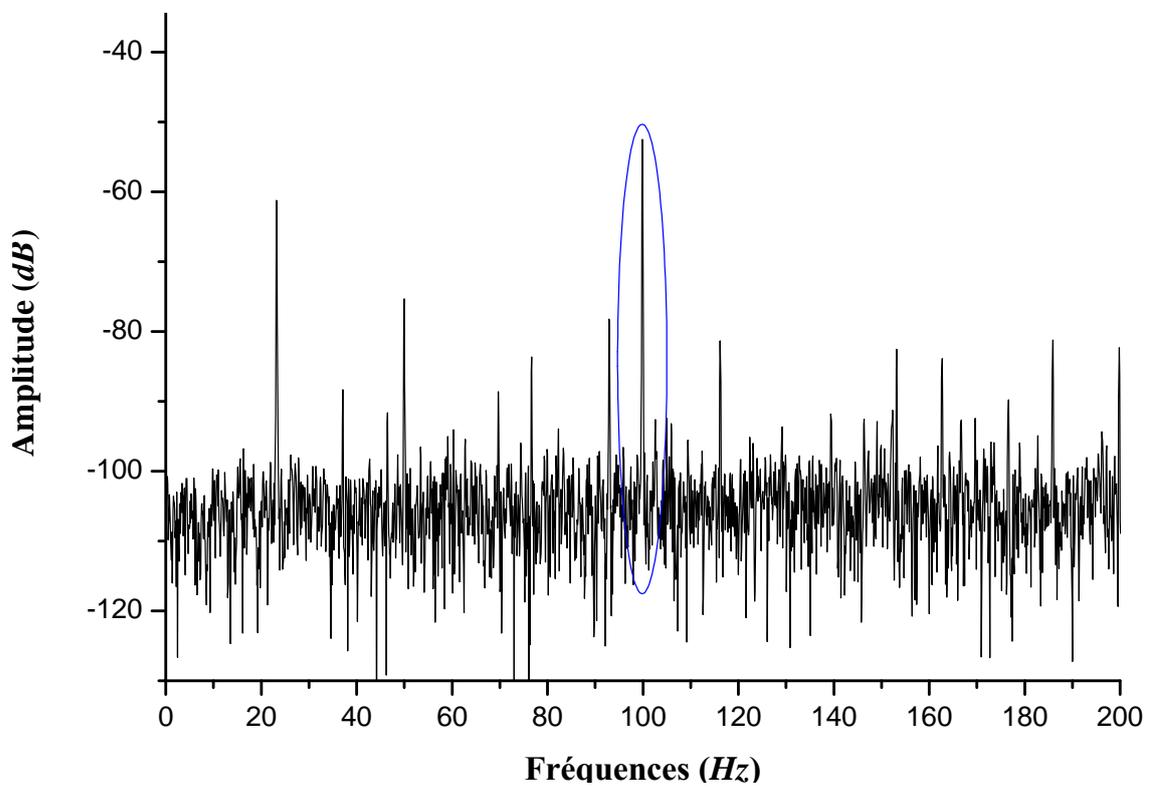


Figure 2.33. FFT du signal de vibration avec une asymétrie dans la source d'alimentation de 15 %.

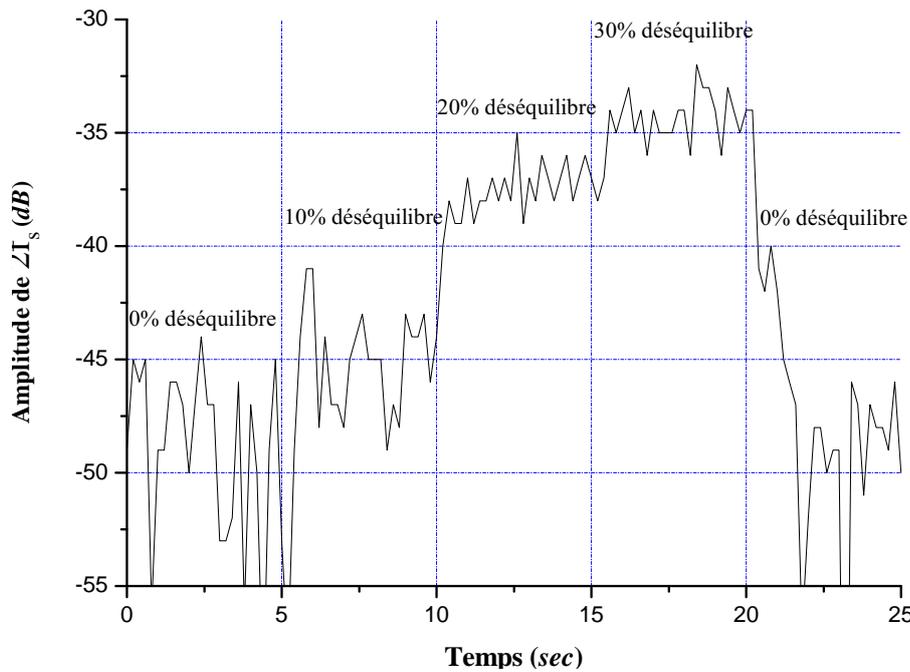


Figure 2.34. Amplitude de l'harmonique $2f_s$ de l'analyse vibratoire en fonction du niveau de l'asymétrie de la tension d'alimentation.

2.7 Transformée en ondelettes

L'analyse par les ondelettes peut être définie comme une alternative à l'analyse classique par la fenêtre glissante de Fourier. Dans cette dernière analyse, le but est de mesurer le contenu d'une fréquence d'un signal, tandis que dans le cas des ondelettes on compare plusieurs grossissements de ce signal, avec des résolutions distinctes sous forme de représentation temps-fréquence pour les signaux analogiques. Presque toutes les transformations d'ondelettes discrètes pratiquement utiles utilisent des filtres discrets. Ces filtres s'appellent les ondelettes et les coefficients de mise à l'échelle dans la nomenclature des ondelettes. Ces banques de filtres peuvent contenir des filtres à réponse impulsive finie (FIR) ou à réponse impulsive infinie (IIR) [69, 70].

En mathématiques, une ondelette Ψ est une fonction de carré sommable de l'espace de Hilbert $L^2(\mathbb{R})$, le plus souvent oscillante et de moyenne nulle, choisie comme outil d'analyse et de reconstruction multi-échelle. Les ondelettes se rencontrent généralement par familles, constituées d'une ondelette mère et de l'ensemble de ses images par les éléments d'un sous-groupe Λ du groupe des transformations affines de \mathbb{R}^n .

On définit ainsi une famille $\psi_{s,\tau}$ où s ($(s > 0)$ et $s \in \mathbb{R}^{+*}$) est le facteur de dilatation et τ ($\tau \in \mathbb{R}$) est le facteur de translation d'ondelettes à partir de l'ondelette mère :

$$\forall t \in \mathbb{R}, \quad \psi_{s,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi \left(\frac{t - \tau}{s} \right) \quad (2.35)$$

et on distingue deux types de transformées en ondelettes :

2.7.1 Transformée en ondelettes continue

Une transformée en ondelettes continue (CWT) est utilisée pour diviser une fonction continue en ondelettes. Analyser une fonction de carré sommable en ondelettes consiste à calculer l'ensemble de ses produits scalaires avec les ondelettes de la famille. Les nombres obtenus sont appelés coefficients d'ondelettes, et l'opération associant à une fonction ses coefficients d'ondelettes est appelée transformée en ondelettes [71],[72].

On définit ainsi la transformée en ondelette continue d'une fonction $x \in L^2(\mathbb{R})$ par :

$$g(s,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\psi_{s,\tau}^*(t) dt \quad (2.36)$$

où $\psi(t)$ est une fonction continue dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel, appelé l'ondelette mère et $\psi^*(t)$ représente la fonction du conjugué complexe. Le but principal de l'ondelette mère est de fournir une fonction source pour générer les ondelettes filles qui sont simplement translatées et dilatées de l'ondelette mère. Pour récupérer le signal d'origine $x(t)$, la première transformation en ondelettes inverse peut être exploitée.

$$x(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|s|^2} g(s,\tau)\psi_{s,\tau}(t) ds d\tau \quad (2.37)$$

où

$$C = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\hat{\Psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega \quad (2.38)$$

$\hat{\Psi}$ est la transformée de Fourier de Ψ , l'ondelette mère.

2.7.2 Transformée en ondelettes discrète

Il est évidemment impossible d'analyser un signal par tous les coefficients d'ondelettes, de sorte que l'on peut se demander s'il est suffisant de choisir un sous-ensemble discret pour pouvoir reconstruire un signal à partir des coefficients d'ondelettes correspondants. Un tel système est le système affine pour certains paramètres réels $s > 1$, $\tau > 0$. Le sous-ensemble discret se compose de tous les points $(s^m, ns^m\tau)$ avec m, n dans \mathbb{Z} . Les ondelettes enfants correspondantes sont maintenant données comme [73, 74] :

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{s^m}} \psi\left(\frac{t - ns^m\tau}{s^m}\right). \quad (2.39)$$

ou bien :

$$\psi_{m,n}(t) = s^{-m/2} \psi(s^{-m}t - n\tau) \quad (2.40)$$

Cette technique est notamment utilisée dans la compression de données numériques avec ou sans perte. La compression est réalisée par approximations successives de l'information initiale du plus grossier au plus fin. On réduit alors la taille de l'information en choisissant un niveau de détail.

2.7.3 Détection d'une cassure de barres par les ondelettes en régime transitoire

Les figures 2.35, 2.36 et 2.37 représentent respectivement les allures temporelles de simulation du courant statorique instantané i_{sa} , du courant statorique en quadrature i_{sq} et du module de vecteur de Park MVP d'un moteur asynchrone à l'état sain, où sa charge progresse proportionnellement en fonction du temps du fonctionnement à vide au fonctionnement nominal. Les figures 2.38 et 2.39 résultantes de la transformée en ondelettes discrète (TOD), montrent les résultats de simulation de l'analyse des signaux de courant statorique en quadrature i_{sq} et de module de vecteur de Park MVP respectivement, les signaux de détail $d6$, $d7$, $d8$ et $d9$ sont obtenus par la décomposition en ondelettes de la fonction db44 à 10 niveaux. La présence et la translation de la composante oscillatoire $2gf_s$ sont produites par le défaut de barres et le changement du glissement au régime transitoire, et les signaux de détail correspondants aux grandeurs analysés (i_{sq} et MVP), qui sont à l'origine modulés par la fréquence $2gf_s$, nous permet de détecter ce genre de défaut. Les figures 2.38 et 2.39 ne montrent aucun symptôme de défaut de barres rotoriques dans les conditions saines de fonctionnement.

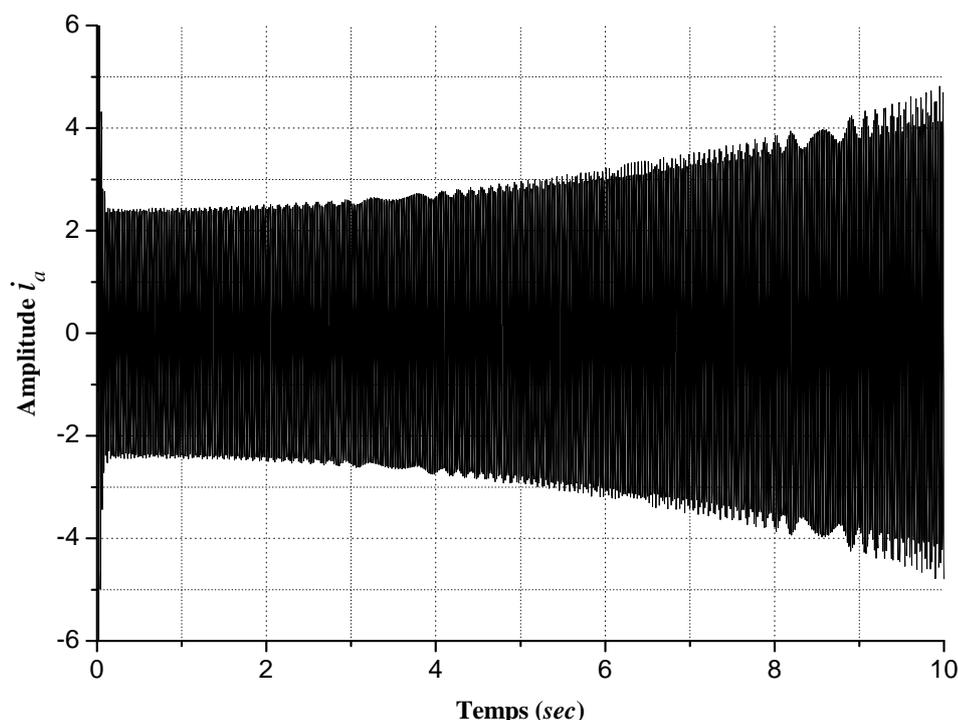


Figure 2.35. Simulation : signal temporel du courant statorique instantané i_a , pour un moteur asynchrone sain.

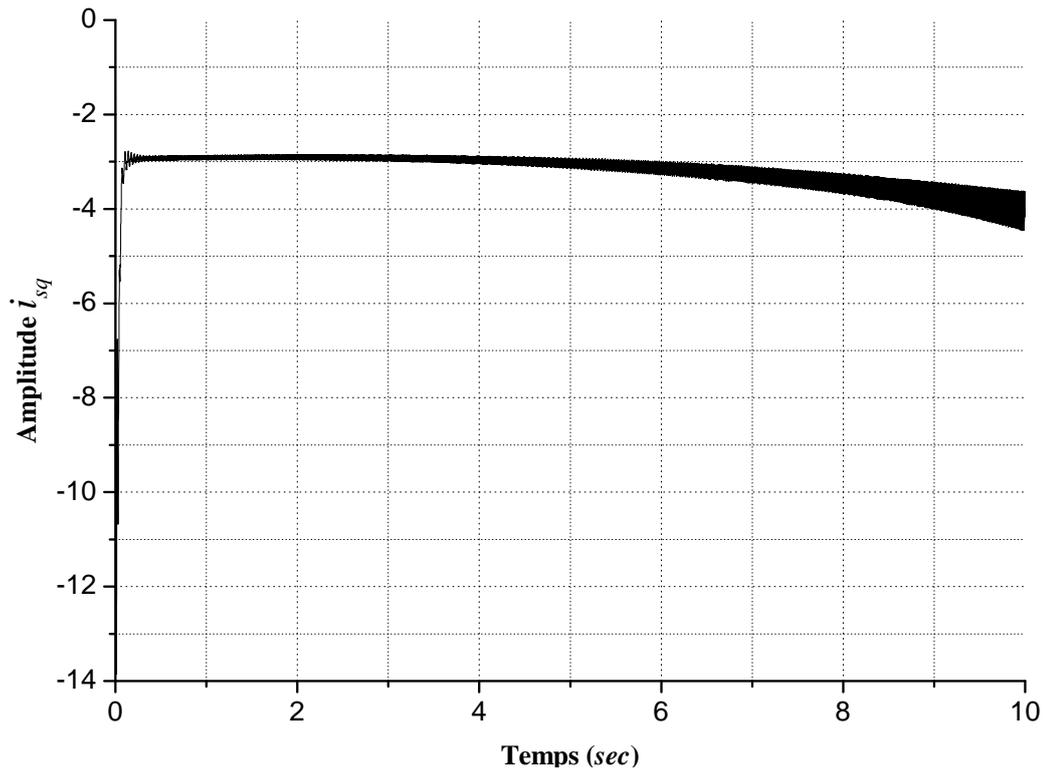


Figure 2.36. Simulation : signal temporel du courant statorique instantané en quadrature i_{sq} , pour un moteur asynchrone sain.

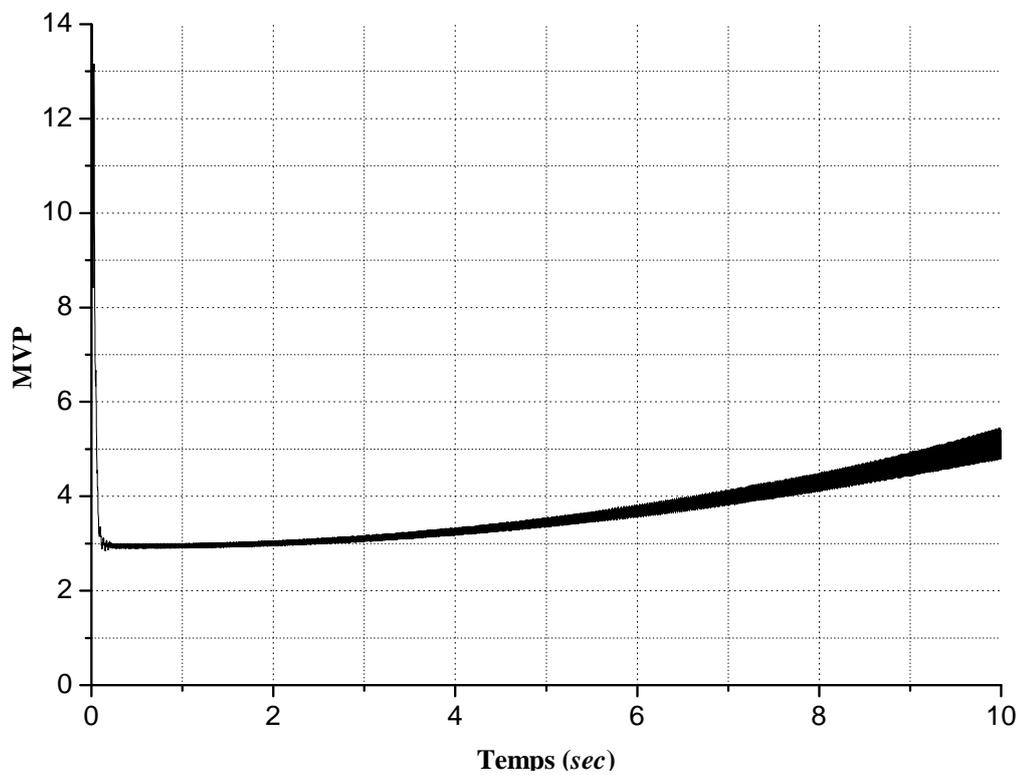


Figure 2.37. Simulation : signal temporel du module de vecteur de Park MVP , pour un moteur asynchrone sain.

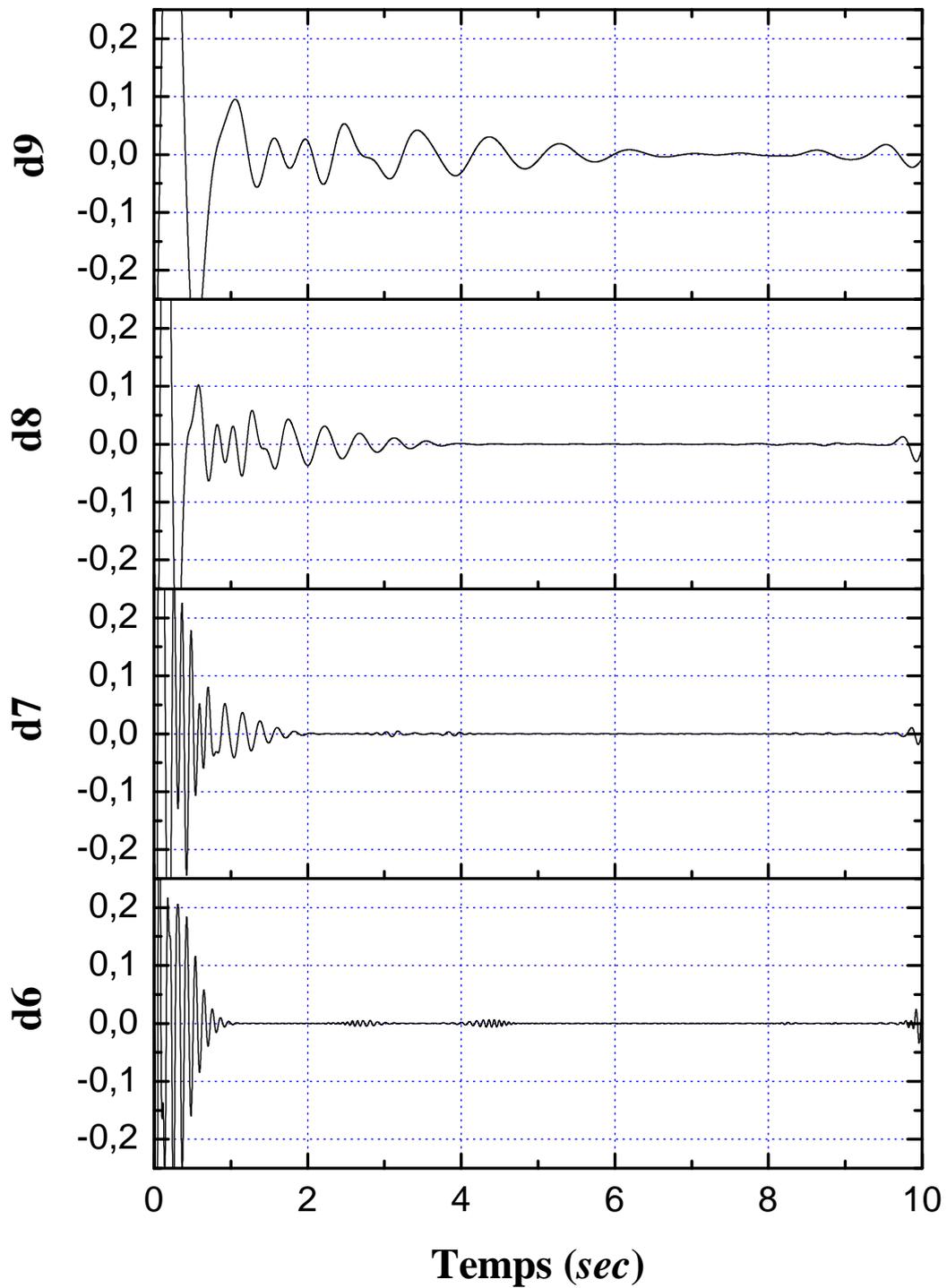


Figure 2.38. Simulation : analyse du courant statorique en quadrature isq , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone sain en régime non stationnaire.

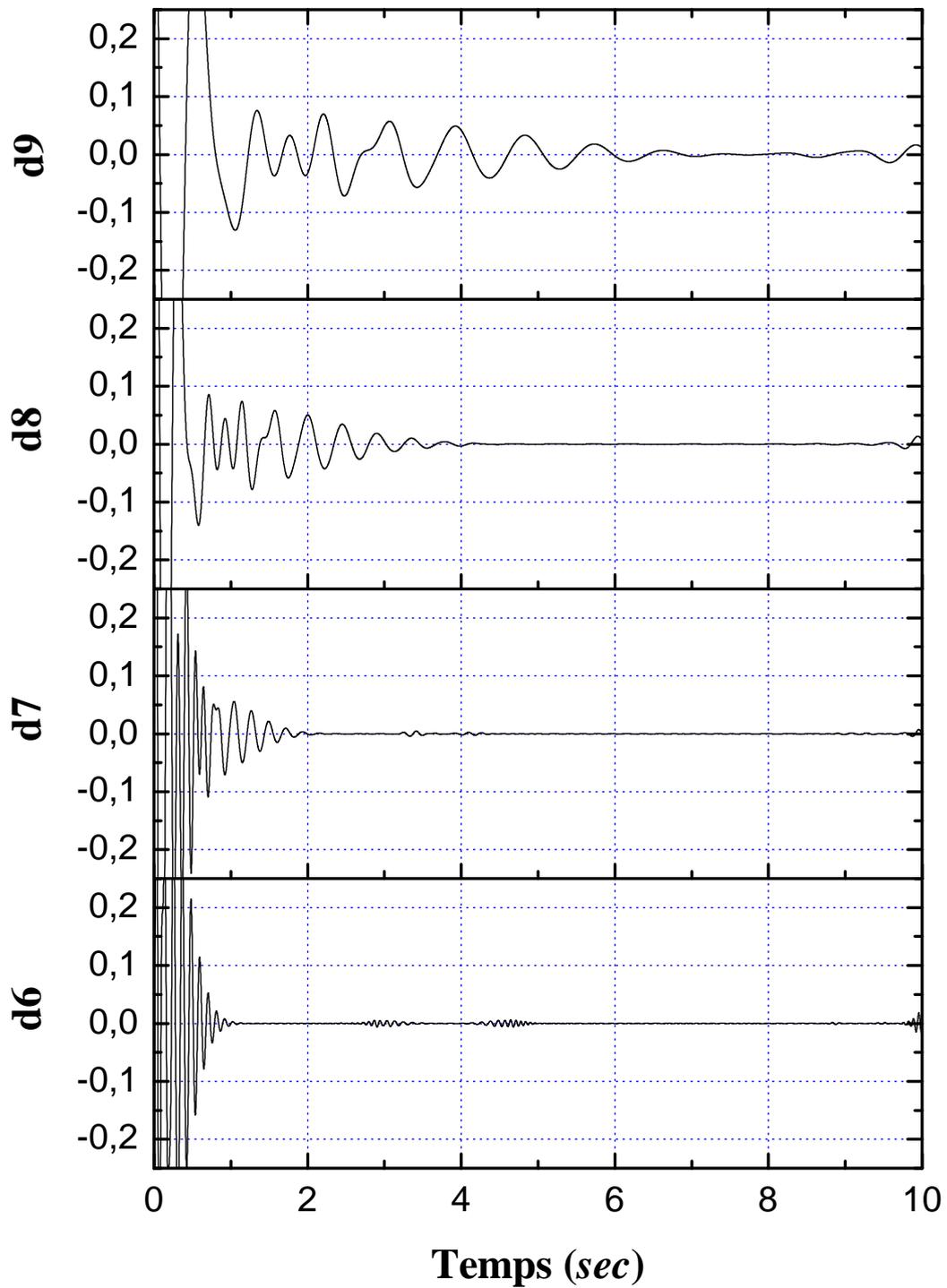


Figure 2.39. Simulation : analyse du module de vecteur de Park *MVP*, obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone sain en régime non stationnaire.

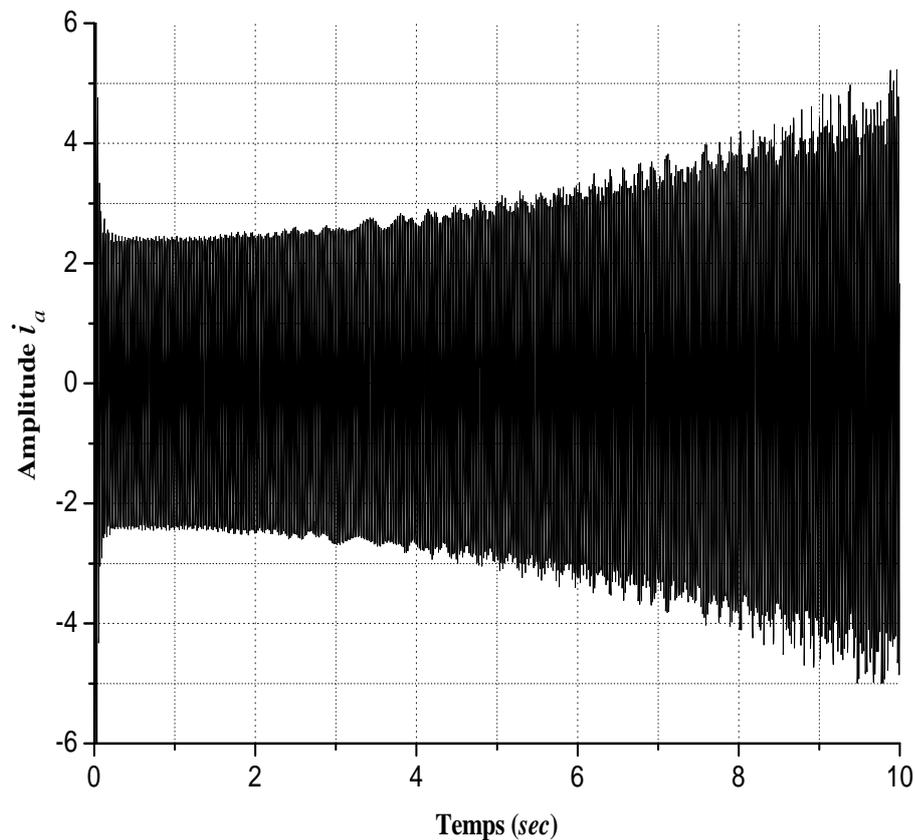


Figure 2.40. Simulation : signal temporel du courant statorique instantané i_{sa} , pour un moteur ayant une cassure d'une barre

Les figures 2.40, 2.41 et 2.42 représentent les allures temporelles de simulation dans le cas de défaut de barres rotoriques : le courant statorique instantané i_{sa} , le courant statorique en quadrature i_{sq} , le module de vecteur de Park MVP . Par l'utilisation de la décomposition de $db44$ à 10 niveaux sur les grandeurs précédentes, nous avons obtenu les analyses de i_{sq} et de MVP pour cet état de fonctionnement qui sont représentées dans les figures 2.43 et 2.44, où l'oscillation $2gf_s$ évolue en temps et en fréquence dans $d6$, $d7$, $d8$ et $d9$ d'une manière progressive. Ces oscillations permettent de prendre une décision préliminaire sur la présence de défaut de cassure de barres rotoriques.

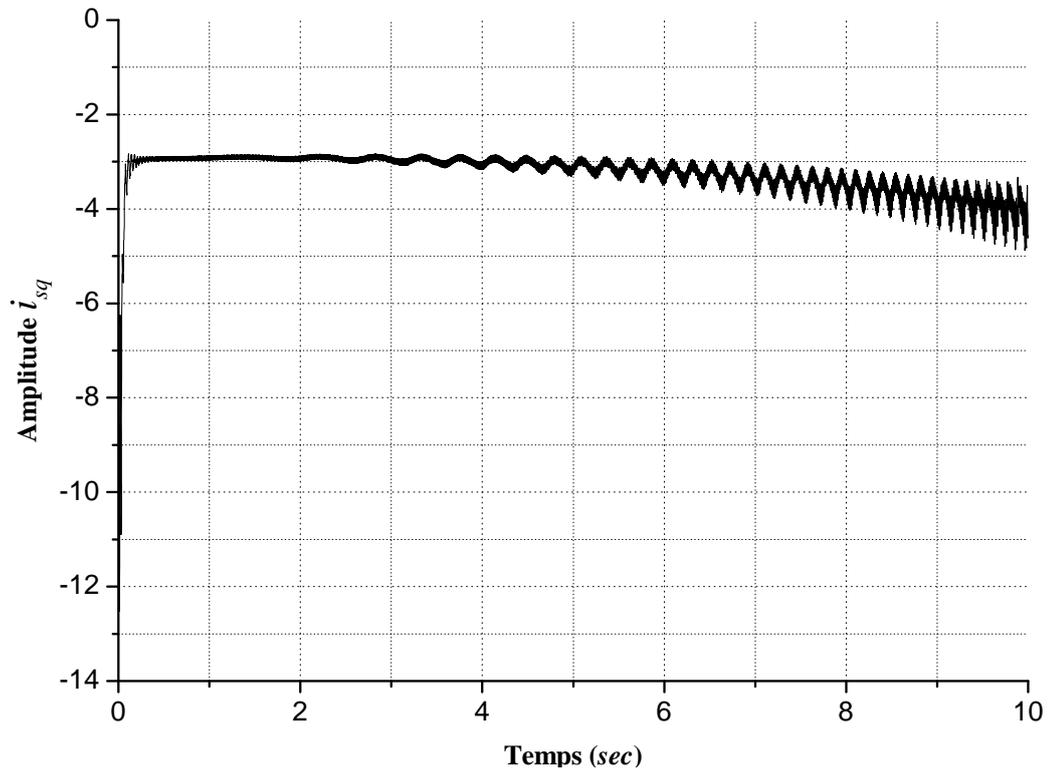


Figure 2.41. Simulation : signal temporel du courant statorique instantané en quadrature i_{sq} , pour un moteur ayant une cassure d'une barre

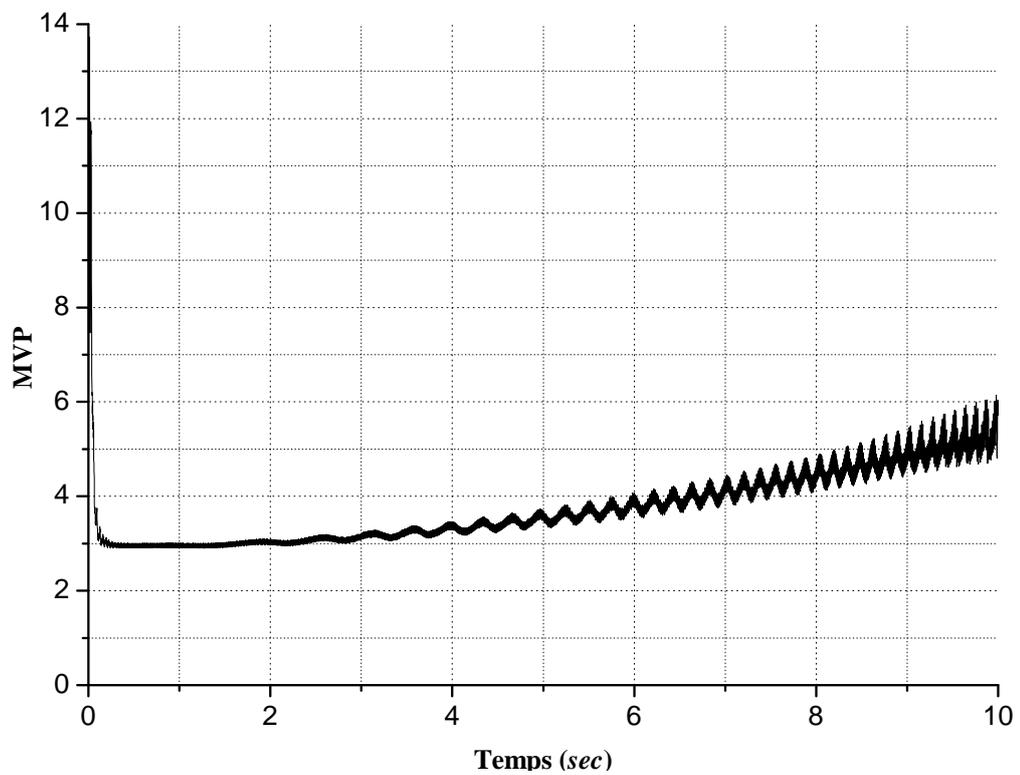


Figure 2.42. Simulation : signal temporel du module de vecteur de Park instantané MVP , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.

