

# Table des matières

Résumé	i
Abstract	iii
Remerciements	v
Liste des symboles	xxvii
<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
<b>2 Les roulements à billes : constitution, défaillances et méthodes de surveillance vibratoire</b>	<b>5</b>
2.1 Introduction . . . . .	6
2.2 Généralités sur les roulements à billes . . . . .	7
2.2.1 Constitution des roulements à billes . . . . .	7
2.2.2 Modes de dégradations d'un roulement à billes . . . . .	8
2.2.2.1 Effets des contraintes mécaniques . . . . .	8
2.2.2.2 Défauts de montage . . . . .	10
2.2.2.3 Circulation de courants électriques . . . . .	10
2.2.2.4 Corrosion . . . . .	12
2.2.2.5 Contamination du roulement . . . . .	12
2.2.2.6 Défaut de lubrification . . . . .	12
2.2.2.7 Température de fonctionnement . . . . .	14
2.3 Comportement cinématique et dynamique des roulements à billes .	14
2.3.1 Fréquences cinématiques caractéristiques . . . . .	14
2.3.2 Dynamique du roulement . . . . .	15
2.4 Relation entre les défauts de roulements et les vibrations . . . . .	17
2.4.1 Fréquences caractéristiques et modes propres d'un roulement de type 6208 . . . . .	17
2.4.2 Excitation des fréquences caractéristiques . . . . .	18
2.4.3 Excitation des modes propres de la bague externe . . . . .	18
2.5 Méthodes de détection des défauts de roulements . . . . .	20
2.5.1 Principe de la mesure . . . . .	20
2.5.2 Les indicateurs scalaires . . . . .	21
2.5.3 L'analyse spectrale . . . . .	22
2.5.3.1 Spectre moyenné . . . . .	23
2.5.3.2 Fenêtre d'apodisation . . . . .	23

2.5.3.3	Choix d'un estimateur spectral . . . . .	24
2.5.3.4	Spectre vibratoire avec prise en compte des modes propres de la bague externe . . . . .	24
2.5.4	Méthodes avancées de traitement du signal . . . . .	26
2.5.4.1	L'analyse bispectrale . . . . .	26
2.5.4.2	L'analyse cepstrale . . . . .	27
2.5.4.3	La transformée de Hilbert et le spectre d'enveloppe . . . . .	27
2.5.4.4	La transformée en ondelettes et les paquets d'on- delettes . . . . .	28
2.5.5	Complexité algorithmique des méthodes de traitement du signal . . . . .	30
2.5.6	Automatisation de la détection des défaillances de roulements . . . . .	33
2.6	Définition d'un indicateur de défaillances de roulements . . . . .	33
2.6.1	Cahier des charges . . . . .	33
2.6.2	Extraction d'énergie spectrale . . . . .	34
2.6.3	Algorithme d'implantation . . . . .	36
2.7	Résultats expérimentaux . . . . .	38
2.7.1	Roulements artificiellement dégradés par électro - érosion . . . . .	38
2.7.2	Roulements artificiellement dégradés par fraisage . . . . .	39
2.7.3	Surveillance de la dégradation d'un roulement . . . . .	40
2.8	Résumé . . . . .	43
<b>3</b>	<b>Effets des défaillances mécaniques d'un entraînement asynchrone sur les courants statoriques du moteur</b> . . . . .	<b>45</b>
3.1	Introduction . . . . .	46
3.2	Défauts mécaniques d'un entraînement électrique . . . . .	48
3.2.1	Causes et natures des défaillances mécaniques . . . . .	48
3.2.2	Caractérisation des défauts d'un entraînement . . . . .	49
3.3	Effets mécaniques des défauts de roulements . . . . .	50
3.3.1	Excentricité mécanique due aux défauts de roulements . . . . .	50
3.3.1.1	Déplacement radial d'une bille du roulement en pré- sence d'un défaut localisé . . . . .	50
3.3.1.2	Déplacement radial de la bague interne du roule- ment par rapport à la bague externe - Excentricité résultante . . . . .	51
3.3.2	Oscillations de couple mécanique dues aux défauts de roule- ments . . . . .	53
3.4	Signatures sur les courants statoriques des défauts mécaniques . . . . .	55
3.4.1	Modulation des courants statoriques dus aux excentricités . . . . .	56
3.4.2	Modulation des forces magnétomotrices dues aux oscillations du couple de charge . . . . .	58
3.4.3	Harmonique du couple électromagnétique . . . . .	60
3.4.4	Limitations du modèle . . . . .	60
3.4.5	Signatures dues aux défauts de roulements . . . . .	62
3.5	Modélisation des machines électriques en vue de leur caractérisation fréquentielle . . . . .	63

3.5.1	La modélisation Bond Graph . . . . .	64
3.5.1.1	Éléments bond graph . . . . .	64
3.5.1.2	Causalité bond graph . . . . .	65
3.5.1.3	Chemin causal, boucle causale et chaîne d'action . . . . .	66
3.5.2	Bond graph et comportement dynamique des systèmes . . . . .	66
3.5.3	Approche simplifiée de la machine à courant continu . . . . .	69
3.5.4	La machine asynchrone . . . . .	71
3.5.4.1	Modélisation de la machine asynchrone . . . . .	71
3.5.4.2	Bond graph de la machine asynchrone . . . . .	74
3.6	Caractérisation fréquentielle des grandeurs de la machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	75
3.6.1	Modèle d'état de la machine asynchrone . . . . .	76
3.6.2	Modélisation sans a priori des grandeurs de la machine asynchrone . . . . .	79
3.6.3	Exploitation du système d'état . . . . .	82
3.6.3.1	Grandeurs fondamentales en régime permanent . . . . .	82
3.6.3.2	Expression des harmoniques de la vitesse angulaire électrique . . . . .	84
3.6.3.3	Expression des harmoniques des grandeurs d'état . . . . .	84
3.6.3.4	Expression du couple électromagnétique . . . . .	86
3.6.3.5	Expression complète des grandeurs d'état . . . . .	87
3.6.4	Caractérisation fréquentielle des grandeurs du système . . . . .	87
3.6.4.1	Variation du point de fonctionnement . . . . .	90
3.6.4.2	Variation des paramètres mécaniques de l'entraînement . . . . .	92
3.6.4.3	Variation des paramètres électriques de l'entraînement . . . . .	92
3.6.5	Validation expérimentale . . . . .	95
3.7	Résumé . . . . .	99
<b>4</b>	<b>Détection des défauts de roulements par analyse des courants statoriques d'une machine asynchrone</b> . . . . .	<b>101</b>
4.1	Introduction . . . . .	102
4.2	Mesure des courants statoriques d'une machine électrique . . . . .	103
4.2.1	Principe de la mesure . . . . .	103
4.2.2	Numérisation des grandeurs mesurées . . . . .	105
4.2.2.1	Échantillonnage . . . . .	105
4.2.2.2	Quantification . . . . .	106
4.2.3	Perturbations et bruits . . . . .	106
4.3	Produit de convolution et corrélation . . . . .	109
4.3.1	Produit de convolution . . . . .	109
4.3.2	Autocorrélation . . . . .	109
4.3.3	Intercorrélation . . . . .	110
4.3.4	Propriétés de l'intercorrélation . . . . .	110
4.3.4.1	Intercorrélation de signaux périodiques . . . . .	111
4.3.4.2	Intercorrélation de signaux de fréquences différentes . . . . .	111

4.3.4.3	Intercorrélation de signaux composites . . . . .	112
4.4	Réduction de l'influence du bruit d'analyse en vue d'une extraction d'énergie fréquentielle . . . . .	113
4.4.1	Rapport signal sur bruit . . . . .	113
4.4.2	Évaluation du rapport signal sur bruit . . . . .	114
4.4.3	Amélioration du RSB par intercorrélation . . . . .	115
4.4.4	Application de deux autocorrélations successives . . . . .	116
4.4.5	Autocorrélation de l'intercorrélation . . . . .	116
4.4.6	Amélioration du RSB pour $P_b > 1$ . . . . .	118
4.4.7	Extraction d'énergie spectrale . . . . .	119
4.5	Courants statoriques en présence de défauts de roulements . . . . .	122
4.5.1	Courants statoriques multi-composantes . . . . .	123
4.5.2	Non stationnarité des défauts mécaniques . . . . .	123
4.5.3	Utilisation de la caractérisation fréquentielle de l'entraînement . . . . .	125
4.6	Application à la définition d'un indicateur spectral pour la détection des défauts de roulements par traitement hors-ligne . . . . .	127
4.6.1	Principes du schéma de détection . . . . .	127
4.6.2	Extraction d'énergie spectrale . . . . .	128
4.6.3	Algorithme d'implantation . . . . .	128
4.7	Résultats expérimentaux . . . . .	131
4.7.1	Roulements artificiellement dégradés . . . . .	131
4.7.2	Roulements dégradés par fraisage . . . . .	133
4.7.3	Analyse d'un roulement naturellement usé . . . . .	135
4.7.4	Surveillance de la dégradation d'un roulement par contamination . . . . .	136
4.8	Détection des défauts sous contraintes d'un système embarqué . . . . .	137
4.8.1	Principales contraintes liées à l'implantation sur système numérique embarquée . . . . .	138
4.8.1.1	Contraintes temporelles . . . . .	138
4.8.1.2	Contraintes liées à la numérisation et à l'espace mémoire . . . . .	138
4.8.1.3	Contraintes algorithmiques . . . . .	139
4.8.2	Influence de la réduction du volume des données sur la variabilité de l'indicateur . . . . .	139
4.8.3	Implantation sur cible numérique : application à la détection des défauts de fraisage et à la surveillance d'usure . . . . .	141
4.9	Résumé . . . . .	146
<b>5</b>	<b>Détection des défauts de roulements par observation des grandeurs mécaniques de l'entraînement</b>	<b>149</b>
5.1	Introduction . . . . .	150
5.2	Estimation et observation des variables d'état d'une machine asynchrone . . . . .	151
5.2.1	Schéma de principe des estimateurs et observateurs de Luenberger . . . . .	151
5.2.2	Reconstruction des grandeurs électromécaniques . . . . .	152

5.2.3	Dynamique d'observation . . . . .	154
5.2.4	Grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	157
5.3	Caractérisation fréquentielle des grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	159
5.3.1	Modélisation des variables observées . . . . .	160
5.3.2	Diagrammes de gain des grandeurs électromécaniques . . . .	161
5.3.3	Influence de la dynamique d'observation . . . . .	163
5.3.4	Comparaison des grandeurs observées pour la détection de défauts mécaniques . . . . .	165
5.4	Comparaison entre courants statoriques mesurés et grandeurs mécaniques observées pour la détection des défauts de roulements . . .	168
5.4.1	Gain des composantes oscillantes . . . . .	168
5.4.2	Seuil de détection des oscillations du couple de charge . . . .	169
5.4.3	Performances d'un indicateur par extraction d'énergie spectrale	170
5.5	Indicateur de défauts de roulements sur les grandeurs observées . .	172
5.5.1	Principe du schéma de détection . . . . .	172
5.5.2	Implantation de l'algorithme . . . . .	172
5.6	Résultats expérimentaux . . . . .	174
5.6.1	Roulements artificiellement dégradés . . . . .	174
5.6.2	Roulements dégradés par fraisage . . . . .	177
5.6.3	Analyse d'un roulement naturellement usé . . . . .	179
5.6.4	Surveillance de la dégradation d'un roulement par contamination . . . . .	182
5.7	Résumé . . . . .	183
<b>6</b>	<b>Diagnostic des défauts mécaniques par caractérisation des modulations des courants statoriques</b>	<b>187</b>
6.1	Introduction . . . . .	188
6.2	Diagnostic des modulations d'amplitude et de phase sur les courants statoriques . . . . .	189
6.2.1	Caractérisation spectrale des modulations d'amplitude et de phase . . . . .	190
6.2.2	Construction d'un signal complexe pour le diagnostic des modulations . . . . .	192
6.2.2.1	Transformée de Hilbert pour le calcul du signal analytique . . . . .	193
6.2.2.2	Transformée de Concordia pour l'obtention d'un vecteur complexe . . . . .	193
6.2.3	Propriétés des signaux complexes pour le diagnostic des modulations lentes et rapides . . . . .	194
6.2.3.1	Transformée de Hilbert de signaux modulés - Théorème de Bedrosian . . . . .	195
6.2.3.2	Signatures fréquentielles de l'amplitude et la fréquence instantanées en cas de modulations lentes .	196

6.2.3.3	Signatures fréquentielles de l'amplitude et la fréquence instantanées en cas de modulations rapides	197
6.2.3.4	Récapitulatif des signatures fréquentielles de l'amplitude et de la fréquence instantanées	198
6.2.3.5	Résultats expérimentaux en présence d'oscillations du couple de charge	199
6.3	Caractérisation fréquentielle des signatures du vecteur de concordia en présence d'oscillations du couple de charge	200
6.3.1	Modèle des courants statoriques	202
6.3.1.1	Courants triphasés	202
6.3.1.2	Courants dans le repère de Concordia	203
6.3.2	Enveloppe complexe	204
6.3.3	Fréquence instantanée	206
6.3.4	Diagnostic des modulations des courants	207
6.3.4.1	Rapport entre les gains obtenus à partir de l'amplitude et la fréquence instantanées	208
6.3.4.2	Vecteur complexe	209
6.3.5	Application du signal analytique et du vecteur de Concordia aux défauts de roulements	210
6.3.5.1	Implantation du vecteur complexe $\tilde{G}$ dans le cadre des défauts de roulements	211
6.3.5.2	Résultats expérimentaux	213
6.4	Diagnostic des défauts mécaniques en régime transitoire	215
6.4.1	Distribution de Wigner-Ville	215
6.4.1.1	Définition	215
6.4.1.2	Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en amplitude	216
6.4.1.3	Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en phase	217
6.4.1.4	Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en amplitude et en phase	219
6.4.1.5	Distribution de Wigner-Ville de signaux transitoires	220
6.4.2	Distribution de Wigner-Ville des courants statoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge	220
6.4.3	Résultats expérimentaux	222
6.4.3.1	Régime permanent	222
6.4.3.2	Régime transitoire	224
6.5	Résumé	224
<b>7</b>	<b>Conclusions et perspectives</b>	<b>227</b>
<b>A</b>	<b>Description du banc de test, des roulements défectueux et des protocoles de mesure</b>	<b>231</b>
A.1	Description générale du banc de test	231
A.2	Défauts de roulements	231

A.3	Défauts par fraisage . . . . .	234
A.4	Protocole d'usure . . . . .	234
A.5	Paramètres d'acquisition pour le calcul des indicateurs de défauts de roulements . . . . .	238
A.6	Caractéristiques du traitement par DSP . . . . .	239
A.7	Paramètres du banc . . . . .	240
<b>B</b>	<b>Expressions des paramètres des grandeurs du modèle d'état de la machine asynchrone</b>	<b>241</b>
B.1	Matrice des fonctions de transfert du système d'état de la machine asynchrone . . . . .	241
B.2	Expression du produit de convolution entre vitesse angulaire électrique et flux rotorique . . . . .	242
B.3	Transformée de Fourier de la dérivée temporelle des variables d'état sur l'axe $\alpha$ . . . . .	242
B.4	Expression intermédiaire des paramètres des composantes harmoniques des grandeurs d'état . . . . .	243
B.5	Expression complète des paramètres des composantes harmoniques des grandeurs du modèle . . . . .	243
B.6	Expression du complexe $Z$ avec le système mécanique de l'entraînement de test . . . . .	244
<b>C</b>	<b>Étude des modulations d'un signal par la transformée de Hilbert</b>	<b>245</b>
C.1	Composantes spectrales de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée pour des signaux modulés . . . . .	245
C.1.1	Modulation d'amplitude . . . . .	245
C.1.1.1	Modulation lente . . . . .	246
C.1.1.2	Modulation rapide . . . . .	246
C.1.2	Modulation de phase . . . . .	247
C.1.2.1	Modulation lente . . . . .	248
C.1.2.2	Modulation rapide . . . . .	248
C.2	Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés . . . . .	249
C.2.1	Modulations d'amplitude . . . . .	249
C.2.2	Modulations de phase . . . . .	250
	<b>Bibliographie</b>	<b>266</b>