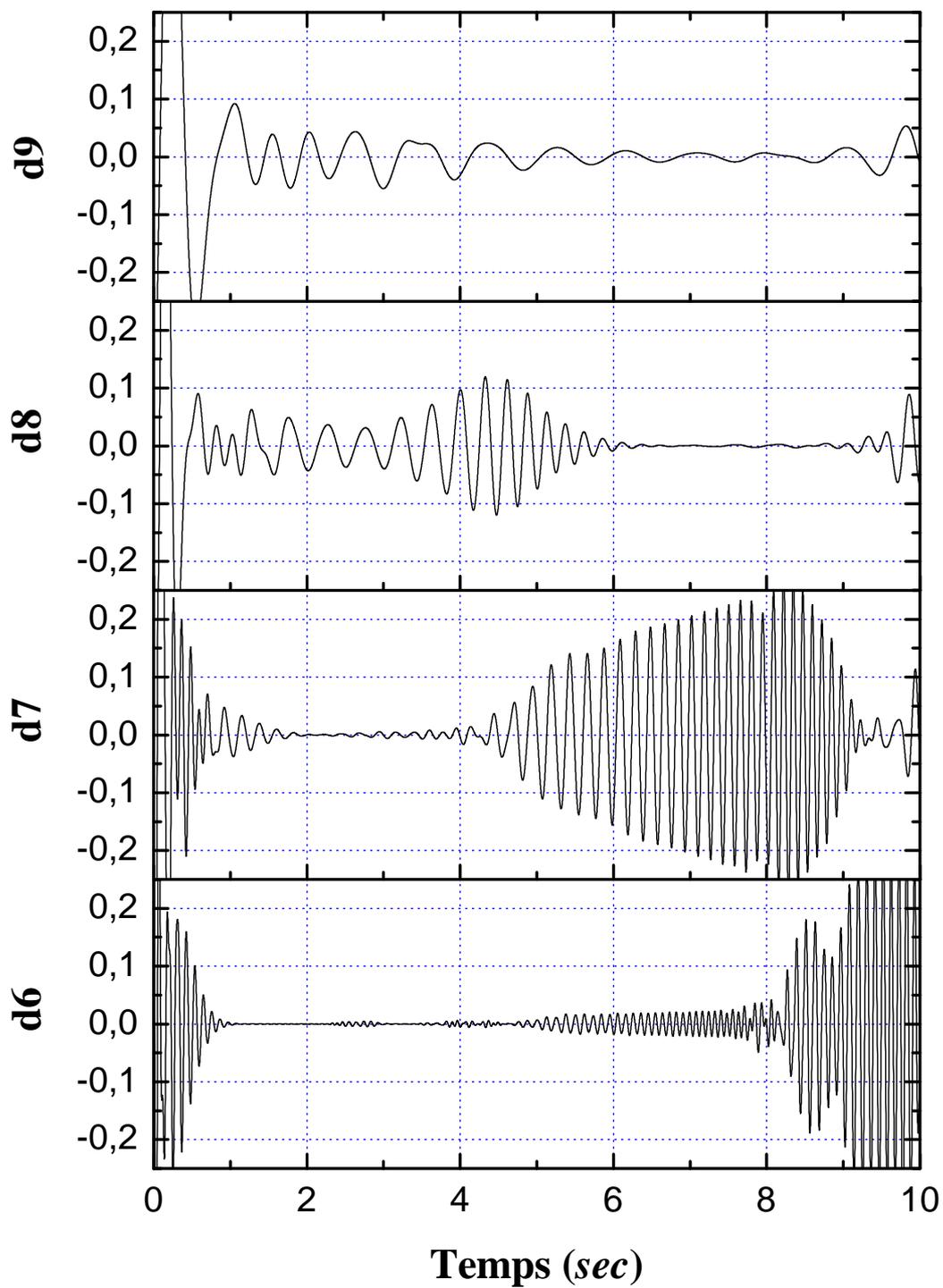


Figure 2.43. Simulation : analyse du courant statorique en quadrature isq , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.

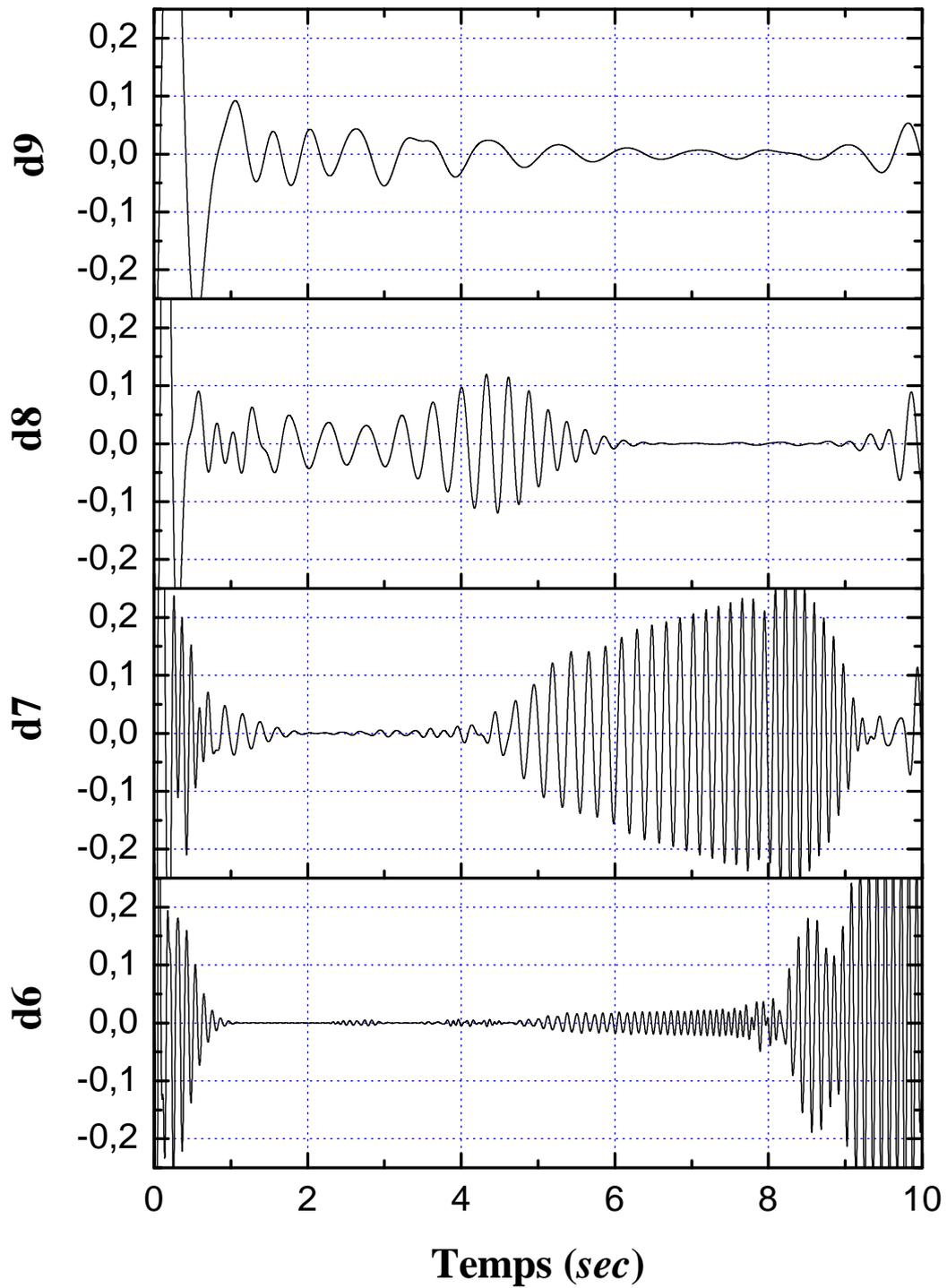


Figure 2.44. Simulation : analyse du module de vecteur de Park MVP , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.

Les figures 2.46 et 2.47 sont respectivement la représentation du courant statorique instantané en quadrature i_{sq} et le module de vecteur de Park MVP obtenus de courants des trois phases statoriques, où la figure 2.45 illustre le courant instantané d'une phase statorique i_{sa} mesuré pendant une variation progressive de charge du fonctionnement à vide au fonctionnement nominal d'un moteur ayant une cassure d'une barre. Les figures 2.48 et 2.49 montrent respectivement les résultats de l'analyse du courant i_{sq} et MVP par la TOD de db44 et de 10 niveaux. La présence et la translation en fonction du temps de la composante oscillatoire $2gf_s$ dans les signaux de détail $d6$, $d7$, $d8$ et $d9$ correspondants au courant i_{sq} et au module MVP , nous permet de voir l'évolution du glissement à travers la signature de défaut $2gf_s$. Les résultats expérimentaux de cette analyse montre les mêmes symptômes de défaut de barres rotoriques que l'on a trouvé dans les résultats de simulation.

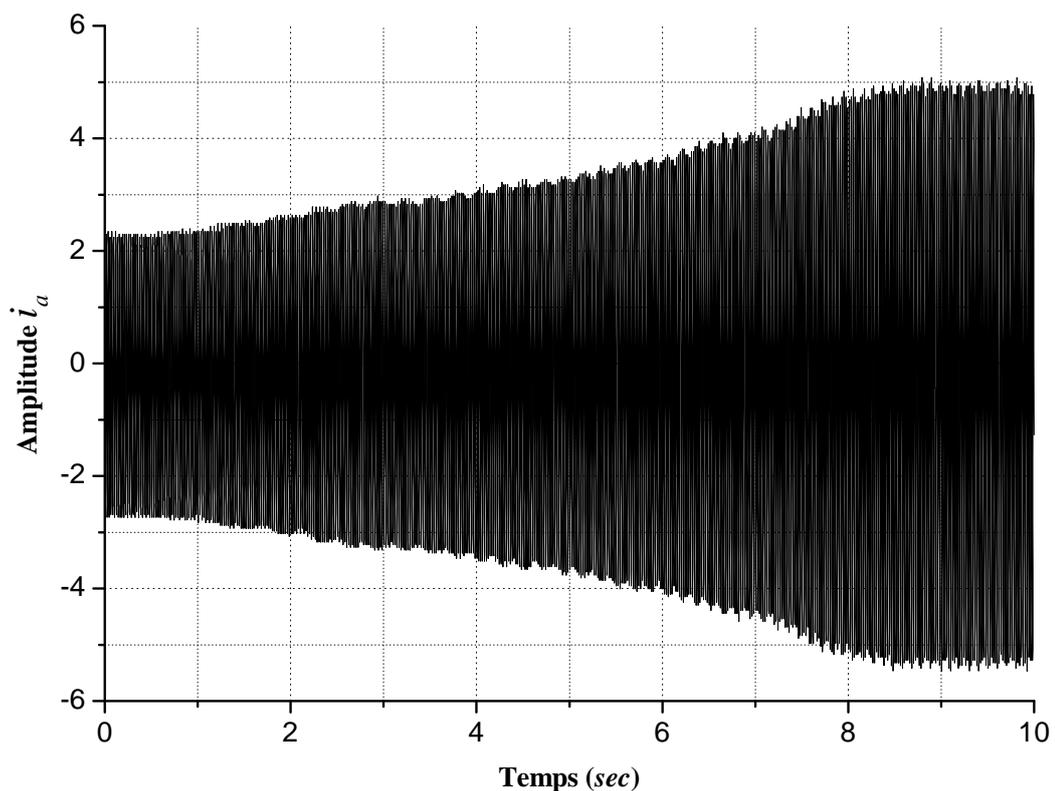


Figure 2.45. Expérimentation : signal temporel du courant statorique instantané i_{sa} , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.

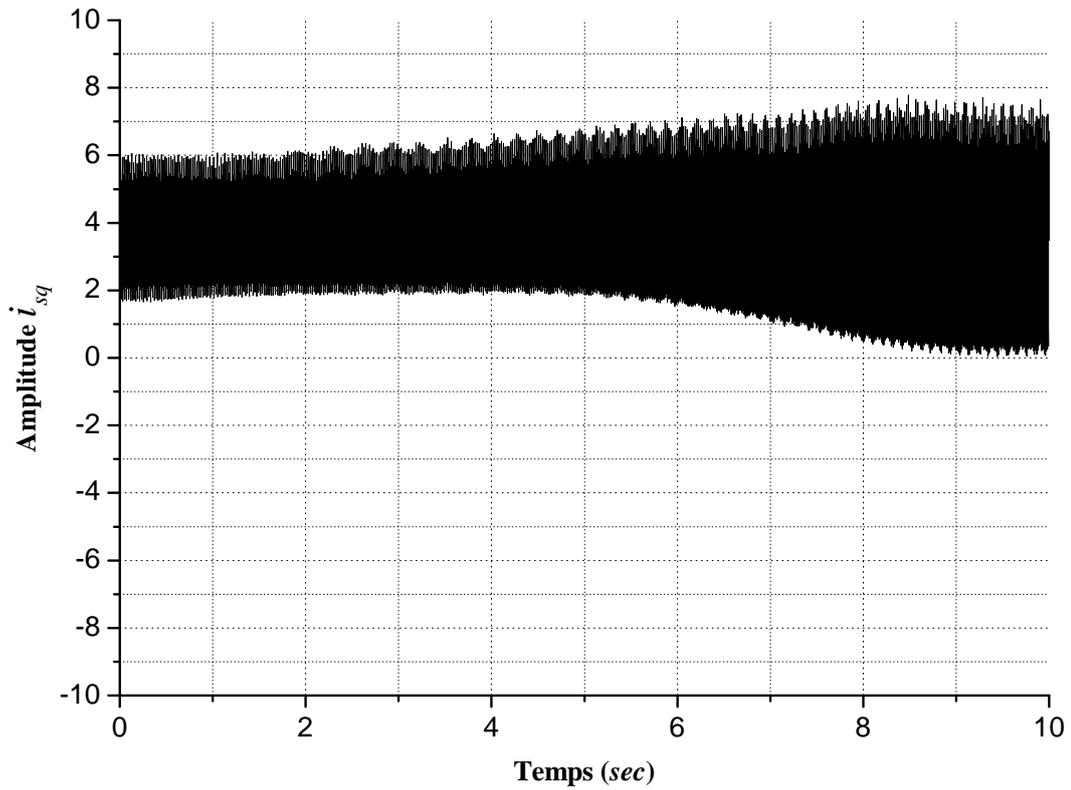


Figure 2.46. Expérimentation : signal temporel du courant statorique instantané en quadrature i_{sq} , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.

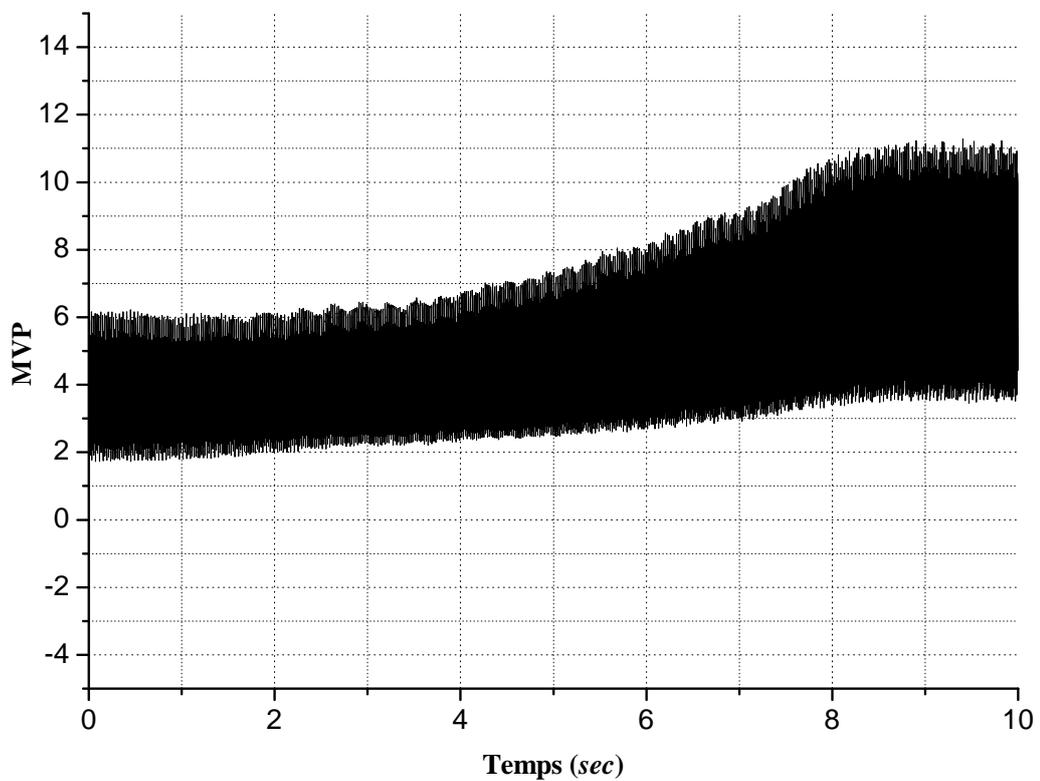


Figure 2.47. Expérimentation : signal temporel du module de vecteur de Park instantané MVP , pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre.

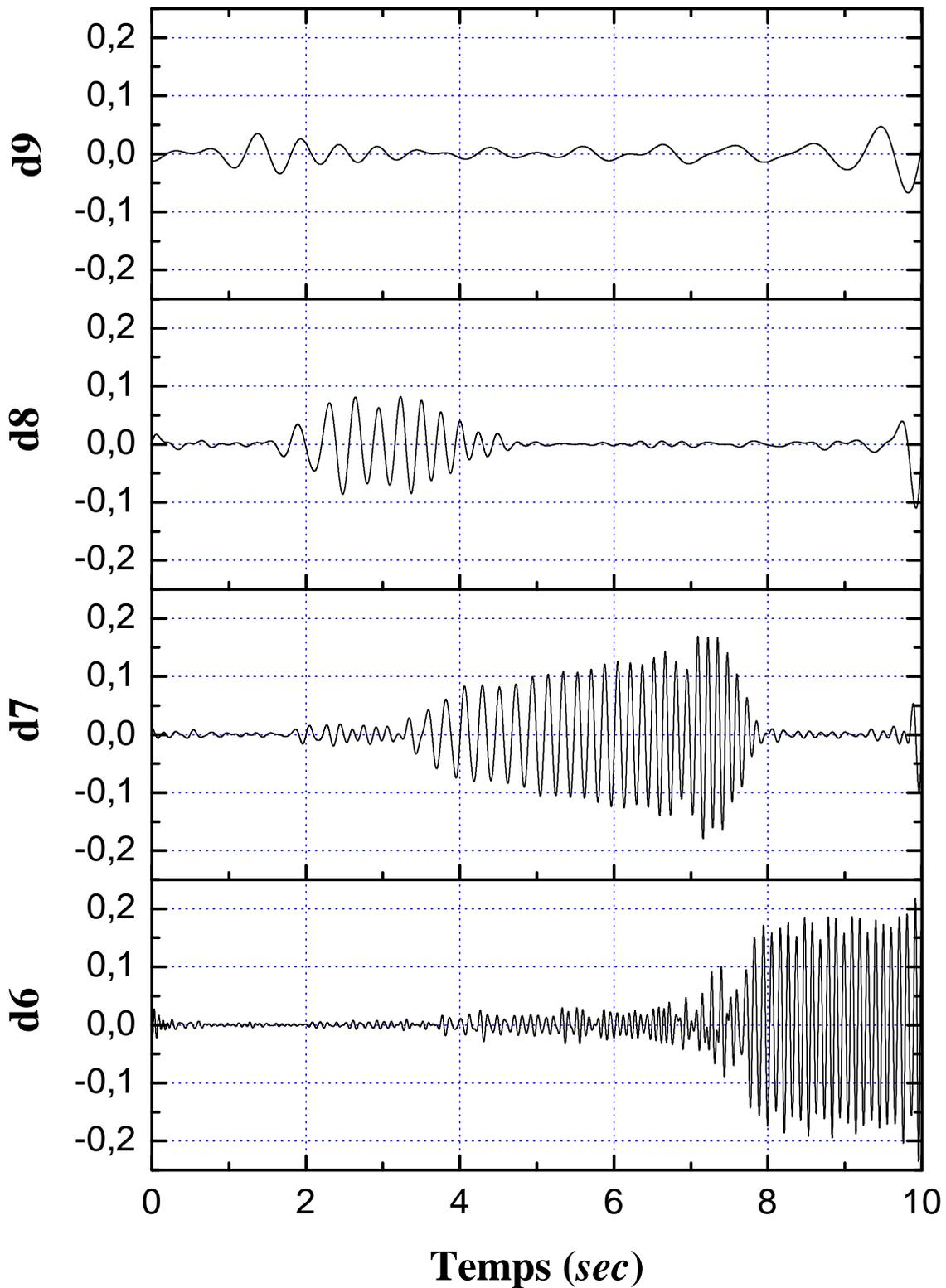


Figure 2.48. Expérimentation : analyse du courant statorique en quadrature isq , obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.

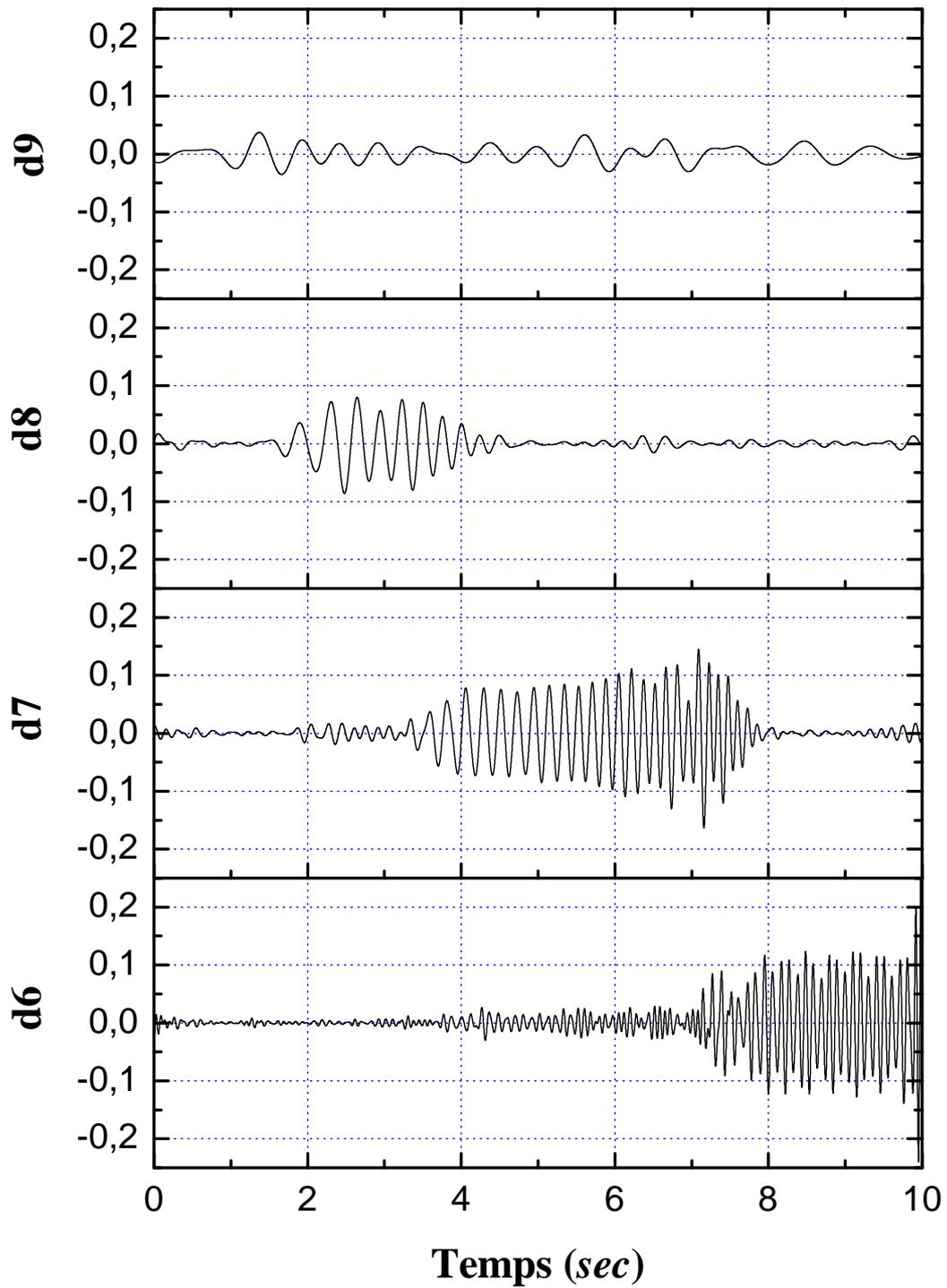


Figure 2.49. Expérimentation : analyse du module de vecteur de Park *MVP*, obtenue par la fonction de Daubechies 44, pour un moteur asynchrone ayant une cassure d'une barre en régime non stationnaire.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons discuté différentes techniques de traitement de signal communément utilisées pour le diagnostic des défauts des machines électriques, à savoir, la FFT, DFT, ZFFT, Goertzel, MUSIC, ZMUSIC et les ondelettes. Ces méthodes diffèrent par domaine d'analyse, stationnaire ou dynamique, par rapport à la consommation de mémoire et de temps de calcul.

Pour un diagnostic précoce, où le traitement en temps réel s'impose, il est difficile de croire à l'efficacité de ces techniques, vu le temps important d'acquisition en plus du temps de calcul. L'algorithme de Goertzel peut faire l'exception, mais il est plus adapté à la suivie d'une fréquence spécifique.

De cette conclusion, et afin de dépasser en partie ces limites, une contribution fera l'objet du prochain chapitre pour améliorer le diagnostic en temps réel.

Chapitre 3

Diagnostic en temps réel du défaut de cassure de barres du moteur asynchrone

3.1 Introduction

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil est omniprésent dans de nombreuses applications industrielles. L'identification de la défaillance du moteur à un stade précoce est importante pour améliorer la production et minimiser les dommages [75, 76]. Un nombre considérable de chercheurs se sont intéressés à la surveillance des moteurs à induction ainsi qu'à la détection des cassures de barres [9, 45, 77–83]. On sait que le défaut de barres rotoriques, même avec une petite fissure, provoque une redistribution des courants du rotor, et l'augmentation du courant dans les barres adjacentes dégradant ainsi les performances et la fiabilité du moteur [84].

Différentes méthodes d'analyse des grandeurs mesurables du moteur sont dédiées à la détection de ce défaut. Les plus utilisées sont l'analyse des signatures de courant du moteur «MCSA» [79], l'analyse des vibrations [85, 86], l'analyse combinée des courants et des vibrations [81], l'analyse de la tension du neutre [23] et l'analyse du flux magnétique [45, 87]. La MCSA est la méthode la plus populaire pour détecter les défauts du moteur à induction à cage d'écureuil. La présence de certaines composantes fréquentielles dans l'analyse spectrale a été montrée comme indicative d'une condition de défaut. Parmi les composantes de défaut, on peut remarquer les fréquences bien connues $f_b = (1 \mp 2g)f_s$ où g est le glissement du moteur, f_s est la fréquence d'alimentation et l'amplitude de l'harmonique de la fréquence f_b est en fonction de la rigueur du défaut [88, 89].

Le compromis temps d'acquisition, précision fréquentielle et le temps de réponse ont conduit à la diversification des techniques de traitement de signal qui est déjà signalée dans le chapitre précédent. Une contribution basée sur le phénomène de fuite dans les lobes latéraux lors de l'application de la DFT sera présentée comme une nouvelle méthode pour détecter le défaut de cassure de barres en temps réel. Les résultats obtenus seront confrontés avec ceux des méthodes connues telles que FFT, ZFFT, MUSIC et ZMUSIC.

Pour l'étude par simulation, le modèle multi-enroulements sera en premier lieu développé. Les résultats de simulation seront confrontés avec ceux de l'expérimentation pour consolider davantage les biens fondés de la méthode de diagnostic proposée.

3.2 Modèle de simulation

Comme d'autres domaines, il est important pour le diagnostic d'avoir un modèle qui simule le moteur à étudier afin d'observer son comportement aux cas d'absence ou de présence des défaillances électriques ou mécaniques.

Le modèle multi-enroulements est parmi les modèles les plus sophistiqués, qui nous permet d'étudier les défauts survenant par l'analyse des grandeurs mesurées du modèle de la machine, où l'approche du modèle adopté consiste à modéliser le rotor de la machine par des mailles élémentaires reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement. De même pour le stator quand le défaut nécessite un maillage par spire dans le cas de court-circuit entre spires du stator, où un modèle triphasé équivalent quant on s'intéresse qu'aux défauts rotoriques. Pour le cas de la présente étude, il est acceptable de négliger la saturation, l'hystérésis, l'effet de peau et les courants de Foucault.

3.2.1 Les équations des tensions statoriques

Les équations des tensions du stator du moteur asynchrone triphasé à cage peuvent être présentées sous la forme matricielle suivante :

$$[V_s] = [R_s] \times [I_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] + [V_n] \quad (3.1)$$

où le vecteur flux du stator est donné par :

$$[\psi_s] = [L_s] \times [I_s] + [M_{sr}] \times [I_r] \quad (3.2)$$

sachant que :

$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t$ sont les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t$ sont les courants qui circulent dans les enroulements du stator.

$[I_r] = [I_{r1} \ I_{r2} \ \dots \ I_{rn_b} \ I_e]^t$ sont les courants des mailles rotoriques.

avec, $[R_s]$ et $[L_s]$ sont les matrices des résistances et inductances statoriques respectivement et $[M_{sr}]$ est la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor de dimensions $[3 \times (n_b + 1)]$:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = \begin{bmatrix} M_{ar1} & \dots & M_{ark} & \dots & M_{an_b} & 0 \\ M_{br1} & \dots & M_{brk} & \dots & M_{bn_b} & 0 \\ M_{cr1} & \dots & M_{crk} & \dots & M_{cn_b} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

où :

R_s et L_s sont respectivement la résistance et l'inductance propre d'un enroulement statorique.

M_s est l'inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_{sqrk} est l'inductance mutuelle entre la phase statorique sq et la barre rotorique rk .

n_b est le nombre des barres rotoriques.

On utilise les tensions composées pour éliminer la tension du neutre V_n comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sab} \\ V_{sbc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -R_s \\ R_s & 2R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sab} \\ \psi_{sbc} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.2.2 Les équations des tensions rotoriques

La figure 3.1 représente le circuit équivalent de la cage d'écureuil, les tensions rotoriques sont écrites :

$$[V_r] = [0] = [R_r] \times [I_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r] \quad (3.7)$$

où :

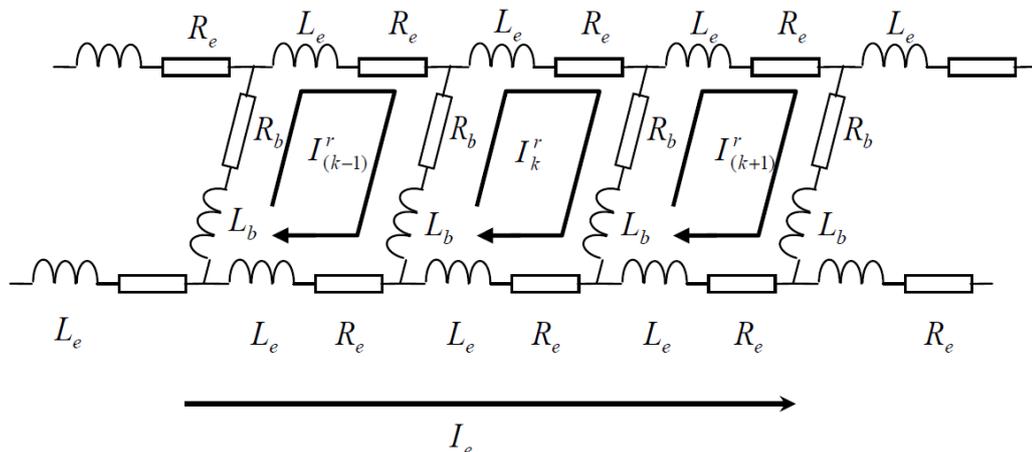


Figure 3.1. Circuit équivalent du rotor.

$[V_r] = [V_{r1} \dots V_{rk} \dots V_{rn_b} V_e]^t$ est le vecteur des tensions des mailles rotoriques.

$[R_r]$ est la matrice des résistances rotoriques de dimensions $[(n_b + 1) \times (n_b + 1)]$ avec l'élément R_b et R_e représentent respectivement la résistance de la barre rotorique k et la résistance de portion d'anneau.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \dots & -R_e & -R_e & n_b R_e \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Les flux rotoriques sont donnés par :

$$[\psi_r] = [M_{rs}] \times [I_s] + [L_r] \times [I_r] \quad (3.9)$$

avec :

$[\psi_r]$ est le vecteur des flux rotoriques avec le flux de l'anneau de court circuit est inclus.

$[L_r]$ est la matrice des inductances rotoriques de dimensions $[(n_b + 1) \times (n_b + 1)]$.

L_b , L_e et L_{rp} représentent respectivement les inductances de fuites d'une barre, l'inductance de fuite d'une portion d'anneau et l'inductance propre de chaque maille rotorique.

M_{rjrk} représente l'inductance mutuelle entre les mailles rotoriques rj et rk .

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2(L_b + L_e) & M_{r1r2} - L_b & M_{r1r3} & \dots & M_{r1r(n_b-1)} & M_{r1rn_b} - L_b & -L_e \\ M_{r2r1} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & M_{r2r3} - L_b & \dots & M_{r2r(n_b-1)} & M_{r2rn_b} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & -L_e \\ M_{r(n_b-1)r1} & M_{r(n_b-1)r2} & M_{r(n_b-1)r3} & \dots & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & M_{r(n_b-1)rn_b} - L_b & -L_e \\ M_{rn_br1} - L_b & M_{rn_br2} & M_{rn_br3} & \dots & M_{rn_br(n_b-1)} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & n_b L_e \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.2.3 Équations mécaniques

En plus des équations électriques, on ajoute les équations mécaniques du mouvement, qui dépendent des caractéristiques de la charge entraînée par le moteur, et on les présente comme suit :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J}(C_e - C_r) \quad (3.11)$$

et

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (3.12)$$

où :

θ_r , ω_r , J et p sont respectivement l'angle de déplacement du rotor, la vitesse du rotor, le moment d'inertie sur l'arbre du moteur et le nombre de paire de pôles.

C_e est le couple électromagnétique produit par le moteur.

C_r est le couple résistant de la charge.