# Table des figures

2.1	Répartition du taux de panne dans les machines asynchrones . . . . .	7
2.2	Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement à une rangée de billes . . . . .	8
2.3	Répartition des contraintes mécaniques radiales et zones de charge au sein d'un roulement à bague externe fixe . . . . .	9
2.4	Dégradations de chemins de roulement dues à des surcharges mécaniques . . . . .	10
2.5	Dégradations de roulements dues à des défauts d'alignement et de montage . . . . .	10
2.6	Effets sur les roulements de la circulation de courants électriques . .	11
2.7	Criques de corrosion sur une piste de roulement . . . . .	12
2.8	Marques d'indentation d'un chemin de roulement dues à la présence de contaminant . . . . .	13
2.9	Mécanismes généraux d'usure en présence de contaminant . . . . .	13
2.10	Dégradations provoquées par le détérioration du lubrifiant dans des roulements . . . . .	14
2.11	Représentation schématique de la géométrie interne d'un roulement à une rangée de billes . . . . .	16
2.12	Représentation schématique des premiers modes propres radiaux d'un cylindre . . . . .	17
2.13	Signal vibratoire simulé avec excitation d'un mode propre de la bague externe . . . . .	19
2.14	Intérêt de l'utilisation du spectre moyenné pour la réduction de la variance du bruit . . . . .	23
2.15	Spectre d'un signal vibratoire simulé avec prise en compte d'un mode propre de la bague externe . . . . .	25
2.16	Densité spectrale de puissance du signal vibratoire associé à un roulement 6208 avec prise en compte des modes propres de la bague externe . . . . .	26
2.17	Spectre de l'enveloppe complexe d'un signal vibratoire modélisé faisant intervenir l'excitation d'un mode propre de la bague externe .	28
2.18	Exemples d'ondelettes . . . . .	29
2.19	Arbre de décomposition en ondelettes dyadiques au niveau $J_0 = 4$ .	30
2.20	Découpage en sous bandes fréquentielles d'un signal par la transformée en ondelettes dyadiques au niveau $J_0 = 3$ . . . . .	30

2.21	Arbre complet de décomposition en paquets d'ondelettes dyadiques au niveau $J_0 = 3$ . . . . .	31
2.22	Découpage en sous bandes fréquentielles d'un signal par la transformée en paquets d'ondelettes dyadiques au niveau $J_0 = 3$ . . . . .	31
2.23	DSP du signal vibratoire d'un roulement avec un défaut localisé sur la bague externe . . . . .	34
2.24	Spectre vibratoire et plages d'extraction d'énergie . . . . .	35
2.25	Extraction des énergies spectrales dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements . . . . .	37
2.26	Comparaison des énergies spectrales vibratoires pour la définition d'un indicateur de défaut de roulement numérique $I_{vib}$ . . . . .	38
2.27	Histogramme des valeurs de $I_{vib}$ pour des défauts engendrés par fraisage des pistes de roulement . . . . .	40
2.28	Suivi des indicateurs scalaires vibratoires au long de l'usure d'un roulement par ajout de contaminant . . . . .	41
2.29	Valeurs de $I_{vib}$ lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant . . . . .	41
2.30	Analyse des signaux vibratoires pour le roulement sain, après deux et quatre ajouts de contaminant . . . . .	42
3.1	Éléments d'un entraînement électromécanique susceptibles de présenter des défauts . . . . .	48
3.2	Représentation schématique des excentricités statiques et dynamiques	49
3.3	Déplacement radial d'une bille de roulement en présence d'un défaut localisé sur une piste . . . . .	51
3.4	Configuration géométrique d'un roulement 6208 pour les simulations numériques . . . . .	52
3.5	Simulations numériques de la déformée d'un roulement à billes sous l'effet d'un effort radial . . . . .	53
3.6	Harmoniques de couple en présence de défauts de roulements . . . . .	54
3.7	DSP du couple mécanique avec un roulement dégradé . . . . .	54
3.8	Calcul des courants statoriques de la machine asynchrone par étude des ondes de forces magnétomotrices et de perméance . . . . .	57
3.9	Relations liant les variables mécaniques et électromagnétiques de la machine asynchrone en cas de défauts mécaniques . . . . .	61
3.10	Comparaison des harmoniques de couple et de courant en cas de défaut de la bague externe . . . . .	63
3.11	Schéma fonctionnel causal global d'un entraînement à base de machine électrique . . . . .	64
3.12	Tétraèdre de Paynter . . . . .	65
3.13	Exemple de simplification d'un bond graph comportant une jonction $GY$ . . . . .	67
3.14	Schéma d'un circuit électrique comportant une inductance en série avec un dipôle $RC$ parallèle . . . . .	68
3.15	Bond graph associé au circuit électrique comportant une inductance en série avec un dipôle $RC$ parallèle . . . . .	68

3.16	Bond graph associé à la modélisation de la machine à courant continu	70
3.17	Modélisation d'un axe ( $\alpha$ ou $\beta$ ) de la machine asynchrone par circuit équivalent ramené au stator	73
3.18	Bond graph associé à la modélisation par phase dans le repère de Concordia de l'entraînement asynchrone	74
3.19	Démarche de modélisation des courants statoriques et des flux rotoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge	76
3.20	Structure bloc des équations d'état d'un système avec matrice d'action directe nulle	77
3.21	Caractéristique fréquentielle du couple électromagnétique en présence d'oscillations du couple de charge	88
3.22	Diagramme de Bode de la vitesse angulaire mécanique en présence d'oscillations du couple de charge	89
3.23	Comportement fréquentiel des composantes latérales de courant	89
3.24	Déphasage des composantes latérales de courant	90
3.25	Variation de l'amplitude de la résonance en fonction du couple de charge moyen	91
3.26	Gain $G_i$ pour une fréquence statorique $5Hz \leq f_s \leq 50Hz$	91
3.27	Caractéristiques de la résonance de $G_i$ en fonction de la fréquence d'alimentation statorique	92
3.28	Caractéristiques de la résonance de $G_i$ en fonction des paramètres mécaniques	93
3.29	Caractéristiques de la résonance de $G_i$ en fonction des éléments électriques dissipatifs	94
3.30	Caractéristiques de la résonance de $G_i$ en fonction des éléments électriques de stockage	95
3.31	Système mécanique de l'entraînement de test	96
3.32	Bond graph de l'entraînement mécanique de test	96
3.33	Comparaison des diagrammes de gain $G_i(f_{osc})$ obtenus analytiquement et mesurés pour plusieurs points de fonctionnement de l'entraînement	98
3.34	Évolution de la fréquence de la résonance de $G_i$ mesurée et obtenue analytiquement	99
3.35	Gains $G_i$ simulés et mesurés avec présence d'un volant d'inertie pour une fréquence statorique $f_s = 50Hz$	99
4.1	Schéma générique d'un système de mesure	104
4.2	Transformée de Fourier d'un signal continu	105
4.3	Transformée de Fourier d'un signal discrétisé respectant la condition de Shannon : pas de repliement spectral	105
4.4	Transformée de Fourier d'un signal discrétisé ne respectant pas la condition de Shannon : repliement spectral	106
4.5	Schéma d'une chaîne de mesure avec les perturbations responsables des bruits	108
4.6	Densité spectrale de puissance d'un courant statorique	108

4.7	Mesure des puissances utile et de bruit par l'autocorrélation et la DSP	115
4.8	Densité spectrale d'interaction entre les signaux $x(t)$ et $y(t)$	116
4.9	Densité spectrale issue de deux autocorrélations successives	117
4.10	Densité spectrale issue de l'autocorrélation de l'intercorrélation des signaux $x(t)$ et $y(t)$	118
4.11	Comparaison des indicateurs énergétiques de détection de défaut vis-à-vis des différentes méthodes de traitement du signal	121
4.12	Comparaison des indicateurs énergétiques de détection d'harmoniques en fonction de la largeur de bande fréquentielle retenue pour l'extraction énergétique	122
4.13	Composantes latérales de l'harmonique 5 de courant en présence d'oscillations du couple de charge	124
4.14	Exemple de couple de charge non stationnaire	124
4.15	Comparaison des fréquences caractéristiques d'un roulement 6208 avec la fréquence de résonance du gain $G_i$	126
4.16	Spectre d'un courant statorique et plages d'extraction d'énergie	129
4.17	Extraction des énergies spectrales dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements	130
4.18	Comparaison des énergies spectrales pour la définition d'un indicateur de défaut de roulements par analyse des courants statoriques $I_{cour}$	131
4.19	Sommes cumulées des écarts relatifs pour le calcul de $I_{cour}$ en cas de défauts localisés	133
4.20	Histogrammes des valeurs de $I_{cour}$ pour des défauts localisés engendrés par fraisage	134
4.21	Sommes cumulées des écarts relatifs pour le calcul de $I_{cour}$ , pour un roulement naturellement usé avec $f_s = 6.7Hz$	136
4.22	Valeurs de $I_{cour}$ lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant	136
4.23	Histogrammes de $I'_{cour,moy}$ pour des défauts localisés, sous contraintes d'un système numérique embarqué	142
4.24	Principe de l'implantation sur cible numérique (DSP) de la détection des défauts de roulements par analyse des courants statoriques	143
4.25	Histogrammes des valeurs de $I_{cour}$ obtenues avec le DSP pour des défauts localisés engendrés par fraisage	144
4.26	Histogrammes des valeurs de $I_{cour,moy}$ obtenues avec le DSP pour des défauts localisés engendrés par fraisage	145
4.27	Valeurs de $I_{cour}$ obtenus avec le DSP lors de l'usure d'un roulement par contamination	146
4.28	Indicateur $I'_{cour,moy}$ obtenu avec le DSP pour le suivi de l'usure par contamination	147
5.1	Structure bloc de l'estimateur en boucle ouverte	152
5.2	Structure bloc de l'observateur en boucle fermée	153
5.3	Structure bloc de l'observateur avec estimation de la vitesse de rotation électrique de la machine	154

5.4	Lieu de pôles du système et de l'observateur pour différents paramètres $G_{obs}$ et $\xi_{obs}$ . . . . .	156
5.5	Couple mécanique mesuré sur l'arbre de l'entraînement asynchrone, en régime sain et en présence d'oscillations du couple de charge . .	157
5.6	Grandeurs électromécaniques observées en régime sain et en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	158
5.7	DSP des vitesses de rotation mesurée et observée en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	158
5.8	Schéma fonctionnel global d'un entraînement asynchrone avec un observateur de vitesse . . . . .	159
5.9	Diagramme de Bode de gain de la composante oscillante de la vitesse de rotation mécanique simulée $G_{\Omega_{osc}}$ et observée $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$ , en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	161
5.10	Diagramme de Bode de gain de la composante oscillante du couple électromagnétique simulé $G_{C_{em}}$ et observé $G_{\hat{C}_{em}}$ , en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	162
5.11	Diagramme de Bode de gain de la composante oscillante des pulsations électriques statoriques $G_{\hat{\omega}_{s,osc}}$ et rotoriques $G_{\hat{\omega}_{r,osc}}$ observées, en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	163
5.12	Gain $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$ pour une fréquence statorique $25Hz \leq f_s \leq 50Hz$ . . . .	164
5.13	Caractéristiques de la résonance d'observation sur la vitesse observée en fonction de la fréquence d'alimentation statorique . . . . .	164
5.14	Gain $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$ pour un gain dimensionnant $2 \leq G_{obs} \leq 50$ , un facteur d'amortissement $\xi_{obs} = 0.9$ et une fréquence d'alimentation $f_s = 50Hz$	165
5.15	Gain $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$ pour un facteur d'amortissement de l'observateur $0.65 \leq \xi_{obs} \leq 0.95$ , un gain d'observation $G_{obs} = 10$ et une fréquence d'alimentation $f_s = 50Hz$ . . . . .	166
5.16	Gain de la résonance d'observation sur la vitesse observée en fonction des paramètres dimensionnants de l'observateur . . . . .	166
5.17	Gains des composantes oscillantes des grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	167
5.18	Comparaison des gains $G_i$ et $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$ pour la fréquence d'alimentation nominale de l'entraînement . . . . .	168
5.19	Seuil de détection des oscillations du couple de charge sur les courants statoriques et la vitesse de rotation mécanique observée . . . .	170
5.20	Comparaison d'indicateurs de défauts de type oscillations du couple de charge sur un courant statorique et sur la vitesse observée . . . .	171
5.21	Extraction des énergies spectrales dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements . . . . .	174
5.22	Comparaison des énergies spectrales pour la définition de l'indicateur de défauts de roulements $I_{meca}$ par analyse des grandeurs mécaniques mesurées ou observées . . . . .	175
5.23	Histogrammes des valeurs de $I_{meca}$ sur la vitesse de rotation mécanique observée, pour des défauts localisés engendrés par fraisage . .	178
5.24	Valeurs de $I_{meca}$ sur la vitesse observée $\hat{\Omega}$ lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant . . . . .	182

5.25	Valeurs de $I_{meca}$ sur la vitesse observée $\hat{\Omega}$ lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant pour $f_s = 25Hz$ . . . . .	183
6.1	Illustration du module de la transformée de Fourier d'un signal modulé en amplitude . . . . .	190
6.2	Illustration du module de la transformée de Fourier d'un signal modulé en phase tel que $\beta \ll 1$ . . . . .	192
6.3	Construction géométrique des vecteurs des grandeurs électriques dans la base de Concordia . . . . .	194
6.4	Illustration des conditions du théorème de Bedrosian . . . . .	196
6.5	DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation lente d'amplitude . . . . .	197
6.6	DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation lente de phase . . . . .	197
6.7	DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation rapide d'amplitude . . . . .	198
6.8	DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation rapide de phase . . . . .	199
6.9	DSP d'un courant statorique mesuré et de la FI en présence d'oscillations du couple de charge basses fréquences (modulation lente) . .	201
6.10	DSP de la FI des courants mesurés en présence d'oscillations du couple de charge hautes fréquences (modulation rapide) . . . . .	201
6.11	Gain $G_{AI}$ analytique et mesuré pour une fréquence statorique $f_s = 50Hz$ . . . . .	205
6.12	Gain $G_{FI}$ analytique et mesuré pour une fréquence statorique $f_s = 50Hz$ . . . . .	207
6.13	Différence $\Delta G = G_{FI} - G_{AI}$ pour une fréquence statorique $5Hz \leq f_s \leq 50Hz$ . . . . .	208
6.14	Propriétés géométriques du vecteur complexe $\tilde{G}$ . . . . .	209
6.15	Vecteur complexe $\tilde{G}$ pour $1Hz \leq f_{osc} \leq 250Hz$ . . . . .	210
6.16	Vecteur complexe $\tilde{G}$ expérimental, pour $f_s = 50Hz$ et $C_0 = 15N.m$ . . . . .	211
6.17	Extraction des énergies spectrales de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements . . . . .	212
6.18	Utilisation des énergies spectrales de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée pour la définition du vecteur complexe $\tilde{G}_{rtl}$ . .	213
6.19	Vecteur complexe $\tilde{G}_{rtl}$ pour le roulement dégradé par fraisage, avec $f_s = 6.7Hz$ et $C_0 = 5N.m$ . . . . .	214
6.20	Vecteur complexe $\tilde{G}_{rtl}$ pour le roulement dégradé par injection de contaminant, avec $f_s = 13.3Hz$ et $C_0 = 5N.m$ . . . . .	215
6.21	DWV de signaux de courants simulés en présence d'une modulation rapide d'amplitude . . . . .	217

6.22	DWV de signaux de courants simulés en présence d'une modulation de phase rapide . . . . .	219
6.23	DWV de signaux de courants simulés, en présence d'une modulation de phase en régime transitoire . . . . .	221
6.24	Déphasage $\Delta\phi_{WV}$ entre les composantes latérales du fondamental de la distribution de Wigner-Ville, avec prise en compte de l'entraînement mécanique d'étude . . . . .	222
6.25	DWV de courants statoriques en présence d'oscillations du couple de charge, en régime permanent . . . . .	223
6.26	Zoom sur les DWV de courants statoriques en présence d'oscillations du couple de charge, obtenues à partir du vecteur de Concordia . . .	223
6.27	DWV des courants statoriques obtenue à partir de la TH, en présence d'oscillations du couple de charge de fréquence variable . . . .	225
6.28	DWV des courants statoriques obtenue à partir de la TC, en présence d'oscillations du couple de charge de fréquence variable . . . .	225
A.1	Photographie du banc de test . . . . .	232
A.2	Photographie des machines . . . . .	233
A.3	Hacheur de contrôle du courant d'induit de la machine à courant continu . . . . .	233
A.4	Photographies des roulements possédant un défaut localisé . . . . .	234
A.5	Photographies des pistes du roulement utilisé par fraisage à la fin du protocole d'essais . . . . .	235
A.6	Protocole complet de l'usure d'un roulement par contamination . . .	236
A.7	Aspect visuel du roulement 6208 après la campagne d'usure par contamination . . . . .	237
A.8	Photographies des surfaces de contact du roulement utilisé par contamination à la fin du protocole d'essais . . . . .	237
A.9	Représentation schématique du système expérimental . . . . .	238
A.10	Photographie de la carte DSP équipée d'un processeur ADSP-21161	239





# Liste des tableaux

2.1	Évaluation des fréquences des modes propres radiaux d'une bague externe de roulement 6208 en régime libre-libre . . . . .	18
2.2	Exemple d'harmoniques de défaut dans le spectre vibratoire d'un roulement 6208 défaillant pour $f_r = 25Hz$ . . . . .	19
2.3	Complexité algorithmique des méthodes de traitement du signal pour la détection des défauts de roulements par analyse vibratoire. Exemple avec $N = 128000$ , $K = 10$ , $J_0 = 5$ . . . . .	32
2.4	Moyenne sur trois mesures de l'indicateur vibratoire $I_{vib}$ pour un roulement sain et deux roulements possédant un défaut localisé . . .	39
3.1	Amplitude de l'harmonique de couple à la fréquence caractéristique en présence d'un défaut localisé sur la bague externe, en fonction de la vitesse de rotation de la machine . . . . .	55
3.2	Équivalence des variables généralisées dans différents domaines physiques . . . . .	65
4.1	Caractéristiques génériques d'un capteur . . . . .	104
4.2	Comparaison des méthodes de traitement du signal pour l'amélioration du rapport signal sur bruit, avec $P_b < 1$ . . . . .	118
4.3	Comparaison des méthodes de traitement du signal pour l'amélioration du rapport signal sur bruit, avec $P_b > 1$ . . . . .	119
4.4	Comparaison de la moyenne et de l'écart type des indicateurs énergétiques en cas sain . . . . .	121
4.5	Comparaison de la moyenne et de l'écart type des indicateurs énergétiques en cas défaillant . . . . .	121
4.6	Rapport entre écart type et moyenne de l'indicateur, obtenu à partir de la DSP de l'intercorrélation, en fonction de la largeur de bande fréquentielle d'extraction énergétique . . . . .	122
4.7	Indicateur de défauts de roulements sur les courants statoriques pour plusieurs localisations de défauts artificiels et plusieurs points de fonctionnement . . . . .	132
4.8	Indicateur $I_{cour}$ pour des défauts créés par fraisage des pistes de roulement pour les points de fonctionnement exploitant la résonance de l'entraînement . . . . .	134

4.9	$M_{I_{cour}}$ pour des défauts créés par fraisage des pistes de roulement et pour des points de fonctionnement n'exploitant pas la résonance électromécanique . . . . .	135
4.10	Indicateur $I_{cour}$ pour des défauts localisés avec des paramètres propres au système de détection embarqué . . . . .	140
4.11	Indicateur $I'_{cour, moy}$ pour des défauts localisés avec des paramètres propres au système de détection embarqué . . . . .	141
4.12	Indicateurs de défauts engendrés par fraisage des pistes de roulement, obtenus avec le DSP, pour $f_s = 6.7Hz$ . . . . .	144
4.13	Indicateurs de défauts engendrés par fraisage des pistes de roulement, obtenus avec le DSP, pour $f_s = 13.3Hz$ . . . . .	145
4.14	Comparaison des performances des indicateurs obtenus avec le DSP en cas d'usure par contamination pour $f_s = 13.3Hz$ . . . . .	146
5.1	Indicateur de défauts de roulements $I_{meca}$ sur la vitesse de rotation mécanique mesurée, pour des défauts localisés . . . . .	175
5.2	Indicateur de défauts de roulements $I_{meca}$ sur la vitesse de rotation mécanique observée, pour des défauts localisés . . . . .	176
5.3	Indicateur $I_{meca}$ sur la vitesse observée, pour des défauts créés par fraisage des pistes de roulement . . . . .	177
5.4	Indicateur de défauts de roulements $I_{meca}$ sur la pulsation électrique statorique observée $\hat{\omega}_s$ , pour un roulement naturellement usé . . . .	180
5.5	Indicateur de défauts de roulements $I_{meca}$ sur la pulsation électrique rotorique observée $\hat{\omega}_r$ , pour un roulement naturellement usé . . . .	180
5.6	Indicateur de défauts de roulements $I_{meca}$ sur le couple électromagnétique observé $\hat{C}_{em}$ , pour un roulement naturellement usé . . . .	181
5.7	Indicateur de défauts de roulements $I_{meca}$ sur la vitesse de rotation mécanique observée $\hat{\Omega}$ , pour un roulement naturellement usé . . . .	181
6.1	Composantes fréquentielles (fréquence, amplitude) de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée en fonction du type de modulation des signaux modélisés de courants statoriques . . . . .	200
6.2	Déphasages entre les composantes des trois courants statoriques à la fréquence $f_s + f_r$ , en présence d'excentricité dynamique . . . . .	203
6.3	Déphasages entre les composantes des trois courants statoriques à la fréquence $f_s + f_d$ , en présence d'oscillations du couple de charge .	203
A.1	Caractéristiques de la machine asynchrone d'étude . . . . .	232
A.2	Caractéristiques de la machine à courant continu de charge . . . . .	233
A.3	Caractéristiques des roulements de type 6208 de <i>SKF</i> . . . . .	233
A.4	Caractérisation des paramètres électromécaniques de l'entraînement	240

# Liste des symboles

$\text{III}_T$	peigne de Dirac de période $T$
$\Delta f$	largeur de bande spectrale pour l'extraction énergétique
$\Delta W$	écart relatif d'énergie spectrale
$\Theta$	angle de contact d'un roulement
$\Phi_{\alpha\beta}$	amplitude de la composante fondamentale des flux rotoriques dans le repère de Concordia
$\Phi^+$	amplitude complexe de la composante latérale haute fréquence des flux rotoriques en cas d'oscillations du couple de charge
$\Phi^-$	amplitude complexe de la composante latérale basse fréquence des flux rotoriques en cas d'oscillations du couple de charge
$\Omega$	vitesse angulaire du rotor de la machine
$\Omega_0$	vitesse angulaire du rotor en régime permanent
$\Omega_{osc}$	amplitude complexe de la composante oscillante de la vitesse angulaire du rotor
$\alpha$	profondeur de modulation d'amplitude, composante de la transformée de Concordia (en indice)
$\beta$	profondeur de modulation de phase, composante de la transformée de Concordia (en indice)
$\delta$	impulsion de Dirac
$\delta_d$	degré d'excentricité dynamique
$\delta_f$	résolution fréquentielle
$\delta_s$	degré d'excentricité statique
$\epsilon$	déplacement radial engendré par un défaut de roulement localisé
$\epsilon_H$	déplacement radial dans le cadre de la théorie de Hertz
$\theta$	variable angulaire
$\theta_r$	position angulaire du rotor de la machine
$\mu_0$	perméabilité magnétique de l'air
$\mu_r$	perméabilité magnétique du fer
$\nu$	coefficient de Poisson
$\xi$	facteur d'amortissement d'un système du second ordre
$\xi_{obs}$	facteur d'amortissement des pôles de l'observateur de Luenberger
$\rho$	masse volumique
$\sigma$	coefficient de fuites magnétiques
$\sigma^2$	variance

---

$\phi$	déphasage générique
$\phi_r$	flux magnétique rotorique
$\phi_s$	flux magnétique statorique
$\psi_{a,b}(t)$	ondelette
$\psi_c$	déphasage des oscillations du couple électromagnétique par rapport au couple de charge
$\psi_i$	déphasage de la composante fondamentale des courants statoriques par rapport aux tensions statoriques
$\psi_\phi$	déphasage de la composante fondamentale des flux rotoriques par rapport aux tensions statoriques
$\omega$	vitesse angulaire électrique du rotor de la machine
$\omega_0$	vitesse angulaire électrique du rotor en régime permanent
$\omega_n$	pulsation naturelle d'un système du second ordre
$\omega_r$	pulsation électrique rotorique de la machine asynchrone
$\omega_s$	pulsation électrique statorique de la machine asynchrone
$A$	coefficient d'approximation dans le cadre de la transformée en ondelettes, matrice dynamique dans le cadre des systèmes d'état
$A_c$	valeur crête des signaux vibratoires
$B$	bispectre, matrice d'entrée dans le cadre des systèmes d'état
$B_r$	champ magnétique rotorique
$B_s$	champ magnétique statorique
$C$	élément bond graph, matrice de sortie dans le cadre des systèmes d'état
$C_0$	couple de charge constant moyen de la machine asynchrone
$C_d$	amplitude de la composante oscillatoire du couple électromagnétique
$C_{em}$	couple électromagnétique
$C_{em,0}$	couple de charge constant moyen de la machine asynchrone
$C_{osc}$	amplitude de la composante oscillatoire du couple de charge
$C_x$	autocorrélation du signal $x$
$D$	coefficient de détail, dynamique d'un quantifieur
$D_b$	diamètre des billes d'un roulement
$D_h$	diamètre apparent des défauts localisés
$D_p$	diamètre moyen d'un roulement
$DSE$	densité spectrale d'énergie
$DSI$	densité spectrale d'interaction
$DSP$	densité spectrale de puissance ou Digital Signal Processor
$E$	module d'Young
$E^*$	module d'Young normalisé
$F(p)$	matrice de fonctions de transfert
$F_{em}$	force électromotrice rotorique de la machine asynchrone
$F_r$	effort radial
$F_{rot}$	force magnétomotrice rotorique
$F_s$	force magnétomotrice statorique
$FC$	facteur crête
$FFT$	Fast Fourier Transform
$G$	gain statique d'un système

$\tilde{G}$	vecteur complexe représentatif des modulations des courants statoriques
$\tilde{G}_{rlt}$	vecteur complexe $\tilde{G}$ appliqué au diagnostic des défauts de roulements
$G_{AI}$	gain de la composante oscillante de l'amplitude instantanée
$G_{FI}$	gain de la composante oscillante de la fréquence instantanée
$G_{C_{em}}$	gain de la composante oscillante du couple électromagnétique
$G_{\hat{C}_{em}}$	gain de la composante oscillante du couple électromagnétique observé
$G_i$	gain global des composantes latérales de courant vis à vis des oscillations du couple de charge
$G_{\Omega_{osc}}$	gain de la composante oscillante de la vitesse de rotation
$G_{\hat{\Omega}_{osc}}$	gain de la composante oscillante de la vitesse de rotation observée
$G_{obs}$	facteur d'accélération des pôles de l'observateur de Luenberger
$I$	élément bond graph
$I_c$	valeur crête des courants statoriques dans le repère triphasé
$I_{123}$	amplitude de la composante fondamentale des courants statoriques dans le repère triphasé
$I_{\alpha\beta}$	amplitude de la composante fondamentale des courants statoriques dans le repère de Concordia
$I^+$	amplitude complexe de la composante latérale haute fréquence des courants statoriques en cas d'oscillations du couple de charge
$I^-$	amplitude complexe de la composante latérale basse fréquence des courants statoriques en cas d'oscillations du couple de charge
$I_{cour}$	indicateur de défauts de roulements sur les courants statoriques
$I_{meca}$	indicateur de défauts de roulements sur les grandeurs mécaniques (mesurées ou observées)
$I_{vib}$	indicateur vibratoire de défauts de roulements
$J$	inertie en rotation
$J_0$	niveau de décomposition de la transformée en ondelettes
$K$	facteur K
$L_r$	inductance cyclique rotorique
$L_s$	inductance (cyclique pour la machine asynchrone) statorique
$M_{sr}$	inductance mutuelle cyclique stator-rotor
$\mathbb{N}$	ensemble des entiers naturels
$N_b$	nombre de billes d'un roulement
$N_e$	nombre d'encoches rotoriques d'une machine asynchrone
$\mathcal{N}_s$	réactance de fuite totale ramenée au stator
$P$	puissance
$P_b$	puissance de bruit
$P_u$	puissance utile
$P_x(k)$	densité spectrale de puissance discrète
$\mathcal{P}$	perméance magnétique
$\mathcal{P}_0$	perméance magnétique d'entrefer en fonctionnement sain
$R$	élément bond graph
$\mathcal{R}$	réductance magnétique
$\mathbb{R}$	ensemble des réels
$R_r$	résistance rotorique
$R'_r$	résistance rotorique ramenée au stator

---

$R_s$	résistance statorique
$S_c$	somme cumulée
$S_e$	source d'effort
$S_f$	source de flux
$T_r$	constante de temps électrique rotorique
$T_s$	constante de temps électrique statorique
$U$	vecteur d'entrée d'un système d'état
$V_{\alpha\beta}$	amplitude des tensions statoriques dans le repère de Concordia
$V_{123,eff}$	valeur efficace des tensions statoriques dans le repère triphasé
$W$	énergie
$W_{be}$	énergie spectrale relative aux plages de fréquences liées à la fréquence de la bague externe
$W_{bi}$	énergie spectrale relative aux plages de fréquences liées à la fréquence de la bague interne
$W_{norm}$	énergie spectrale normalisée
$W_\psi(x)$	transformée en ondelettes de $x(t)$
$X$	vecteur d'état d'un système
$X(f)$	transformée de Fourier de $x(t)$
$Y$	vecteur de sortie d'un système d'état
$a$	facteur d'échelle d'une ondelette
$a(t)$	enveloppe complexe
$b$	position temporelle d'une ondelette
$e$	entrefer de la machine asynchrone, épaisseur de bague externe de roulement dans le chapitre 2, variable généralisée d'effort dans le cadre des bond graphs
$e_0$	longueur moyenne d'entrefer
$f$	fréquence, variable généralisée de flux dans le cadre des bond graphs
$f_{be}$	fréquence caractéristique de la bague externe
$f_{bi}$	fréquence caractéristique de la bague interne
$f_{bille}$	fréquence caractéristique des billes
$f_c$	fréquence caractéristique de la cage
$f_d$	fréquence de défaut mécanique
$f_{ech}$	fréquence d'échantillonnage
$f_{enc}$	fréquence d'encoche
$f_{MP}$	fréquence de mode propre vibratoire
$f_{meca}$	frottement visqueux en rotation
$f_{osc}$	fréquence des oscillations du couple de charge
$f_r$	fréquence de rotation mécanique du rotor
$f_{res}$	fréquence de résonance du gain $G_i$ de l'entraînement
$f_{res,obs}$	fréquence de résonance des variables observées
$f_s$	fréquence fondamentale d'alimentation de la machine asynchrone
$g$	glissement de la machine asynchrone et fenêtre d'apodisation dans le chapitre 2
$i_r$	courant rotorique
$i_s$	courant statorique

---

$j$	imaginaire pur unitaire
$\mathfrak{l}_r$	inductance de fuite rotorique
$\mathfrak{l}_s$	inductance de fuite statorique
$n_p$	nombre de paires de pôles de la machine asynchrone
$p$	variable de Laplace et moment généralisé dans le cadre des bond graphs
$q$	quэфrence, déplacement généralisé dans le cadre des bond graphs,
	quantum de quantification
$u$	fonction échelon de Heavyside
$z$	signal analytique
$\langle . \rangle$	moyenne
$\bar{\cdot}$	conjugaison complexe
$*$	produit de convolution
$\langle ., . \rangle$	produit scalaire
$E[.]$	espérance mathématique
$\dot{x}$	dérivation temporelle
$ \cdot $	module ou valeur absolue
$\angle$	argument d'un complexe
$var(.)$	variance d'une variable aléatoire
$\hat{X}$	variable $X$ reconstruite (estimée ou observée)





# Chapitre 1

## Introduction

Dans de nombreux domaines industriels, la surveillance et le diagnostic des systèmes occupent une place grandissante. En effet, en raison de la complexité accrue des systèmes électriques modernes, leurs coûts d'exploitation, essentiellement liés à la maintenance, se sont vus augmentés. De manière générale, il existe trois schémas de maintenance [AFN96] :

- la maintenance préventive ou systématique, qui répond aux exigences d'un échéancier entraînant des actions d'inspection et de contrôle puis des réparations si nécessaire,
- la maintenance corrective, effectuée en cas de panne du système,
- la maintenance prédictive ou conditionnelle, liée à la surveillance et au diagnostic du système et n'entraînant d'action de réparation que si une panne (présente ou future) est détectée.