Cependant, le couple électromagnétique est tiré à partir de la co-énergie magnétique W_{co} comme suit :

$$C_e = \left[\frac{\delta W_{co}}{\delta \theta} \right]_{[I_s], [I_r] \text{ constants}} \quad (3.13)$$

avec :

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

3.2.4 L'approche de la fonction d'enroulement

Pour le calcul des inductances on applique la loi d'Ampère sur le contour fermé $abcd$ montré dans la figure 3.2, on obtient la relation suivante :

$$\oint_{abcd} H(\phi, z).dl = \int_s J.ds \quad (3.15)$$

Le contour s'étend le long de l'axe du cylindre d'une longueur z . Les points a et b sont situés dans l'angle ϕ_0 et z_0 (tous les deux égaux zéro), les points c et d sont situés dans ϕ

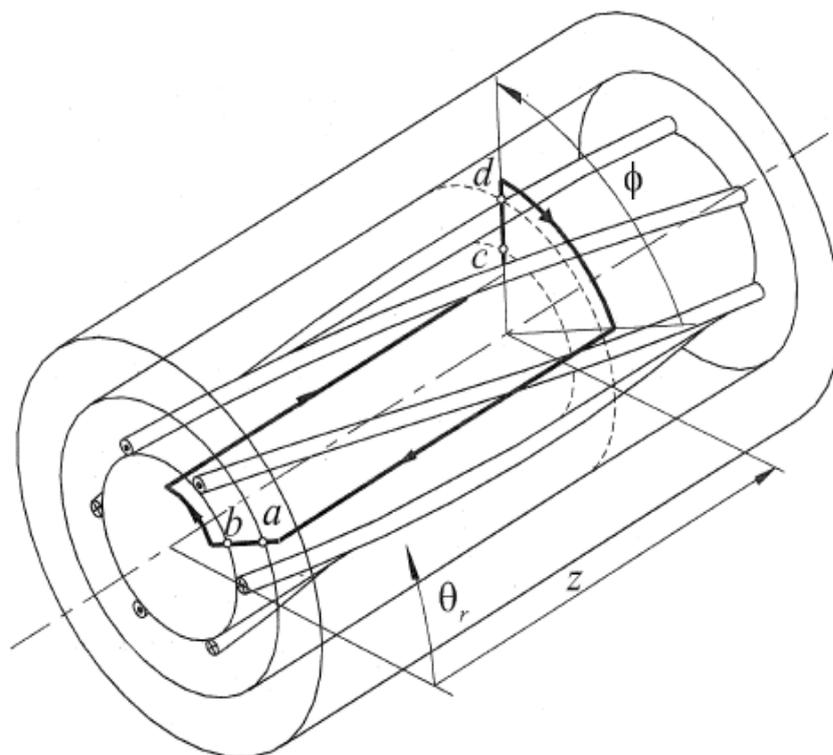


Figure 3.2. Schéma de la machine asynchrone.

et z . Les points a et d sont situés sur la surface interne du stator alors que les points b et c sont situés sur la surface externe du rotor.

où :

H est l'intensité du champ magnétique.

J est la densité de courant.

s est la surface entourée par $abcd$.

Les conducteurs qui sont enfermés par ce contour, portent le même courant, ce qui nous permet d'écrire :

$$\oint_{abcd} H(\phi, z).dl = n(\phi, z).i \quad (3.16)$$

La fonction $n(\phi, z)$ est appelée la fonction de distribution d'enroulement et représente le nombre des spires d'enroulement entourées par le contour étudié. Cette distribution dépend de la géométrie des enroulements sur la longueur axiale de la machine. En termes de force magnétomotrice (FMM), l'équation (3.16) peut se mettre comme suit :

$$F_{ab}(0,0) + F_{bc} + F_{cd}(\phi, z) + F_{da} = n(\phi, z).i \quad (3.17)$$

Considérons que la perméabilité des noyaux de stator et de rotor est infinie, les FMM à travers le fer sont négligeables, donc l'équation (3.17) devient :

$$F_{ab}(0,0) + F_{cd}(\phi, z) = n(\phi, z).i \quad (3.18)$$

On divise l'équation (3.18) par la fonction d'entrefer $g(\phi, z)$, qui représente la longueur de l'entrefer pour un point donné $M(\phi, z)$, et puis on calcul son intégrale sur l'angle du stator entre 0 et 2π , et sur la longueur de l'axe z au long de la longueur L du rotor, on trouve :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^L \frac{F_{ab}(0,0)}{g(\phi, z)} dzd\phi + \int_0^{2\pi} \int_0^L \frac{F_{cd}(\phi, z)}{g(\phi, z)} dzd\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^L \frac{n(\phi, z).i}{g(\phi, z)} dzd\phi \quad (3.19)$$

La loi de Gauss pour le champ magnétique est appliquée afin d'obtenir une expression pour $F_{ab}(0,0)$:

$$\oint_s B.ds = 0 \quad (3.20)$$

où B est la densité de flux magnétique et s est une surface cylindrique fermée de rayon r , placée entre la surface du stator et du rotor, et l'équation (3.20) devient :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^L \mu_0 r H(\phi, z) dzd\phi = 0 \quad (3.21)$$

puisque :

$$H(\phi, z) = \frac{F(\phi, z)}{g(\phi, z)} \quad (3.22)$$

donc :

$$\mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^L \frac{F(\phi, z)}{g(\phi, z)} dz d\phi = 0 \quad (3.23)$$

et comme le deuxième terme dans l'équation (3.19) est nul, on écrit :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^L \frac{F_{ab}(0,0)}{g(\phi, z)} dz d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^L \frac{n(\phi, z) \cdot i}{g(\phi, z)} dz d\phi \quad (3.24)$$

et

$$F_{ab}(0,0) 2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z) \rangle = \int_0^{2\pi} \int_0^L n(\phi, z) g^{-1}(\phi, z) i d\phi dz \quad (3.25)$$

d'où :

$$F_{ab}(0,0) = \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^L n(\phi, z) g^{-1}(\phi, z) i d\phi dz \quad (3.26)$$

et $\langle g^{-1}(\phi, z) \rangle$ est la valeur moyenne de l'inverse de la fonction d'entrefer.

Remplaçons (3.26) dans (3.18) :

$$F_{cd}(\phi, z) = n(\phi, z) i - \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^L n(\phi, z) g^{-1}(\phi, z) i d\phi dz \quad (3.27)$$

On définit la fonction d'enroulement par :

$$N(\phi, z) = \frac{F_{cd}(\phi, z)}{i} \quad (3.28)$$

$$N(\phi, z) = n(\phi, z) - \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^L n(\phi, z) g^{-1}(\phi, z) d\phi dz \quad (3.29)$$

3.2.5 Calcul des inductances

La fonction d'enroulement qui représente la *FMM* due au courant i traversant l'enroulement (a) tout au long de l'entrefer, est telle que :

$$F_a(\theta_s, \theta) = N_a(\theta_s, \theta) i \quad (3.30)$$

Le flux qui embrasse le deuxième enroulement (b) dû au courant i circulant dans l'enroulement (a) est lié à la *FMM* par l'équation suivante :

$$\phi = F.P \quad (3.31)$$

F est la *FMM* à travers la longueur l .

La perméance de l'entrefer est donnée par :

$$P = \frac{\mu S}{e} \quad (3.32)$$

où :

μ est la perméabilité magnétique.

S est la section traversée.

e est la longueur du circuit magnétique.

Le flux élémentaire, qui traverse l'entrefer via un volume élémentaire de longueur $g(\theta_s, \theta)$ et de section de $(r l d\theta_s)$, est donné par l'expression suivante :

$$d\phi = F_a(\theta_s, \theta) \frac{\mu_0 r l d\theta_s}{g(\theta_s, \theta)} \quad (3.33)$$

On peut calculer le flux élémentaire embrassant l'enroulement (b) qui est dû au courant i circulant dans l'enroulement (a) par l'équation suivante :

$$d\phi_{ab} = \frac{\mu_0 r l}{g(\theta_s, \theta)} n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta) i \quad (3.34)$$

où :

$n_b(\theta_s, \theta)$ est la fonction de distribution de l'enroulement (b) constitué par k_b spires.

$N_a(\theta_s, \theta)$ est la fonction d'enroulement de l'enroulement (a) constitué par k_a spires.

Pour avoir le flux total embrassé par l'enroulement (b) et d'ouverture $[0 \ 2\pi]$, on doit calculer l'intégrale de l'équation (3.34) :

$$\phi_{ab} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \frac{n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} i d\theta_s \quad (3.35)$$

L'inductance mutuelle L_{ab} est donc le flux traversant l'enroulement b divisé par le courant parcourant l'enroulement (a) ce qui donne :

$$L_{ab} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (3.36)$$

Avec l'expression ci-dessus, on peut calculer les inductances de magnétisation ou mutuelles des enroulements fixes ou tournants.

3.2.5.1 Inductances statoriques

Considérons un enroulement élémentaire formé de N_c conducteurs (aller) et de N_c (re-tour) comme il est illustré dans la figure 3.3, il est constitué de N_c spires en série dans

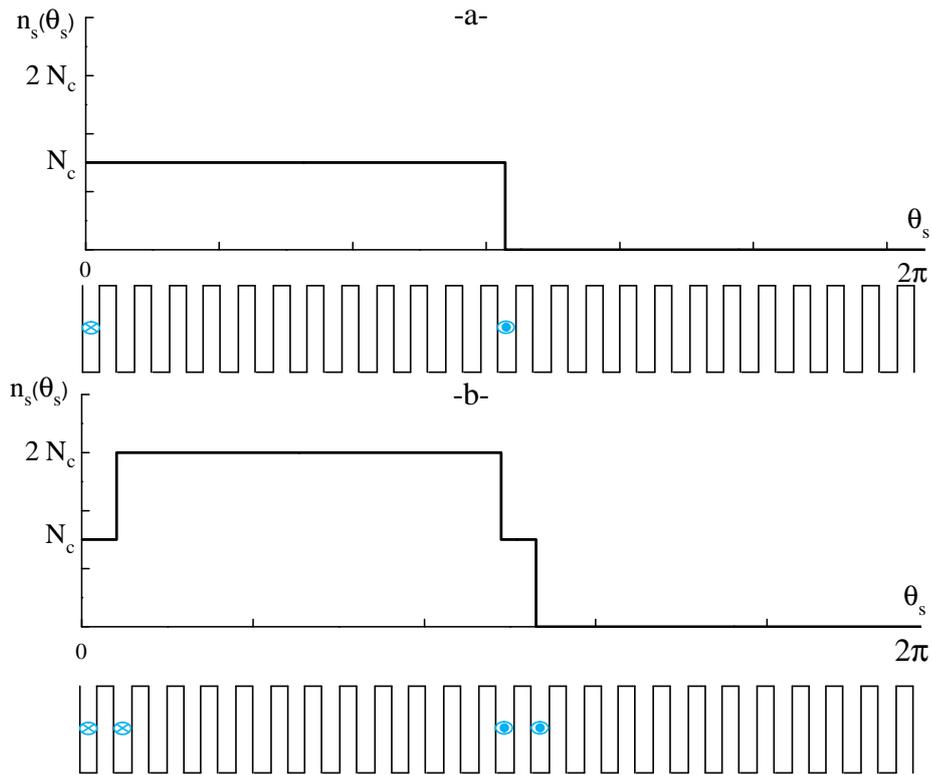


Figure 3.3. Fonction de distribution d'un enroulement élémentaire (a) et fonction de distribution d'une phase statorique (b).

une partie haute ou basse dans une encoche statorique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Sa fonction de distribution est donnée par :

$$n(\theta_s) = \begin{cases} N_c & \text{si } 0 \leq \theta_s \leq \alpha_s \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.37)$$

où :

$$\alpha_s = \frac{2\pi Q}{N_s}.$$

Q est le nombre de dents par pas d'enroulement.

N_s est le nombre d'encoches statoriques.

La fonction d'enroulement de la phase sq du stator est donnée par :

$$n_{sq}(\theta_s) = \sum_{q=0}^2 \sum_{k=0}^{N_e-1} n\left(\theta_s + k \frac{2\pi}{N_s} - q \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.38)$$

Après la transformation en série de Fourier, on trouve :

$$n_{sq}(\theta_s) = C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos\left(h p \left(\theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}\right)\right) \quad (3.39)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_0 = \frac{N_t Q}{N_s} \quad , \quad \theta_0 = (N_e - 1 + Q) \frac{\pi}{N_s} \\ N_t = N_c N_e p \quad , \quad K_{bh} = K_{rh} K_{dh} \\ K_{rh} = \frac{\sin\left(h p \pi \frac{N_e}{N_s}\right)}{N_e \sin\left(h p \frac{\pi}{N_s}\right)} \quad , \quad K_{dh} = \sin\left(h p \pi \frac{Q}{N_s}\right) \end{array} \right. \quad (3.40)$$

N_e est le nombre d'encoches par pôle et par phase.

N_t est le nombre de spires en série par phase.

K_{rh} est le coefficient de raccourcissement.

K_{dh} est le coefficient de distribution.

K_{bh} est le coefficient de bobinage.

h est l'ordre d'harmonique d'espace introduit par la distribution des encoches statoriques.

Admettons que l'entrefer soit uniforme, et par conséquent que la fonction de perméance $g(\theta_s, \theta)$ soit constante.

Par la substitution de l'équation (3.39) dans (3.29), on obtient l'expression de la fonction d'enroulement de la phase sq du stator :

$$N_{sq}(\theta_s) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos\left(h p (\theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p})\right) \quad (3.41)$$

À partir de l'équation (3.36), l'inductance de magnétisation d'une phase sq du stator est calculée pour un entrefer uniforme par l'intégral ci-dessous :

$$l_{sq} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta) d\theta_s \quad (3.42)$$

Substituons les équations (3.39) et (3.41) dans l'équation (3.42), on obtient :

$$l_{sq} = \frac{4 \mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h^2} \quad (3.43)$$

L'inductance d'une phase sq du stator est égale à la somme de l'inductance de magnétisation propre et de l'inductance de fuite d'encoche l_f , et elle est donnée par :

$$L_{sq} = l_{sq} + l_f \quad (3.44)$$

D'une manière analogue, et par l'utilisation de l'équation (3.36), on peut calculer toute inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques par :

$$M_{sqi} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{sq}(\theta_s, \theta) N_{si}(\theta_s, \theta) d\theta_s \quad (3.45)$$

Ainsi après le développements, on aboutit à l'expression ci-dessous :

$$M_{sqi} = \frac{4 \mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h^2} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.46)$$

3.2.5.2 Inductances rotoriques

Nous supposons que les n_b barres rotoriques sont identiques et uniformément réparties, et séparées l'une de l'autre par un angle mécanique $\alpha_r = \frac{2\pi}{n_b}$.

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant i_{rk} . La figure 3.4 présente les fonctions de distribution (a) et d'enroulement (b) d'une maille rotorique k .

Les fonctions de distribution et d'enroulement d'une maille quelconque ont les mêmes formes que celle de la figure 3.4, mais décalées en avant ou en arrière d'un multiple de l'angle mécanique α_r .

Après le développement en série de Fourier on obtient la fonction de distribution d'une maille rotorique k :

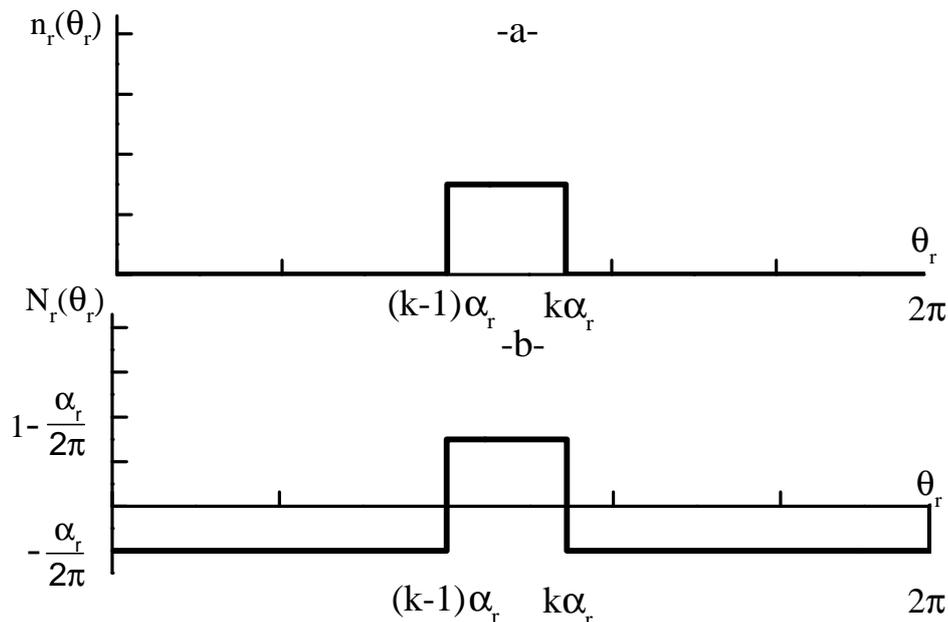
$$n_{rk}(\theta_r) = \frac{\alpha_r}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h} \right) \cos \left(h \left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (3.47)$$

De la formule générale (3.29), on remplace θ_s par θ_r et la fonction de distribution statorique par celle rotorique, et puis on déduit la fonction d'enroulement rotorique pour un entrefer uniforme :

$$N_{rk}(\theta_r) = \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h} \right) \cos \left(h \left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (3.48)$$

L'inductance de la maille rotorique k est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres, et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille, et l'expression est donnée par :

$$L_{rkk}(\theta_r) = L_{mrk} + L_{bk} + L_{b(k+1)} + 2L_e \quad (3.49)$$



Pour calculer l'inductance de magnétisation, on peut recourir aux équations (3.47), (3.48) et (3.36), ce qui donne :

$$L_{mrk} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h \frac{\alpha_r}{2})}{h} \right)^2 \quad (3.50)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. L'inductance mutuelle entre une maille j et toute maille k disjointe peut être obtenue par :

$$M_{rjrk} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{rj}(\theta_r, \theta) N_{rk}(\theta_r, \theta) d\theta_r \quad (3.51)$$

Après le développement on trouve :

$$M_{rjrk} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h \frac{\alpha_r}{2})}{h} \right)^2 \cos(h(j-k)\alpha_r) \quad (3.52)$$

Pour deux mailles adjacentes ($j-k=1$) :

$$M_{rkr(k+1)} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h \frac{\alpha_r}{2})}{h} \right)^2 \cos(h \alpha_r) \quad (3.53)$$

3.2.5.3 Inductance mutuelle entre phase statorique et maille rotorique

Par l'utilisation de l'équation (3.36) et pour un entrefer constant, l'inductance mutuelle entre un enroulement statorique et une maille rotorique est obtenue à l'aide de l'intégrale suivante :

$$M_{sqrk}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{sq}(\theta_s, \theta) N_{rk}(\theta_r, \theta) d\theta_s \quad (3.54)$$

Considérons que $\theta_r = \theta_s - \theta$, et substituons les équations (3.39) et (3.48) dans l'équation (3.54), on trouve après le développement :

$$M_{sqrk}(\theta) = \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^{hp} \cos\left(h p \left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r - q \frac{2\pi}{3p}\right)\right) \quad (3.55)$$

où :

$$M_{sr}^{hp} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t}{p^2 \pi} \frac{K_{bh}}{h^2} \sin\left(\frac{h p \alpha_r}{2}\right)$$

3.3 Modélisation du défaut des cassures des barres rotoriques

Le défaut de barres cassées peut être incorporé dans le modèle de la machine saine par l'augmentation de la résistance de la barre défectueuse, dont on veut simuler la cassure

(figure 3.5). Une augmentation de la résistance d'une barre de 11 fois permet d'aboutir à des résultats en concordance avec ceux obtenus de la pratique [90]. Cette augmentation est justifiée par le fait qu'une partie du courant passe par les tôles lorsqu'une barre vient de se casser [91].

Les inductances mutuelles de stator-rotor ou de rotor-rotor restent sans changement en cas de défaut.

3.4 Effet des lobes latéraux sur la DFT glissante

3.4.1 Fondamentaux

Le principal inconvénient de la DFT est que le signal ne peut être périodiques pour l'ensemble de ses composants harmoniques sur une fenêtre du temps T_m d'une longueur fixe. Figure 3.6 (a) représente le signal $x(t)$ qui contient un harmonique fondamental $f_s = 50 \text{ Hz}$ et un autre harmonique secondaire $f_h = 46.5 \text{ Hz}$:

$$x(t) = 1 \cos(2\pi f_s t) + 0.1 \cos(2\pi f_h t) \quad (3.56)$$

Il est clair que la composante secondaire du signal $x(t)$ présente une périodicité incomplète sur la fenêtre du temps $T_m = 1 \text{ sec}$ et que la résolution spectrale dans le domaine fréquentiel est inversement proportionnelle au temps d'acquisition T_m , qui est donné par :

$$\Delta f = \frac{1}{T_m} \quad (3.57)$$

La représentation de l'harmonique secondaire de $x(t)$ doit apparaître entre 46 Hz et 47 Hz dans le spectre fréquentiel. La figure 3.6 (b) montre l'analyse spectrale du signal

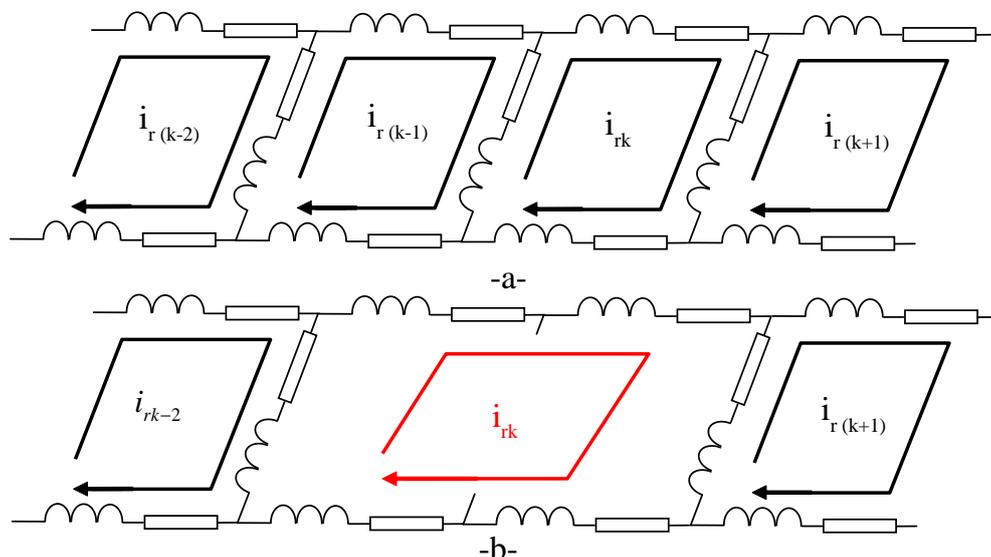


Figure 3.5. Schéma équivalent de la cage rotorique. (a) machine saine, (b) avec une barre cassée.

acquis $x(t)$ à différents instants, lors de l'étude d'un spectre variable dans le temps, on peut remarquer un cas extrême où le spectre est pris à plusieurs instants successifs à partir d'une fenêtre de temps relativement étroite. Afin de réduire la fuite des lobes latéraux illustrée dans la figure 3.6 (c4), des fonctions de fenêtrage sont utilisées, et la figure 3.6 (c1), (c2) et (c3) montrent respectivement l'effet des fonctions : Blackman, Hann et Hamming sur l'amplitude de l'harmonique principal. Les fonctions de fenêtrage forcent les valeurs de données à zéro au bord de la fenêtre avec un coût de calcul supplémentaire, et en matière de l'information, on peut remarquer que l'affaiblissement des lobes latéraux est accompagné par un abaissement de l'amplitude calculée de l'harmonique principal.

La fuite des lobes latéraux, rend l'observation des petits pics à proximité des grands pics difficile. Ce phénomène est dû à une différence de périodicité entre une onde sinusoïdale et sa représentation dans une fenêtre temporelle [92]. Dans la transformée de Fourier, le

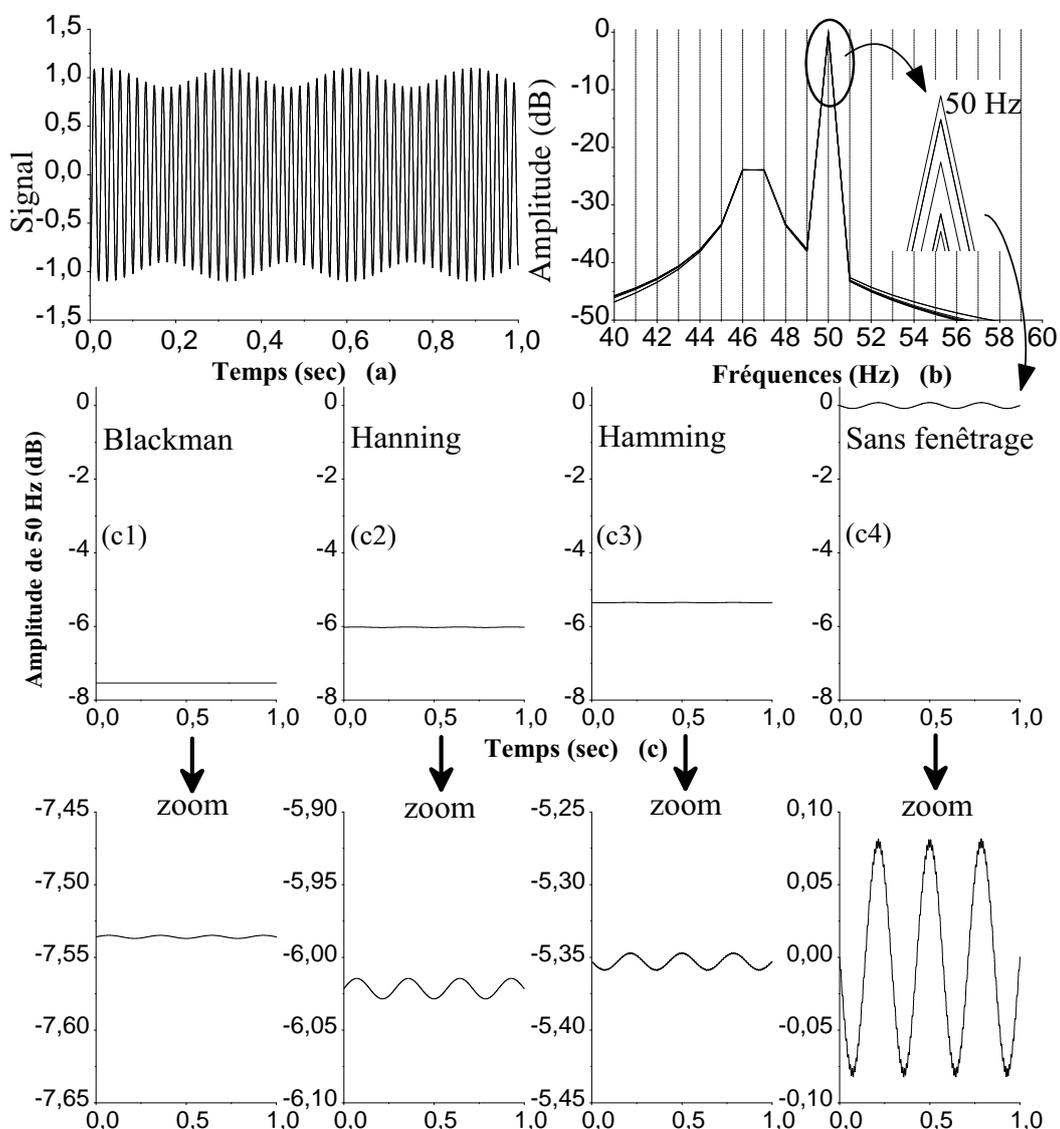


Figure 3.6. L'effet de la fuite des lobes latéraux sur le spectre fréquentiel. (a) : Signal $x(t)$, (b) : L'analyse spectrale de $x(t)$ dans des différents instants, (c1) : L'atténuation des lobes latéraux par le fenêtrage de Blackman, (c2) : L'atténuation des lobes latéraux par le fenêtrage de Hann, (c3) : L'atténuation des lobes latéraux par le fenêtrage de Hamming, (c4) : L'effet d'oscillation sur l'harmonique fondamental de $x(t)$ sans utiliser les fonctions de filtrage.

signal capturé est tacitement traité comme un signal périodique. Cependant, la fenêtre de temps T_m peut supprimer une partie d'une onde sinusoïdale de telle manière que sa valeur moyenne diffère de zéro, et la présence des lobes latéraux indiquent qu'il y a un cycle incomplet à la fin de T_m ; c'est à dire dans une fenêtre T_m , la longueur de l'onde sinusoïdale se termine avant qu'elle revienne à son point de départ pour achever un nombre entier de cycles. Ceci est dû à cause de l'impossibilité de synchroniser toutes les fréquences du signal avec le temps de la fenêtre d'acquisition T_m . Ce manque d'harmonie produit une disparité spectrale, où les lobes latéraux sont répartis sur toutes les composantes fréquentielles dans le spectre, et les amplitudes de tous les harmoniques s'affectent différemment [93].

Le signal capturé est échantillonné en N points, et chaque harmonique dans le signal est représenté par le même nombre de points N ; contrairement à la période, plus elle est longue, plus le nombre de points qui la représente est grand. Dans le cas où il y a disharmonie entre T_m et la période d'une onde sinusoïdale, la valeur moyenne de cette onde sera influencée par le nombre de points qui représente son dernier cycle incomplet, et qui est responsable de l'oscillation des amplitudes dans la transformée de Fourier.

3.4.2 L'analyse des fuites dans les lobes latéraux

Pour exploiter le phénomène d'oscillation d'amplitude, on peut commencer par calculer le nombre de points responsables de l'oscillation. N est le nombre de points dans une fenêtre T_m , N_p est le nombre de points des cycles complets d'une fréquence f_i , et le nombre de points du dernier cycle incomplet est égal à la différence entre N et N_p .

Z est le nombre des périodes dans un temps T_m (c'est-à-dire $Z = f_i \cdot T_m$), Z_p symbolise la partie entière de Z . Par conséquent, si Z est représenté par N points et Z_p par N_p points, on écrit :

$$N_p = Z_p \cdot \frac{N}{Z} \quad (3.58)$$

et comme une onde sinusoïdale se compose d'une alternance positive et une autre négatives, chaque point de l'alternance négative élimine un point de l'alternance positive de telle façon que l'on obtient une valeur moyenne nulle. Dans le cas où la dernière période est incomplète, on peut prendre la somme de ses points échantillonnés comme une valeur moyenne, et dans le cas où le cycle incomplet est supérieur à la moitié de la période, il est préférable de prendre la somme des points échantillonnés du complément du dernier cycle incomplet, et on peut conclure qu'il existe un certain nombre de points utiles N_r défini par :

$$N_r = |Z - \lfloor Z \rfloor| \frac{N}{Z} \quad (3.59)$$

où $\lfloor Z \rfloor$ est l'entier le plus proche de la valeur de Z .

Comme le montre la figure 3.7 où N_r est périodique en fonction de la fréquence sinusoïdale f_i , et sa période est égale au pas fréquentiel Δf . Il est remarquable qu'à chaque

pas de Δf le nombre de points N_r devient nul, car la fenêtre T_m est en harmonie avec f_i . Aussi, plus la fréquence f_i augmente, le nombre de points qui représentent l'harmonique f_i diminue, ce qui explique l'amortissement appliqué à N_r au long de l'axe de fréquence. Prenons comme exemple le signal $x(t) = B \cos(2\pi f_i t)$, échantillonné par N éléments, sa valeur moyenne \bar{x} est donnée par :

$$\bar{x} = \frac{B}{N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi f_i n T_e) \right] = \frac{B}{N} \cdot \text{sum} \quad (3.60)$$

La figure 3.8 montre sur les fenêtres de temps pour $T_m = 1 \text{ sec}$, une onde sinusoïdale prise à plusieurs instants, uniformément décalée vers la gauche à chaque fois par le même nombre de points, son amplitude $B = 0.1$, sa fréquence $f_i = 1.4 \text{ Hz}$, et sa valeur moyenne \bar{x} est donnée par :

$$\bar{x} = \frac{B}{N} \left[\sum_{n=0}^{N_p-1} \cos(2\pi f_i n T_e) + \sum_{n=N_p}^{N-1} \cos(2\pi f_i n T_e) \right] \quad (3.61)$$

Le premier terme $\sum_{n=0}^{N_p-1} \cos(2\pi f_i n T_e)$ est représenté par la partie noire des courbes illustrées à la figure 3.8, voyant qu'il est toujours nul car il contient qu'un cycle complet de $x(t)$. Cependant, le second terme $\sum_{n=N_p}^{N-1} \cos(2\pi f_i n T_e)$ en rouge représente le cycle incomplet et sa valeur moyenne est différente de zéro, donc :

$$\bar{x} = \frac{B}{N} \sum_{n=N_p}^{N-1} \cos(2\pi f_i n T_e) \quad (3.62)$$

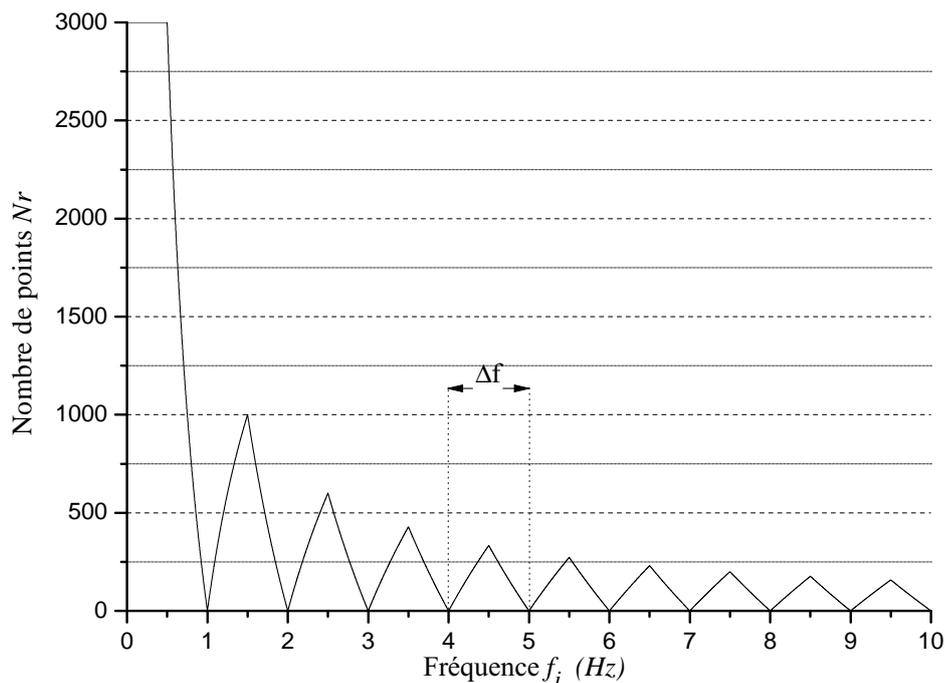


Figure 3.7. Le nombre de points N_r en fonction de la fréquence de l'onde sinusoïdale f_i , pour $N = 3000$ et un temps d'acquisition $T_m = 1 \text{ s}$.

et la valeur moyenne de $x(t)$ de chaque instant T_e est calculée par :

$$\bar{x}(nT_e) = \frac{B}{N} \sum_{n=N_p+k}^{N-1+k} \cos(2\pi f_i nT_e) = \frac{B}{N} \cdot \text{sum}(nT_e) \quad (3.63)$$

où $k = 1, 2, 3, \dots$

On a tracé sa valeur moyenne en fonction du temps, en utilisant l'échelle logarithmique comme il est montré dans la figure 3.9 et la formule suivante :

$$h(k.T_e) = 20 \cdot \log_{10}(1 + \bar{x}(k.T_e)) \quad (3.64)$$

La valeur de chaque point rouge dans la figure 3.9 est calculée par l'équation (3.64) utilisant la moyenne correspondante de points rouges de chaque courbe dans la figure 3.8, et le maximum des valeurs moyennes est donné par :

$$\max(\bar{x}) = \frac{B}{N} \cdot \max(\text{sum}) \quad (3.65)$$

La figure 3.10 aide à expliquer le calcul du maximum de la somme des points du dernier cycle incomplet. La figure 3.10 (a) représente une onde sinusoïdale de fréquence f_i , où le

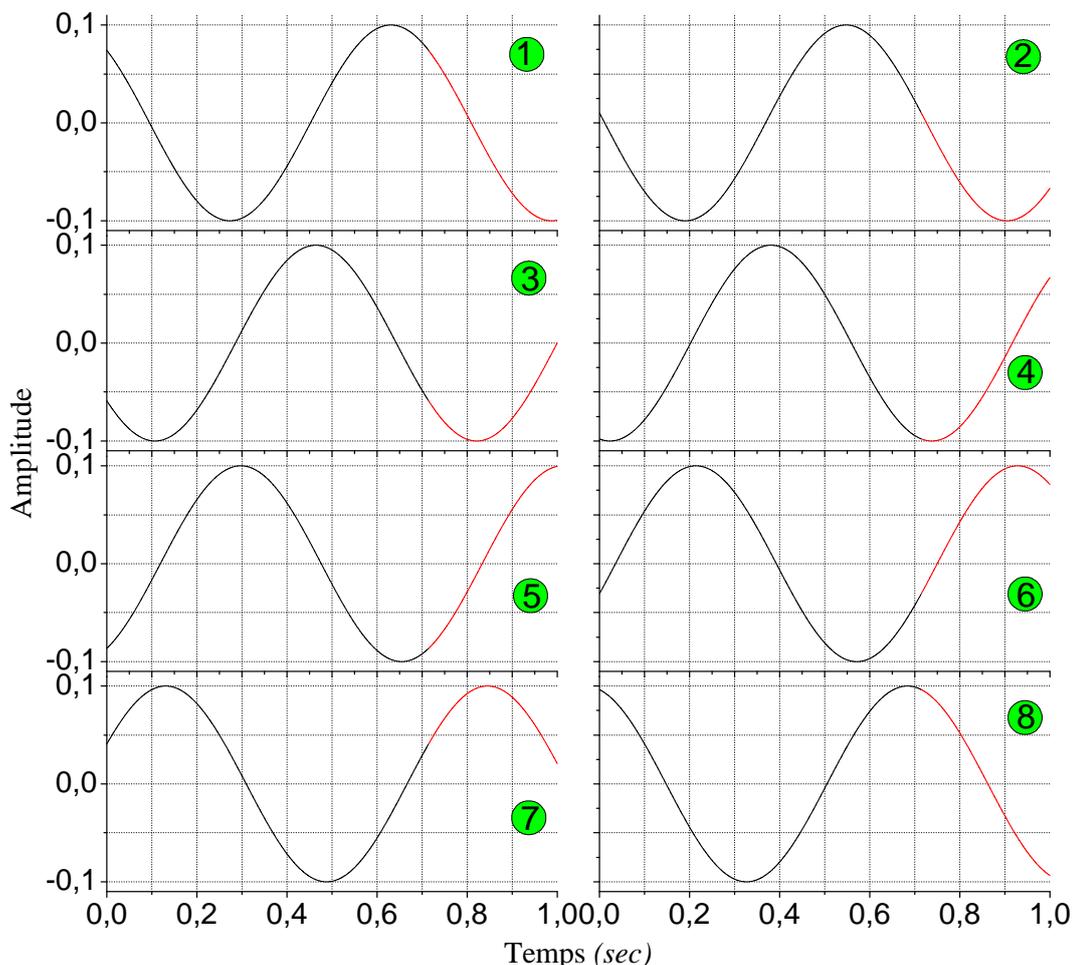


Figure 3.8. Présentation d'un signal sinusoïdal $x(t)$ sur une fenêtre de temps glissante $T_m = 1$ s pour huit instants.