La maintenance systématique est largement utilisée dans le cadre des systèmes critiques pour la sécurité ou la sûreté de fonctionnement, comme par exemple en aéronautique. Ce type de maintenance est difficilement remplaçable. La maintenance corrective, quant à elle, est la plus coûteuse puisqu'elle n'intervient qu'après une panne du système et donc après une période de non fonctionnement imprévue. La maintenance prédictive vise à pallier aux coûts de la maintenance corrective, en réduisant au maximum le temps d'indisponibilité des systèmes et surtout en pouvant planifier ces indisponibilités. Cette méthode anticipative permet donc d'assurer une meilleure continuité de service et ainsi de réduire les coûts d'exploitation sur le long terme [Big95].

Dans le contexte du diagnostic des systèmes électriques, la machine asynchrone occupe une place prépondérante. En effet, les entraînements électromécaniques à base de machine asynchrone sont largement utilisés en raison du faible coût et de la robustesse de ce type de moteur. C'est pourquoi il apparaît comme important d'en effectuer une surveillance, afin d'en augmenter la qualité de service par l'utilisation de la maintenance prédictive. De nombreux types de pannes peuvent être diagnostiqués comme les défauts électriques, qu'ils soient statoriques ou rotoriques [Bac02], [Cas03a], [Did04], ou les défauts d'origine mécanique [Ben03], [Blo06a] par exemple.

Plusieurs approches sont alors considérées pour effectuer la surveillance et le diagnostic des machines asynchrones. Tout d'abord, l'approche « modèle » est employée pour analyser les paramètres et les variables de l'entraînement et pour en caractériser l'évolution en fonction de la présence de défauts, par utilisation de méthodes d'estimation paramétrique, de classification ou de reconnaissance des formes. D'autres études portent sur une approche « signal », en considérant l'analyse et le traitement de différentes grandeurs mesurables. Ces dernières peuvent être de nature mécanique (vitesse, couple, vibrations), thermique ou encore électrique (courants, tensions, puissance) [Tav87].

Ce travail de thèse s'inscrit, de manière complémentaire, dans les approches modèle et signal, pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques d'un entraînement asynchrone, défauts principalement liés aux roulements à billes. En effet, l'objectif est de modéliser les grandeurs de la machine asynchrone en présence de défauts, pour en extraire une caractérisation des signaux électriques et mécaniques. Les signaux seront ensuite analysés au moyen de méthodes de traitement de signal, afin d'en extraire des variables indicatrices des conditions de fonctionnement de l'entraînement.

Le chapitre 2 débute par la présentation des roulements à billes ainsi que de leurs processus de dégradation. Ensuite, sont présentées les différentes solutions de diagnostic de l'état de santé des roulements par analyse des grandeurs vibratoires. Nous détaillerons en particulier l'analyse spectrale des vibrations et proposerons un premier indicateur reflétant l'état des roulements. Nous pourrions alors positionner notre étude en étudiant les coûts liés à la mesure vibratoire et en introduisant une alternative basée sur l'analyse des courants statoriques de la machine.

Le chapitre 3 présente l'approche modèle de la machine asynchrone, en présence de défauts mécaniques et plus particulièrement d'oscillations du couple de charge. Dans un premier temps, nous exploiterons le modèle bond graph de la machine. Nous en déduirons, de manière qualitative, le comportement des composantes des courants statoriques induites par les défauts. Dans un second temps, nous établirons le modèle d'état de la machine dans le domaine fréquentiel, nous permettant alors de caractériser quantitativement les composantes des courants statoriques.

Dans le chapitre 4, les notions mises en évidence au chapitre 3 sont exploitées dans le but de permettre la détection des défauts de roulements par analyse des courants statoriques. De plus, le traitement par une approche signal des courants montrera l'intérêt de l'exploitation de plusieurs mesures de courant afin d'améliorer la sensibilité et la reproductibilité du schéma de détection. Un indicateur automatique de l'état de santé des roulements sera présenté et testé sur différents types de dégradations.

Le chapitre 5 considère l'observateur déterministe de Luenberger comme un outil permettant de retranscrire, sur des grandeurs mécaniques reconstruites, les défauts mécaniques caractérisés par des oscillations du couple de charge. Les cou-

rants statoriques ne sont plus vus comme des grandeurs d'analyse mais comme des porteurs d'informations conduisant aux grandeurs d'analyse. Nous reprendrons une approche modèle afin de caractériser les composantes des grandeurs observées en présence de défauts. Finalement, comme au chapitre 4, un indicateur basé sur l'analyse des variables observées sera construit et appliqué à la détection de différents roulements dégradés. Nous effectuerons alors une comparaison de cette méthode avec celle basée sur l'analyse directe des courants.

Enfin, le chapitre 6 reprend l'approche signal des courants statoriques dans le cadre de la détection et du diagnostic des différents défauts mécaniques pouvant affecter l'entraînement. Des méthodes de traitement du signal sont alors présentées, pour permettre de caractériser les composantes de courant en présence de défauts en termes de modulations d'amplitude et de phase. Le fonctionnement de la machine asynchrone en régime transitoire y est abordé, les défauts sont alors diagnostiqués au moyen d'une analyse temps-fréquence.

Une conclusion générale ainsi que des perspectives clôturent ce travail.



# Chapitre 2

## Les roulements à billes : constitution, défaillances et méthodes de surveillance vibratoire

### Table des matières

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>6</b>
<b>2.2</b>	<b>Généralités sur les roulements à billes . . . . .</b>	<b>7</b>
2.2.1	Constitution des roulements à billes . . . . .	7
2.2.2	Modes de dégradations d'un roulement à billes . . . . .	8
2.2.2.1	Effets des contraintes mécaniques . . . . .	8
2.2.2.2	Défauts de montage . . . . .	10
2.2.2.3	Circulation de courants électriques . . . . .	10
2.2.2.4	Corrosion . . . . .	12
2.2.2.5	Contamination du roulement . . . . .	12
2.2.2.6	Défaut de lubrification . . . . .	12
2.2.2.7	Température de fonctionnement . . . . .	14
<b>2.3</b>	<b>Comportement cinématique et dynamique des roulements à billes . . . . .</b>	<b>14</b>
2.3.1	Fréquences cinématiques caractéristiques . . . . .	14
2.3.2	Dynamique du roulement . . . . .	15
<b>2.4</b>	<b>Relation entre les défauts de roulements et les vibrations</b>	<b>17</b>
2.4.1	Fréquences caractéristiques et modes propres d'un roulement de type 6208 . . . . .	17
2.4.2	Excitation des fréquences caractéristiques . . . . .	18
2.4.3	Excitation des modes propres de la bague externe . . . . .	18
<b>2.5</b>	<b>Méthodes de détection des défauts de roulements . . .</b>	<b>20</b>
2.5.1	Principe de la mesure . . . . .	20
2.5.2	Les indicateurs scalaires . . . . .	21
2.5.3	L'analyse spectrale . . . . .	22

2.5.3.1	Spectre moyenné . . . . .	23
2.5.3.2	Fenêtre d'apodisation . . . . .	23
2.5.3.3	Choix d'un estimateur spectral . . . . .	24
2.5.3.4	Spectre vibratoire avec prise en compte des modes propres de la bague externe . . . . .	24
2.5.4	Méthodes avancées de traitement du signal . . . . .	26
2.5.4.1	L'analyse bispectrale . . . . .	26
2.5.4.2	L'analyse cepstrale . . . . .	27
2.5.4.3	La transformée de Hilbert et le spectre d'enve- loppe . . . . .	27
2.5.4.4	La transformée en ondelettes et les paquets d'on- delettes . . . . .	28
2.5.5	Complexité algorithmique des méthodes de traitement du signal . . . . .	30
2.5.6	Automatisation de la détection des défaillances de rou- lements . . . . .	33
<b>2.6</b>	<b>Définition d'un indicateur de défaillances de roulements</b>	<b>33</b>
2.6.1	Cahier des charges . . . . .	33
2.6.2	Extraction d'énergie spectrale . . . . .	34
2.6.3	Algorithme d'implantation . . . . .	36
<b>2.7</b>	<b>Résultats expérimentaux</b> . . . . .	<b>38</b>
2.7.1	Roulements artificiellement dégradés par électro - érosion	38
2.7.2	Roulements artificiellement dégradés par fraisage . . . .	39
2.7.3	Surveillance de la dégradation d'un roulement . . . . .	40
<b>2.8</b>	<b>Résumé</b> . . . . .	<b>43</b>

---

## 2.1 Introduction

Nous avons vu qu'il existait de nombreuses causes de pannes dans les machines électriques. Des études statistiques ont montré que les pannes imputables aux roulements à billes sont prépondérantes quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées [IEEE85a], [IEEE85b], [Eng95]. Selon les différentes sources citées, les pannes dues aux roulements représentent entre 40 et 50% des pannes totales, précédant les défauts statoriques et rotoriques (cf. figure 2.1). Il est donc logique, d'un point de vue industriel et scientifique, de concentrer les efforts de détection des pannes et de diagnostic de la machine asynchrone sur les roulements à billes. De nombreuses méthodes ont vu le jour, essentiellement basées sur l'analyse des vibrations engendrées par les défaillances de roulements et résumées dans [McI03]. D'autres méthodes peuvent être utilisées, comme celles basées sur l'analyse acoustique [Li06].

Nous allons tout d'abord présenter les caractéristiques mécaniques des roulements à billes, puis nous intéresser à certaines causes de leurs défaillances. Nous verrons ensuite les caractéristiques propres aux roulements comportant une seule rangée de billes. Ces caractéristiques seront ensuite mises en relation avec leur

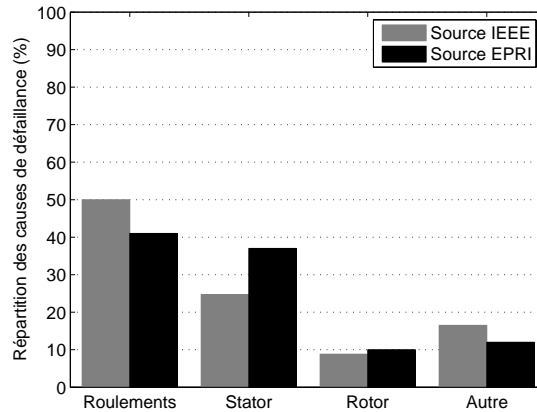


FIG. 2.1 – Répartition du taux de panne dans les machines asynchrones

comportement vibratoire. Nous effectuerons alors un panorama des différentes techniques mises en oeuvre pour analyser et traiter les signaux vibratoires en vue de la détection des défauts de roulements. Ces méthodes seront analysées et discutées, essentiellement en ce qui concerne leur efficacité et leur coût d'implantation. Nous proposerons alors un indicateur automatique pour le traitement des signaux vibratoires afin de détecter des défauts de roulements. Cet indicateur permettra ainsi de fournir une indication claire de l'état de fonctionnement des roulements, tout en considérant les contraintes de calcul liées à des applications embarquées.

## 2.2 Généralités sur les roulements à billes

### 2.2.1 Constitution des roulements à billes

De manière générale, les roulements sont constitués de quatre composants essentiels. Un organe externe, un organe interne, des organes roulants et un organe de lubrification. En fonction de l'application envisagée, les organes de roulement peuvent être des billes, des rouleaux ou des aiguilles. Chaque type de roulement possède des caractéristiques spécifiques en termes de charges radiales et axiales supportées, de vitesse limite ou encore de défaut d'alignement admissible.

Dans ce travail, nous nous concentrons sur un type de roulements couramment utilisés, à savoir les roulements métalliques, graissés, à une rangée de billes, à contact radial [Mor90], soit le modèle le plus courant dans les machines électriques de moyenne gamme de puissance. Les roulements concernés sont donc constitués d'une bague externe, d'une bague interne et d'une rangée de billes maintenues par une cage, ainsi que de graisse pour la lubrification. Un éclaté de ce type de roulement est présenté en figure 2.2. Dans le cas de la machine d'étude, la bague externe est en contact avec le stator, donc fixe, alors que la bague interne est en contact avec le rotor, donc tournante. Par ailleurs, les billes sont en contact, d'une part avec la piste de roulement interne et d'autre part avec la piste de roulement externe. On parlera d'ailleurs sans distinction de piste de roulement, de bande de

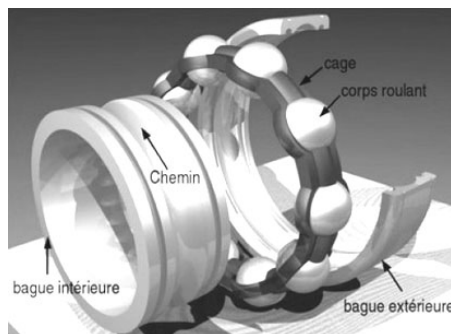


FIG. 2.2 – Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement à une rangée de billes

roulement ou bien de chemin de roulement.

## 2.2.2 Modes de dégradations d'un roulement à billes

Par définition, la durée de vie d'un roulement est une donnée statistique caractérisant le nombre de cycles, c'est-à-dire de tours qu'il peut effectuer en étant soumis à une contrainte spécifique, avant de présenter des défauts d'écaillage des surfaces de contact. Une courbe de fiabilité des roulements est obtenue analytiquement [Har91] à partir de la durée de fonctionnement atteinte par 90% des roulements d'un même type. Cependant, cette évaluation de la durée de vie des roulements ne prend en compte que les phénomènes de fatigue des matériaux.

De manière générale, l'usure d'un roulement peut difficilement être décrite théoriquement du fait de la complexité des mécanismes mis en jeu et de l'interdépendance de ceux-ci. En effet, un mécanisme d'usure n'intervient jamais seul, mais un ensemble de mécanismes conduit à la dégradation d'un roulement et à la diminution de sa durée de vie. De nombreux facteurs externes aux roulements, influençant leur durée de vie, sont répertoriés. Nous pouvons citer par exemple, et de manière non exhaustive, la présence de charges mécaniques excessives, les défauts de montage, la circulation de courants électriques, la corrosion, la présence de contaminants au sein du roulement, la qualité de la lubrification ou encore la température de fonctionnement. Nous allons détailler ces mécanismes ainsi que leurs effets.