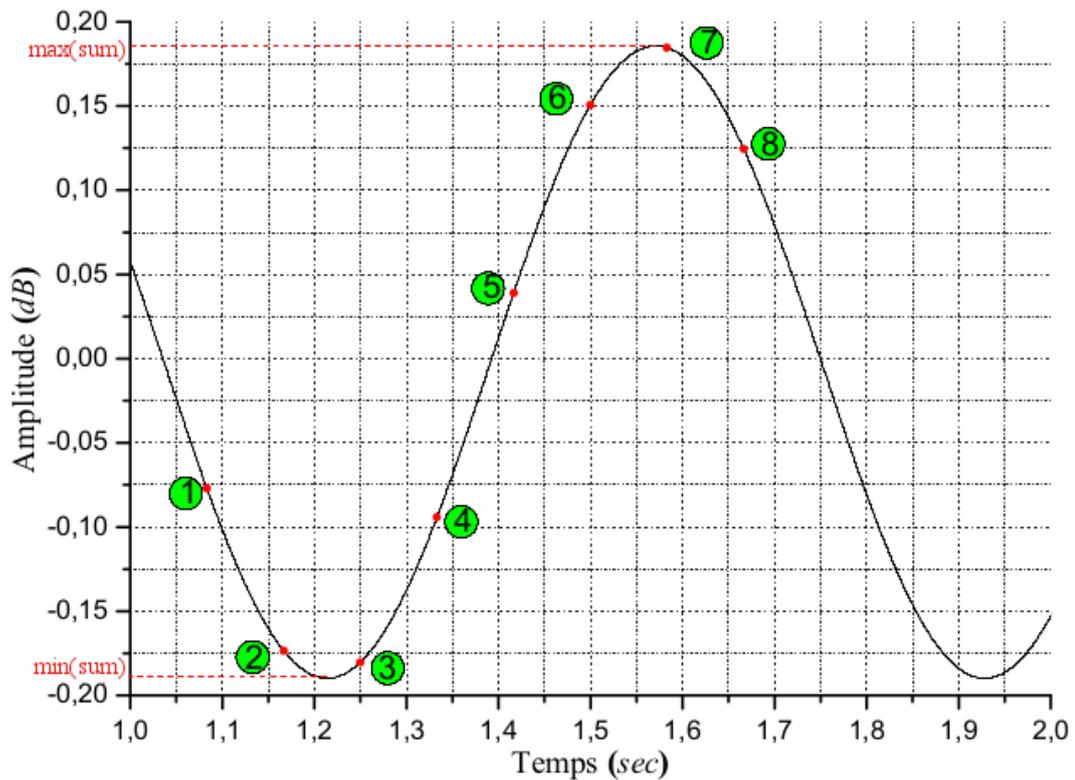


Figure 3.9. La fonction $h(t)$.

nombre de points rouges est égal à N_r et leur somme oscille avec la même fréquence f_i . La somme atteint son maximum lorsque tous les points rouges occupent les valeurs les plus grandes de la crête positive de l'onde avec f_i comme il est montré dans la figure 3.10 (c). Ainsi, on peut calculer le maximum en triant toutes les valeurs de la demi période de la plus grande à la plus petite valeur et puis on additionne par ordre les premières N_r valeurs.

A partir de là, on peut remarquer que $\bar{x}(t)$ est caractérisé par deux paramètres : l'amplitude et la fréquence.

- Fréquence : il est évident que la fréquence de $\bar{x}(t)$ est égale à la fréquence du signal d'origine.
- Amplitude : la valeur maximale du signal $\bar{x}(t)$ est déduite par l'équation (3.65).

3.5 Application de la méthode proposée pour la détection du défaut de barres

Considérons les signatures de défaut de barres bien connues dans le signal de courant statorique $x(t)$ du moteur asynchrone autour de la fréquence fondamentale f_s :

$$x(t) = A_{f_s} \cos(\omega t) + A_{f_{b1}} \cos(\omega t - 2g\omega t) + A_{f_{b2}} \cos(\omega t + 2g\omega t) \quad (3.66)$$

où $\omega = 2\pi f_s$. On peut remarquer la présence des signatures de défaut de barres f_b autour de la fréquence fondamentale. Pour surveiller l'évolution de ces signatures, il est accep-

table de considérer que $A_{f_{b1}} = A_{f_{b2}} = A_{f_b}$, et l'équation (3.66) devient :

$$x(t) = A_{f_s} \cos(\omega t) + A_{f_b} \cos(\omega t \mp 2g\omega t) \quad (3.67)$$

On propose de surveiller les signatures de défaut de barres à partir de la variation d'amplitude de la composante fondamentale influencée par le phénomène des lobes latéraux par l'application de la fenêtre DFT sur la fréquence fondamentale f_s , donc :

$$X(f_s) = \frac{1}{N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} A_{f_s} + A_{f_s} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\omega n T_e) + 2A_{f_b} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\omega g n T_e) + A_{f_b} \sum_{n=0}^{N-1} \cos((1-g)2\omega n T_e) + A_{f_b} \sum_{n=0}^{N-1} \cos((1+g)2\omega n T_e) \right] \quad (3.68)$$

La fenêtre d'acquisition de temps T_m est choisie de telle manière que f_s est périodique dans la fenêtre T_m pour éviter ses lobes latéraux correspondants, donc :

$$X(f_s) = \frac{1}{N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} A_{f_s} + 2A_{f_b} \sum_{n=N-N_{r1}}^{N-1} \cos(2\omega g n T_e) + A_{f_b} \sum_{n=N-N_{r2}}^{N-1} \cos((1-g)2\omega n T_e) + A_{f_b} \sum_{n=N-N_{r3}}^{N-1} \cos((1+g)2\omega n T_e) \right] \quad (3.69)$$

où N_{r1} est le nombre de points utiles du dernier cycle incomplet de l'harmonique $2gf_s$, N_{r2} et N_{r3} sont les nombres de points utiles dans les derniers cycles incomplets des harmoniques $(1-g)2f_s$ et $(1+g)2f_s$ respectivement, ce qui implique forcément leur apparences

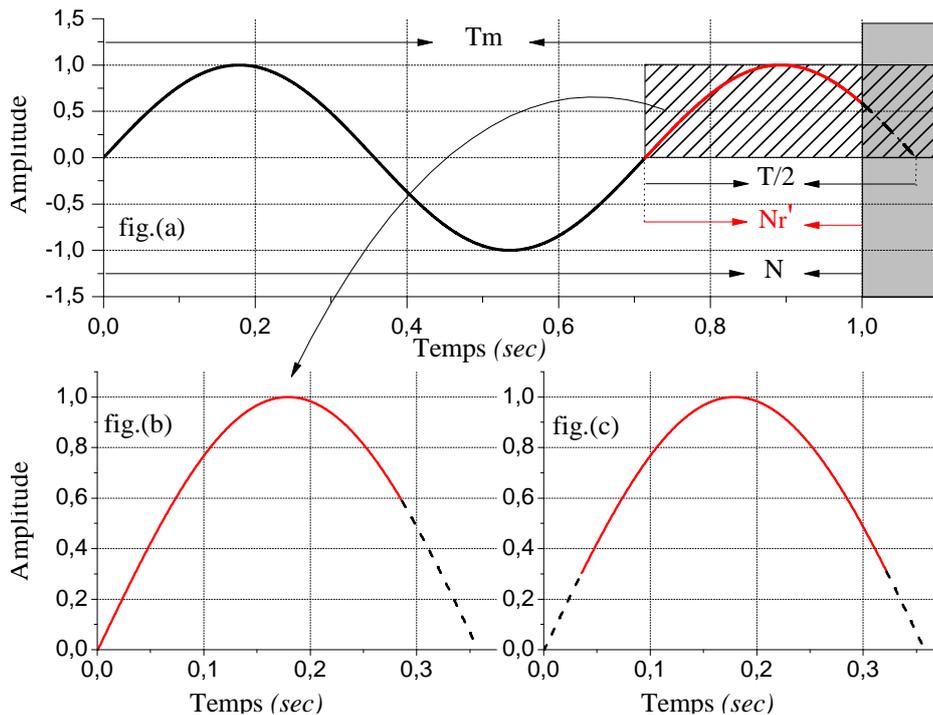


Figure 3.10. Représentation d'une onde sinusoïdale de fréquence $f_i = 1.4 \text{ Hz}$ sur une fenêtre de temps $T_m = 1 \text{ s}$.

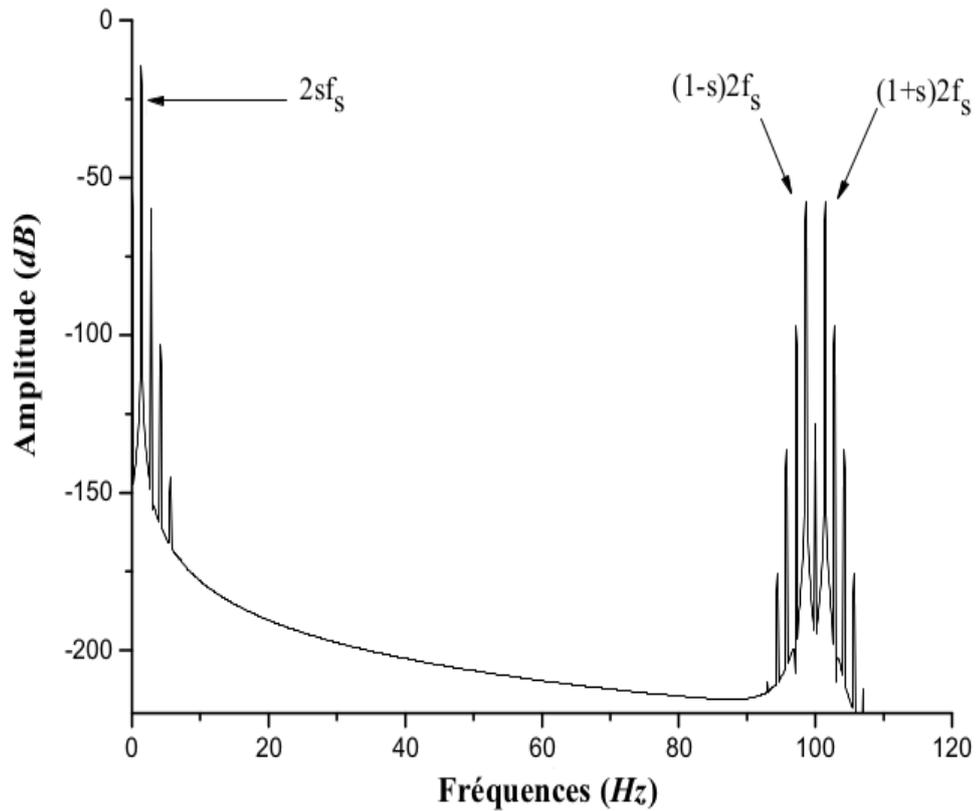


Figure 3.11. Spectre d'oscillation de l'amplitude fondamentale $X(f_s)$ qui est influencée par les harmoniques $(1 \mp 2g)f_s$.

dans le spectre de l'amplitude fondamentale (figure 3.11), et de l'équation (3.59), on obtient :

$$N_{r1} = N \frac{|2gf_s - \lfloor (2gf_s) \rfloor|}{2gf_s} \quad (3.70)$$

$$N_{r2,3} = N \frac{|2f_s \mp 2gf_s - \lfloor (2f_s \mp 2gf_s) \rfloor|}{2f_s \mp 2gf_s} \quad (3.71)$$

où $\lfloor (2gf_s) \rfloor$ et $\lfloor (2f_s \mp 2gf_s) \rfloor$ sont respectivement les entiers les plus proches des valeurs $(2gf_s)$ et $(2f_s \mp 2gf_s)$.

Utilisons l'échelle logarithmique, (3.69) devient :

$$H_{dB} = 20 \log_{10} \left(A_{f_s} + \frac{2A_{f_b}}{N} \text{sum}_1 + \frac{A_{f_b}}{N} \text{sum}_2 + \frac{A_{f_b}}{N} \text{sum}_3 \right) \quad (3.72)$$

où :

$$\text{sum}_1 = \sum_{n=N-N_{r1}}^{N-1} \cos(2\omega g n T_e).$$

$$\text{sum}_2 = \sum_{n=N-N_{r2}}^{N-1} \cos((1-g)2\omega n T_e).$$

$$\text{sum}_3 = \sum_{n=N-N_{r3}}^{N-1} \cos((1+g)2\omega n T_e).$$

De (3.70) et (3.71), la relation entre N_{r1} et $N_{r2,3}$ est donnée par :

$$N_{r2,3} = N_{r1} \cdot \frac{g}{1 \mp g} \quad (3.73)$$

Ce qui nous permet de négliger $N_{r2,3}$ par rapport à N_{r1} . La relation directe entre la somme des points du cycle incomplet sum_1 et le nombre de points N_r nous permet d'écrire :

$$H_{dB} \simeq 20 \log_{10} \left(A_{f_s} + \frac{2A_{f_b}}{N} sum_1 \right) \quad (3.74)$$

et dans la formulation de temps discret, (3.74) devient :

$$H_{dB}(k.T_e) \simeq 20 \log_{10} \left(A_{f_s} + \frac{2A_{f_b}}{N} sum_1(k.T_e) \right) \quad (3.75)$$

Par conséquent, la fuite provoquée par les harmoniques de f_b est clairement observée sur l'amplitude de la composante f_s . Pour plus de clarification, prenons comme exemple le signal :

$$x(t) = A_{f_s} \cos(\omega t) + A_{f_b} \cos(\omega t \mp 2\omega g t) \quad (3.76)$$

où $A_{f_s} = 1$, $A_{f_b} = 0.05$, $2g\omega = 2\pi 1.4 \text{ rad/s}$. Lors de l'utilisation de la fenêtre glissante de la DFT sur la fréquence f_s du signal $x(t)$ pour $N = 3000$ échantillons, on peut observer l'oscillation de l'amplitude de la composante fondamentale sur la figure 3.12.

Maintenant, afin de calculer l'amplitude de l'harmonique $2gf_s$ par la méthode proposée, on commence par calculer N_r à partir de l'équation (3.59) :

$$N_r = 0.4 \frac{3000}{1.4} = 857$$

et

$$\max(sum) = \max \left(\sum_{n=N_p}^{N-1} \cos(2\pi 1.4 n T_e) \right) = 648,66$$

et de l'équation (3.75), la valeur maximale de H en dB est calculée par :

$$\max_{dB}(H) = 20 \log_{10} \left(A_{f_s} + \frac{2A_{f_b}}{N} \max(sum_1) \right) \quad (3.77)$$

où sa valeur minimale en dB est calculée par :

$$\min_{dB}(H) = 20 \log_{10} \left(A_{f_s} - \frac{2A_{f_b}}{N} \max(sum_1) \right) \quad (3.78)$$

Enfin, par l'utilisation de (3.77), on peut obtenir l'amplitude de la signature de défaut de barres :

$$A_{f_b} = \frac{N}{2 \max(\text{sum}_1)} \left(10^{\frac{\max_{dB}(H)}{20}} - A_{f_s} \right) \quad (3.79)$$

où $\max_{dB}(H)$ est extrait de l'oscillation de l'harmonique fondamental f_s lors de l'application de la fenêtre glissante de la DFT, à chaque période $\frac{1}{2gf_s}$ s. La figure 3.12 représente la valeur $\max_{dB}(H)$ de l'exemple précédent et en appliquant (3.79), l'amplitude de la signature de défaut de barres est égale à :

$$A_{f_b} = \frac{3000}{2 \times 648.66} \left(10^{\frac{0.1858}{20}} - 1 \right) = 0.05$$

qui est en accord total avec l'amplitude A_{f_b} du signal $x(t)$.

D'autre part, la figure 3.13 montre l'analyse spectrale de l'oscillation de l'harmonique fondamental qui est présentée dans la figure 3.12, elle contient les harmoniques $2gf_s$ et $(1 \mp g)2f_s$ trouvés dans l'équation analytique (3.69), et on peut même calculer leurs amplitudes A_{2g} et $A_{2(1 \mp g)}$ respectivement comme il est indiqué en décibel au dessous :

$$A_{2g}(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\max(H) - \min(H)}{2} \right) = -14.52 \text{ dB}$$

et de l'équation (3.73), on peut estimer les amplitudes $A_{2(1 \mp g)}$ par :

$$A_{2(1 \mp g)} = \frac{g}{2(1 \mp g)} A_{2g} \quad (3.80)$$

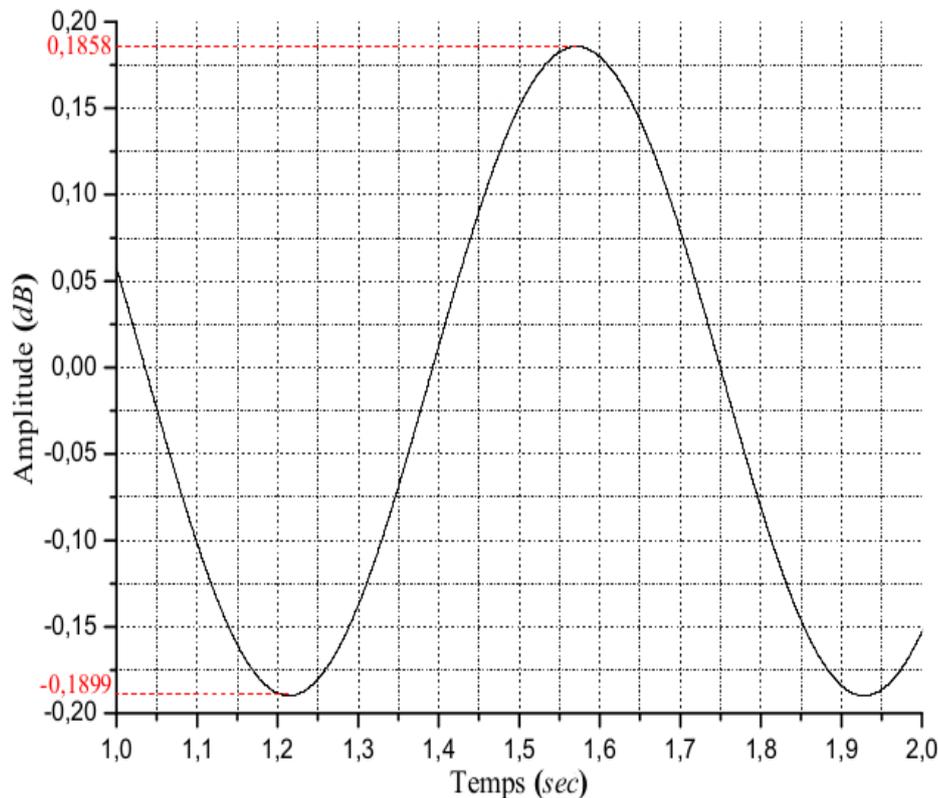


Figure 3.12. La fonction $h(t)$.

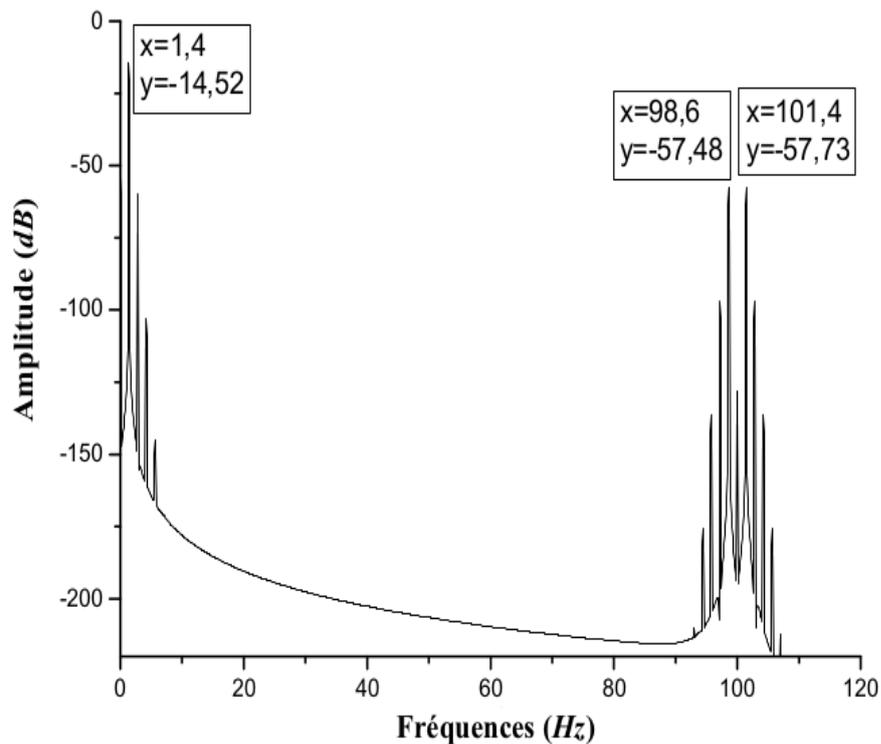


Figure 3.13. spectre d'oscillation de l'amplitude fondamentale qui est influencée par les harmoniques $(1 \mp 2g)f_s$, pour $N = 3000$ et $F_c = 3000$.

donc :

$$A_{2(1-g)}(dB) = -57.497 \text{ dB}$$

et

$$A_{2(1-g)}(dB) = -57.740 \text{ dB}$$

On remarque que les calculs sont similaires avec le spectre fréquentiel, ceci indique la précision de la méthode utilisée sans avoir besoin d'une grande durée d'acquisition.

De (3.79), il est évident que la précision de l'amplitude calculée de la composante de défaut A_{f_b} est directement influencée par la précision du glissement mesuré. Pour cela et afin de surmonter ce problème à l'absence de capteur de vitesse, on propose un algorithme de détection de vitesse basé sur les harmoniques d'espace avec l'avantage que cet algorithme exploite les mêmes données d'acquisition et n'impose aucune contrainte sur la performance de la méthode proposée.

Il est important de souligner que l'existence du défaut pourrait être directement extraite de l'oscillation de l'harmonique fondamental (figures 3.15, 3.16, 3.19 et 3.20 qui sont complètement indépendants du glissement calculé.

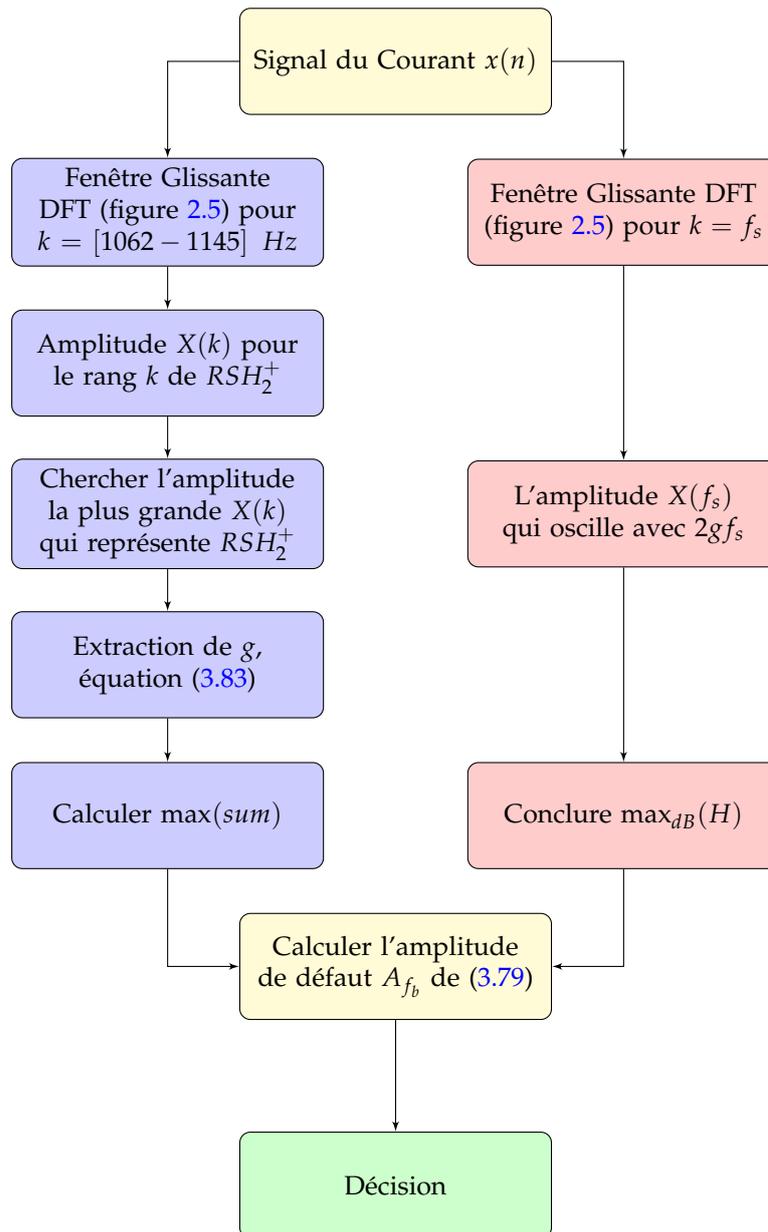


Figure 3.14. Organigramme de la méthode proposée et la détection de vitesse.

3.6 Détection du glissement

L'extraction du glissement du moteur asynchrone sans capteur de vitesse a fait l'objet de multitudes d'articles, où l'efficacité de ces techniques est prouvée [94-97]. Il est bien connu que l'on peut détecter le glissement d'un moteur à induction triphasé à cage d'écuriel à partir des harmoniques d'espace en utilisant les harmoniques de courant de ligne, où ces harmoniques existent à une vitesse différente de zéro et ils sont indépendants de paramètres variant dans le temps, la résistance d'enroulement [98-101], et ils sont donnés par :

$$f_{RSH} = (h(1 - g) \mp g) f_s \quad (3.81)$$

pour :

$$h = \left\{ \{6\alpha \mp 1\}_{\alpha=1,2,\dots} \cap \left\{ \frac{\lambda n_b}{p} \mp 1 \right\}_{\lambda=1,2,\dots} \right\}$$

sachant que n_b est le nombre de barres rotoriques et p est le nombre de paires de pôles. Dans ce même sens, nous avons développé un algorithme basé sur le même principe de fenêtre glissante et qui est exécuté en parallèle avec le calcul du maximum de l'amplitude de la fréquence d'alimentation $max_{dB}(H)$ comme il est détaillé dans la figure 3.14.

La gamme de fréquences RSH_2^+ a été choisie de telle manière qu'elle répond aux exigences de la méthode proposée ($\alpha = 4$ et $\lambda = 2$ pour $h = 23$). Donc l'équation (3.81) devient :

$$f_{RSH_2^+} = \left(\frac{2n_b}{p} (1 - g) + 1 \right) f_s \quad (3.82)$$

d'où :

$$g = 1 - \frac{p}{2n_b} \left(\frac{RSH_2^+}{f_s} - 1 \right) \quad (3.83)$$

Pour la simulation et les essais expérimentaux, la plage fréquentielle du RSH_2^+ est limitée entre les fréquences correspondantes à l'état sans charge où $g = 0.003$ et à la condition de charge nominale où $g = 0.08$; donc la plage de fréquences est $k = [1062 - 1147]$ Hz, ce qui fournit une bonne précision de vitesse. Il suffit de trouver la fréquence de la plus grande amplitude dans le vecteur k , et le glissement est calculé à partir de l'équation (3.83).

L'efficacité de l'algorithme de détection de vitesse permet d'abandonner le capteur de vitesse. De plus, l'utilité de cet algorithme est que l'information de vitesse est obtenue même avant la fin de l'acquisition du signal.

3.7 Résultats de simulation et expérimentaux

On utilise une fenêtre glissante de la DFT pour traiter un courant statorique pour une fréquence d'échantillonnage de $3kHz$, en donnant un intérêt particulier à la fluctuation de la composante fondamentale du courant statorique afin de détecter le défaut de cassure de barres.

Les figures 3.15 et 3.16 montrent dans la simulation et la pratique respectivement que l'amplitude de la composante fondamentale du courant statorique en fonction du temps lorsque le moteur fonctionne sous différentes charges est constante dans le cas de la machine saine. Les amplitudes de la fréquence fondamentale ne possèdent pas des ondulations de bandes latérales pour toutes les conditions de charge, y compris le cas à vide ($s = 0 : 005$). Cependant, on remarque qu'il y a un petit changement au niveau des amplitudes associées aux essais pratiques à cause des perturbations non périodique de la source d'alimentation.

Les figures 3.17 et 3.18 illustrent l'analyse spectrales des amplitudes de l'harmonique fondamental correspondante à 30% de la charge nominale dans les figures 3.15 et 3.16

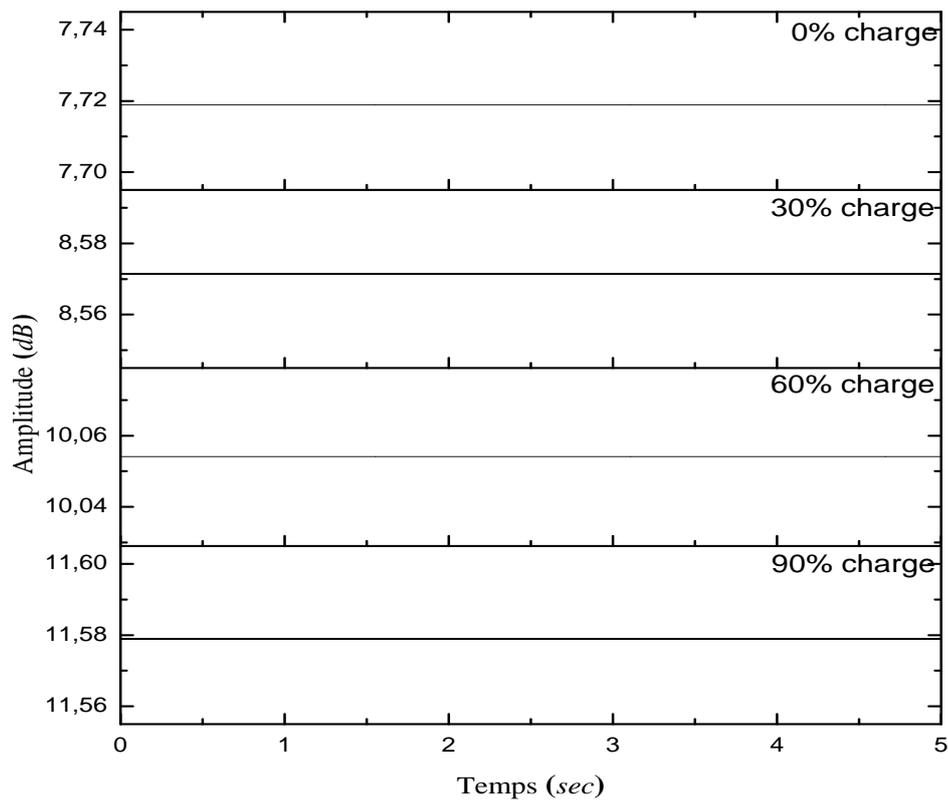


Figure 3.15. Simulation : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, le cas sain et pour différentes charges.

respectivement, avec un temps d'acquisition de 10s et une fréquence d'échantillonnage de 3kHz, où le spectre de la simulation dévoile l'absence des oscillations provenant de cassure de barres, ainsi dans le spectre de la pratique. Cependant dans ce dernier, on remarque la présence de l'harmonique $2f_s$, et ceci est dû au manque de précision de la fréquence d'alimentation d'une part et à l'asymétrie de construction d'autre part, ce qui conduit à une somme de points différente de zéro. On peut voir cet erreur dans les rangs les plus hauts parce ce que la multiplication de l'erreur agrandit et il devient plus clair.