### 2.2.2.1 Effets des contraintes mécaniques

Lorsqu'un roulement est placé dans une machine, il subit des contraintes mécaniques radiales et axiales. Les contraintes axiales apparaissent plus particulièrement dans des machines entraînant un ventilateur ou lorsqu'il existe une précharge axiale, c'est-à-dire un dispositif appliquant une poussée ou une traction dans l'axe de l'arbre de rotation. Les contraintes radiales, quant à elles, existent nécessairement du fait de la masse de l'arbre de rotation de la machine. Ces dernières s'exercent donc sur la bague interne du roulement qui les transmet à la bague externe par l'intermédiaire des billes. Ainsi, les contraintes radiales ne s'exercent pas en un seul point de la bague externe mais se répartissent dans la moitié inférieure de celle-ci, comme le schématise la figure 2.3(a). Dans cet exemple, la contrainte



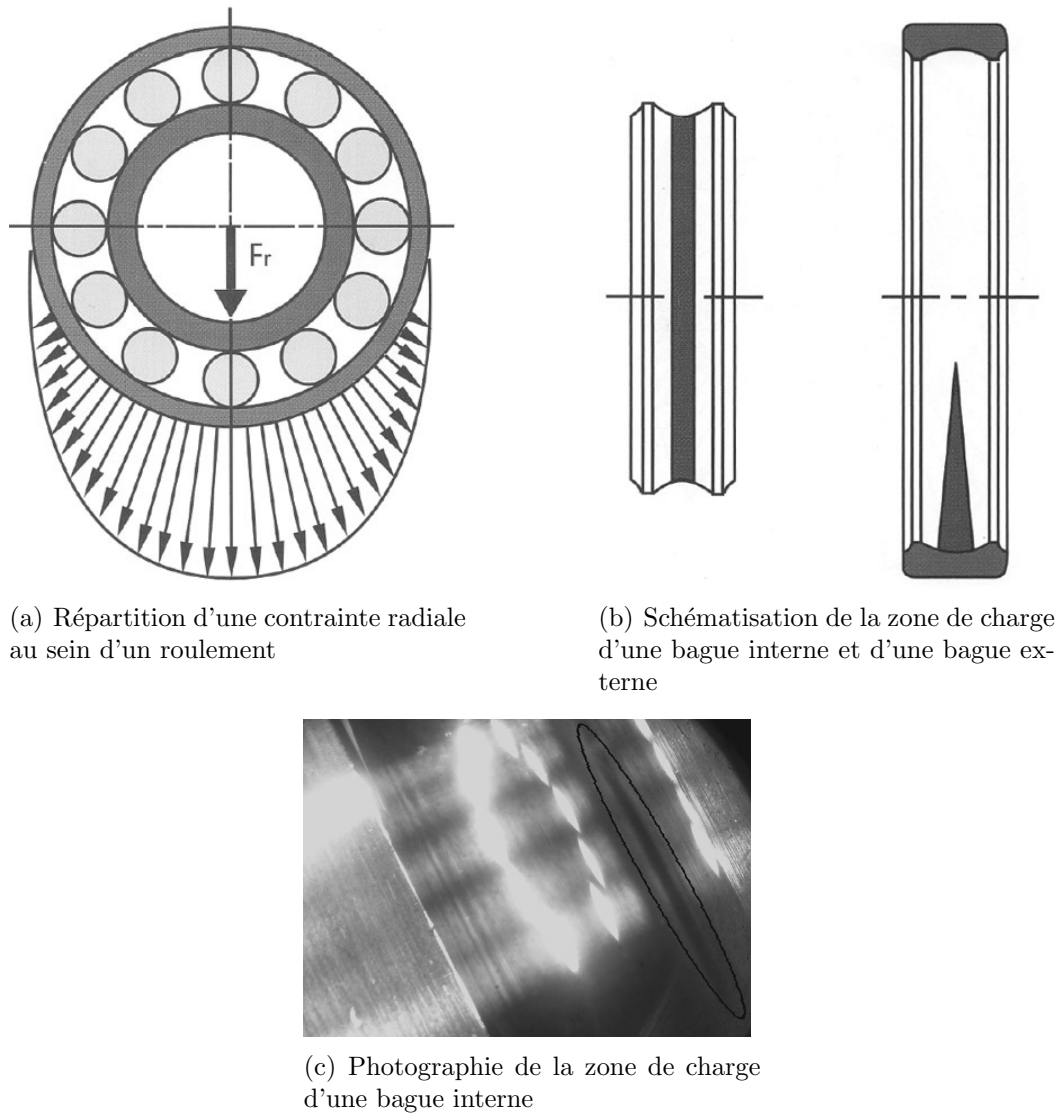
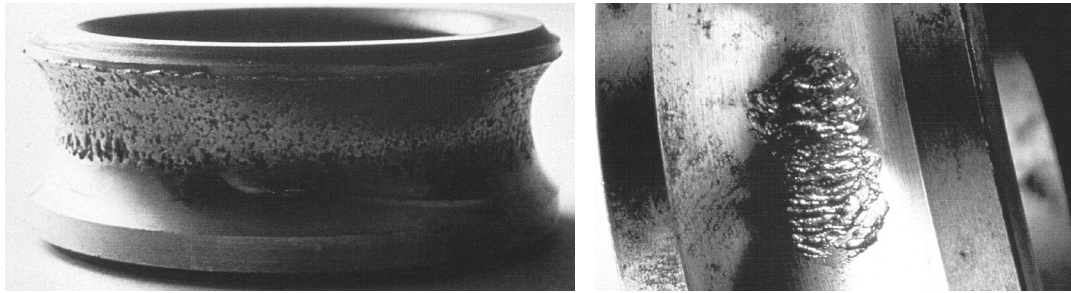


FIG. 2.3 – Répartition des contraintes mécaniques radiales et zones de charge au sein d'un roulement à bague externe fixe

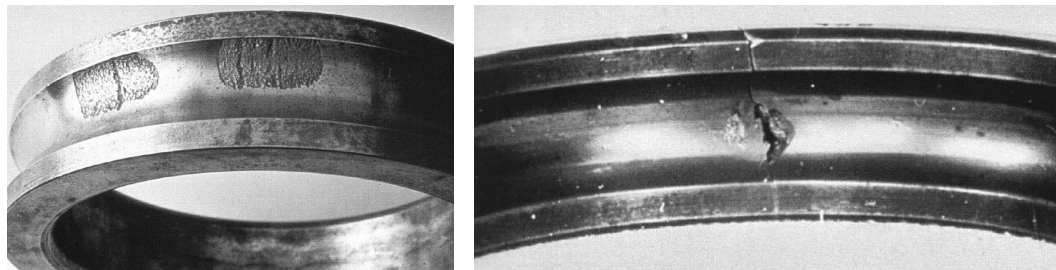
radiale est unique et est symbolisée par la force  $F_r$ . Considérons le cas où la bague interne est rotative alors que la bague externe est fixe. La zone de charge couvre alors un arc de la piste de roulement externe. Par ailleurs, de par la rotation de la bague interne, la zone de charge couvre la longueur totale de la piste de roulement interne (cf. figure 2.3(b) [Guy96]). La figure 2.3(c) permet d'identifier clairement, par un chemin foncé dans le sens de la piste de roulement, la zone de charge sur une bague interne.

Par ailleurs, les efforts exercés au niveau des points de contact se répartissent au sein des matériaux en une contrainte de compression et une contrainte de cisaillement. La contrainte de compression est maximale au point de contact bille-bague et décroît avec la profondeur dans le matériau. La contrainte en cisaillement est très faible au point de contact, augmente, présente un maximum puis décroît avec



(a) Aspect de la bague interne d'un roulement surchargé      (b) Écaillage d'une piste de roulement

FIG. 2.4 – Dégradations de chemins de roulement dues à des surcharges mécaniques



(a) Écaillage d'une piste      (b) Cassure d'une bague

FIG. 2.5 – Dégradations de roulements dues à des défauts d'alignement et de montage

la profondeur [Mor90].

Lorsque les efforts exercés sont trop importants, il y a surcharge du roulement. La résistance des matériaux des bagues ou des billes est mise à mal et il se produit des criques et fissures internes, voire un écaillage des pistes de roulement ou des billes si les efforts sont cycliques. La dégradation du roulement est alors considérée comme mortelle. La figure 2.4 [Guy96] montre les dégradations sévères que peuvent provoquer des surcharges mécaniques.

#### 2.2.2.2 Défauts de montage

La mise en place d'un roulement sur l'arbre de la machine d'une part et dans son logement au niveau des paliers statoiriques d'autre part, nécessite d'être effectuée avec soin. Si les alignements ne sont pas respectés, des contraintes fortes sont exercées sur les bagues. Les mêmes effets que précédemment sont observés (cf. figure 2.5(a)). Les contraintes exercées peuvent également être très localisées, allant jusqu'à la rupture complète des bagues (cf. figure 2.5(b)) [Guy96].

#### 2.2.2.3 Circulation de courants électriques

Les roulements étant métalliques, un courant électrique peut circuler de la bague externe à la bague interne via les billes. Le film de lubrifiant présent au niveau des

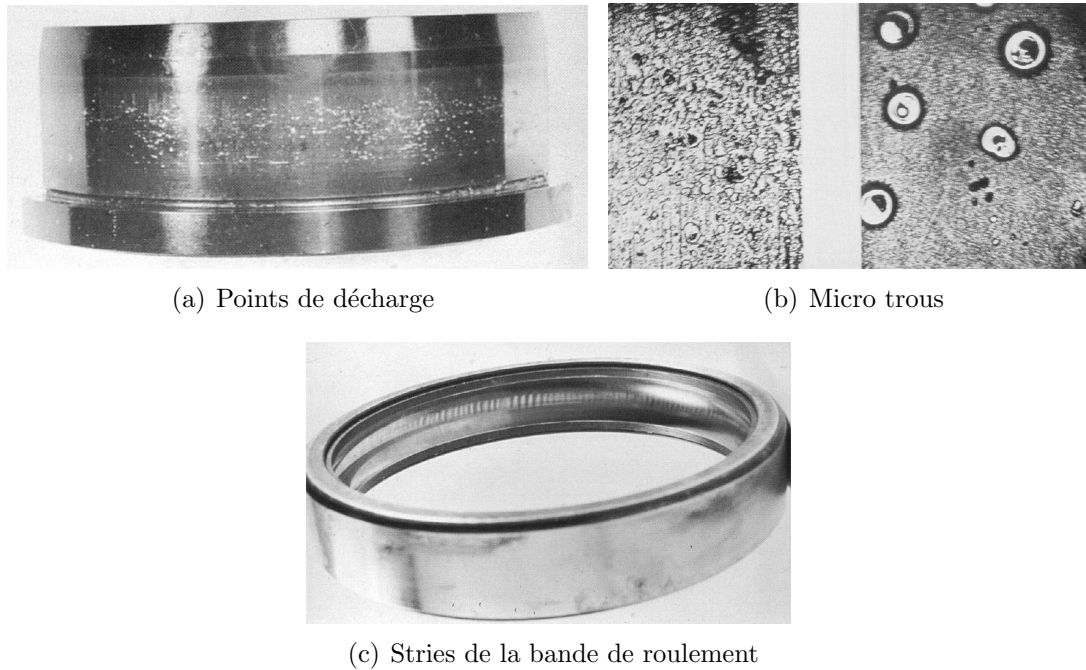


FIG. 2.6 – Effets sur les roulements de la circulation de courants électriques

contacts crée cependant une isolation électrique mais entraîne également l'apparition d'une capacité diélectrique. Par ailleurs, la multiplication des alimentations de type onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) favorise la création d'un courant de fuite homopolaire circulant depuis le stator de la machine vers le rotor via les roulements. Le potentiel homopolaire se retrouve aux bornes de la capacité diélectrique engendrée par le film de lubrification. Lorsque le potentiel est trop important, un phénomène de décharge diélectrique se produit. Ces décharges conduisent à l'apparition de micro trous sur les surfaces de roulement aux points de décharge, ou encore à l'apparition de stries perpendiculaires au sens de roulement dans les cas les plus sévères, comme le montre la figure 2.6 [Guy96], [Bus97], [Sta05].

Pour éviter ce phénomène, des roulements céramiques hybrides ont été développés, c'est-à-dire que le matériau constituant les billes est une céramique fortement isolante : le nitrure de Silicium  $Si_3N_4$ . La céramique des billes étant plus dure que l'acier des bagues, de nouveaux phénomènes d'usure sont apparus et les mécanismes de fatigue des matériaux ont été modifiés [Che96], [OBr03]. Ainsi, dans les roulements hybrides en présence de contaminant, la détérioration de l'état de surface des bagues en acier est plus prononcée qu'avec des roulements entièrement en acier [Mit00]. Cependant, ces roulements sont chers et restent, malgré leur bonnes propriétés isolantes, confinés à des applications spécifiques comme les hautes vitesses par exemple.

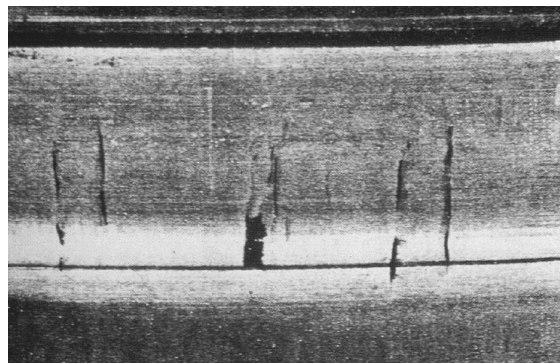


FIG. 2.7 – Criques de corrosion sur une piste de roulement

#### 2.2.2.4 Corrosion

Des agents corrosifs, tels que des acides, sont susceptibles de s'introduire dans les roulements et de dégrader les matériaux métalliques les constituant. Des criques apparaissent alors sur les bagues et les billes, comme le montre la figure 2.7 [Guy96]. Sous l'effet de la corrosion et/ou d'autres facteurs, les criques évoluent en fissures entraînant des dégâts mortels pour le roulement.

#### 2.2.2.5 Contamination du roulement

Les machines peuvent être installées dans des environnements poussiéreux ou en extérieur, là où les vents peuvent amener des sables ou des poussières. Pour les applications en milieux dits contaminés, les roulements sont de préférence étanches et le lubrifiant choisi est une huile circulant en circuit fermé. Ces systèmes de lubrification sont complexes et chers et ne sont donc pas toujours mis en oeuvre.

Les roulements non étanches, utilisés en milieux contaminés, peuvent donc se trouver eux-mêmes contaminés, c'est-à-dire que des impuretés entrent dans le roulement et dégradent alors les surfaces de contact. Plusieurs mécanismes peuvent être mis en jeu. Lorsque les particules de contaminant s'insèrent au niveau du contact bille/bague, il peut se produire un phénomène d'abrasion à trois corps et/ou une indentation des particules dans les billes ou les pistes (cf. figure 2.8 [Guy96]). Ceci ne se produit que si les particules sont constituées d'un matériau plus dur que celui des organes internes du roulement [Che96]. Les dégradations peuvent alors s'intensifier et créer des fissures, voire un écaillage des constituants du roulement. Ces mécanismes sont résumés par la figure 2.9.

#### 2.2.2.6 Défaut de lubrification

Le lubrifiant est un organe essentiel des roulements dans la mesure où il crée un film d'huile protecteur au niveau des contacts bille/bague permettant de protéger les surfaces. Deux types de défauts de lubrification principaux peuvent se présenter. Le premier est une dégradation des qualités lubrifiantes de la graisse ou de l'huile ou bien une absence de lubrifiant. En effet, en l'absence de lubrifiant, les surfaces métalliques se trouvent en contact direct, frictionnent et s'érodent rapidement, jus-

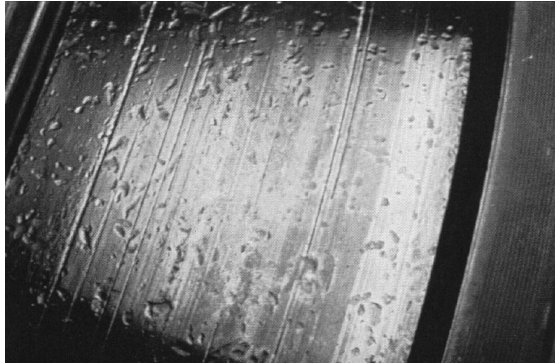


FIG. 2.8 – Marques d'indentation d'un chemin de roulement dues à la présence de contaminant

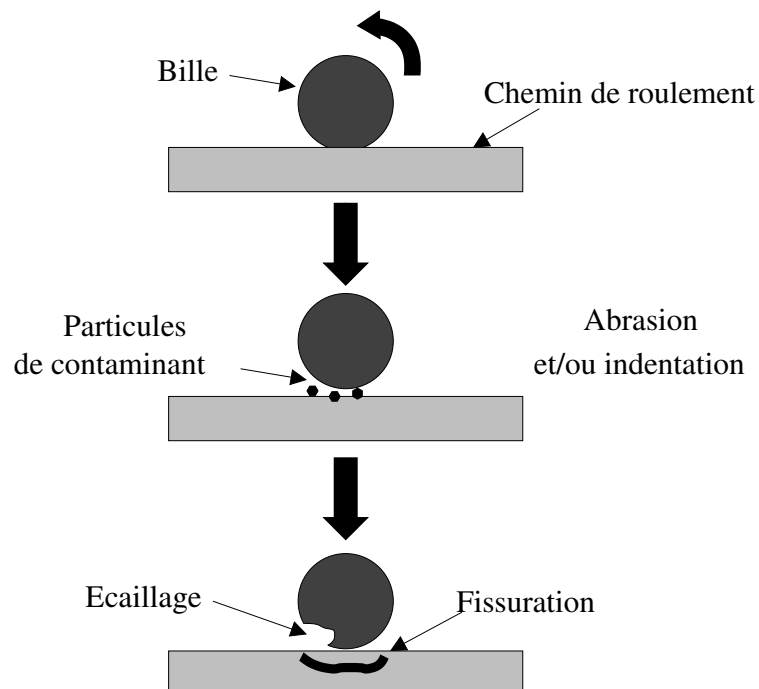


FIG. 2.9 – Mécanismes généraux d'usure en présence de contaminant

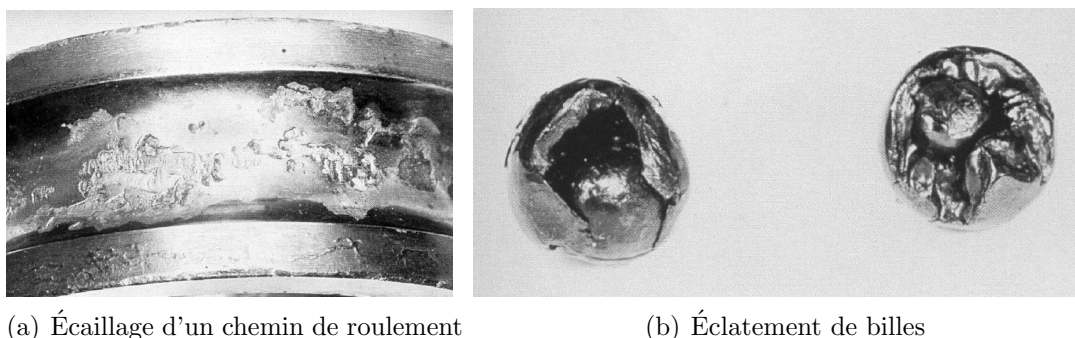


FIG. 2.10 – Dégradations provoquées par la détérioration du lubrifiant dans des roulements

qu'à entraîner des écaillages des pistes, des éclatement des billes, un blocage et donc une destruction du roulement, comme le montre la figure 2.10 [Guy96]. Le second type de défaut de lubrification intervient dans les roulements par l'intermédiaire d'un sur-graissage (la graisse occupe tout le volume libre interne au roulement). Dans ce cas, la viscosité de la graisse empêche la libre rotation de la cage et par conséquent des billes, ce qui entraîne un glissement de ces dernières au niveau des points de contact. Les surfaces de contact se dégradent alors rapidement.

### 2.2.2.7 Température de fonctionnement

En conditions normales d'utilisation, la température de fonctionnement d'un roulement est généralement comprise entre  $-20^{\circ}\text{C}$  et  $+120^{\circ}\text{C}$ . La géométrie générale d'un roulement est dépendante de la température de fonctionnement de celui-ci. En effet, les éléments métalliques se dilatent avec la température. Dans ce cas, le jeu naturel du roulement est compensé et le lubrifiant ne peut plus s'insérer au niveau des points de contacts bille/bague, ce qui entraîne les mêmes effets que ceux précédemment cités. Par ailleurs, la graisse est composée d'une huile lubrifiante et d'un savon liant [Mor90]. Lorsque la température de fonctionnement augmente, le savon se solidifie, la graisse perd ses propriétés lubrifiantes et la rotation de la cage est perturbée. Les billes glissent alors dans les chemins de roulement provoquant une usure rapide et prononcée.

## 2.3 Comportement cinématique et dynamique des roulements à billes

### 2.3.1 Fréquences cinématiques caractéristiques

Dans un roulement à une rangée de billes, des fréquences cinématiques sont associées à chaque élément du roulement, à savoir la bague externe, la bague interne, les billes et la cage. Dans les cas que nous considérons, le calcul de ces fréquences s'effectue en considérant la bague externe fixe et la bague interne en rotation à la fréquence  $f_r$ . La fréquence associée à la bague externe (respectivement interne) re-

présente la fréquence à laquelle une bille passe sur un point fixe de la bague externe (respectivement interne). La fréquence associée aux billes représente la fréquence à laquelle un point fixe d'une bille est en contact avec une des bagues, en supposant que la bille ait un axe de rotation perpendiculaire à la direction de rotation de la cage. La fréquence de cage quant à elle représente la fréquence de rotation de la cage.

Ces fréquences sont données analytiquement dans [Har91] et dépendent des cotes internes du roulement, ainsi que de l'angle de contact. On parlera par la suite de fréquences caractéristiques des éléments constitutifs du roulement. Les fréquences sont données en (2.1). La figure 2.11 schématise les notations employées.

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{be} = \frac{f_r}{2} N_b \left( 1 - \frac{D_b \cos \Theta}{D_p} \right) \\ f_{bi} = \frac{f_r}{2} N_b \left( 1 + \frac{D_b \cos \Theta}{D_p} \right) \\ f_c = \frac{f_r}{2} \left( 1 - \frac{D_b \cos \Theta}{D_p} \right) \\ f_{bille} = \frac{f_r}{2} \frac{D_p}{D_b} \left[ 1 - \left( \frac{D_b \cos \Theta}{D_p} \right)^2 \right] \end{array} \right. \quad (2.1)$$

avec :

- $f_{be}$  la fréquence caractéristique de la bague externe,
- $f_{bi}$  la fréquence caractéristique de la bague interne,
- $f_c$  la fréquence caractéristique de rotation de la cage,
- $f_{bille}$  la fréquence caractéristique de rotation des billes,
- $f_r$  la fréquence de rotation mécanique,
- $N_b$  le nombre de billes,
- $D_b$  le diamètre de bille,
- $D_p$  le diamètre moyen du roulement,
- $\Theta$  l'angle de contact.

Nous considérerons dans ce travail que les roulements sont à contact radial, c'est à dire avec un angle de contact nul :  $\Theta = 0$ . Par ailleurs, ces fréquences sont calculées à partir de l'approximation considérant que les contacts bille/bague sont parfaitement ponctuels et que le roulement des billes se fait sans glissement. Dans les roulements réels, il existe toujours en même temps un roulement et un glissement des billes sur les pistes. Pour tenir compte de ce phénomène de glissement, un facteur de glissement multiplicatif des fréquences en (2.1) est introduit, défini comme le rapport de la distance de roulement sur la distance de glissement [Lin03]. En pratique, ce facteur est compris entre 0.96 et 0.98 pour un roulement sain et peut donc être négligé.

### 2.3.2 Dynamique du roulement

D'un point de vue vibratoire, il est également intéressant de connaître les fréquences des modes propres de la bague externe du roulement. En régime libre-libre,

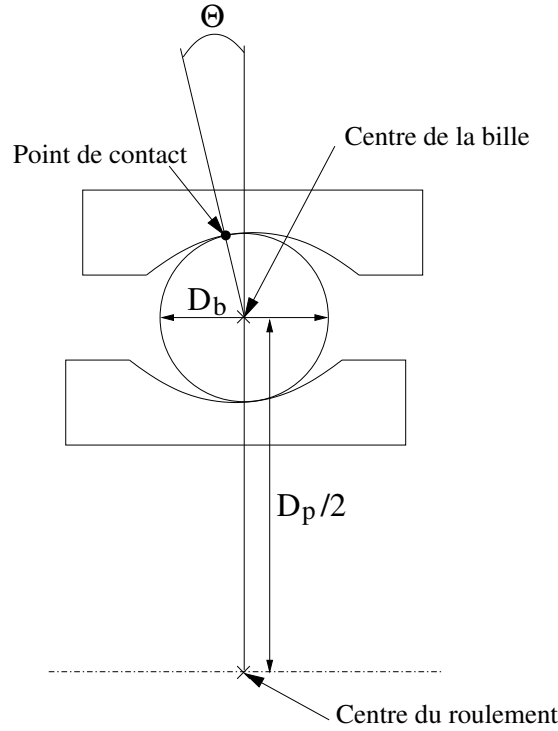


FIG. 2.11 – Représentation schématique de la géométrie interne d'un roulement à une rangée de billes

c'est-à-dire lorsqu'aucune contrainte de position, de vitesse ou d'effort n'est considérée sur aucune surface de la bague externe, les fréquences des modes propres de cette dernière peuvent être obtenues par simulation numérique par éléments finis lorsque la géométrie de la bague externe est connue, ou bien analytiquement, en approximant la bague externe à un cylindre.

Il existe deux types de modes propres : les modes purement radiaux et les modes mixtes. Un mode purement radial consiste en l'établissement d'une onde stationnaire sur toute la périphérie de la bague. Le nombre de ventres et de nœuds de l'onde définit l'ordre du mode. Un mode mixte, quant à lui, fait intervenir une composante de torsion supplémentaire, mais sa fréquence ne peut être évaluée de manière théorique. La figure 2.12 permet de représenter schématiquement les modes radiaux en fonction de leur ordre. Notons que le mode 1 correspond au mode de respiration de la bague externe.

Pour évaluer les fréquences des premiers modes propres d'un cylindre, plusieurs expressions analytiques sont disponibles. La première, donnée dans [Den85], se rapporte particulièrement aux premiers modes propres (2.2). La seconde expression, donnée dans [Yan81], donne une approximation plus fine pour les modes d'ordre trois et supérieurs.

$$f_{MP_n} = \frac{e}{4\pi\sqrt{3}R^2} \frac{n(n^2 - 1)}{\sqrt{n^2 + 1}} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (2.2)$$

avec :



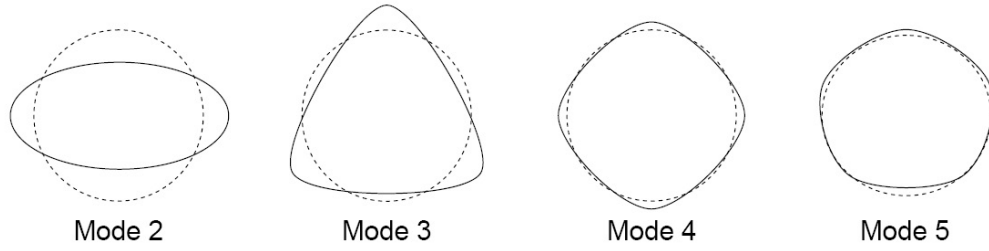


FIG. 2.12 – Représentation schématique des premiers modes propres radiaux d'un cylindre

- $n$  l'ordre du mode,
- $f_{MP_n}$  la fréquence du mode propre d'ordre  $n$ ,
- $E$  le module d'Young du matériau,
- $\rho$  la masse volumique de la bague,
- $R$  le rayon moyen de la bague,
- $e$  l'épaisseur de la bague.

## 2.4 Relation entre les défauts de roulements et les vibrations

### 2.4.1 Fréquences caractéristiques et modes propres d'un roulement de type 6208

De manière générale, les fabricants de roulements ne divulguent pas la géométrie exacte des éléments des roulements. Cependant, ils offrent des outils de calcul permettant de connaître les fréquences caractéristiques d'un roulement spécifique en fonction de la vitesse de rotation de celui-ci. Dans le cas des roulements à billes de type 6208 équipant la machine asynchrone d'étude, pour une fréquence de rotation mécanique de  $f_r = 25Hz$ , les fréquences de bague externe, interne, de cage et de bille valent respectivement  $f_{be} = 89.4Hz$ ,  $f_{bi} = 136Hz$ ,  $f_c = 9.94Hz$  et  $f_{bille} = 58.4Hz$ .

Par ailleurs, considérant la géométrie générale de la bague externe d'un roulement 6208 du fabricant *SKF*, il est possible de comparer les fréquences des modes propres obtenues en simulation numérique avec le logiciel *Ansys* et les fréquences estimées avec le tableau 2.1. Nous pouvons voir que la concordance des deux méthodes est tout à fait satisfaisante. Cependant, il est à noter que ces méthodes ne sont valables que lorsque les roulements ne subissent pas de contraintes externes radiales ou axiales telle que la précharge. Dans ce cas, il est nécessaire d'imposer des conditions de non-déplacement ou d'effort sur les surfaces et d'utiliser les simulations numériques.

TAB. 2.1 – Évaluation des fréquences des modes propres radiaux d’une bague externe de roulement 6208 en régime libre-libre

Ordre du mode radial	Fréquence en Hz estimée par <i>Ansys</i>	Fréquence en Hz estimée avec (2.2)
2	2307	2309
3	6464	6531
4	12223	12522
5	19417	20251

## 2.4.2 Excitation des fréquences caractéristiques

Lorsqu’un défaut localisé apparaît en un point d’un des éléments du roulement, cela entraîne une vibration à la fréquence caractéristique associée à l’élément en défaut. En effet, si un défaut se situe sur le chemin de roulement d’une des bagues ou sur une bille, il se produit un choc mécanique à chaque fois que le défaut est confondu avec un point de contact bille/bague. Ces chocs répétés se traduisent alors par des vibrations. De manière simplifiée, cette vibration peut être modélisée par un signal périodique dont la période fait intervenir la période caractéristique de l’élément en défaut. On pourra alors parler de fréquence de défaut. Selon la localisation du défaut ou sa sévérité, les vibrations font intervenir des multiples de la fréquence caractéristique du défaut créant ainsi un peigne d’harmoniques, mais également d’autres fréquences caractéristiques comme la fréquence de bille, la fréquence de cage ou la fréquence de rotation mécanique [Li00], [Tra08a]. Les premières fréquences multiples des fréquences caractéristiques seront qualifiées de « basse-fréquence ». Dans les cas de défaillances non localisées, les harmoniques vibratoires peuvent également faire intervenir les fréquences de bague, de cage, de bille mais aussi la fréquence de rotation mécanique [Sta04a]. Par exemple, le tableau 2.2 montre, dans le cas d’un roulement défaillant provenant du service après-vente de *Leroy-Somer*, quels sont les harmoniques principaux de défauts présents dans les signaux vibratoires. On peut en conclure que ce roulement possède des défauts majoritairement situés sur sa bague interne.

## 2.4.3 Excitation des modes propres de la bague externe

Il a été montré que la rugosité du contact bille/bague, ainsi que la présence de défauts localisés, excitent les modes propres des bagues de roulement. Par ailleurs, dynamiquement parlant, le roulement peut être modélisé par des masses représentant les bagues et les billes reliées entre elles par des ressorts symbolisant les contacts élastiques bille/bague [Lim90], [Mev92], [Oht96]. Ainsi, seuls les modes propres de la bague externe sont détectables par des accéléromètres placés sur les paliers de la machine, les vibrations engendrées par les modes propres de la bague

TAB. 2.2 – Exemple d’harmoniques de défaut dans le spectre vibratoire d’un roulement 6208 défaillant pour  $f_r = 25Hz$

Fréquences des harmoniques	Variation d’énergie
$f_{bi} + f_r - \frac{f_c}{2} = 156Hz$	+21dB
$2f_{bi} - \frac{f_c}{2} = 267Hz$	+26.5dB
$2f_{bi} = 272Hz$	+31dB
$3f_{bi} + f_r - f_c = 423Hz$	+27dB
$3f_{bi} + f_r = 433Hz$	+18.8dB

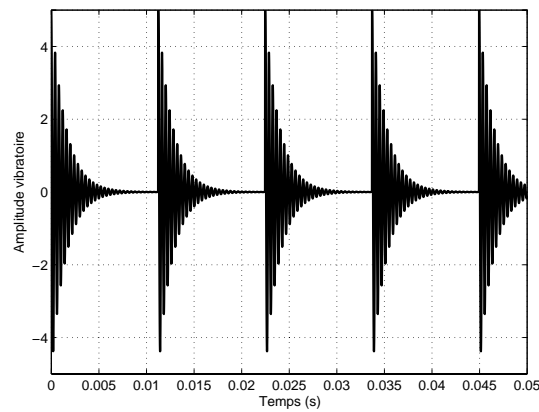


FIG. 2.13 – Signal vibratoire simulé avec excitation d’un mode propre de la bague externe

interne étant filtrées par les contacts élastiques.