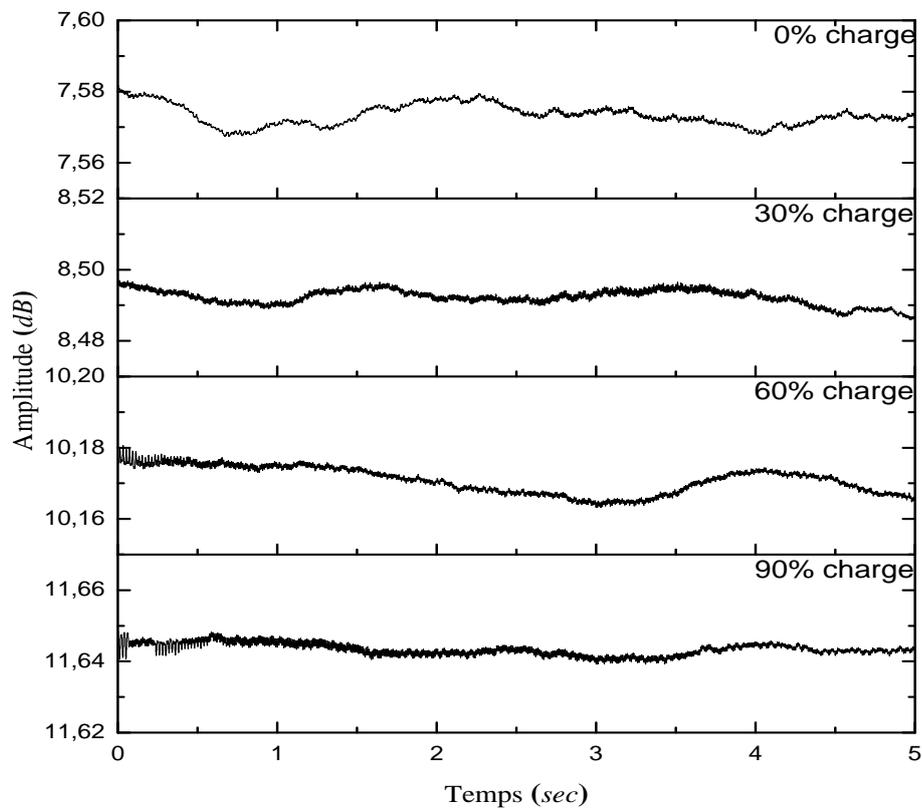


Figure 3.16. Expérimental : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, le cas sain et pour différentes charges.

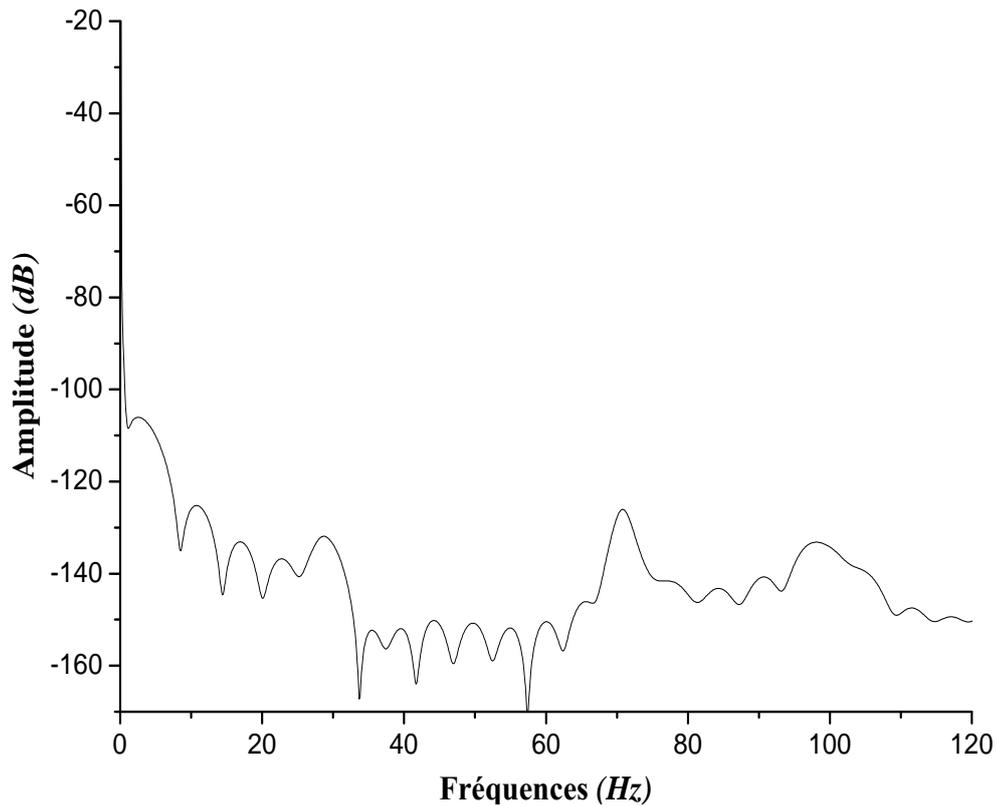


Figure 3.17. Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur sain et une charge de 30% ($g = 0.025$).

La figure 3.19 dans la simulation et la figure 3.20 dans la pratique représentent l'am-

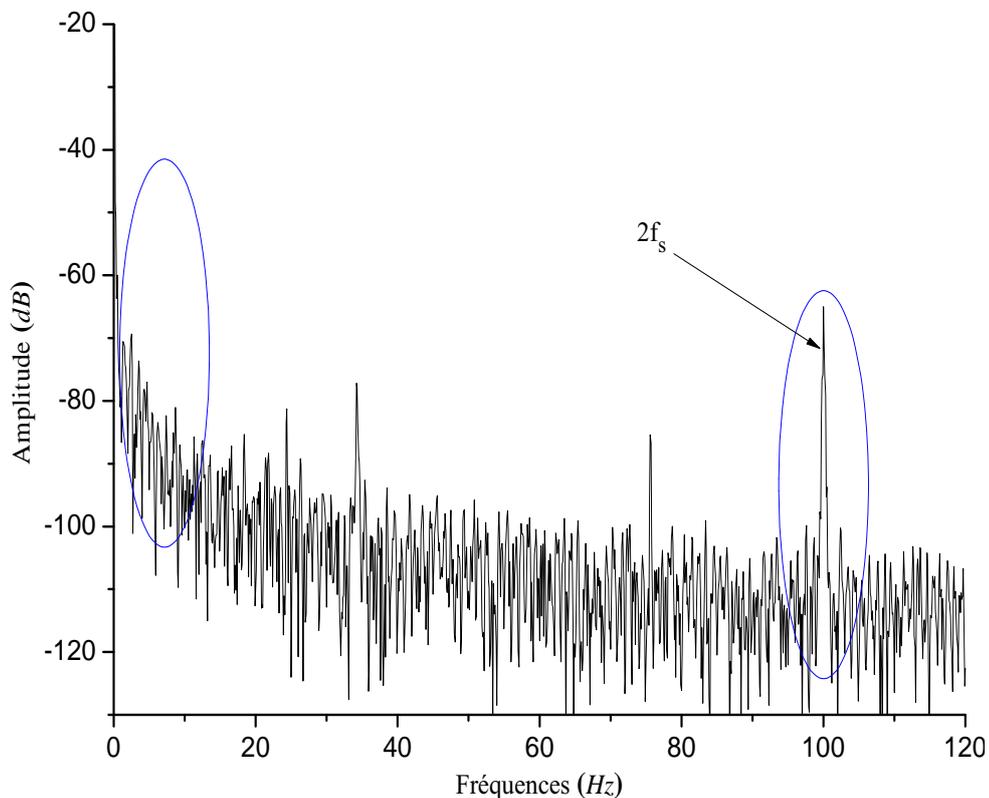


Figure 3.18. Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur ayant une cassure d'une barre rotorique et une charge de 30% ($g = 0.025$).

plitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps lorsque le moteur fonctionne sous différentes charges lorsque la machine ayant une cassure d'une barre. Elle montrent l'influence des fréquences des bandes latérales $(1 \mp 2g)f_s$ sur la fréquence fondamentale f_s . On peut remarquer que l'amplitude et la fréquence d'oscillation d'amplitude de f_s sont dépendant de la charge entraînée, la fréquence d'oscillation est proportionnelle à la charge du moteur, plus la charge devient importante plus la fréquence devient haute. Cependant, l'amplitude d'oscillation est inversement proportionnelle à la charge, plus la charge est lourde plus l'amplitude est petite. En outre, l'amplitude d'oscillation de l'amplitude f_s dans le cas où le moteur tourne à vide est plus importante que celles des autres charges, cet indice donne un avantage à la méthode proposée, en revanche la fréquence d'oscillation de l'amplitude f_s est plus lente que celles des autres charges.

Les figures 3.21 et 3.22 exposent l'analyse spectrale des harmoniques fondamentaux qui apparaissent dans les figures 3.19 et 3.20 respectivement pour une charge de 30%. Dans ce cas, nous remarquons l'apparition de l'harmonique $2sf_s$ pour un glissement de $g = 0.025$ dans le spectre et aussi les autres harmoniques $(1 \pm s)2f_s$ à la proximité de $2f_s$. Il est à noter également dans le spectre de la pratique que $2f_s$ apparaît dans le spectre, parce f_s est légèrement différente à 50Hz. C'est à dire elle appartient à une fréquence entre deux pas fréquentiels.

Afin de détecter l'amplitude de l'indicateur de défaut A_{f_b} , on peut utiliser l'amplitude d'oscillation de la composante fondamentale. Prenons comme exemple l'oscillation de l'amplitude de la fréquence fondamentale correspondant à 30% ($g = 0.025$) de la charge nominale (Voir figure 3.19), la valeur de A_{f_b} est calculée à partir de (29), où la composante continu de l'amplitude de f_s est calculée pour une période de $\frac{1}{2gf_s}$ et on écrit :

$$A_{f_s} = \frac{\max(H) + \min(H)}{2}$$

$$A_{f_s} = \frac{10^{8.5275/20} + 10^{8.4925/20}}{2} = 2.6638$$

et pour $g = 0.02455$, $\max(\text{sum}_1) = 385.19$. Finalement, l'amplitude de l'indicateur de défaut pour cet exemple est égal à :

$$A_{f_b} = \frac{3000}{385.19} \left(10^{\frac{8.5275}{20}} - 2.6638 \right) = 0.0209$$

où sa correspondante valeur en dB est égale à :

$$20 \log_{10} (A_{f_b}) = -33.60 \text{dB}$$

et le calcul de l'amplitude de l'indicateur de cassure de barres A_{f_b} est réalisé dans une période de $H(t)$ qui est égale à $\frac{1}{2gf_s} = 0.4073\text{s}$.

La figure 3.23 montre le spectre du courant statorique pour la même charge dans l'exemple précédant et le résultat dans le spectre confirme celle de la méthode proposée.

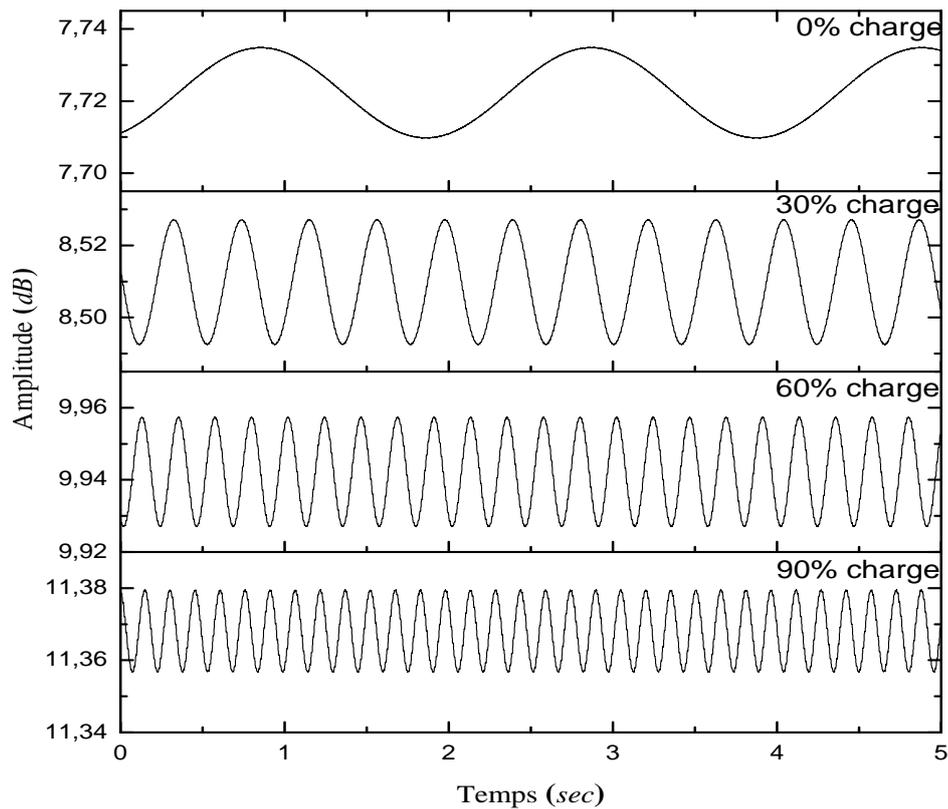


Figure 3.19. Simulation : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, au cas de cassure d'une barre et pour différentes charges.

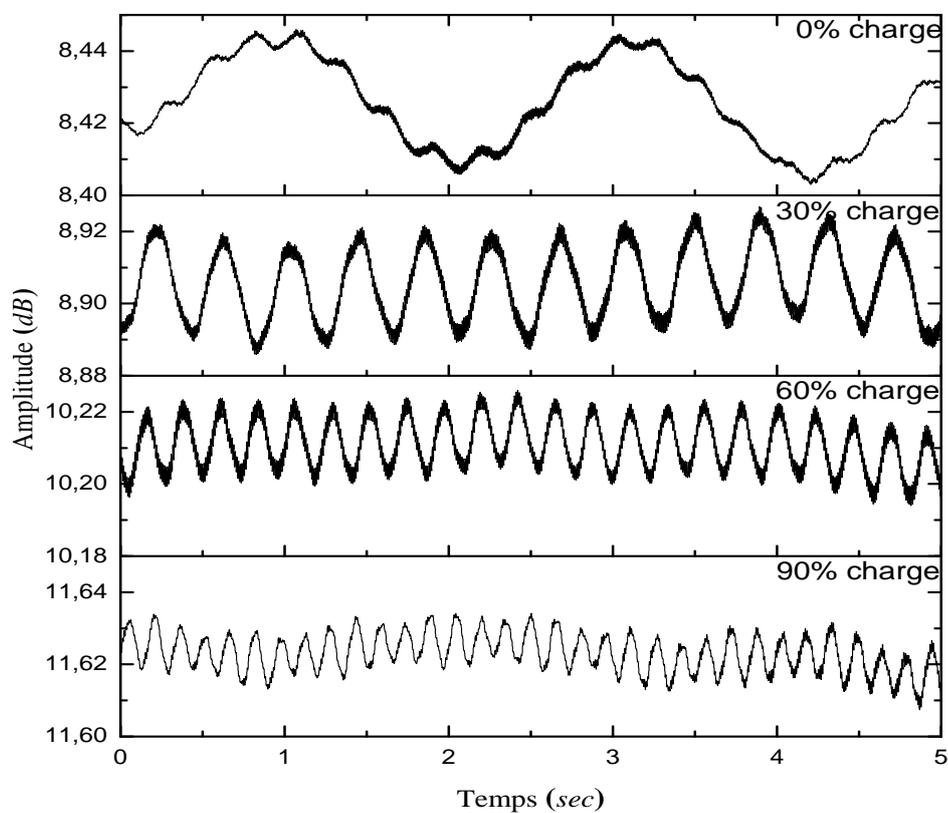


Figure 3.20. Expérimental : L'amplitude de l'harmonique fondamental du courant statorique en fonction du temps, au cas de cassure d'une barre et pour différentes charges.

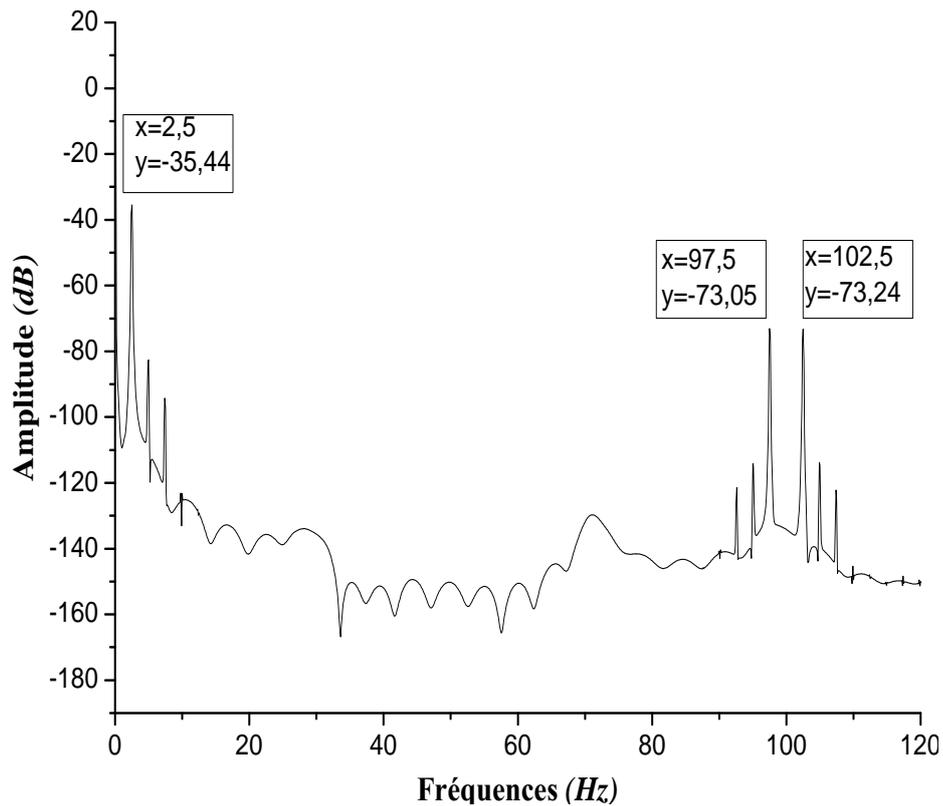


Figure 3.21. Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).

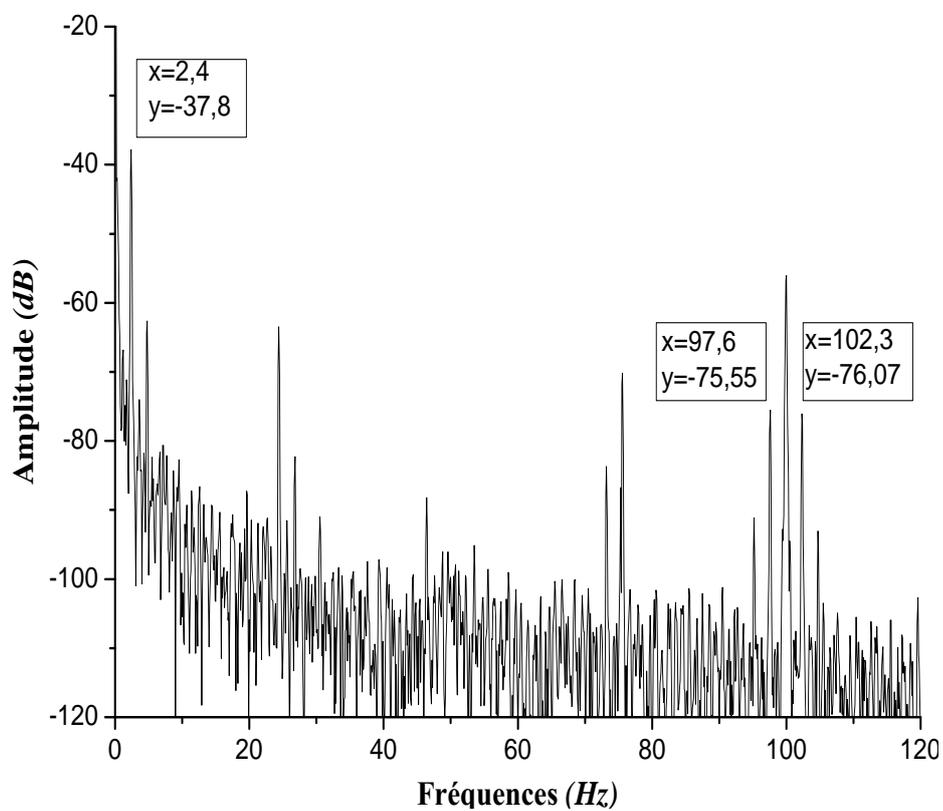


Figure 3.22. Simulation : le spectre de l'harmonique fondamental f_s , pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).

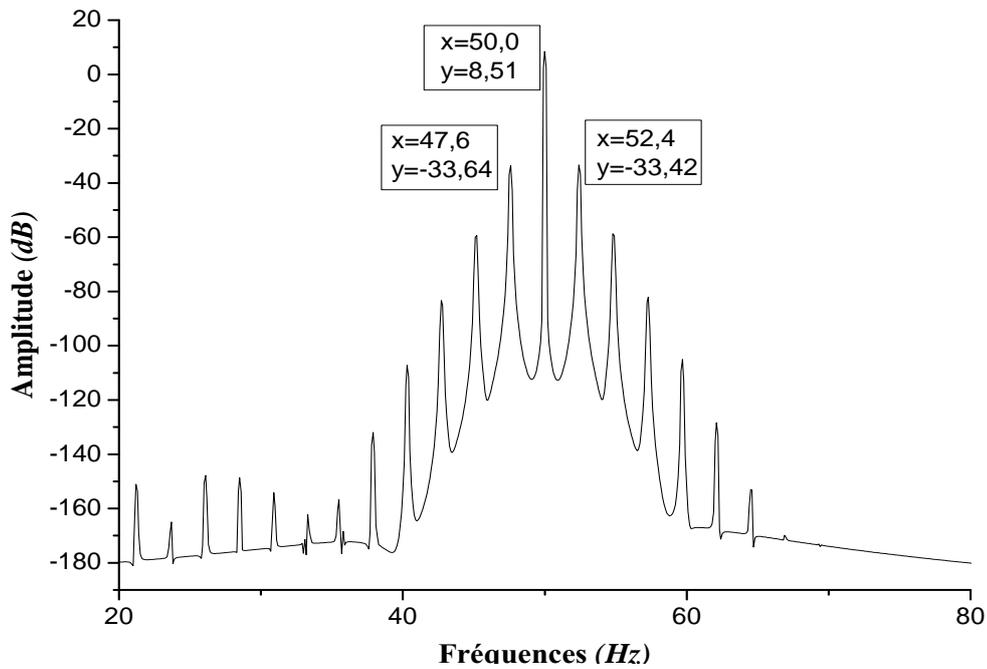


Figure 3.23. Simulation : le spectre du courant statorique, pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).

Prenons comme exemple pratique l'amplitude d'oscillation de l'harmonique fondamentale du courant statorique d'un moteur ayant une cassure d'une barre rotorique correspondante à 30% de la charge nominale (figure 3.20). Passant par les mêmes étapes suivies dans la simulation, on trouve que l'amplitude calculée de l'indicateur de défaut est égale à : $A_{f_b} = -33.61dB$. On peut voir l'amplitude de défaut dans la figure 3.24 en utilisant la FFT classique.

Tableau 3.1 montre les amplitudes de l'harmonique obtenues par l'utilisation de la FFT, ainsi que l'utilisation des amplitudes d'oscillation de la composante fondamentale (méthode proposée) du courant statorique traité en fonction de la charge pour les deux cas : moteur sain et un autre ayant une cassure d'une barre. Les résultats obtenus par la méthode FFT sont proches de ceux obtenus par la méthode proposée lorsque le moteur tourne en charge, et ce n'est pas le cas où le moteur tourne à vide, car la FFT ne détecte pas la barre brisée comme il est apparu dans la figure 3.25, par contre lorsqu'on utilise la méthode proposée, la détection de défauts de barres est si nette à travers l'oscillation de l'amplitude f_s comme il est déjà montré dans la figure 3.20 pour le fonctionnement à vide.

En outre, la précision de la FFT est affectée lorsque le moteur fonctionne sous des perturbations de la charge et de tension d'alimentation, car le temps d'acquisition est si important pour une bonne résolution fréquentielle, donc l'augmentation du temps d'acquisition augmente les chances de rencontrer des conditions de charge ou d'alimentation, ce qui provoque un spectre de courant flou. Alors que le temps nécessaire pour calculer l'amplitude de l'indicateur de défaut lors de l'utilisation de la méthode proposée est de $\frac{1}{2gf_s}$ sec, la diminution du temps d'acquisition affaiblit la probabilité de rencontrer des conditions de charge ou d'alimentation et cela donne des résultats plus expressifs.

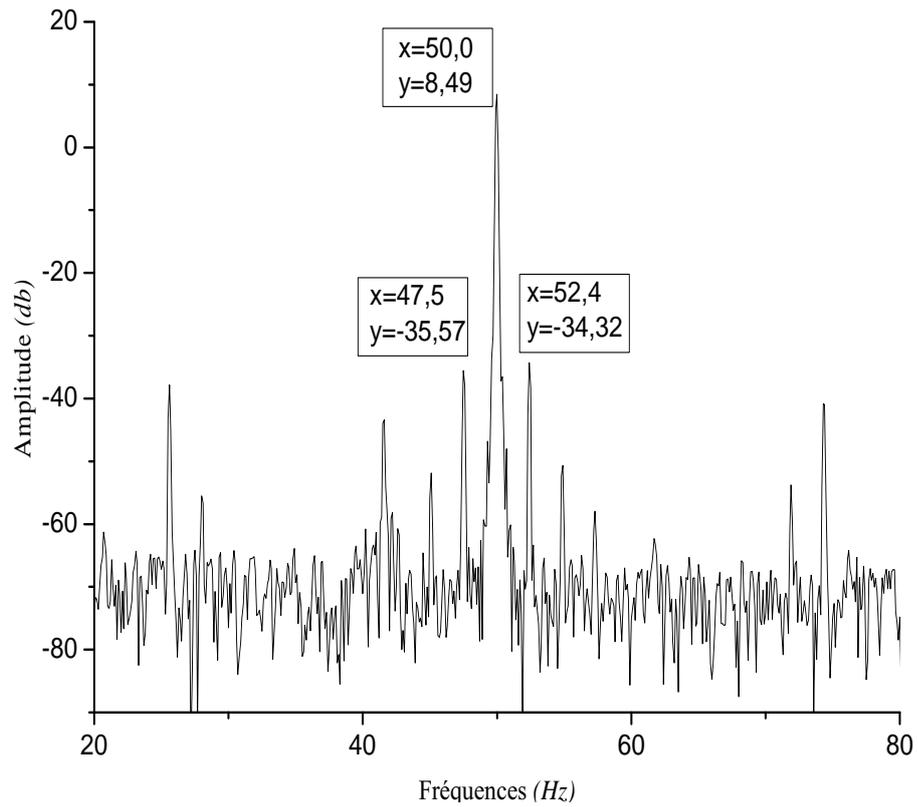


Figure 3.24. Expérimental : le spectre du courant statorique, pour un moteur ayant une cassure d'une barre et une charge de 30% ($g = 0.025$).

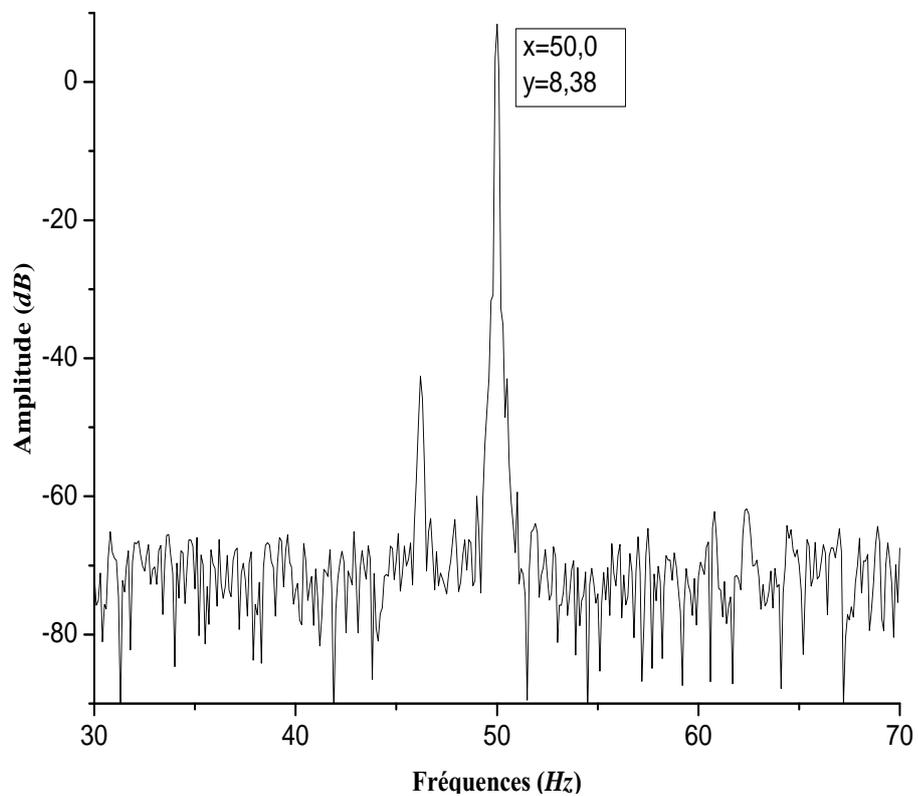


Figure 3.25. Expérimental : le spectre du courant statorique, pour un moteur ayant une cassure d'une barre sous le fonctionnement à vide ($g = 0.005$).

TABLE 3.1

Mesures expérimentales de l'indicateur de défaut $(1 - 2s)f_s$ calculée par les deux méthodes (FFT et méthode proposée), selon la charge dans des conditions saines et défectueuses.

Charge	FFT off-line			Méthode proposée on-line		
	A_{f_b} (dB)		Temps d'acquisition (s)	A_{f_b} (dB)		Temps de calcul (s)
	Sain	Défaut		Sain	Défaut	
0%	-	-	10	-68.94	-45.14	1.875
30%	-61.48	-35.57	10	-67.84	-33.09	0.395
60%	-66.55	-32.01	10	-68.07	-29.63	0.221
90%	-61.58	-29.84	10	-64.67	-27.72	0.153

3.7.1 Étude comparative de la méthode proposée avec la FFT, MUSIC, ZFFT et ZMUSIC

Les tableaux 3.2 et 3.3 donnent une étude comparative entre la méthode proposée et les méthodes les plus connues (FFT, MUSIC, ZFFT, ZMUSIC) dans des conditions stables, pour la détection de défaut de cassure de barres. Tableau 3.2 montre les amplitudes des indicateurs de défaut pour toutes les méthodes utilisées qui sont exprimées en décibels et normalisées à l'amplitude de la fréquence d'alimentation $A_{f_s} = 0dB$, lorsque le moteur fonctionne dans des conditions de charge différentes, de charge nulle à 90% de la charge nominale. On peut remarquer que la méthode proposée pour la détection de cassure de barres a une performance plus significative que les autres procédés FFT, MUSIC, ZFFT et ZMUSIC, en particulier dans les conditions de sans charge. Les indices $A_{f_b}^-$ et $A_{f_b}^+$ sont respectivement les amplitudes des bandes latérales inférieure et supérieure de f_s , ils sont utilisés pour la détection de défauts de barres dans l'application des méthodes FFT et MUSIC. L'indice $A_{f_b}^s$ représente la somme des amplitudes des bandes latérales lors de l'utilisation de la méthode proposée et les techniques de zoom. Les résultats du Tableau 3.2 montrent que l'on peut obtenir une meilleure fiabilité avec l'avantage de détecter la rupture de la barre à vide lors de l'utilisation de la méthode proposée. De plus, on peut remarquer que la méthode proposée est plus sensible aux défauts de barres par rapport aux autres méthodes FFT, ZFFT, MUSIC et ZMUSIC.

L'indicateur de défaut f_b dépend du glissement g du moteur, où $f_b = (1 \pm 2g)f_s$, et pour un faible glissement $|f_s - (1 \pm 2g)f_s| < \Delta f$ on détecte le défaut difficilement en utilisant le spectre fréquentiel parce que la fréquence fondamentale f_s enveloppe les fréquences de bande latérale. Pour assurer une bonne précision, par exemple, on a besoin d'une échelle de fréquence de $0.01Hz$ qui nécessite un temps d'acquisition $T_m = 1/0.01 = 100 sec$. Cependant, l'état de fonctionnement de la machine électrique peut changer pendant la période d'enregistrement T.E. et en revanche la précision de la FFT pourrait être affectée.

D'autre part, la méthode proposée est sensible aux harmoniques qui sont situés entre deux pas fréquentiels Δf , où la somme de N_r est différente de zéro, ce qui provoque la fuite

TABLE 3.2

Expérimental : Variation de l'amplitude de indicateur de défaut à l'état défectueux.

Charge	FFT		MUSIC		Méthode proposée	ZFFT	ZMUSIC
	$A_{f_b}^-$ (dB)	$A_{f_b}^+$ (dB)	$A_{f_b}^-$ (dB)	$A_{f_b}^+$ (dB)	$A_{f_b}^s$ (dB)	$A_{f_b}^s$ (dB)	$A_{f_b}^s$ (dB)
0%	-	-	-	-	-47.50	-	-
30%	-44.06	-42.81	-40.02	-36.79	-35.56	-43.79	-29.29
60%	-41.84	-39.46	-38.87	-30.02	-33.17	-41.66	-23.53
90%	-41.40	-38.86	-41.43	-44.73	-33.26	-39.13	-36.93

TABLE 3.3

Comparaison de coût du calcul, temps d'acquisition et temps de détection des méthodes utilisées.

Méthode	FFT	MUSIC	Méthode proposée	ZFFT	ZMUSIC
Nombre d'opérations	$N \log_2(N)$	N^3	$\frac{N}{gf_s}$	$\frac{N}{A} \log_2(\frac{N}{A})$	$(\frac{N}{A})^3$
Temps d'acquisition (s)	10	3	1	10	3
Temps de détection (s)	$10 + T.E.$	$3 + T.E.$	$\frac{1}{2gf_s}$	$10 + T.E.$	$3 + T.E.$

des lobes latéraux. La figure 3.7 montre le nombre de points N_r par rapport au glissement g (dans notre application f_i est égal à $2gf_s$) où on peut observer que lorsque g est très faible, N_r est égal à N , c'est-à-dire dans le cas où le moteur tourne à vide N_r prend la plus grande valeur possible N . Donc, la somme des points provoque une grande oscillation en comparaison par rapport aux autres niveaux de charge.

Tableau 3.3 montre la comparaison entre toutes les méthodes utilisées en termes de coût de calcul et de temps d'acquisition. On peut voir que les coûts de calcul des méthodes FFT et MUSIC sont réduits lors de l'application de leurs techniques de zoom correspondantes, et le coût de calcul de ZFFT est inférieur au ZMUSIC. Cependant, pour obtenir les mêmes résultats, la méthode ZFFT nécessite plus de temps d'acquisition que celle de ZMUSIC. En ce qui concerne la méthode proposée, on peut voir que le temps de détection de défaut est le plus réduit par rapport aux autres méthodes utilisées (FFT, MUSIC, ZFFT et ZMUSIC), et ceci parce que l'algorithme proposé n'a besoin que deux multiplications pour chaque composante de fréquence à chaque instant d'échantillonnage, et aussi il ne surveille que la fréquence fondamentale, contrairement aux autres méthodes qui cherchent un indice de défaut sur une plage de fréquences. Par conséquent, plus le coût de calcul augmente, plus le temps d'exécution (T.E.) est long, sachant que ce dernier dépend du processeur de calcul.