La connaissance des fréquences des modes propres de la bague externe des roulements est donc essentielle lorsqu'on cherche à détecter la dégradation de ces derniers. Par ailleurs, les vibrations faisant intervenir les fréquences des modes propres de la bague externe seront qualifiées de « haute-fréquence ». Lors de l'apparition de défauts, le signal vibratoire peut être modélisé par un train d'impulsions à la fréquence correspondant à la localisation du défaut. Par couplage, la bague externe répond en vibrant à ses fréquences propres [McI03]. Ainsi, les modes propres peuvent servir de résonateurs naturels permettant d'amplifier les effets vibratoires des défauts [Mev92]. Les vibrations se présentent alors sous la forme de la répétition temporelle à la période caractéristique du défaut, de la réponse impulsionnelle de la bague externe aux sollicitations vibratoires. La réponse impulsionnelle est couramment modélisée sous la forme d'une sinusoïde à la fréquence d'un des modes propres (généralement le premier mode radial), rapidement amortie [McI03]. Physiquement, le signal vibratoire correspond à une sinusoïde à la fréquence du mode propre, dont l'amplitude est modulée (au sens large) par un amortissement temporel et par la période d'occurrence de l'excitation. Mathématiquement, le signal vibratoire est modélisé selon (2.3) avec  $A_c$  l'amplitude crête du signal vibratoire,  $\tau$  la constante de temps de l'amortissement,  $f_{def}$  la fréquence caractéristique de la bague interne ou de la bague externe,  $u(t)$  l'échelon unitaire de Heavyside et  $*$  le produit de convolution.  $\text{III}$  est le peigne de Dirac défini en (2.4). En utilisant les paramètres suivants :  $A_c = 5$ ,  $f_{def} = 89\text{Hz}$ ,  $\tau = 0.0015\text{s}$ ,  $f_{MP1} = 2500\text{Hz}$ , le modèle de signal vibratoire est alors simulé en figure 2.13.

$$x(t) = \left[ A_c \cos(2\pi f_{MP1} t) e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) \right] * \text{III}_{\frac{1}{f_{def}}}(t) \quad (2.3)$$

$$\text{III}_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT) \quad (2.4)$$

## 2.5 Méthodes de détection des défauts de roulements

### 2.5.1 Principe de la mesure

Pour mesurer les effets des vibrations engendrées par le fonctionnement ou les dysfonctionnements d'un roulement à billes, il faut placer des capteurs externes au roulement. La méthode la plus couramment utilisée est de placer sur le carter de la machine, auprès des roulements à surveiller, des accéléromètres mesurant les accélérations subies. Notons que le positionnement des capteurs revêt un caractère essentiel pour une bonne détection des défauts. Les accéléromètres sont souvent de nature piezo-électrique : une masse est utilisée pour convertir une accélération en effort qui, lui même, est converti en charge électrique par un cristal piezo-électrique. Cette charge est ensuite intégrée par un conditionneur pour donner une tension représentative de l'accélération mécanique. De plus amples précisions sont disponibles dans [Big95].

Les accéléromètres piezo-électriques sont de nature très sensible, ce qui permet une mesure efficace. Cependant, ils nécessitent un étalonnage très précis. Il en va de même pour les conditionneurs. En effet, la sensibilité d'un accéléromètre est comprise entre quelques pico Coulomb par  $g$  ( $pC.g^{-1}$ ) et quelques nano Coulomb par  $g$  ( $nC.g^{-1}$ ),  $g$  étant ici la valeur de l'accélération de la pesanteur. Après amplification, la tension de mesure est généralement comprise entre 10 et  $100mV.g^{-1}$ .

### 2.5.2 Les indicateurs scalaires

A partir des mesures vibratoires, des traitements sont mis en place pour détecter les défauts de roulements, les plus simples étant la construction d'indicateurs scalaires. Dans ce cas, la mesure temporelle est traitée directement. Nous allons présenter trois des indicateurs les plus courants : le facteur crête ( $FC$ ), le facteur  $K$  et le kurtosis.

Considérons un signal vibratoire temporel discrétisé  $x(n)$  de longueur  $N$  et de moyenne empirique  $\langle x \rangle$ . Le facteur crête s'exprime comme le rapport entre la valeur maximale du module du signal et la valeur efficace du signal (2.5). Le facteur  $K$  (2.6), est le produit des grandeurs précédentes. Enfin, le kurtosis (2.7) est une grandeur statistique permettant d'analyser le caractère « pointu » ou « plat » d'une distribution [Big95].

$$FC = \frac{\max(|x(n)|)}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)^2}} \quad (2.5)$$

$$K = \max(|x(n)|) \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)^2} \quad (2.6)$$

$$kurtosis = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x(n) - \langle x \rangle)^4}{\left[ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x(n) - \langle x \rangle)^2 \right]^2} \quad (2.7)$$

L'interprétation du facteur crête se fait au travers de son évolution au fur et à mesure de la dégradation du roulement. Il doit augmenter dans les premières phases d'usure et diminuer en fin de vie du roulement. Le facteur  $K$ , quant à lui, doit augmenter avec l'usure du roulement. On pourra retenir que, dans tous les cas, sa valeur est multipliée par 10 entre la mesure effectuée pour le roulement sain et celle pour le roulement dégradé [Aug01]. Il en va de même pour le kurtosis dont la valeur augmente avec la dégradation du roulement. Lorsque le roulement est sain, le kurtosis est proche de 3, ce qui correspond à un signal à distribution gaussienne [Big95]. Par ailleurs, pour améliorer la qualité d'analyse fournie par le kurtosis, des méthodes de filtrage du signal vibratoire peuvent être mises en place [Bol04], [Dro04].

Les indicateurs vibratoires doivent par ailleurs être utilisés dans des bandes fréquentielles dépendantes du roulement considéré. En effet, pour être efficaces, les indicateurs scalaires s'appliquent sur des signaux dont la fréquence d'échantillonnage permet de prendre en compte au moins le premier mode propre de résonance

de la bague externe. Dans notre cas, par exemple, considérant les fréquences des modes propres données dans le tableau 2.1, une fréquence d'échantillonnage des signaux d'environ  $8kHz$  serait nécessaire. De plus, de manière générale, les très basses fréquences ( $0-10Hz$ ) sont éliminées.

### 2.5.3 L'analyse spectrale

La première méthode à investiguer pour détecter des harmoniques dans un signal est l'analyse spectrale [Kay88]. Mathématiquement, la transformée de Fourier (TF) est définie comme un produit scalaire. Considérons un signal réel déterministe  $x(t)$  à énergie finie [Cas03b]. La transformée de Fourier du signal  $X(f)$  est définie par (2.8), son calcul pour un signal discret  $x(k)$  de longueur  $N$  étant donné en (2.9). L'analyse spectrale est largement utilisée dans le cadre de l'analyse vibratoire des roulements à billes pour détecter la présence éventuelle de défauts. De manière générale, le module de la transformée de Fourier est analysé. Dans le cadre du diagnostic des machines électriques, certains travaux analysent la phase de la transformée de Fourier mais son interprétation se révèle délicate [Did04].

$$TF_f\{x(t)\} = X(f) = \langle x(t), e^{2\pi jft} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-2\pi jft} dt \quad (2.8)$$

$$X(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-\frac{2\pi jmk}{N}} \quad (2.9)$$

Le contenu fréquentiel d'un signal à énergie finie peut être représenté par la densité spectrale d'énergie (DSE). Dans le cas de signaux discrets, la DSE et le spectre d'amplitude sont définis via la transformée de Fourier discrète (2.9) respectivement par (2.10) et (2.11).

$$P_x(m) = |X(m)|^2 \quad (2.10)$$

$$S_x(m) = |X(m)| \quad (2.11)$$

Dans le cas de signaux bruités et donc aléatoires, on définit la densité spectrale de puissance (DSP) (2.12) comme la transformée de Fourier de l'autocorrélation  $C_x(\tau)$  du signal (2.13).

$$DSP_x(f) = TF_f\{C_x(\tau)\} \quad (2.12)$$

$$C_x(\tau) = E[x(t)\bar{x}(t - \tau)] \quad (2.13)$$

Dans le cas d'un signal ergodique, il est possible d'obtenir une estimation de la DSP du signal à partir de la DSE d'une réalisation du signal aléatoire, considéré alors comme un signal déterministe à énergie finie. En effet, le signal à puissance finie, étant observé sur une durée finie, devient d'énergie finie. De manière générale, l'analyse spectrale peut faire intervenir une fenêtre d'apodisation ou résulter d'une analyse moyennée.

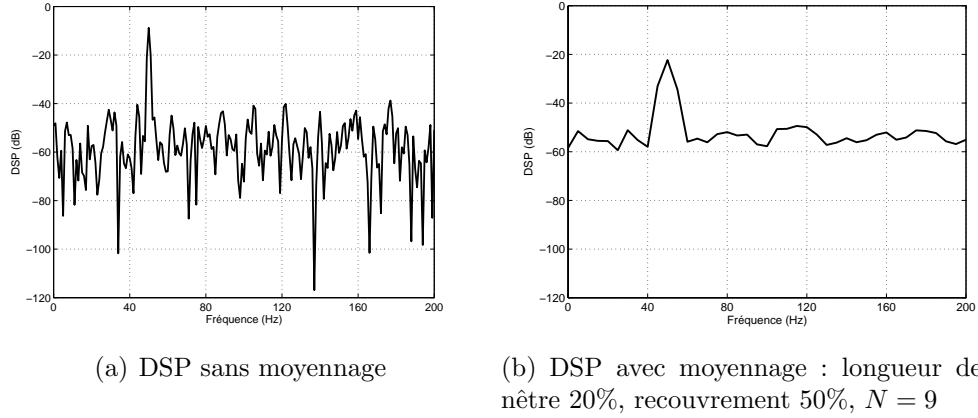


FIG. 2.14 – Intérêt de l'utilisation du spectre moyenné pour la réduction de la variance du bruit

### 2.5.3.1 Spectre moyenné

Considérons un signal composé d'harmoniques et additionné d'un bruit blanc gaussien de puissance  $\sigma_b^2$ . Le niveau du plancher de la DSP correspond à la variance du bruit :  $\sigma_b^2$ . La variance du plancher de spectre correspond quant à elle au carré de la variance du bruit :  $(\sigma_b^2)^2$  [Kay88]. Par ailleurs, le bruit, étant supposé blanc, n'est pas corrélé temporellement. En moyennant les  $N$  spectres obtenus sur  $N$  portions différentes du signal, on montre que la variance du plancher de spectre diminue. La variance du plancher du spectre moyenné  $S_{x,moy}(m)$  est divisée par  $N$  par rapport à la variance du plancher du spectre du signal complet  $S_x(m)$  (2.14) [Kay88].

$$\text{var} \{S_{x,moy}(m)\} = \frac{1}{N} \text{var} \{S_x(m)\} \quad (2.14)$$

Cependant, l'analyse de signaux plus courts, à fréquence d'échantillonnage constante, induit une augmentation du pas fréquentiel. Pour remédier à ce problème, la solution est de considérer des portions du signal qui se recouvrent. La figure 2.14 permet de visualiser l'intérêt du moyennage spectral pour une sinusoïde à 50 Hz simulée avec ajout d'un bruit blanc gaussien de moyenne nulle. En figure 2.14(a), la DSP est estimée sur toute la longueur du signal sans moyennage. En figure 2.14(b), la DSP moyennée est obtenue avec une fenêtre ayant pour longueur 20% de celle du signal et un recouvrement de 50% entre les sous signaux. Il est alors clair que le moyennage réduit la variance du bruit. Cette technique permet souvent de statuer sur le caractère aléatoire ou déterministe d'une composante spectrale.

### 2.5.3.2 Fenêtre d'apodisation

Lorsqu'un signal de durée finie est analysé par la transformée de Fourier, il peut être utile d'utiliser une fenêtre d'apodisation. Son rôle principal est de réduire l'amplitude des lobes secondaires des harmoniques. Notons que ne pas utiliser de fenêtrage particulier est équivalent à utiliser une fenêtre rectangulaire. La fenêtre  $g(t)$

intervient alors de manière multiplicative sur le signal. La transformée de Fourier du signal fenêtré  $X_{fen}(f)$  s'exprime alors comme la convolution de la transformée de Fourier du signal  $X(f)$  et de la transformée de Fourier de la fenêtre  $G(f)$  (2.15) [Kay88], [Max00].

$$x_{fen}(t) = x(t)g(t) \Leftrightarrow X_{fen}(f) = X(f) * G(f) \quad (2.15)$$

De nombreuses fenêtres d'apodisation existent. Leur choix dépend d'un compromis entre l'atténuation des lobes secondaires et la largeur du lobe principal, c'est à dire entre la finesse de visualisation des harmoniques de faibles amplitudes et la résolution spectrale [Har78].

### 2.5.3.3 Choix d'un estimateur spectral

Le choix de l'estimateur spectral et de ses paramètres dépend fortement du contexte d'analyse. Nous allons considérer deux possibilités. Dans un premier cas, les signaux sont enregistrés pendant une durée significativement longue avec un pas fréquentiel fin et un traitement des données sur ordinateur externe. Dans cette configuration, l'emploi de la densité spectrale de puissance moyennée est possible. Une fenêtre d'apodisation de type *Hanning* peut être choisie afin de diminuer l'amplitude des lobes secondaires. Sa longueur est fixée en fonction de la qualité du moyennage spectral désirée ainsi que du pas fréquentiel minimal souhaité. La qualité du moyennage sera également dépendante du paramètre de recouvrement de la densité spectrale de puissance.

Dans un second cas, si nous envisageons une implantation de l'estimateur spectral dans un ordinateur embarqué, il est nécessaire de tenir compte de contraintes telles que la profondeur mémoire nécessaire ou le temps de calcul. Ainsi, l'estimateur choisi est un spectre d'amplitude, sans fenêtre d'apodisation pour éviter de devoir effectuer la multiplication du signal par la fenêtre, et sans moyennage. L'implantation numérique de l'estimateur spectral se fait grâce à l'algorithme de la Transformée de Fourier Rapide (FFT pour *Fast Fourier Transform*).

### 2.5.3.4 Spectre vibratoire avec prise en compte des modes propres de la bague externe

Considérons le signal vibratoire modélisé en (2.3). Celui-ci peut être décomposé en plusieurs fonctions élémentaires. Nous allons donner l'expression analytique de sa transformée de Fourier. La transformée de Fourier du peigne de Dirac temporel est un peigne de Dirac fréquentiel (2.16). La transformée de Fourier de l'amortissement temporel multiplié par un échelon unitaire  $u(t)$  est donnée en (2.17). L'oscillation sinusoïdale s'exprime dans le domaine fréquentiel selon (2.18). En utilisant les propriétés de multiplication et convolution de la transformée de Fourier [Max00], la TF du signal vibratoire est obtenue en (2.19). La transformée de Fourier du signal est également un peigne de Dirac dont l'amplitude est modulée par le mode propre de résonance de la bague externe, comme le montre le spectre du



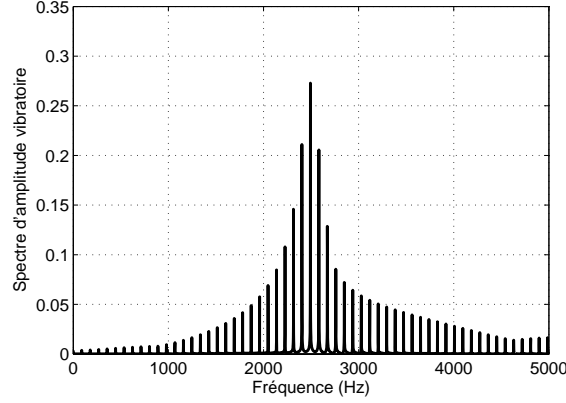


FIG. 2.15 – Spectre d'un signal vibratoire simulé avec prise en compte d'un mode propre de la bague externe

signal simulé en figure 2.15.