Les temps d'acquisition nécessaires pour les méthodes ZFFT et ZMUSIC sont respectivement de 10 sec et 3 sec pour obtenir les mêmes résultats de détection de défaut, alors que la méthode proposée ne nécessite que 1 sec au début de l'exécution de l'algorithme, après que pour chaque nouvel échantillon acquis, le plus ancien est éjecté du signal acquis.

Le temps de détection de défaut se compose de la somme du temps d'exécution (T.E.) et du temps d'acquisition pour les méthodes FFT, MUSIC, ZFFT et ZMUSIC, mais la méthode

proposée obtient l'amplitude de la fréquence d'alimentation A_{f_s} à toute donnée acquise, c'est l'avantage de La fenêtre glissante DFT et le temps de détection de défaut dépend uniquement de l'oscillation de l'amplitude étudiée de f_s et il est égal à $\frac{1}{2gf_s}$ sec, voir Tableau 3.1. Par conséquent, on peut conclure que la méthode ZFFT présente un avantage sur le temps d'exécution et que le ZMUSIC présente un avantage sur le temps d'acquisition, alors que la méthode proposée possède les deux avantages, en outre, elle peut détecter le défaut de barres à vide, ce qui n'est pas le cas pour les autres méthodes.

Afin de confirmer la fiabilité de la méthode proposée, 50 essais ont été effectués sur chaque niveau de charge pour les deux états de moteur, et leurs résultats statistiques correspondants, l'espérance μ et l'écart-type σ de l'indice de défaut sont donnés par :

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_{f_{bi}} \quad (3.84)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (A_{f_{bi}} - \mu)^2} \quad (3.85)$$

où $A_{f_{bi}}$ est l'amplitude de l'indice de défaut d'un seul essai et N le nombre des essais. Tableau 3.4 résume les résultats obtenus et montre l'exactitude de la méthode proposée. On constate que l'écart-type est petit pour des charges différentes dans les deux cas, des machines saines et défectueuses qui reflètent que les amplitudes des signatures de défaut $A_{f_{bi}}$ sont trop proches de la moyenne estimée. En outre, la marge d'erreur par rapport à la moyenne estimée pour différents niveaux de confiance confirme le niveau élevé d'exactitude de la méthode proposée.

TABLE 3.4

Résultats expérimentaux statistiques de 50 essais avec marge d'erreur en dB à différents niveaux de charge et de confiance dans des conditions saines et défectueuses.

Charge	Moteur à l'état sain					Moteur avec rupture de barre				
	μ (dB)	σ (dB)	Marge d'erreur à différents niveaux de confiance			μ (dB)	σ (dB)	Marge d'erreur à différents niveaux de confiance		
			90%	95%	99%			90%	95%	99%
0%	-64.10	1.25	0.29	0.35	0.46	-45.80	0.88	0.20	0.24	0.34
30%	-66.94	1.07	0.25	0.30	0.39	-34.24	0.43	0.10	0.12	0.16
60%	-68.31	1.41	0.33	0.39	0.51	-31.98	0.60	0.14	0.17	0.22
90%	-69.23	1.99	0.46	0.55	0.72	-30.73	1.10	0.26	0.30	0.40

3.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une nouvelle méthode de traitement appliquée sur la détection de défaut de barres du moteur asynchrone. Son intérêt est de surveiller le moteur en permanence en mettant un terme aux problèmes causés par la perturbation de la vitesse à l'état stationnaire, où on calcule précisément l'amplitude de l'indicateur de défaut en utilisant le phénomène de fuite des lobes latéraux de la fenêtre glissante de la DFT. L'étude comparative montre que la méthode proposée a prouvé son efficacité même à vide où la FFT, la ZFFT, MUSIC et ZMUSIC sont incapables de détecter l'indicateur de panne. En outre, la méthode proposée est plus sensible et son temps nécessaire pour détecter le défaut est très réduit par rapport aux autres méthodes utilisées, ce qui rend la surveillance en temps réel de la détection de défaut du moteur possible. En plus des possibilités de l'extension de cette méthode pour la détection des autres défauts de moteur tels que l'excentricité, ce qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 4

Diagnostic en temps réel du défaut d'excentricité du moteur asynchrone

4.1 Introduction

Le défaut d'excentricité de l'entrefer existe dans toutes les machines électriques tournantes avec un degré plus ou moins sévère ce qui est le plus souvent le résultat de nombreux facteurs combinés ou séparés, tels que l'usure des roulements et le désalignement de l'arbre du rotor. Il existe deux types d'excentricité de l'entrefer : l'excentricité statique et l'excentricité dynamique, mais en réalité les deux tendent à coexister, même dans un état sain, la machine a un certain degré d'excentricité mixte codifié dans la tolérance de fabrication. Les effets indésirables causés par l'excentricité de l'entrefer comprennent les harmoniques du courant d'enroulement, les contraintes supplémentaires sur les paliers du moteur, la traction magnétique déséquilibrée entre le rotor et le stator, les pertes accrues, les variations de couple ...

En général, lorsqu'une défaillance se produit dans une machine électrique, la topologie de la machine est modifiée, ce qui implique la modification de certains paramètres caractérisant l'état de la machine. De nombreuses méthodes ont été proposées pour la détection de défauts d'excentricité dans les moteurs électriques telles que l'analyse des vibrations, l'analyse du flux magnétique et l'analyse des signatures de courant du moteur "MCSA", où la dernière méthode est largement utilisée pour sa simplicité et le fait qu'elle est peu coûteuse [102, 103]. Toute machine réelle a un niveau inhérent d'excentricité mixte et il est prouvé que la forme d'onde du flux d'entrefer provoque des courants caractéristiques des bandes latérales de f_s dans le spectre du courant, comme suit :

$$f_{exc} = f_s \mp (1 - g)f_s \quad (4.1)$$

où f_s est la fréquence d'alimentation et g est le glissement du rotor [2, 3].

D'autres méthodes suggérées dans la littérature abordent le diagnostic de l'excentricité. Parmi eux, on trouve l'utilisation du vecteur de parc des courants statoriques [104], l'utili-

sation de la puissance apparente [3], l'utilisation de la puissance instantanée [3]. De plus, dans [103] une application de Teager-Kaiser a été utilisée, on trouve aussi l'utilisation de la séquence de zéro du spectre du courant [105].

Pour détecter le défaut d'excentricité et comme il était le cas pour le défaut de cassure de barres, les signaux mesurés dans le domaine temporel ne donnent pas beaucoup d'information, il est nécessaire d'aller aux techniques de traitement des signaux pour les analyser. L'importance d'assurer un diagnostic en temps réel et qui intervient dans un temps adéquat pour éviter l'aggravement du défaut. Le temps adéquat pour un diagnostic précoce reste indéfinie dans la littérature vu les contraintes imposées par les limitations de mémoire, de calcul et d'algorithme.

Dans le présent chapitre, nous allons présenter une contribution dans l'optique de défier ces contrainte, en exploitant la méthode du phénomène de fuite dans les lobes latéraux de la DFT glissante pour un diagnostic en temps réel du défaut de l'excentricité [106].

La modélisation qui sera présentée en premier lieu, va nous permettre via la simulation de tester l'algorithme à développer et ainsi que de consolider l'étude par l'expérimentation.

4.2 Modélisation des défauts d'excentricité

Pour avoir un modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil excentrée, il est nécessaire de modéliser la variation de la perméance d'entrefer ce qui permet de redéfinir les expressions des inductances de la machine. Les figures 4.1 et 4.2 présentent respectivement une vue de face d'un rotor statiquement et dynamiquement excentré. O_s et O_r sont respectivement les centres du stator et du rotor, la distance $O_r O_s$ est le décalage entre les deux centres.

4.2.1 Excentricité statique

Dans le cas d'une excentricité purement statique (figure 4.1), la fonction d'entrefer est définie comme suit [15, 18] :

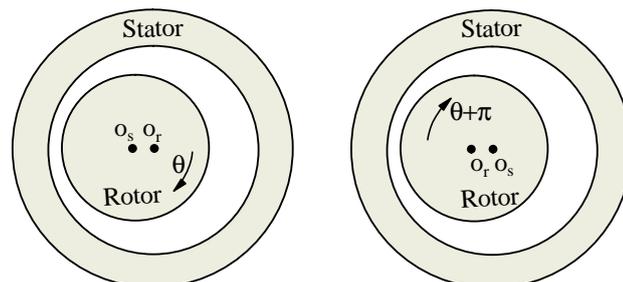


Figure 4.1. Représentation schématique de l'excentricité statique.

$$g(\theta_s) = g_0(1 - \delta_s \cos(\theta_s)) \quad (4.2)$$

tel que :

δ_s est le degré d'excentricité statique qui est donné par :

$$\delta_s = \frac{O_r O_s}{g_0} \quad (4.3)$$

Le développement en série de Fourier de la fonction de perméance que nous avons besoin pour parvenir à des expressions analytiques des inductances [15, 18] :

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left(a_0 + a_n \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n \theta_s) \right) \quad (4.4)$$

où :

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\delta_s^2}}$$

$$a_n = \left(2a_0 \frac{\delta_s}{\sqrt{1-\delta_s^2}} \right)^n$$

4.2.2 Excentricité dynamique

Pour une excentricité de type dynamique représentée par la figure 4.1, la fonction d'épaisseur d'entrefer sera exprimée en δ_d comme suit [15, 18] :

$$g(\theta_s, \theta) = g_0(1 - \delta_d \cos(\theta_s - \theta)) \quad (4.5)$$

et la fonction de perméance en série de Fourier est [15, 18] :

$$g(\theta_s, \theta)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left(a_0 + a_n \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n(\theta - \theta_s)) \right) \quad (4.6)$$

où :

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\delta_d^2}}$$

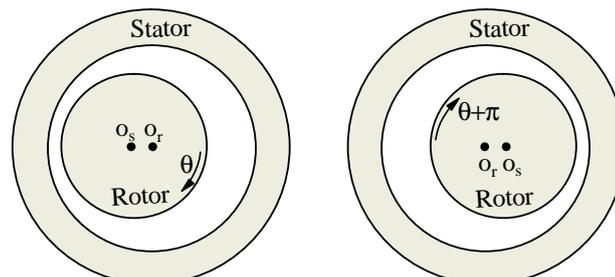


Figure 4.2. Représentation schématique de l'excentricité dynamique.

$$a_n = \left(2a_0 \frac{\delta_d}{\sqrt{1-\delta_d^2}} \right)^n$$

Pour un degré faible d'excentricité statique ou dynamique, $\delta_d \leq 0.4$ est généralement le cas, les amplitudes des termes $a_{n>1}$ de développement en série de Fourier de la fonction de perméance sont négligeables. Par conséquent, [16] ne tient en compte que le premier terme $a_{n=1}$ ce qui simplifie les formules des inductances de machine. Dans ce cas, la fonction de perméance peut être réécrite sous la forme :

$$g(\Theta)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left(1 + \delta \cos(\Theta) \right) \quad (4.7)$$

tels que :

$\delta = \delta_s$ et $\Theta = \theta_s$ dans le cas d'une excentricité statique.

$\delta = \delta_d$ et $\Theta = \theta - \theta_s$ dans le cas d'une excentricité dynamique.

4.2.3 Calcul des inductances pour une machine statiquement excentrée

Soit la fonction de perméance donnée par l'équation (4.7), s'appuyant sur les équations (3.29) et (3.39), nous pouvons exprimer la fonction d'enroulement statorique de la manière suivante :

$$N_{sq}(\theta_s) = N_{sq}^{sta} + N_{sq}^{sain}(\theta_s) \quad (4.8)$$

où :

$$N_{sqi}^{sta} = \begin{cases} -\frac{\delta_s N_t}{\pi} K_{b1} \cos\left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3}\right) & \text{si } p = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.9)$$

Considérons les équations (3.34), (3.47), (4.7), on suit la même démarche du calcul, et après le développement, la fonction d'enroulement rotorique est donnée par :

$$N_{rk}(\theta_r) = N_{rk}^{saine}(\theta_r) + N_{rk}^{sta}(\theta) \quad (4.10)$$

où :

$$N_{rk}^{sta}(\theta) = -\frac{\delta_s}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left(\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \quad (4.11)$$

On procède d'une manière analogue que précédemment pour un entrefer uniforme à l'exception de l'inverse de la fonction d'entrefer et la fonction d'enroulement qui sont remplacées par les équations (4.7) et (4.8) :

Inductance de magnétisation d'une phase sq :

$$l_{sq} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left(n_{sq}(\theta_s, \theta) N_{sq}^{sain}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} + N_{sq}^{sta} n_a(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} \right) d\theta_s \quad (4.12)$$

Après le développement on trouve :

$$l_{sq}(\theta_s) = l_{sq}^{sta} + l_{sq}^{sain}(\theta_s) \quad (4.13)$$

où :

$$l_{sq}^{sta} = \begin{cases} -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s^2 N_f^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos^2(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3}) \right) & \text{si } p = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.14)$$

et l'inductance de mutuelle entre deux phases statorique sq :

$$M_{sq_{1,2}} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left(n_{sq_1}(\theta_s, \theta) N_{sq_2}^{sain}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} + n_{sq_1}(\theta_s, \theta) N_{sq_2}^{sta}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} \right) d\theta_s \quad (4.15)$$

Ce qui nous conduit à la relation :

$$M_{sq_{1,2}i_{1,2}} = M_{sq_{1,2}i_{1,2}}^{sta} + M_{sq_{1,2}i_{1,2}}^{sain} \quad (4.16)$$

où :

$$M_{sq_{1,2}i_{1,2}}^{sta} = \begin{cases} -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s^2 N_f^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos(\theta_0 + q_1 \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta_0 + q_2 \frac{2\pi}{3}) \right) & \text{si } p = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.17)$$

On vérifie dans les équations (4.14) et (4.17) que les inductances statoriques pour une excentricité statique ne dépendent pas de la position du rotor θ . Toutefois, le défaut d'excentricité statique fait varier la valeur maximale dans le cas où le nombre de paires de pôles est unitaire.

De la même façon que précédemment, on se sert des relations (3.47),(3.48),(4.7), (4.11), pour pouvoir calculer les inductances rotoriques :

L'inductance de magnétisation l_{rk} :

$$l_{rk} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left(n_{rk}(\theta_r, \theta) N_{rk}^{sain}(\theta_r, \theta) g(\theta_r, \theta)^{-1} + N_{rk}^{sta} n_{rk}(\theta_r, \theta) g(\theta_r, \theta)^{-1} \right) d\theta_r \quad (4.18)$$

Ainsi après le développement, on aboutit à l'expression ci-dessous :

$$l_{rk} = l_{rk}^{sta} + l_{rk}^{sain} \quad (4.19)$$

où :

$$l_{rk}^{sta} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s^2}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right)^2 \cos^2\left(\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \right) \quad (4.20)$$

Pareillement, l'inductance mutuelle entre deux barres rotoriques se déduit par l'intégrale ci-dessous :

$$M_{rk_{1,2}} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left(n_{rk_1}(\theta_r, \theta) N_{rk_2}^{sain}(\theta_r, \theta) g(\theta, \theta_r)^{-1} + N_{rk_2}^{sta} n_{rk_1}(\theta_r, \theta) g(\theta, \theta_r)^{-1} \right) d\theta_r \quad (4.21)$$

Ce qui donne après le développement :

$$M_{rk_{1,2}} = L_{rk_{1,2}}^{sta} + L_{rk_{1,2}}^{sain} \quad (4.22)$$

où :

$$M_{rk_{1,2}}^{sta} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s^2}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right)^2 \cos\left(\left(\theta + \left(k_1 - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \cos\left(\left(\theta + \left(k_2 - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \right) \quad (4.23)$$

Les inductances rotoriques présentées par les équations (4.19) et (4.22) montrent qu'elles n'ont plus la même valeur contrairement au cas d'une machine parfaitement centrée mais une valeur qui dépend de la position rotorique θ .

L'inductance mutuelle entre une phase statorique et les mailles rotoriques se détermine encore de la même manière de l'état sain. En revanche, il faut introduire la fonction de perméance et la fonction d'enroulement pour une excentricité statique dans l'équation (3.36) :

$$M_{srqk} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left(n_{rk}(\theta_r) N_{sq}^{sain}(\theta_s) g(\theta_r, \theta)^{-1} + N_{sq}^{sta} n_{rk}(\theta_r, \theta) g(\theta_r, \theta)^{-1} \right) d\theta_r \quad (4.24)$$

Après le développement algébrique on aboutit à l'expression ci-dessous :

$$M_{srqk}(\theta) = M_{srqk}^{sta}(\theta) + M_{srqk}^{sain}(\theta) \quad (4.25)$$

où :

pour $p = 1$

$$M_{srqk}^{sta}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s N_t}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin\left(\left(h + \frac{1}{2}\right)\frac{\alpha_r}{2}\right) \frac{K_{bh}}{h(h+1)} \times \right. \\ \left. \cos\left(\left(h + 1\right)\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) - h\left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \\ - \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s^2 N_t}{\pi} K_{b1} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) \right) \quad (4.26)$$

pour $p \neq 1$

$$M_{srqk}^{sta}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin\left(\left(hp \pm 1\right)\frac{\alpha_r}{2}\right) \frac{K_{bh}}{h(hp \pm 1)} \times \right. \\ \left. \cos\left(\left(hp \pm 1\right)\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) - hp\left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3p}\right)\right) \right) \quad (4.27)$$

L'analyse de l'équation (4.25), qui donne l'inductance mutuelle entre les phases statoriques et les mailles rotoriques, montre que l'excentricité statique fait introduire un nouveau terme qui dépend à la fois de la position rotorique θ et du rang des harmoniques d'espace h .

4.2.4 Calcul des inductances pour une machine dynamiquement excentrée

Les étapes de calcul sont semblables à celles de l'excentricité statique, sauf que dans ce cas, nous devons remplacer la fonction de perméance d'excentricité statique par celle d'excentricité dynamique.

Remplaçons la fonction de perméance pour une excentricité dynamique par son expression dans l'équation (4.6), on trouve :

$$N_{sq}(\theta_s, \theta) = N_{sq}^{dyn}(\theta) + N_{sq}^{sain}(\theta_s) \quad (4.28)$$

tel que :

$$N_{sq}^{dyn} = \begin{cases} -\frac{\delta_d N_i}{\pi} K_{b1} \cos\left(\theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3} - i \alpha\right) & si \quad p = 1 \\ 0 & sinon \end{cases} \quad (4.29)$$

Pour la fonction d'enroulement rotorique, on trouve qu'elle s'exprime par la relation :

$$N_{rk}(\theta_r) = N_{rk}^{saine}(\theta_r) + N_{rk}^{dyn} \quad (4.30)$$

où :

$$N_{rk}^{dyn} = -\frac{\delta_d}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left(\left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) \quad (4.31)$$

Les calculs des inductances se font comme dans le cas d'excentricité statique ; ce qui conduit à les expressions suivantes :

et l'inductance de magnétisation d'une phase statorique sq :

$$l_{sq} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left(n_{sq}(\theta_s, \theta) N_{sq}^{sain}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} + N_{sq}^{dyn}(\theta) n_{sq}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} \right) d\theta_s \quad (4.32)$$

Après le développement, on déduit que l'inductance de magnétisation :

$$l_{sq}(\theta) = l_{sq}^{dyn}(\theta) + l_{sq}^{sain} \quad (4.33)$$

tel que :

$$l_{sq}^{dyn} = \begin{cases} -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_s^2 N_i^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos^2\left(\theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3}\right) \right) & si \quad p = 1 \\ 0 & sinon \end{cases} \quad (4.34)$$

L'inductance de mutuelle entre deux phases sq :

$$M_{sq1,2} = M_{sq1,2}^{dyn} + M_{sq1,2}^{sain} \quad (4.35)$$

où $M_{sq1,2}^{dyn}$ est nulle sauf dans le cas de $p = 1$:

$$M_{sq1,2}^{dyn} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_d^2 N_t^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos \left(\theta - \theta_0 - q_1 \frac{2\pi}{3} - i_1 \alpha \right) \cos \left(\theta - \theta_0 - q_2 \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (4.36)$$

Comme dans le cas de l'excentricité statique et pour un nombre de paire de pôles unitaire la présence de l'excentricité dynamique n'a aucune influence sur les inductances statorique. Toutefois, la prise en considération des différents termes de la fonction de perméance fait introduire une modulation des inductances statoriques aux multiples de la fréquence f_r telle qu'elle a été rapportée par [107].

Pour les inductances rotoriques, l'inductance de magnétisation rotorique est donnée par :

$$l_{rk} = l_{rk}^{dyn} + l_{rk}^{sain} \quad (4.37)$$

où :

$$l_{rk}^{dyn} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_d^2}{\pi} \sin^2 \left(\frac{\alpha_r}{2} \right) \cos^2 \left(\left(k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (4.38)$$

L'inductance mutuelle entre deux barres rotoriques :

$$M_{rk1,2} = M_{rk1,2}^{dyn} + M_{rk1,2}^{sain} \quad (4.39)$$

où :

$$M_{rk1,2}^{dyn} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_d^2}{\pi} \sin^2 \left(\frac{\alpha_r}{2} \right) \cos \left(\left(k_1 - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \cos \left(\left(k_2 - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (4.40)$$

Contrairement au cas de l'excentricité statique, la présence de l'excentricité dynamique n'a aucun effet sur les inductances mutuelles et de magnétisation des mailles rotoriques.

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques et les mailles rotoriques est :

$$M_{srqk}(\theta) = M_{srqk}^{dyn}(\theta) + M_{srqk}^{sain}(\theta) \quad (4.41)$$

où :

pour $p = 1$

$$M_{srqk}^{dyn}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_d N_t}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin \left((h+1) \frac{\alpha_r}{2} \right) \frac{K_{bh}}{h(h+1)} \times \right. \\ \left. \cos \left(h\theta + (h+1) \left(k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r - h \left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right) \\ - \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_d^2 N_t}{\pi} K_{b1} \sin \left(\frac{\alpha_r}{2} \right) \cos \left(\theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\left(k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (4.42)$$

pour $p \neq 1$

$$M_{srqk}^{dyn}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_d N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin \left((hp \pm 1) \frac{\alpha_r}{2} \right) \frac{K_{bh}}{h(hp \pm 1)} \times \right. \\ \left. \cos \left(hp\theta + (hp \pm 1) \left(k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r - hp \left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3p} \right) \right) \right) \quad (4.43)$$

Comme dans le cas de l'excentricité statique, la présence de l'excentricité dynamique fait introduire des nouveaux termes au niveau de l'inductance mutuelle.

Les figure 4.3, 4.4 et 4.5 représentent respectivement les formulations analytiques de l'inductance mutuelle M_{ar1} entre la phase sa et la première maille rotorique, et l'inductance de magnétisation de la première maille rotorique en fonction de position du rotor pour le cas sain et les cas des excentricités statique et dynamique. Les courbes présentées dans ces figures confirment les remarques faites à partir des résultats analytiques. L'introduction d'une excentricité du type statique fait moduler les inductances rotoriques et modifier les inductances mutuelles stator-rotor. Toutefois, l'excentricité dynamique ne fait varier que l'inductance mutuelle stator-rotor.

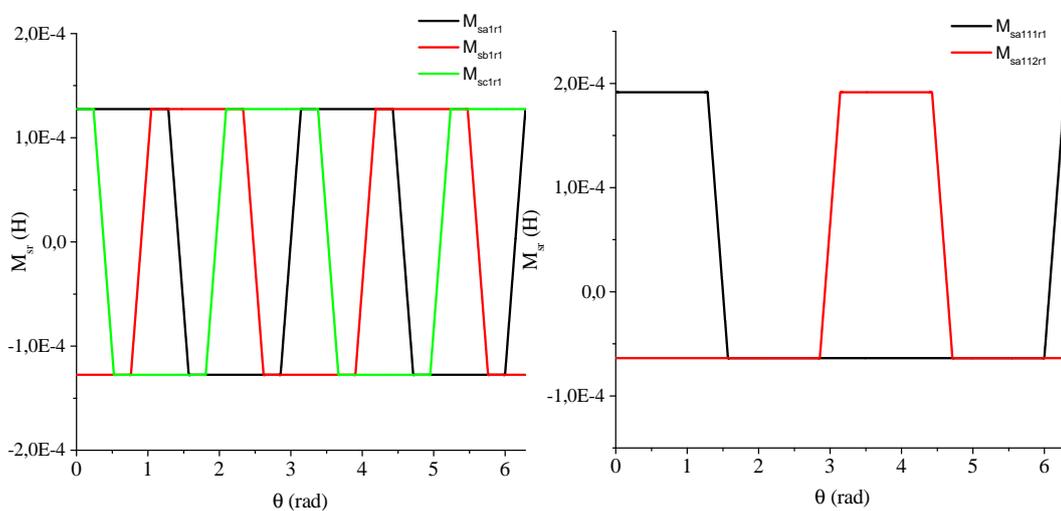


Figure 4.3. Les inductances mutuelles stator-rotor M_{srabc} entre les phases a, b, c, les spires de phase a1 et la première maille rotorique $r1$ à l'état sain.

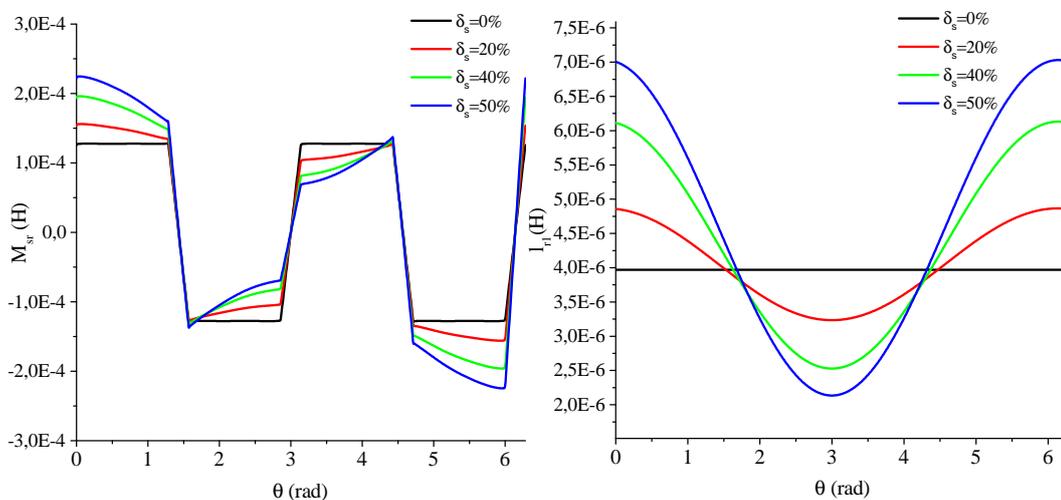


Figure 4.4. L'inductance mutuelle entre la phase sa et la première maille rotorique M_{sa1r1} et l'inductance de magnétisation rotorique l_{r1} de maille $r1$ pour différents degrés d'excentricité statique.

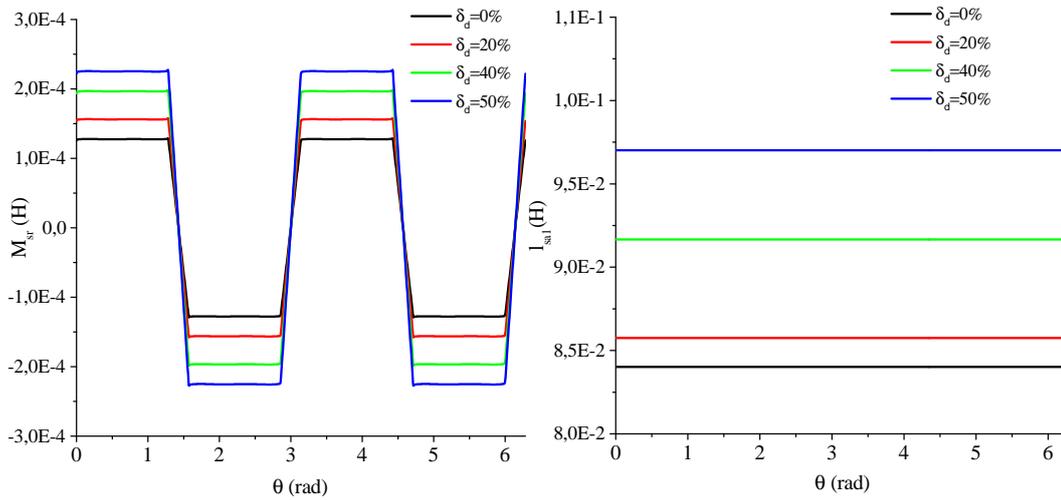


Figure 4.5. L'inductance mutuelle entre la phase a et la première maille rotorique M_{sar_1} et l'inductance de magnétisation d'une phase l_{sa} pour différents degrés d'excentricité dynamique.

4.2.5 Résultats de simulation

Les figures 4.6, 4.7 et 4.8 présentent respectivement les spectres des courants statoriques issus de la simulation avec une excentricité de type statique de $\delta_s = 20\%$, de type dynamique de $\delta_d = 20\%$ et de type mixte $\delta_s = 10\%$ et $\delta_d = 10\%$. Ces figures donnent un aperçu sur l'étendu du modèle développé.

La figure 4.6 illustre le spectre du courant statorique avec un défaut d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$. Par la comparaison de ce spectre avec celui de l'état sain, nous pouvons remarquer l'apparition des nouveaux harmoniques (RSHs) dans les rangs ($h = \frac{22+2}{2} + 1$) et ($h = \frac{22-2}{2} + 1$).

Nous avons ensuite effectué la simulation du modèle de la machine dans le cas de la présence d'un défaut d'excentricité dynamique. La figure 4.7 présente le spectre du courant statorique pour une excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$. Nous pouvons remarquer l'apparition des nouveaux harmoniques (RSHs) dans les rangs ($h = \frac{22+2}{2} + 1$) et ($h = \frac{22+2}{2} - 1$).

Nous avons également testé par simulation la validité du modèle par rapport aux harmoniques liés à la coexistence d'excentricités des types statique et dynamique (mixte). La figure 4.8 représente le spectre du courant statorique pour une excentricité statique $\delta_s = 10\%$ et dynamique $\delta_d = 10\%$. On remarque que le spectre du courant statorique devient moins riche en harmonique. En effet, le défaut d'excentricité mixte génère des harmoniques $f_s \pm f_r$ au voisinage de l'harmonique fondamental, au voisinage des harmoniques liés au défaut d'excentricité statique tel que $(11(1-g) \pm 1)f_s \pm f_r$ et enfin au voisinage des harmoniques liés au défaut d'excentricité dynamique $(12(1-g) \pm 1)f_s \pm f_r$.

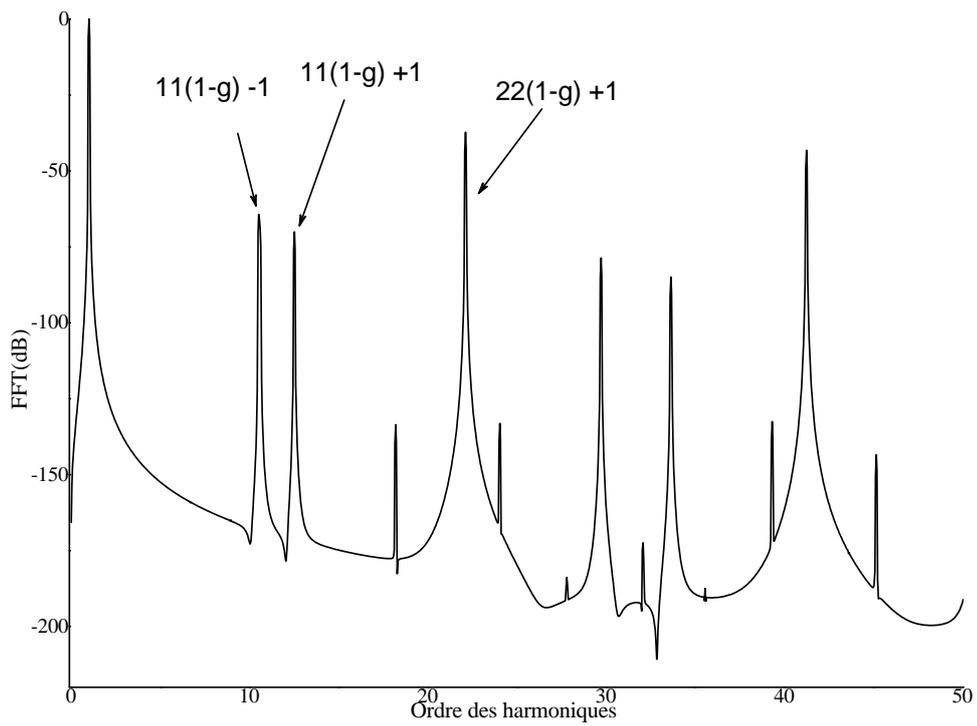


Figure 4.6. Spectre du courant statorique avec un défaut d'excentricité statique du degré $\delta_s = 20\%$.

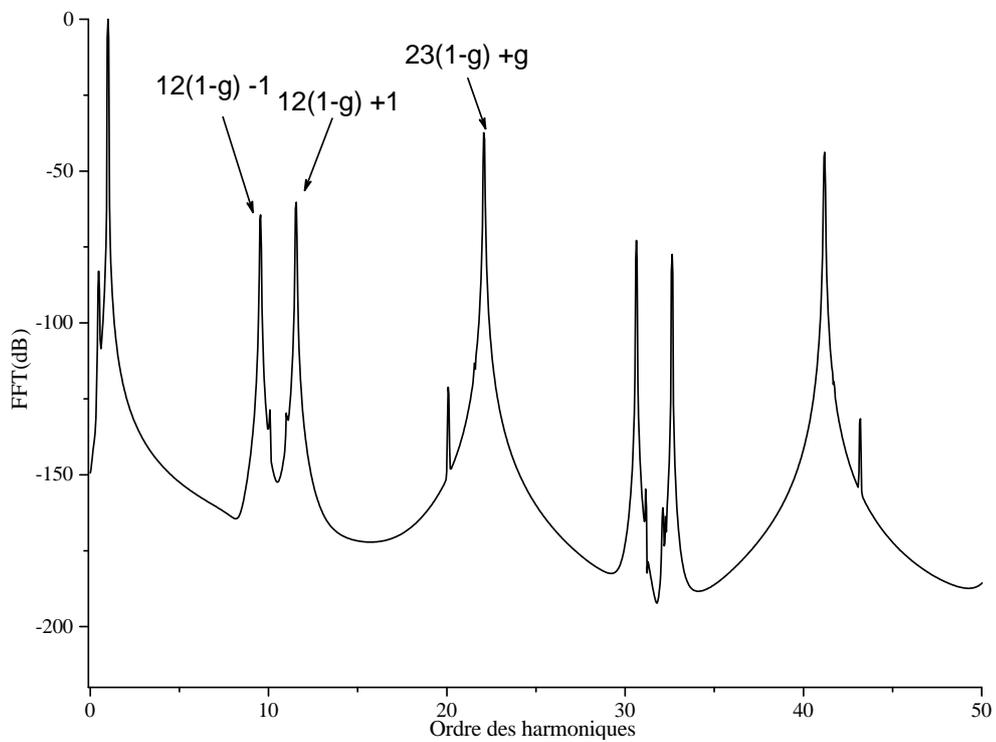


Figure 4.7. Spectre du courant statorique avec un défaut d'excentricité dynamique du degré $\delta_d = 20\%$.

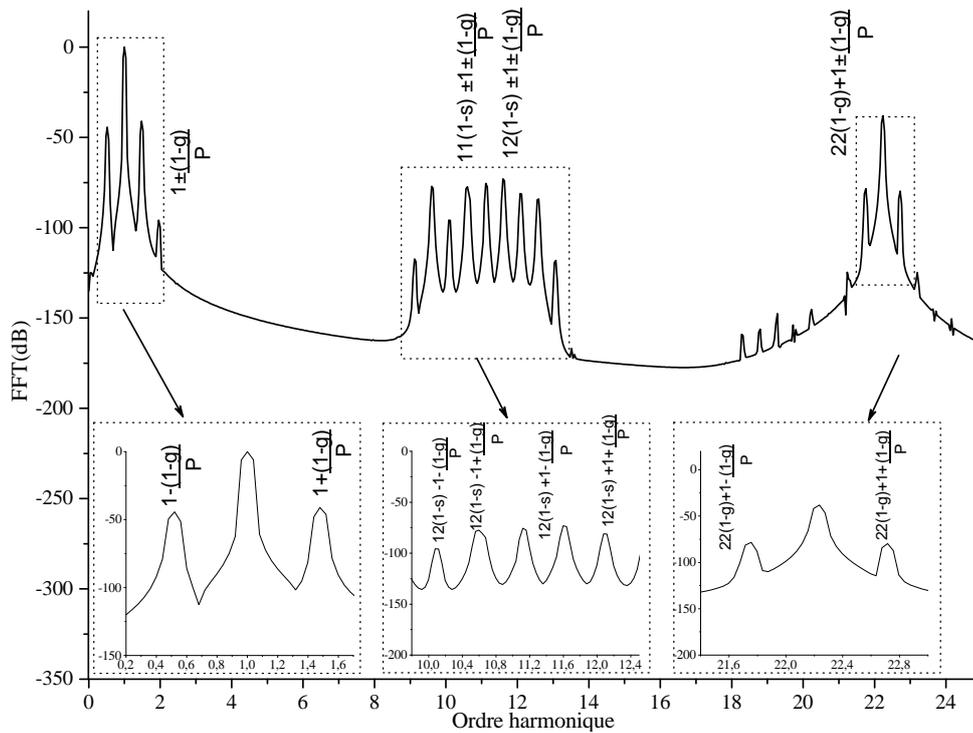


Figure 4.8. Spectre du courant statorique avec un défaut d'excentricité mixte des degrés $\delta_s = 10\%$ et $\delta_d = 10\%$

On remarque également une parfaite cohérence entre les harmoniques présents dans le courant statorique d'une machine défectueuse tels qu'ils ont été rapportés dans le chapitre 1. Mais d'autre part, dans la pratique il est presque impossible de réaliser une excentricité purement statique ou purement dynamique. Les figures 4.9 et 4.10 montrent les fréquences caractéristiques de l'excentricité statique, d'où on peut remarquer :

- Les amplitudes des différents RSH introduits par la présence de l'excentricité statique est difficilement différentiable.
- L'augmentation remarquable des indices d'excentricité mixte :

$$f_{exc} = \left(1 \pm \left(\frac{1-g}{P} \right) \right) f_s$$

Ainsi pour faire une analyse comparative plus fine, nous allons regarder en détail les valeurs de l'amplitude des indices d'excentricité statique pour différentes charges en fonction de sévérité du défaut. Les résultats obtenus sont consignés dans le tableau 4.1. On peut noter que :

- Les amplitudes des harmoniques de courant ($f_s \pm f_r$) évoluent de manière presque constante de 25% à 100% de charge et de la sévérité du défaut de $\delta_s \simeq 20\%$ à $\delta_s \simeq 30\%$.
- De plus l'amplitude du composant harmonique du courant statorique relatif à l'excentricité statique reste encore à des niveaux faibles quand la sévérité du défaut évolue.

Les figures 4.11 et 4.12 montrent les fréquences caractéristiques de l'excentricité dynamique, d'où on peut remarquer :

- L'apparition des différents RSH introduit par la présence de l'excentricité dynamique avec des amplitudes faibles.
- De la même manière que l'excentricité de type statique, une augmentation remarquable des indices d'excentricité mixte :

$$f_{exc} = \left(1 \pm \left(\frac{1-g}{P} \right) \right) f_s$$

De là, nous pouvons tirer une conclusion, le diagnostic du défaut d'excentricité statique ou dynamique peut être uniquement fait par la surveillance en temps réel des indices d'excentricité mixte des fréquences $f_{exc} = \left(1 \pm \left(\frac{1-g}{P} \right) \right) f_s$ dans le spectre fréquentiel du courant statorique.

TABLE 4.1

Variation des indices d'excentricité statique (dB) en fonction de la charge et la sévérité de défaut.

Fréquence	Charge	Sain	$\delta_s \simeq 20\%$	$\delta_s \simeq 30\%$
$f_s - f_r$	100%	-42.17	-40.21	-38.01
	50%	-45.38	-42.98	-40.83
	25%	-50.06	-49.15	-46.43
$f_s + f_r$	100%	-47.68	-47.68	-47.68
	50%	-48.64	-46.97	-45.29
	25%	-53.54	-49.03	-47.98
$(11(1-s) + 1)f_s$	100%	-53.47	-50.02	-49.27
	50%	-59.39	-55.55	-52.10
	25%	-60.01	-57.65	-55.32

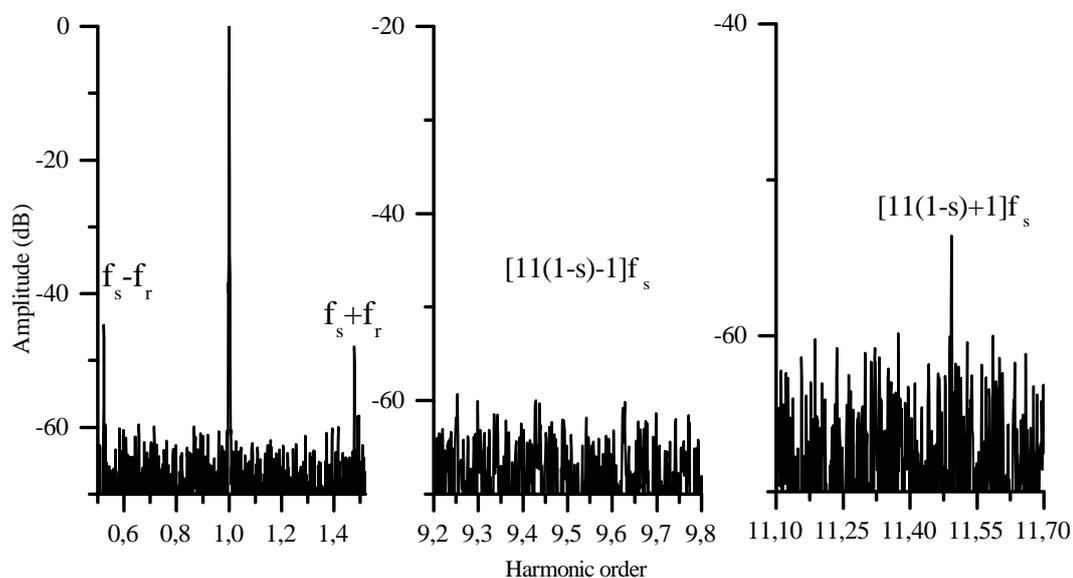


Figure 4.9. Spectre du courant statorique à l'état sain et à pleine charge.

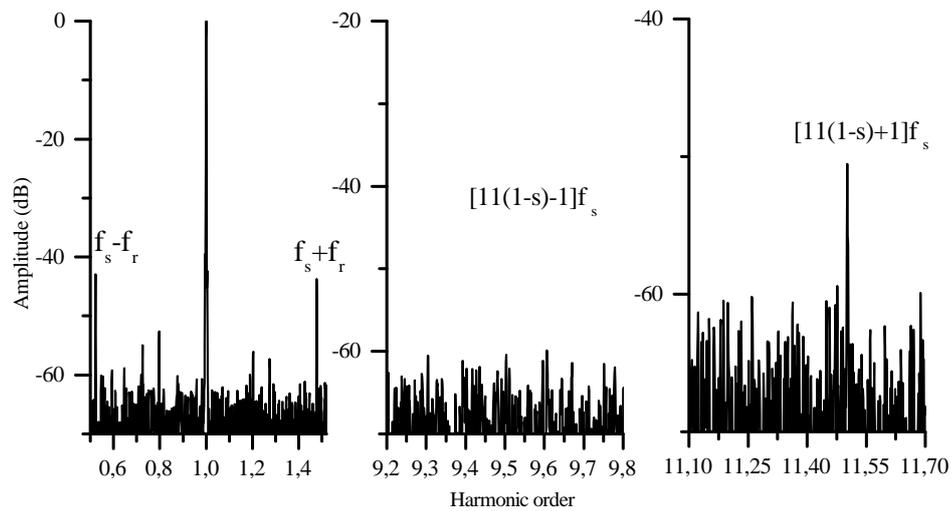


Figure 4.10. Spectre du courant statorique de l'excentricité statique à pleine charge

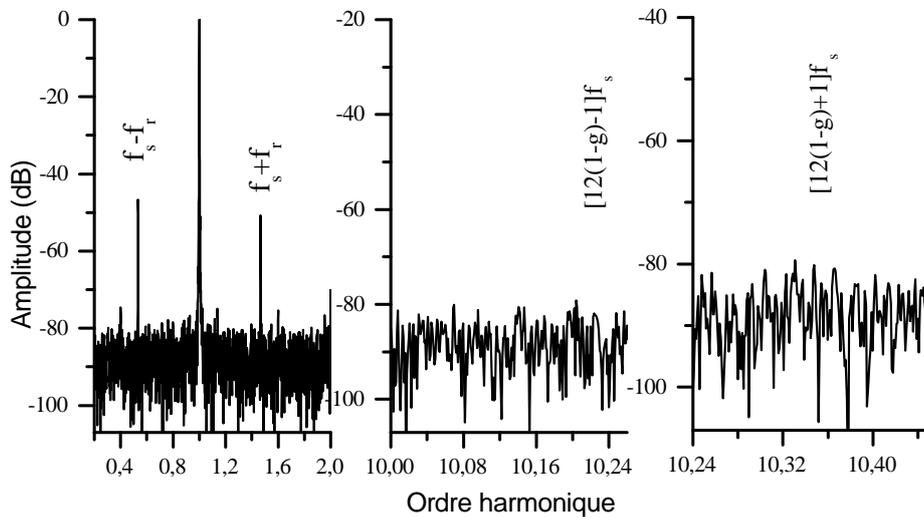


Figure 4.11. Spectre du courant statorique à l'état sain et à pleine charge

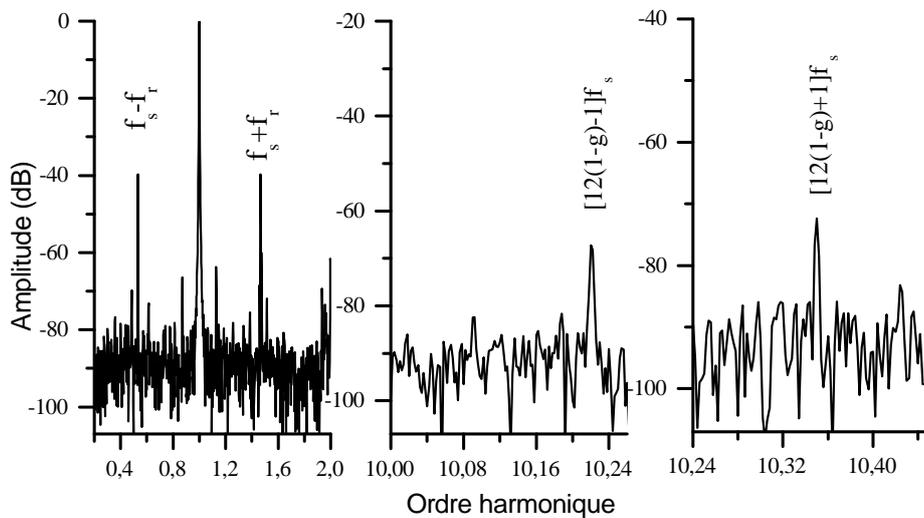


Figure 4.12. Spectre du courant statorique de l'excentricité dynamique et à pleine charge

4.3 Application de la méthode proposée pour la détection de défaut de l'excentricité de l'entrefer

Considérons le signal $x(t)$ comme une simulation du courant de stator du moteur à induction avec une condition d'excentricité de l'entrefer

$$x(t) = A_{f_s} \cos(2\omega t) + A_{f_{exc}} \cos((3-g)\omega t) + A_{f_{exc}} \cos((1+g)\omega t)$$

où :

$$\omega = \frac{2\pi}{p} f_s \text{ pour } p = 2 \text{ et } f_s = 50 \text{ Hz.}$$

La méthode proposée est appliquée sur un signal traité $x(t)$ par la fenêtre glissante de la DFT dans une durée étroite, afin de réduire les probabilités de perturbation au niveau de la vitesse et diagnostiquer le moteur dans les étapes primaires de défauts. Afin de surveiller l'évolution de l'indicateur de défaut f_{exc} , on propose d'injecter un harmonique h avec une fréquence f_h et amplitude A_h fixes au voisinage du rang fréquentiel de l'indicateur de défaut comme il est montré dans la figure 4.13-a, pour but de voir les fuites des lobes latéraux générées par le défaut sur l'harmonique injecté (figure 4.13-b). L'injection est proposée parce qu'en pratique l'harmonique le plus proche de défaut est la fréquence d'alimentation f_s , ce qui implique la difficulté d'observer l'effet des lobes latéraux en raison du grand écart entre la fréquence de l'excentricité f_{exc} et la fréquence fondamentale f_s , en outre surtout si le moteur contient une cassure de barres où la fondamentale est bien affectée. Le signal $x(t)$ devient :

$$x(t) = A_{f_s} \cos(2\omega t) + A_{f_{exc}} \cos((3-g)\omega t) + A_{f_{exc}} \cos((1+g)\omega t) + 1 \cos(\omega t) \quad (4.44)$$

Appliquons la DFT sur la pulsation ω :

$$\begin{aligned} X(\omega) = \frac{1}{N} & \left[\sum_{n=0}^{N-1} 1 + \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\omega n T_e) + \sum_{n=0}^{N-1} A_{f_s} \cos(\omega n T_e) + \sum_{n=0}^{N-1} A_{f_s} \cos(3\omega n T_e) + \right. \\ & A_{f_{exc}} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(g\omega n T_e) + A_{f_{exc}} \sum_{n=0}^{N-1} \cos((2+g)\omega n T_e) + A_{f_{exc}} \sum_{n=0}^{N-1} \cos((2-g)\omega n T_e) \\ & \left. + A_{f_{exc}} \sum_{n=0}^{N-1} \cos((4-g)\omega n T_e) \right] \quad (4.45) \end{aligned}$$

La fenêtre du temps T_m est choisie de manière qu'elle fait une synchronisation avec ω afin d'éviter les lobes latéraux, donc :

$$\begin{aligned} X(\omega) = \frac{1}{N} & \left[\sum_{n=0}^{N-1} 1 + A_{f_{exc}} \sum_{N-Nr1}^{N-1} \cos(g\omega n T_e) + A_{f_{exc}} \sum_{N-Nr2}^{N-1} \cos((2+g)\omega n T_e) + \right. \\ & A_{f_{exc}} \sum_{N-Nr3}^{N-1} \cos((2-g)\omega n T_e) + A_{f_{exc}} \sum_{N-Nr4}^{N-1} \cos((4-g)\omega n T_e) \left. \right] \quad (4.46) \end{aligned}$$

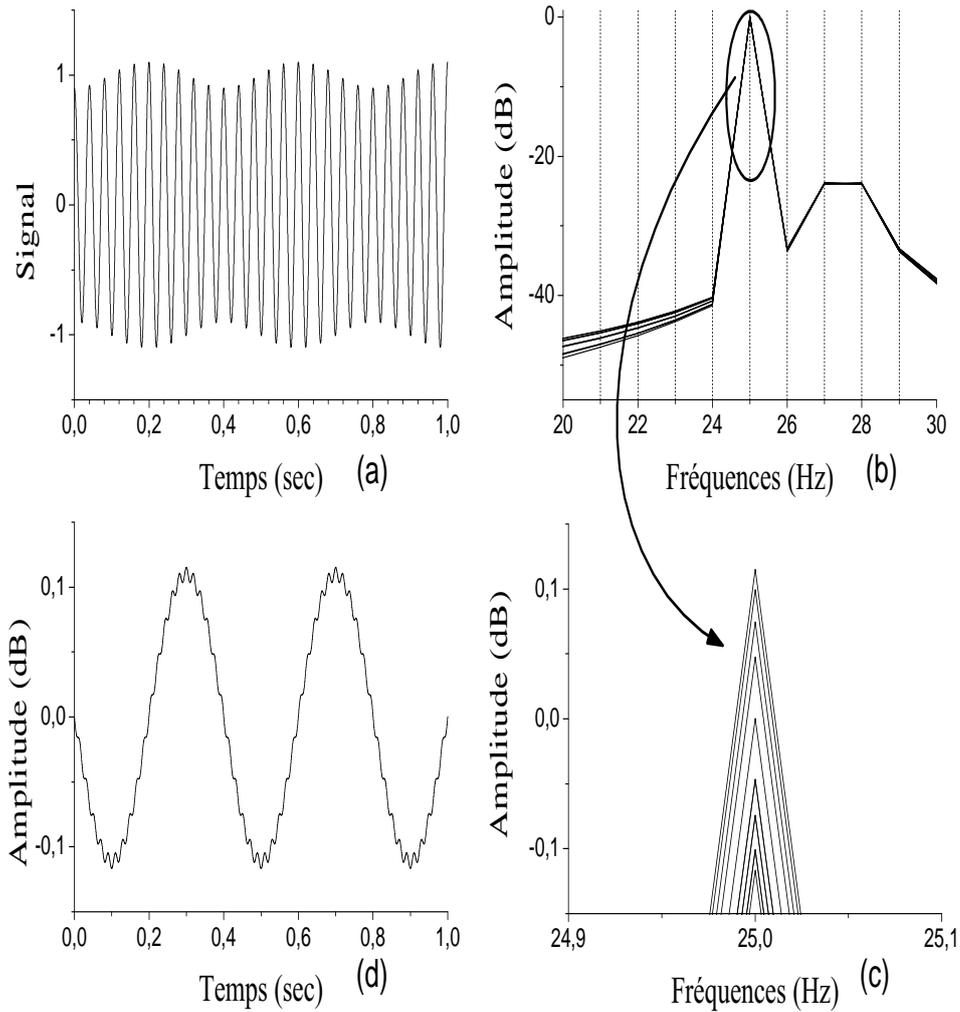


Figure 4.13. L'effet de la fuite des lobes latéraux sur le spectre fréquentiel. (a) : Signal $x(t)$, (b) : L'analyse spectral du $x(t)$ dans des différents instants, (c) : un Zoom sur le pic injecté, (d) : L'effet d'oscillation sur l'harmonique fondamentale de $x(t)$ sans utiliser les fonctions de filtrage.

où N_{r1} est le nombre de points utiles du dernier cycle incomplet de l'harmonique $g\frac{f_s}{2}$, N_{r2} , N_{r3} et N_{r4} sont respectivement les nombres des points utiles dans les derniers cycles incomplets des harmoniques de fréquences $(2 - g)\frac{f_s}{2}$, $(2 + g)\frac{f_s}{2}$ et $(4 - g)\frac{f_s}{2}$, et le spectre de l'amplitude $X(\omega)$ dans la figure 4.14 montre la présence de ces harmoniques. On peut remarquer qu'il existe des sommes nulles parce que leurs valeurs moyennes sont aussi nulles, et à partir de l'équation (3.59) :

$$N_{r1} = N \frac{|gf - \lfloor(gf)\rfloor|}{gf} \quad (4.47)$$

$$N_{r2,3} = N \frac{|(2 \mp g)f - \lfloor(2 \mp g)f\rfloor|}{(2 \mp g)f} \quad (4.48)$$

$$N_4 = N \frac{|(4 - g)f - \lfloor(4 - g)f\rfloor|}{(4 - g)f} \quad (4.49)$$

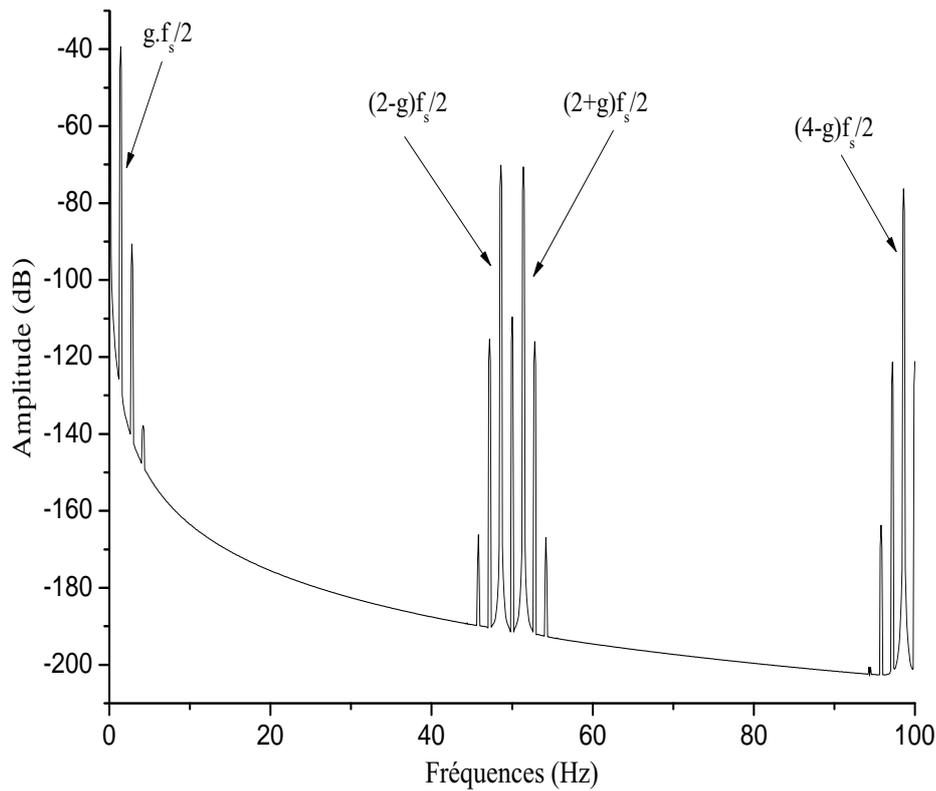


Figure 4.14. Le spectre de l'amplitude $X(\frac{1}{2}f_s)$ qui est influencée par l'harmonique d'excentricité $f_s - \frac{1}{2}(1-g)f_s$. Pour $N = 3000$ et $T_e = \frac{1}{3000}$

où $\lfloor (gf) \rfloor$, $\lfloor (2 \mp g)f \rfloor$ et $\lfloor (4-g)f \rfloor$ sont respectivement les entiers les plus proches de (gf) , $((2 \mp g)f)$ et $((4-g)f)$.

En utilisant l'échelle logarithmique, l'équation (4.46) devient :

$$H_{dB} = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{A_{f_{ecc}}}{N} (sum_1 + sum_2 + sum_3 + sum_4) \right) \quad (4.50)$$

où :

- $sum_1 = \sum_{n=N-N_{r1}}^{N-1} \cos(g\omega n T_e)$.
- $sum_2 = \sum_{n=N-N_{r2}}^{N-1} \cos((2-g)\omega n T_e)$.
- $sum_3 = \sum_{n=N-N_{r3}}^{N-1} \cos((2+g)\omega n T_e)$.
- $sum_4 = \sum_{n=N-N_{r4}}^{N-1} \cos((4-g)\omega n T_e)$.

et de (4.47), (4.48) et (4.49), les relations entre N_{r1} et $N_{r2,3,4}$ sont :

$$N_{r2,3} = N_{r1} \frac{g}{2 \pm g} \quad (4.51)$$

$$N_{r4} = N_{r1} \frac{g}{4-g} \quad (4.52)$$

Ce qui nous permet de négliger $N_{r2,3,4}$ par rapport à N_{r1} . La relation directe entre la somme de points du cycle incomplet et le nombre de points N_r nous permet d'écrire :

$$H_{dB} \simeq 20 \log_{10} \left(1 + \frac{A_{f_{exc}}}{N} sum_1 \right) \quad (4.53)$$

et en temps discret, l'équation (4.53) devient :

$$H_{dB}(k.T_e) \simeq 20 \log_{10} \left(1 + \frac{A_{f_{exc}}}{N} \text{sum}_1(K.T_e) \right) \quad (4.54)$$

De l'équation (4.54), la fuite est clairement observée sur l'amplitude de l'harmonique.

Pour plus de clarification, on prend comme exemple le signal :

$$x(t) = A_{f_s} \cos(2\omega t) + A_{f_{ecc}} \cos((3-s)\omega t) + A_{f_{ecc}} \cos((1+s)\omega t) + 1 \cos(\omega t)$$

où :

$$A_{f_s} = 1, A_{f_{exc}} = 0.1, \omega = 2\pi \frac{f_s}{2} \text{ et } g = 0.056.$$

Par l'utilisation de la DFT glissante, et pour une pulsation ω d'un signal $x(t)$ de $N = 3000$ échantillons, on peut observer que l'oscillation de l'amplitude de la composante fondamentale a la même forme représentée sur la figure 4.13-d. Pour calculer l'amplitude de la pulsation $g\omega$ avec la méthode proposée, on peut calculer N_r à partir de l'équation (3.59) page 83, ce qui permet de connaître $\max(\text{sum})$, alors :

$$N_r = 3000 \frac{0.4}{1.4} = 857$$

et

$$\max(\text{sum}) = \max \left(\sum_{n=N-N_r}^{N-1} \cos(2\pi 1.4nT_e) \right) = 648.66$$

et de l'équation (4.54), la valeur maximale de H en dB est donnée par :

$$\max_{dB}(H) = 20 \log \left(1 + \frac{A_{f_{exc}}}{N} \max(\text{sum}_1) \right) \quad (4.55)$$

et sa valeur minimale $\min(H)$ en dB est donnée par :

$$\min_{dB}(H) = 20 \log \left(1 - \frac{A_{f_{exc}}}{N} \max(\text{sum}_1) \right) \quad (4.56)$$

Enfin, utilisant (4.55) on peut obtenir l'amplitude du défaut comme :

$$A_{f_{exc}} = \frac{N}{\max(\text{sum}_1)} \left(10^{\frac{\max_H}{20}} - 1 \right) \quad (4.57)$$

où $\max_{dB}(H)$ est extrait de l'oscillation de l'amplitude de f_h produite par l'application de la fenêtre glissante de la DFT. La figure 3.9 présente la valeur de $\max_{dB}(H)$, et par l'application de l'équation (4.57), l'amplitude de la signature de défaut est égale à :

$$A_{f_{exc}} = \frac{3000}{648.66} \left(10^{\frac{0.1858}{20}} - 1 \right) = 0.1$$

Ce qui confirme le bien-fondé de la méthode proposée.

4.4 Banc d'essai expérimental

Pour confirmer notre approche, plusieurs évaluations expérimentales sont effectuées au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC), utilisant le banc d'essai représenté à la figure 2.7 page 36. Des expériences ont été réalisées sur un moteur à induction triphasé à cage d'écureuil pour 1.1 kW avec 24 encoches du stator, 22 barres rotoriques et deux paires de pôles. Pour le défaut d'excentricité mixte, des anneaux sont ajoutés à l'intérieur et l'extérieur d'un flasque comme il est montré dans la figure 4.15. Le moteur est alimenté par le réseau électrique 230/400 V. La charge est un frein à poudre magnétique, le courant de stator est acquis par une sonde de courant avec une fréquence d'échantillonnage de 3 kHz et traité par une carte DSpace DS1104 en utilisant un algorithme de la fenêtre glissante de la DFT avec une fenêtre de temps $T_m = 1 \text{ sec}$. Plusieurs essais ont été effectués dans des conditions saines et d'entrefer excentriques.



Figure 4.15. Anneau d'excentricité.

4.5 Validation expérimentale

Les figures 4.16 et 4.17 montrent l'évolution de l'amplitude de l'harmonique $\frac{1}{2}f_s$ selon le temps et le niveau de la charge entraînée pour les deux états, conditions saines et défectueuses respectivement. Dans le cas sain parfait, on ne peut pas voir des fluctuations sur l'harmonique étudié, parce que l'indice de défaut d'excentricité mixte qui est trop proche de l'harmonique ($\frac{1}{2}f_s$) est absent, ce qui conserve son amplitude des lobes latéraux. La figure 4.16 montre les lobes latéraux générés par la signature de défaut f_{exc} même si la machine est saine mais avec un degré moins sévère par rapport au cas de défaut qui apparaît dans la figure 4.17, où le défaut d'excentricité mixte d'entrefer amplifie l'oscillation de l'amplitude $\frac{1}{2}f_s$ en comparant avec la figure 4.16 par le même niveau de charge. On constate aussi que la fréquence d'oscillation augmente proportionnellement avec le niveau de la charge et l'amplitude d'oscillation est inversement proportionnelle en même temps.

Lorsque l'amplitude de l'indicateur de défaut $A_{f_{exc}} = 0$, l'oscillation de l'harmonique injecté $H_{dB} = 0$ comme il est montré dans l'équation (4.54). Cependant, lorsque $A_{f_{exc}}$ est différent de zéro, son amplitude cause des oscillations sur l'amplitude H_{dB} à travers la

somme des points du dernier cycle incomplet de l'indicateur de défaut. Pour plus de clarification, on a pris les oscillations d'amplitude H_1 et H_2 de l'harmonique injecté dans le courant de stator acquit comme il est montré dans la figure 4.16 et 4.17 respectivement, et qui correspondent à 70 % de la charge nominale, il est facile d'extraire max_{H1} et max_{H2} d'une période de celles-ci :

$$max_{H1} = 0.015$$

et

$$max_{H2} = 0.060$$

et pour $g = 0.05273$ correspondant à 70 % de la charge nominale, la somme maximale des points du dernier cycle incomplet des deux états est la suivante :

$$max(sum_1) = 609.34$$

Appliquons l'équation (30) pour calculer l'amplitude de l'indicateur de défaut pour cet exemple :

$$A_{f_{exc1}} = \frac{3000}{609.34} (10^{\frac{0.015}{20}} - 1) = 0.0085$$

et

$$A_{f_{exc2}} = \frac{3000}{609.34} (10^{\frac{0.060}{20}} - 1) = 0.0341$$

et l'amplitude de l'indicateur de défaut en dB est donnée par :

$$20 \log_{10}(A_{f_{exc1}}) = 20 \log_{10}(0.0085) = -41.41 \text{ dB}$$

et

$$20 \log_{10}(A_{f_{exc2}}) = 20 \log_{10}(0.0341) = -29.34 \text{ dB}$$

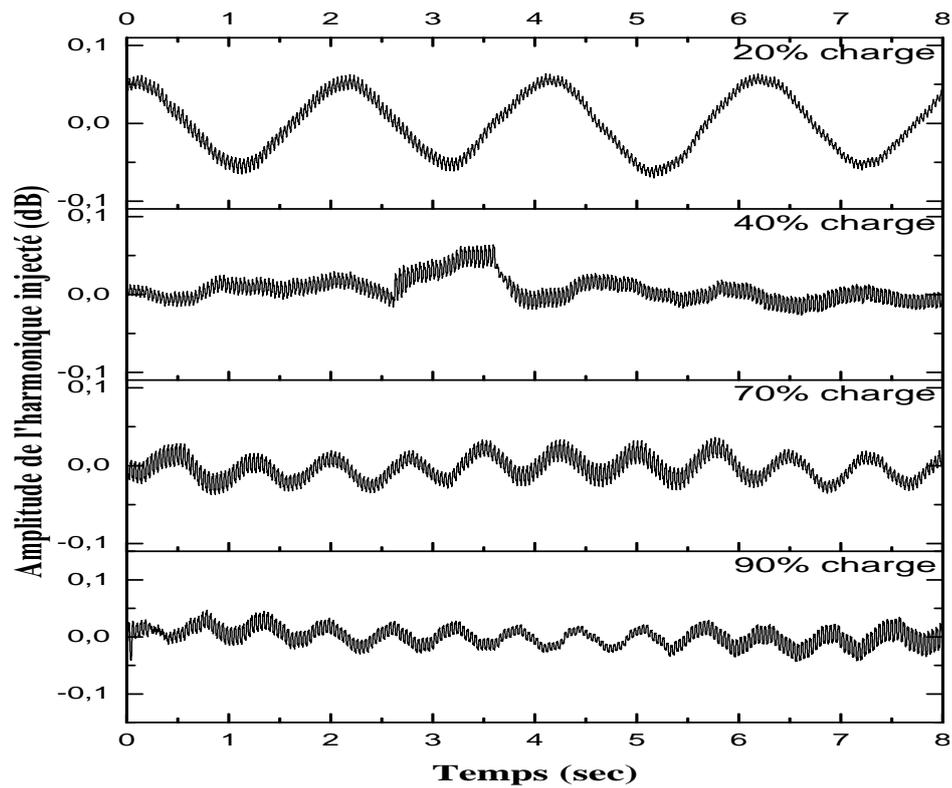


Figure 4.16. Présente l'amplitude de l'harmonique $\frac{1}{2}f_s$ en fonction du temps, et pour différentes charges, faible excentricité.

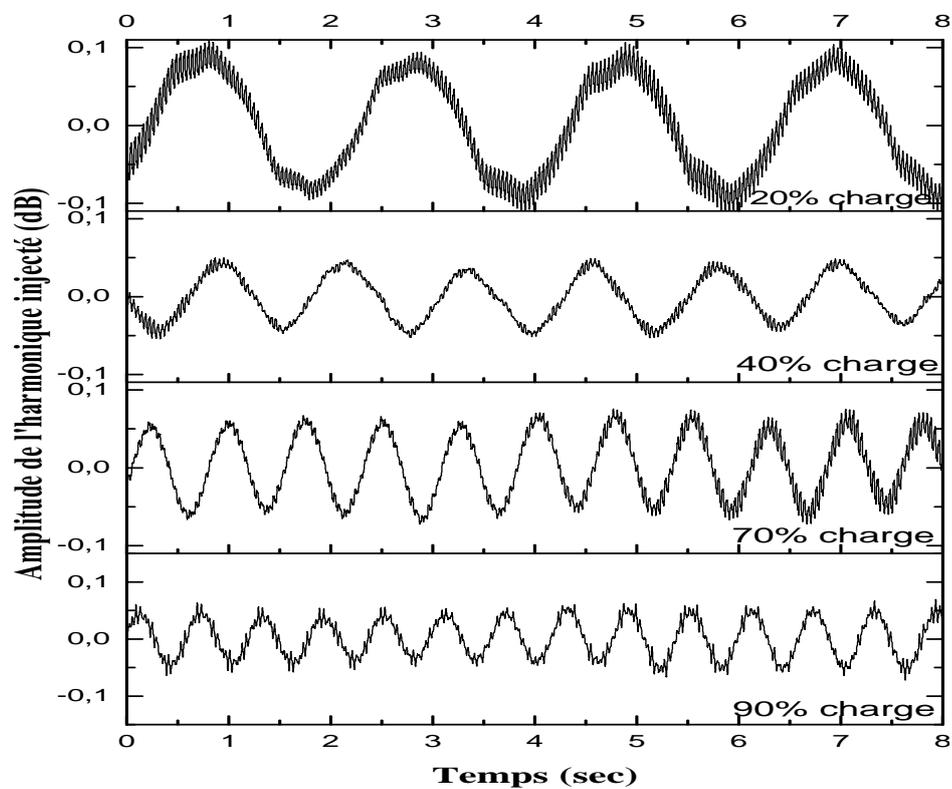


Figure 4.17. Présente l'amplitude de l'harmonique $\frac{1}{2}f_s$ en fonction du temps, et pour différentes charges, forte excentricité

Les figures 4.18 et 4.19 présentent les spectres du courant de phase du stator à travers l'application de la FFT dans des conditions saines et défectueuses pour 70 % de la charge nominale et une fréquence d'échantillonnage $f_e = 3000 \text{ Hz}$, avec un temps d'acquisition $T_m = 10 \text{ s}$. On peut noter que les valeurs d'amplitude de l'indice de défaut calculées par la FFT et celles de la méthode proposée pour les deux états sont très proches. Cependant, il est difficile d'obtenir des spectres de courant clairs du premier test, car l'augmentation du temps d'acquisition renforce les chances de rencontrer des perturbations légères à l'état stationnaire soit au niveau de la charge ou bien au niveau d'alimentation ce qui reflète un spectre de courant flou. La méthode proposée n'a besoin que de $\frac{2}{8f_s} \text{ sec}$ pour calculer l'amplitude de défaut d'excentricité mixte où cette durée est égale à une période de l'amplitude d'oscillation de la fréquence injectée, dans cet exemple le temps nécessaire pour calculer l'amplitude de l'indicateur de défaut est égal à 0.7586 s.

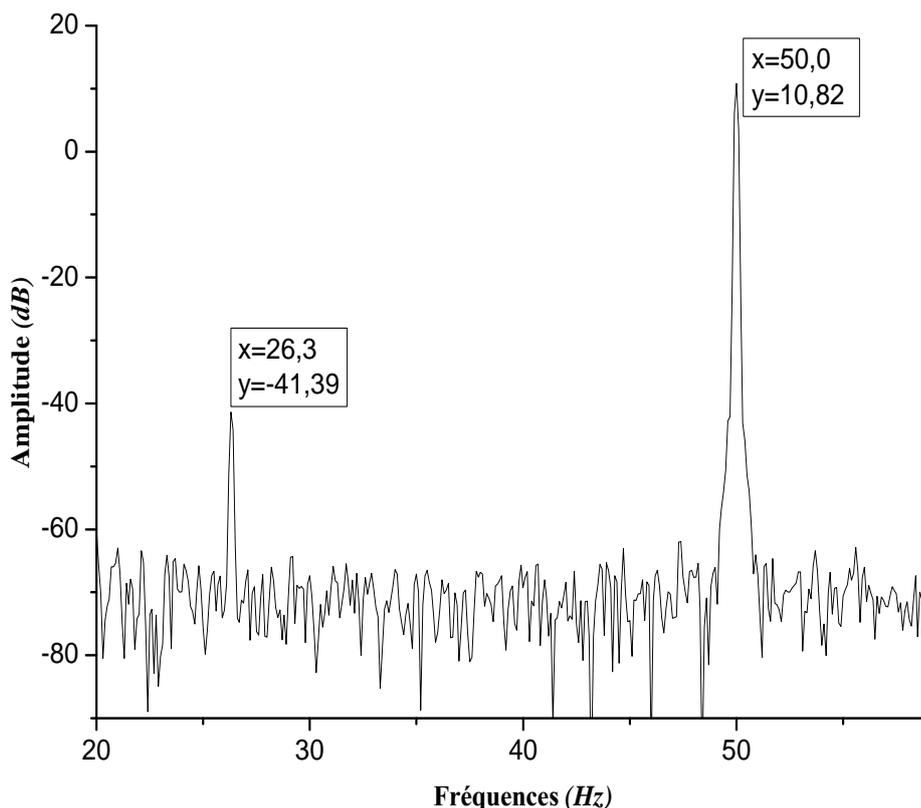


Figure 4.18. Spectre du courant d'une phase de stator pour un moteur ayant une excentricité mixte par défaut légère, $s = 0.05273$.

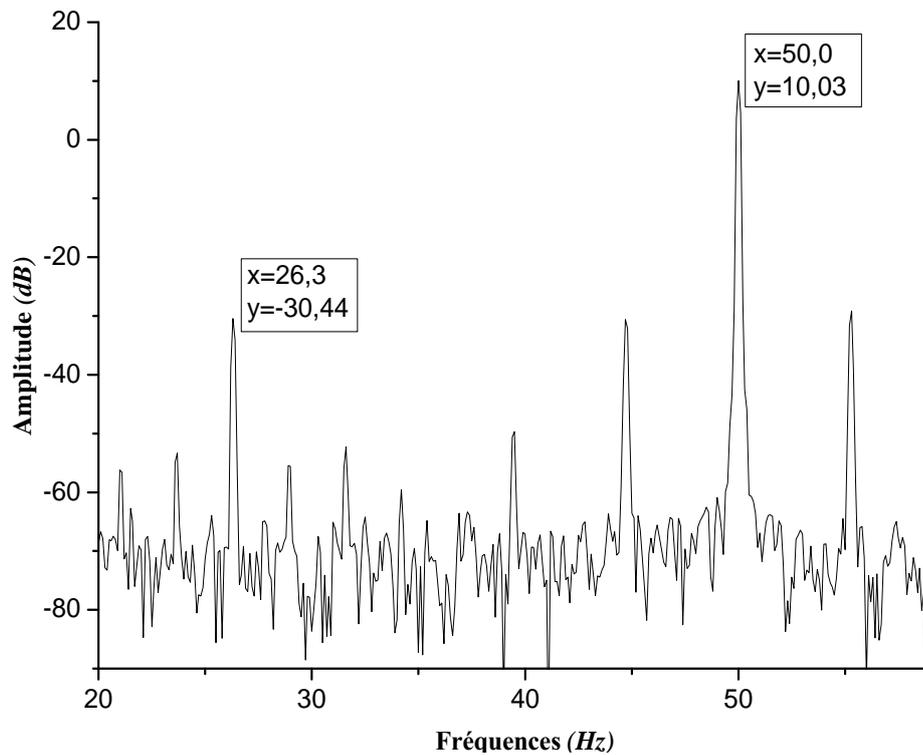


Figure 4.19. Spectre du courant d'une phase de stator pour un moteur ayant une excentricité mixte provocante, $s = 0.05273$.

Utilisant la méthode proposée, la figure 4.20 expose certains résultats expérimentaux de l'amplitude de la signature de défaut en fonction de niveau de la charge entraînée dans un mode comparatif entre les conditions saines et d'excentricité mixte de l'entrefer.

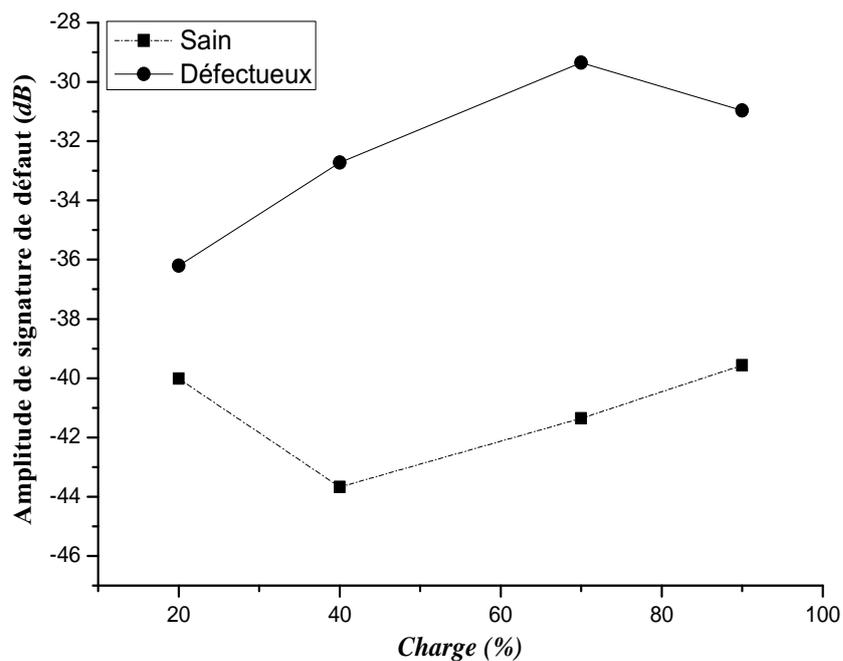


Figure 4.20. Sévérité de défaut en fonction de la charge, pour les deux cas : conditions normales et défectueuses.

4.6 Conclusion

Dans le présent chapitre nous avons présenté l'étalement de la méthode proposée dans le troisième chapitre au cas d'excentricité d'entrefer entre le stator et le rotor. Le plus apporté était la nécessité d'injecter un harmonique considéré comme un témoin afin de voir l'ondulation introduite par l'effet des lobes latéraux. À partir de là, la généralisation de la méthode proposée est devenue possible pour l'ensemble des défauts, tout en gardant ses avantages de diagnostic en temps réel.

Conclusion générale

L'objectif visé par les travaux de la présente thèse est le diagnostic en temps réel des défauts de la machine asynchrone. Les variations causées par les défauts dans les grandeurs électriques ou mécaniques de la machine se manifestent par une variation dans les amplitudes de certains harmoniques caractéristiques résumés dans le premier chapitre, ce qui nous a conduits vers la transformée de Fourier. Le temps d'acquisition, précision fréquentielle, repliement, fréquence d'échantillonnage, temps de calcul, capacité de mémoires, fréquence du processeur du DSP, algorithme et régimes stationnaire ou dynamique forment un ensemble de compromis qui entrave l'objectif du diagnostic en temps réel.

A partir de là, dans le deuxième chapitre, la transformée de Fourier rapide FFT, la transformée de Fourier discrète DFT, la DFT glissante, l'algorithme de Goertzel, le zoom-FFT, ce sont les dérivées de la transformée de Fourier où ils sont présentées comme des variantes différentes dont l'objectif est de réduire davantage le temps de traitement afin de le considérer comme adéquat pour un calcul en temps réel. Une précision fréquentielle d'un Hertz, nécessite une fenêtre de temps 10 s pour la FFT et 3 s pour le Zoom-FFT, ce qui reste loin de répondre aux exigences du diagnostic en temps réel. Il s'ajoute à ça, que le calcul est supposé se réaliser en régime stationnaire et qui également difficile à l'assurer. D'autres méthodes sont proposées afin de laisser la possibilité de réagir en régime stationnaire ou dynamique comme MUSIC, Zoom-MUSIC et les ondelettes, et malgré l'ensemble d'effort des chercheurs dans ce domaine, nous avons conclu que la plus faible fenêtre de temps est de 3 s pour une précision d'un Hertz reste un temps long.

Par l'exploitation des effets de fuites des lobes latéraux de la DFT glissante, une nouvelle méthode de diagnostic est proposée dans le troisième chapitre. Le défaut de cassure de barres est considéré comme un défaut type. Les résultats obtenus étaient probants où le diagnostic devenu dans un premier temps possible visuellement pour un opérateur, d'autre part l'algorithme lié à la méthode proposée a permis de réduire le temps de détection de défaut qui était dans les meilleurs des cas 3 s, à une durée de 0.153 s pour une charge 90% de la charge nominale et de 1.87 s pour un fonctionnement à vide, quoique dans ce dernier cas, il est presque impossible de détecter le défaut de cassure de barre auparavant, pour une fenêtre de temps de 10 s de longueur.

Dans le dernier chapitre, l'application de la méthode proposée dans le troisième cha-

pitre est élargie pour le diagnostic du défaut d'excentricité. Le plus apporté dans ce chapitre est l'injection d'un harmonique considéré principal, où l'ondulation de son amplitude par l'effet des lobes latéraux a permis de mesurer la sévérité du défaut d'excentricité. Les résultats obtenus en plus qu'ils permettent un diagnostic en temps réel, il indique la possibilité de généraliser la méthode proposée pour le reste de défauts infectant les machines électriques ou d'autres applications.

Bibliographie

- [1] F. FILIPPETTI, G. FRANCESCHINI, C. TASSONI et P. VAS, « AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, p. 98–108, jan. 1998.
- [2] C. PEZZANI, P. DONOLO, G. BOSSIO, M. DONOLO, A. GUZMAN et S. E. ZOCHOLL, « Detecting broken rotor bars with zero-setting protection », in *Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), 2012 IEEE/IAS 48th*, p. 1–12, IEEE, 2012.
- [3] M. DRIF et A. M. CARDOSO, « Airgap-eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by the complex apparent power signature analysis », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 3, p. 1404–1410, 2008.
- [4] F. DUAN et R. ŽIVANOVIĆ, « Condition Monitoring of an Induction Motor Stator Windings Via Global Optimization Based on the Hyperbolic Cross Points », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, p. 1826–1834, mars 2015.
- [5] N. R. DEVI, D. V. S. S. S. SARMA et P. V. R. RAO, « Diagnosis and classification of stator winding insulation faults on a three-phase induction motor using wavelet and MNN », *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 23, p. 2543–2555, oct. 2016.
- [6] S. NANDI, H. TOLIYAT et X. LI, « Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, p. 719–729, 2005.
- [7] D. G. DORRELL, L. FROSINI, M. BOTTANI, G. GALBIATI et M. F. HSIEH, « Analysis of axial voltages and inter-bar currents in cast copper cage rotors during DC current injection as an aid to identify casting faults », in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, p. 3431–3436, nov. 2009. 00005.
- [8] A. H. BONNETT et G. C. SOUKUP, « Rotor Failures in Squirrel Cage Induction Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, p. 1165–1173, nov. 1986. 00104.

- [9] K. N. GYFTAKIS, J. A. ANTONINO-DAVIU, R. GARCIA-HERNANDEZ, M. D. MCCULLOCH, D. A. HOWEY et A. J. M. CARDOSO, « Comparative Experimental Investigation of Broken Bar Fault Detectability in Induction Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, p. 1452–1459, mars 2016.
- [10] J. JUNG, Y. PARK, S. B. LEE, C. H. CHO, K. KIM, E. J. WIEDENBRUG et M. TESKA, « Monitoring Journal-Bearing Faults : Making Use of Motor Current Signature Analysis for Induction Motors », *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. PP, no. 99, p. XX1–XX1, 2017. 00000.
- [11] G. BOSSIO, C. D. ANGELO, J. SOLSONA, G. O. GARCA et M. I. VALLA, « Application of an Additional Excitation in Inverter-Fed Induction Motors for Air-Gap Eccentricity Diagnosis », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, p. 839–847, déc. 2006. 00037.
- [12] K. M. SOUSA, U. J. DREYER, C. MARTELLI et J. C. C. d. SILVA, « Dynamic Eccentricity Induced in Induction Motor Detected by Optical Fiber Bragg Grating Strain Sensors », *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, p. 4786–4792, juin 2016. 00004.
- [13] A. POLAT, Y. D. ERTUĞRUL et L. T. ERGENE, « Static, dynamic and mixed eccentricity of induction motor », in *2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 284–288, sept. 2015. 00001.
- [14] M. KHOV, *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*. Thèse doctorat, 2009.
- [15] D. DORRELL, W. THOMSON et S. ROACH, « Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors », in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, vol. 1, p. 563–570 vol.1, oct. 1995.
- [16] D. DORRELL, W. THOMSON et S. ROACH, « Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, p. 24–34, jan. 1997.
- [17] G. JOKSIMOVIC, M. DUROVIC, J. PENMAN et N. ARTHUR, « Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-winding function approach », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, p. 143–148, juin 2000.
- [18] S. NANDI, S. AHMED et H. TOLIYAT, « Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, p. 253–260, sept. 2001.

- [19] H. GULDEMIR, « Detection of airgap eccentricity using line current spectrum of induction motors », *Electric Power Systems Research*, vol. 64, no. 2, p. 109–117, 2003.
- [20] A. BARBOUR et W. THOMSON, « Finite element study of rotor slot designs with respect to current monitoring for detecting static airgap eccentricity in squirrel-cage induction motors », in *Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97*, vol. 1, p. 112–119 vol.1, oct. 1997.
- [21] H. RAZIK et G. DIDIER, « A novel method of induction motor diagnosis using the line-neutral voltage », *EPE-PEMC, September*, vol. 31, 2004.
- [22] M. CASH, T. HABETLER et G. KLIMAN, « Insulation failure prediction in AC machines using line-neutral voltages », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, p. 1234–1239, nov. 1998.
- [23] M. OUMAAMAR, A. KHEZZAR, M. BOUCHERMA, H. RAZIK, R. ANDRIAMALALA et L. BAGHLI, « Neutral voltage analysis for broken rotor bars detection in induction motors using hilbert transform phase », in *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting*, p. 1940–1947, sept. 2007.
- [24] A. KHEZZAR, M. E. K. OUMAAMAR, M. HADJAMI, M. BOUCHERMA et H. RAZIK, « Induction motor diagnosis using line neutral voltage signatures », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 4581–4591, nov. 2009.
- [25] M. E. K. OUMAAMAR, *Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques de la machine à induction avec différents types d'alimentation*. Thèse doctorat, 2010.
- [26] N. BENOZZA, A. BENYETTOU et A. BENDIABDELLAH, « An advanced park's vectors approach for rotor cage diagnosis », in *First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, 2004*, p. 461–464, 2004.
- [27] A. ABOUBOU, M. SAHRAOUI, S. ZOUZOU, H. RAZIK et A. REZZOUG, « Broken bars and/or end rings detection in three-phase induction motors by the extended park's vector approach », in *Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004. 9th IEEE International*, p. 128–133, oct. 2004.
- [28] A. CARDOSO, S. CRUZ et D. FONSECA, « Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, p. 595–598, sept. 1999.
- [29] A. CARDOSO, S. CRUZ, J. CARVALHO et E. SARAIVA, « Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach », in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, vol. 1, p. 642–646 vol.1, oct. 1995.

- [30] S. CRUZ et A. CARDOSO, « Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park's vector approach », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, p. 1227–1233, sept. 2001.
- [31] A. R. CRAWFORD et S. CRAWFORD, *The simplified handbook of vibration analysis*, vol. 1. Computational Systems, 1992.
- [32] J. HSU, « Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, p. 1016–1021, sept. 1995.
- [33] C. KRAL et F. PIRKER, « Rotor eccentricity detection of induction machines by torque estimation », in *Proc. IEEE SDEMPED'99—Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, p. 283–287.
- [34] F. THOLLON, G. GRELLET et A. JAMMAL, « Asynchronous motor cage fault detection through electromagnetic torque measurement », *European Transactions on Electrical Power*, vol. 3, no. 5, p. 375–378, 1993.
- [35] G. G. T. F. H. YAHOU, J. Seetohul, G. GRELLET et A. JAMMAL, « Detection of broken bar or ring in asynchronous machines by the spectrum analysis of the observed electromagnetic torque », *Journal de Physique III, EDP Sciences*, vol. 6, no. 4, p. 443–448, 1996.
- [36] M. MELERO, M. CABANAS, F. FAYA, C. ROJAS et J. SOLARES, « Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors », in *EPE'99*, p. 9, 1999.
- [37] T. BOUMEGOURA, *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic*. Thèse doctorat, 2001.
- [38] I. M. CULBERT et W. RHODES, « Using current signature analysis technology to reliably detect cage winding defects in squirrel-cage induction motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 2, p. 422–428, 2007.
- [39] A. YAZIDI, H. HENAO, G. A. CAPOLINO, M. ARTIOLI et F. FILIPPETTI, « Improvement of frequency resolution for three-phase induction machine fault diagnosis », in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, vol. 1, p. 20–25, oct. 2005.
- [40] S. KIA, H. HENAO et G.-A. CAPOLINO, « A High-Resolution Frequency Estimation Method for Three-Phase Induction Machine Fault Detection », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, p. 2305–2314, août 2007.
- [41] J. PONS-LLINARES, J. A. ANTONINO-DAVIU, M. RIERA-GUASP, M. PINEDA-SANCHEZ et V. CLIMENTE-ALARCON, « Induction motor diagnosis based on a transient current analytic wavelet transform via frequency B-plines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, p. 1530–1544, mai 2011.

- [42] A. BELLINI, A. YAZIDI, F. FILIPPETTI, C. ROSSI et G.-A. CAPOLINO, « High frequency resolution techniques for rotor fault detection of induction machines », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, p. 4200–4209, 2008.
- [43] Y.-H. KIM, Y.-W. YOUN, D.-H. HWANG, J.-H. SUN et D.-S. KANG, « High-Resolution Parameter Estimation Method to Identify Broken Rotor Bar Faults in Induction Motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, p. 4103–4117, sept. 2013.
- [44] D.-H. HWANG, Y.-W. YOUN, J.-H. SUN et Y.-H. KIM, « Robust Diagnosis Algorithm for Identifying Broken Rotor Bar Faults in Induction Motors », *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 9, p. 37–44, jan. 2014.
- [45] C. YANG, T. J. KANG, D. HYUN, S. B. LEE, J. A. ANTONINO-DAVIU et J. PONS-LLINARES, « Reliable detection of induction motor rotor faults under the rotor axial air duct influence », in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, p. 2493–2502, juil. 2014.
- [46] P. SHI, Z. CHEN, Y. VAGAPOV et Z. ZOUAOUI, « Optimal wavelets for broken rotor bars fault diagnosis », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 49–56, août 2013.
- [47] J. SESHADRINATH, B. SINGH et B. K. PANIGRAHI, « Investigation of Vibration Signatures for Multiple Fault Diagnosis in Variable Frequency Drives Using Complex Wavelets », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, p. 936–945, fév. 2014.
- [48] V. CLIMENTE-ALARCON, J. ANTONINO-DAVIU, A. HAAVISTO et A. ARKKIO, « Diagnosis of Induction Motors under Varying Speed Operation by Principal Slot Harmonic Tracking », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. 99, p. 1–1, 2015.
- [49] A. ORDAZ-MORENO, R. DE JESUS ROMERO-TRONCOSO, J. VITE-FRIAS, J. RIVERA-GILLEN et 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, p. 2193–2202, mai 2008.
- [50] M. RIERA-GUASP, M. PINEDA-SANCHEZ, J. PEREZ-CRUZ, R. PUCHE-PANADERO, J. ROGER-FOLCH et J. A. ANTONINO-DAVIU, « Diagnosis of induction motor faults via gabor analysis of the current in transient regime », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 6, p. 1583–1596, 2012.
- [51] M. BELLANGER, *Traitement numérique du signal-9e éd.* Dunod, 2012.
- [52] Y. MEYER, « Le traitement du signal et l'analyse mathématique », in *Annales de l'institut Fourier*, vol. 50, p. 593–632, 2000.

- [53] R. W. MIDDLESTEAD, « Mathematical background and analysis techniques », *Digital Communications with Emphasis on Data Modems : Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications*, p. 1–80.
- [54] S. SALOUS, *Radio propagation measurement and channel modelling*. John Wiley & Sons, 2013.
- [55] R. SINGLETON, « An algorithm for computing the mixed radix fast fourier transform », *IEEE Transactions on audio and electroacoustics*, vol. 17, no. 2, p. 93–103, 1969.
- [56] G. D. BERGLAND, « A fast fourier transform algorithm using base 8 iterations », *Mathematics of Computation*, vol. 22, no. 102, p. 275–279, 1968.
- [57] G. BERGLAND, « Fast fourier transform hardware implementations—an overview », *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol. 17, no. 2, p. 104–108, 1969.
- [58] R. de WILD, L. NIEUWKERK et J. VAN SINTTRUYEN, « Method for partial spectrum computation », in *IEE Proceedings F (Communications, Radar and Signal Processing)*, vol. 134, p. 659–666, IET, 1987.
- [59] P. YIP, « Some aspects of the zoom transform », *IEEE Transactions on Computers*, vol. 100, no. 3, p. 287–296, 1976.
- [60] A. LERCH, « Appendix b : Fourier transform », *An Introduction to Audio Content Analysis : Applications in Signal Processing and Music Informatics*, p. 185–197, 2012.
- [61] X. WANG, G. HUANG, Z. ZHOU et J. GAO, « Radar emitter recognition based on the short time fourier transform and convolutional neural networks », in *Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI), 2017 10th International Congress on*, p. 1–5, IEEE, 2017.
- [62] J. ALLEN, « Short term spectral analysis, synthesis, and modification by discrete fourier transform », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 25, no. 3, p. 235–238, 1977.
- [63] H. YU et D. D.-U. LI, « Fluorescence lifetime extraction algorithm based on multiple signal classification », *Electronics Letters*, vol. 51, no. 1, p. 81–83, 2014.
- [64] A. HMIDAT, B. SHARIF et W. WOO, « Robust multiple signal classification algorithm based on the myriad covariation matrix », *IEE Proceedings-Vision, Image and Signal Processing*, vol. 153, no. 5, p. 569–573, 2006.
- [65] X. WANG et F. FANG, « Bearing failure diagnosis in three-phase induction motor by chirp-z transform and zoom-music », in *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on*, p. 1016–1019, IEEE, 2011.

- [66] K. DAHI, S. ELHANI, S. GUEDIRA, L. SADIKI et I. OUACHTOUK, « High-resolution spectral analysis method to identify rotor faults in wrim using neutral voltage », in *Electrical and Information Technologies (ICEIT), 2015 International Conference on*, p. 82–87, IEEE, 2015.
- [67] R. CHASSAING et D. REAY, « Digital signal processing and applications with tms320c6713 and tms320c6416 dsk. ed », 2008.
- [68] R. G. LYONS, *Streamlining digital signal processing : a tricks of the trade guidebook*. John Wiley & Sons, 2012.
- [69] K. S. THYAGARAJAN, *Still image and video compression with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2011.
- [70] Y. WU et M. DENG, « Operator-based robust non-linear vibration control for an l-shaped arm with unknown load by using on-line wavelet transform », *IET Control Theory & Applications*, 2018.
- [71] S. BONNET, F. PEYRIN, F. TURJMAN et R. PROST, « Multiresolution reconstruction in fan-beam tomography », *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 11, no. 3, p. 169–176, 2002.
- [72] K. JIA, T. BI, B. LIU, E. CHRISTOPHER, D. W. THOMAS et M. SUMNER, « Marine power distribution system fault location using a portable injection unit », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, no. 2, p. 818–826, 2015.
- [73] N. JAIN, M. SINGH et B. MISHRA, « Image compression using 2d-discrete wavelet transform on a light weight reconfigurable hardware », in *VLSI Design and 2018 17th International Conference on Embedded Systems (VLSID), 2018 31st International Conference on*, p. 61–66, IEEE, 2018.
- [74] D. K. EMGE et J. M. MORRIS, « Analysis of standoff spectral data using discrete wavelet transforms », in *Waveform Diversity & Design Conference, 2006 International*, p. 1–7, IEEE, 2006.
- [75] X. HUANG, T. HABETLER et R. HARLEY, « Detection of Rotor Eccentricity Faults in a Closed-Loop Drive-Connected Induction Motor Using an Artificial Neural Network », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, p. 1552–1559, juil. 2007.
- [76] R. ARASHLOO, J. ROMERAL MARTINEZ et M. SALEHIFAR, « A novel broken rotor bar fault detection method using park's transform and wavelet decomposition », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 412–419, août 2013.
- [77] C. PEZZANI, P. DONOLO, G. BOSSIO, M. DONOLO, A. GUZMAN et S. E. ZOCHOLL, « Detecting broken rotor bars with zero-setting protection », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, p. 1373–1384, 2014.

- [78] M. SAHRAOUI, A. MARQUES CARDOSO et A. GHOGGAL, « The Use of a Modified Prony Method to Track the Broken Rotor Bar Characteristic Frequencies and Amplitudes in Three-Phase Induction Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, p. 2136–2147, mai 2015.
- [79] J. DE JESUS RANGEL-MAGDALENO, H. PEREGRINA-BARRETO, J. M. RAMIREZ-CORTES, P. GOMEZ-GIL et R. MORALES-CAPORAL, « FPGA-based broken bars detection on induction motors under different load using motor current signature analysis and mathematical morphology », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, p. 1032–1040, mai 2014.
- [80] M. PICAZO-RODENAS, J. ANTONINO-DAVIU, V. CLIMENTE-ALARCON, R. ROYO-PASTOR et A. MOTA-VILLAR, « Combination of Noninvasive Approaches for General Assessment of Induction Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, p. 2172–2180, mai 2015.
- [81] J. d. J. RANGEL-MAGDALENO, R. d. J. ROMERO-TRONCOSO, R. A. OSORNIO-RIOS, E. CABAL-YEPEZ et L. M. CONTRERAS-MEDINA, « Novel methodology for online half-broken-bar detection on induction motors », in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, p. 1690–1698, mai 2009.
- [82] T. YANG, H. PEN, Z. WANG et C. S. CHANG, « Feature Knowledge Based Fault Detection of Induction Motors Through the Analysis of Stator Current Data », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, p. 549–558, mars 2016.
- [83] R. VALLES-NOVO, J. de JESUS RANGEL-MAGDALENO, J. RAMIREZ-CORTES, H. PEREGRINA-BARRETO et R. MORALES-CAPORAL, « Empirical Mode Decomposition Analysis for Broken-Bar Detection on Squirrel Cage Induction Motors », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, p. 1118–1128, mai 2015.
- [84] S. B. LEE, J. YANG, J. HONG, J. YOO, B. KIM, K. LEE, J. YUN, M. KIM, K. LEE, E. J. WIEDENBRUG *et al.*, « A new strategy for condition monitoring of adjustable speed induction machine drive systems », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 2, p. 389–398, 2011.
- [85] G. BETTA, C. LIGUORI, A. PAOLILLO et A. PIETROSANTO, « A DSP-based FFT-analyzer for the fault diagnosis of rotating machine based on vibration analysis », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, p. 1316–1321, déc. 2002.
- [86] Z. KANOVIC, D. MATIC, Z. JELICIC, M. RAPAIC, B. JAKOVLJEVIC et M. KAPE-TINA, « Induction motor broken rotor bar detection using vibration analysis—a case study », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 64–68, août 2013.

- [87] Y. DA, X. SHI et M. KRISHNAMURTHY, « A New Approach to Fault Diagnostics for Permanent Magnet Synchronous Machines Using Electromagnetic Signature Analysis », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, p. 4104–4112, août 2013.
- [88] M. PINEDA-SANCHEZ, M. RIERA-GUASP, J. A. ANTONINO-DAVIU, J. ROGER-FOLCH, J. PEREZ-CRUZ et R. PUCHE-PANADERO, « Diagnosis of induction motor faults in the fractional fourier domain », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, p. 2065–2075, août 2010.
- [89] C. KRAL, F. PIRKER et G. PASCOLI, « The impact of inertia on rotor fault effects—theoretical aspects of the vienna monitoring method », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 4, p. 2136–2142, 2008.
- [90] E. RITCHIE, X. DENG et T. JOKINEN, « Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults », in *Proc. ICEMTM94*, p. 694–698, 1994.
- [91] I. KERSZENBAUM et C. LANDY, « The existence of large inter-bar currents in three phase squirrel cage motors with rotor-bar and/or end-ring faults », *IEEE Power Engineering Review*, vol. PER-4, p. 61–61, juil. 1984.
- [92] S. CHEN et R. ZIVANOVIC, « A novel high-resolution technique for induction machine broken bar detection », in *2007 Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC*, p. 1–5, déc. 2007.
- [93] C. PAN, « Gibbs phenomenon removal and digital filtering directly through the fast Fourier transform », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, p. 444–448, fév. 2001.
- [94] I. M. ALSOFYANI et N. R. N. IDRIS, « Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, p. 3027–3035, avril 2016.
- [95] B. WANG, Y. ZHAO, Y. YU, G. WANG, D. XU et Z. DONG, « Speed-Sensorless Induction Machine Control in the Field-Weakening Region Using Discrete Speed-Adaptive Full-Order Observer », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, p. 5759–5773, août 2016.
- [96] D. STOJIĆ, M. MILINKOVIĆ, S. VEINOVIĆ et I. KLASNIĆ, « Improved Stator Flux Estimator for Speed Sensorless Induction Motor Drives », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, p. 2363–2371, avril 2015.
- [97] Z. g. YIN, C. ZHAO, Y. R. ZHONG et J. LIU, « Research on Robust Performance of Speed-Sensorless Vector Control for the Induction Motor Using an Interfacing Multiple-Model Extended Kalman Filter », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, p. 3011–3019, juin 2014.

- [98] M. ISHIDA et K. IWATA, « Steady-state characteristics of a torque and speed control system of an induction motor utilizing rotor slot harmonics for slip frequency sensing », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, no. 3, p. 257–263, 1987.
- [99] R. BLASCO-GIMENEZ et T. G. HABETLER, « Comments on " sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives"[with reply] », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, p. 938–940, 1997.
- [100] K. D. HURST et T. G. HABETLER, « Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 1, p. 66–73, 1996.
- [101] L. ZHAO, J. HUANG, J. CHEN et M. YE, « A Parallel Speed and Rotor Time Constant Identification Scheme for Indirect Field Oriented Induction Motor Drives », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, p. 6494–6503, sept. 2016.
- [102] K. N. GYFTAKIS et J. C. KAPPATOU, « A novel and effective method of static eccentricity diagnosis in three-phase psh induction motors », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 2, p. 405–412, 2013.
- [103] M. PINEDA-SANCHEZ, R. PUCHE-PANADERO, M. RIERA-GUASP, J. PEREZ-CRUZ, J. ROGER-FOLCH, J. PONS-LLINARES, V. CLIMENTE-ALARCON et J. A. ANTONINO-DAVIU, « Application of the teager–kaiser energy operator to the fault diagnosis of induction motors », 2013.
- [104] A. CARDOSO et E. SARAIVA, « Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by park’s vector approach », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, p. 897–901, sept. 1993.
- [105] K. GYFTAKIS et J. KAPPATOU, « The zero-sequence current spectrum as an on-line static eccentricity diagnostic mean in δ -connected psh-induction motors », in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, p. 302–308, IEEE, 2013.
- [106] M. A. MOUSSA, Y. MAOUCHE, M. E. K. OUMAAMAR et A. KHEZZAR, « A new approach for real-time tool dedicated to the detection of broken bar fault in induction motor », in *Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2013 8th International Conference on*, p. 229–233, IEEE, 2013.
- [107] A. GHOGGAL, S. E. ZOUZOU, H. RAZIK, M. SAHRAOUI et A. KHEZZAR, « An improved model of induction motors for diagnosis purposes – Slot skewing effect and airgap eccentricity faults », *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 5, p. 1336–1347, 2009.