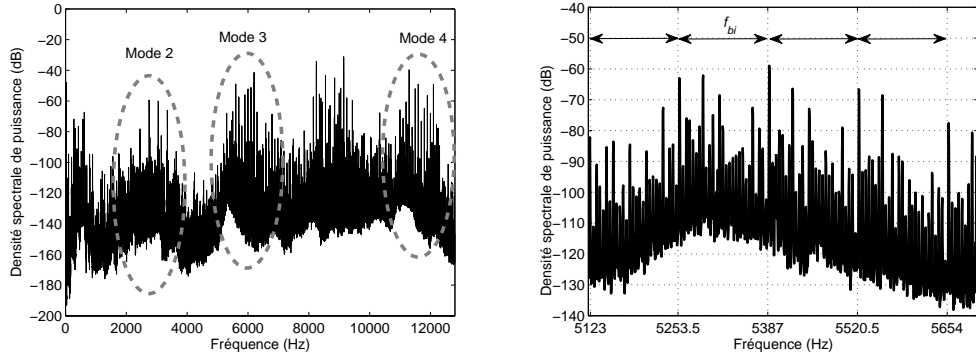
$$TF_f \left\{ \text{III}_{\frac{1}{f_{def}}}(t) \right\} = f_{def} \text{III}_{f_{def}}(f) \quad (2.16)$$

$$TF_f \left\{ e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) \right\} = \frac{\tau}{1 + 2\pi j f \tau} \quad (2.17)$$

$$TF_f \{ A_c \cos(2\pi f_{MP1} t) \} = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_{MP1}) + \delta(f + f_{MP1})] \quad (2.18)$$

$$TF_f \{ x(t) \} = \frac{f_{def} A_c \tau}{2} \left[ \frac{1}{1 + 2\pi j (f - f_{MP1}) \tau} + \frac{1}{1 + 2\pi j (f + f_{MP1}) \tau} \right] \text{III}_{f_{def}}(f) \quad (2.19)$$

La figure 2.16(a) permet de visualiser sur la densité spectrale de puissance d'un signal vibratoire mesuré, les zones fréquentielles correspondant aux modes propres de la bague externe. On peut constater que l'évaluation des fréquences des modes propres donnée dans le tableau 2.1 correspond correctement aux mesures. De plus, un mode intermédiaire semble apparaître vers  $9\text{kHz}$ , entre les zones fréquentielles correspondant aux modes 3 et 4. Il peut s'agir d'un mode de vibration mixte, faisant intervenir une composante radiale et une composante de torsion ou de flexion de la bague externe. Par ailleurs, on peut constater que la représentation fréquentielle théorique d'un signal vibratoire faisant intervenir l'excitation des modes propres de la bague externe, est concordante avec celle du signal expérimental. En figure 2.16(b), en présence d'un défaut localisé sur la bague interne du roulement, on observe bien un peigne de raies équidistantes de la fréquence caractéristique de la bague interne  $f_{bi}$ , dont l'amplitude est modulée par le mode propre d'ordre 3 de la bague externe. Par ailleurs, ceci justifie que la détection des défauts de roulements peut être améliorée en termes d'efficacité par la prise en compte des modes propres de la bague externe.



(a) Identification expérimentale des modes propres de la bague externe  
(b) Excitation du mode 3 de la bague externe par un défaut localisé sur la bague interne

FIG. 2.16 – Densité spectrale de puissance du signal vibratoire associé à un roulement 6208 avec prise en compte des modes propres de la bague externe

## 2.5.4 Méthodes avancées de traitement du signal

Nous avons vu que les défauts de roulements entraînaient deux effets principaux sur les vibrations mécaniques : l'apparition d'harmoniques ou de peignes d'harmoniques à des fréquences faisant intervenir les fréquences caractéristiques du roulement et des modes propres de la bague externe, ainsi qu'une augmentation globale de l'énergie du signal dans les bandes de fréquences correspondant aux modes propres de la bague externe. Par conséquent, la plupart des méthodes de traitement du signal utilisées pour les signaux vibratoires sont de nature à révéler la présence d'harmoniques ou de séries d'harmoniques basses-fréquences ou encore de modulations d'amplitude, au sens générique, des harmoniques autour des fréquences de modes propres.

### 2.5.4.1 L'analyse bispectrale

Le bispectre et sa forme normalisée, la bicohérence carrée, est une méthode de détection de modulations d'amplitude au travers des couplages existants entre les phases des harmoniques [Nik87], [Fac95]. Le bispectre (2.20) est la transformée de Fourier bidimensionnelle de la bicorrélation (2.21) d'un signal aléatoire discret centré  $x(n)$  avec  $n$ ,  $k$  et  $m$  des entiers [Dur91]. La bicorrélation s'exprime selon (2.20) où  $E$  désigne l'espérance mathématique et  $f_1$  et  $f_2$  sont les variables fréquentielles.

$$B(f_1, f_2) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_3(k, m) e^{-j2\pi(f_1 k + f_2 m)} \quad (2.20)$$

$$R_3(k, m) = E[x(n)x(n+k)x(n+m)] \quad (2.21)$$

De nombreux articles traitent de l'utilisation de la bicohérence pour la détection des défauts dans les machines électriques [Art00] et plus particulièrement la détection des défauts de roulements [McC99], [Sta04a], [Sta04b]. Cependant, son utilisation et son interprétation restent difficiles.

### 2.5.4.2 L'analyse cepstrale

Le cepstre  $C$  est la transformée de Fourier appliquée au logarithme de la transformée de Fourier d'une variable  $x(t)$  (2.22). Le résultat s'exprime selon une variable uniforme au temps : les quéfrenes  $q$ . La transformée de Fourier d'un signal permet de mettre en évidence les périodicités d'un signal temporel. Ainsi, le cepstre met en évidence les périodicités d'une transformée de Fourier. Le cepstre fournit donc une information sur l'existence de peignes de raies ainsi que sur leurs fréquences [Bog63], [Did04].

$$C(q) = \langle \log_2(X(f)), e^{j2\pi qf} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \log_2(X(f)) e^{-j2\pi qf} df \quad (2.22)$$

### 2.5.4.3 La transformée de Hilbert et le spectre d'enveloppe

La transformée de Hilbert permet d'associer un signal complexe, appelé signal analytique, à un signal réel [Che96], [Fla98]. La transformée de Fourier  $Z(f)$  du signal analytique  $z(t)$  s'exprime selon (2.23), où  $H(f)$  est la fonction de transfert du filtre de Hilbert. La réponse impulsionnelle du filtre de Hilbert est  $h(t) = \frac{1}{\pi t}$ . Le filtrage d'un signal  $x(t)$  conduit à la composante imaginaire  $y(t)$  du signal analytique.

$$Z(f) = X(f) + jY(f) = X(f) + jH(f)X(f) \text{ avec : } H(f) = -j \operatorname{sign}(f) \quad (2.23)$$

avec :

$$\operatorname{sign}(f) = \begin{cases} +1 & \text{si } f > 0 \\ 0 & \text{si } f = 0 \\ -1 & \text{si } f < 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

La transformée de Fourier du signal analytique s'exprime alors directement à partir de celle du signal réel (2.25). La TF du signal analytique est alors nulle pour les fréquences négatives.

$$Z(f) = \begin{cases} 2X(f) & \text{si } f > 0 \\ X(f) & \text{si } f = 0 \\ 0 & \text{si } f < 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

Dans le cas des signaux modulés, la transformée de Hilbert s'applique en respectant les conditions du théorème de Bedrosian [Bed63]. Dans le cadre des hypothèses de Bedrosian, l'amplitude du signal analytique obtenu, appelée enveloppe complexe, est représentative des modulations d'amplitude, au sens large, du signal réel. Il s'agit donc là d'une technique de démodulation. Ce point particulier sera discuté de manière plus approfondie dans le chapitre 6. Ainsi, une analyse spectrale de l'enveloppe complexe fournit des informations sur les modulations d'amplitude des signaux.

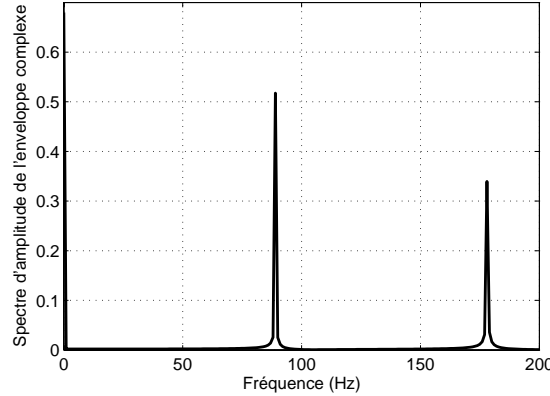


FIG. 2.17 – Spectre de l'enveloppe complexe d'un signal vibratoire modélisé faisant intervenir l'excitation d'un mode propre de la bague externe

Prenons comme exemple le signal vibratoire modélisé en (2.3). On peut considérer, en première approximation, que l'enveloppe complexe du signal correspond à la répétition temporelle de l'exponentielle d'amortissement (2.26).

$$|z(t)| = \left[ A_c e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) \right] * \text{III}_{\frac{1}{f_{def}}}(t) \quad (2.26)$$

Le spectre d'enveloppe est donc un peigne de Dirac à la fréquence caractéristique du défaut dont l'amplitude dépend de la constante de temps de l'amortissement (2.27). La figure 2.17 montre bien que le spectre d'enveloppe fait apparaître des harmoniques multiples de la fréquence caractéristique de l'élément en défaut ( $f_{def} = 89\text{Hz}$  ici).

$$TF_f \{|z(t)|\} = \frac{f_{def} A_c \tau}{1 + 2\pi j \tau f} \text{III}_{f_{def}}(f) \quad (2.27)$$

Dans le cas des signaux vibratoires réels, possédant un contenu harmonique riche, des méthodes avancées de traitement du signal analytique sont utilisées. Celles-ci permettent de mettre en évidence les modulations du signal [Li07], [Rai07], [Zha08].

#### 2.5.4.4 La transformée en ondelettes et les paquets d'ondelettes

La transformée en ondelettes est un outil récent de traitement du signal [Dau92], [Mal00]. Son principe repose sur la décomposition d'un signal dans une base de fonctions particulières. De ce point de vue, elle est tout à fait comparable à l'analyse de Fourier [Kah98]. Cependant, les ondelettes sont des fonctions oscillantes au sens large, rapidement amorties, contrairement aux fonctions sinusoïdales de l'analyse de Fourier. Par ailleurs, les ondelettes possèdent la propriété de pouvoir être bien localisées en temps ou en fréquence, ce qui les différencie principalement de l'analyse temps-fréquence classique [Mal00], [Blo06a]. Les ondelettes ont de nombreuses applications comme la détection de singularité dans un signal applicable au diagnostic des roulements à billes [Sun02], la compression de données (format JPEG

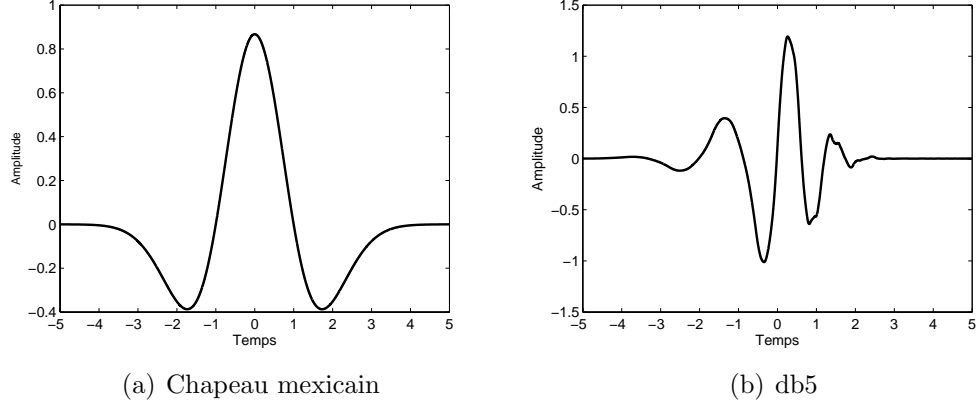


FIG. 2.18 – Exemples d'ondelettes

2000) ou encore le débruitage [Coh92], [Mis03], [Zha05].

Considérons une fonction  $\psi(t)$  répondant au critère d'admissibilité des ondelettes [Mal00]. Cette fonction est définie comme une ondelette mère. Les atomes de la transformée en ondelettes, fonctions servant à la décomposition d'un signal, sont définis par (2.28) où  $a$  est le facteur d'échelle de l'ondelette qui caractérise sa localisation fréquentielle et  $b$  est le paramètre de décalage temporel de l'ondelette. Tout comme la transformée de Fourier, la transformée en ondelettes d'une fonction  $x(t)$  est définie au moyen d'un produit scalaire (2.29). La figure 2.18 montre deux ondelettes particulières : le chapeau mexicain et l'ondelette à support compact *db5*.

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \text{ avec } (a, b) \in \mathbb{R} \quad (2.28)$$

$$[W_\psi(x)](a, b) = \langle x(t), \psi_{a,b}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \bar{\psi}_{a,b}(t) dt \quad (2.29)$$

Dans le cadre des signaux numériques, c'est la transformée en ondelettes dyadiques qui est préférentiellement appliquée, car elle permet de décomposer un signal dans une base, c'est-à-dire sans perte ou redondance d'informations [Mis03]. Cette technique permet de paver sans recouvrement le plan temps-échelle dans le cas des ondelettes. La transformée en ondelettes dyadiques conduit à l'analyse multirésolution, qui permet de décomposer un signal en sous bandes fréquentielles. Cette propriété est utilisée en diagnostic pour focaliser l'analyse d'un signal dans un domaine fréquentiel donné [Zha04].

La décomposition en ondelettes dyadiques d'un signal conduit à l'obtention d'un signal d'approximation et d'un signal de détail. Le signal de détail contient le contenu fréquentiel haute fréquence du signal d'origine dans le domaine  $[\frac{f_{ech}}{4}; \frac{f_{ech}}{2}]$  avec  $f_{ech}$  la fréquence d'échantillonnage. Le signal d'approximation, quant à lui, contient le contenu fréquentiel basse fréquence du signal d'origine dans le domaine  $[0; \frac{f_{ech}}{4}]$ . L'opération est répétée de manière itérative sur chaque approximation conduisant à l'arbre de décomposition d'un signal temporel  $x(t)$  de la figure 2.19

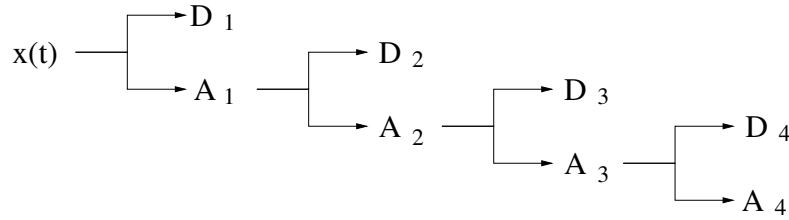


FIG. 2.19 – Arbre de décomposition en ondelettes dyadiques au niveau  $J_0 = 4$

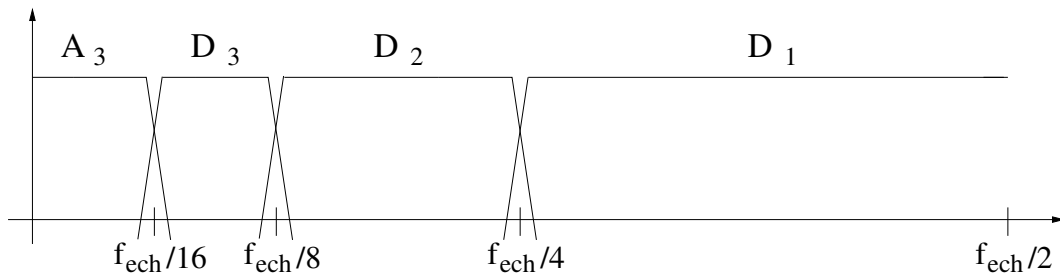


FIG. 2.20 – Découpage en sous bandes fréquentielles d'un signal par la transformée en ondelettes dyadiques au niveau  $J_0 = 3$

où  $J_0 = 4$  représente le niveau final de décomposition ou niveau de résolution. Au fur et à mesure que le niveau de résolution augmente, l'analyse du signal se focalise sur des bandes de fréquences de plus en plus basses, comme le montre la figure 2.20. Une fois le signal décomposé en sous-bandes représentatives de contenus fréquentiels différents, une transformée de Fourier est généralement appliquée pour analyser le contenu spectral des sous bandes.

La transformée en paquets d'ondelettes dyadiques est basée sur la transformée en ondelettes précédente [Pes01]. La première étape de décomposition est la même. Cependant, les signaux de détail et d'approximation sont à nouveau décomposés, comme le montre l'arbre complet de décomposition en figure 2.21. Toutes les sous-bandes fréquentielles couvrent des domaines de largeurs identiques (cf. figure 2.22). Dans le cas de la détection des défauts de roulements, cette technique permet d'obtenir la même finesse d'analyse quelles que soient les fréquences investiguées [Zha03], [Che04], [Pan09].

### 2.5.5 Complexité algorithmique des méthodes de traitement du signal

Toutes les méthodes précédemment citées présentent des caractéristiques intéressantes pour la détection des défauts de roulements via les grandeurs vibratoires. Cependant, les méthodes de traitement du signal peuvent nécessiter une capacité de calcul et un espace mémoire de stockage relativement importants. Dans le cadre d'une application de surveillance embarquée, où les systèmes de mesures et de traitements sont intégrés auprès de la machine, les différents indicateurs doivent pouvoir être obtenus grâce à un microprocesseur de type Digital Signal Processor. Nous allons donc, pour différentes méthodes de traitement, nous intéresser à leur

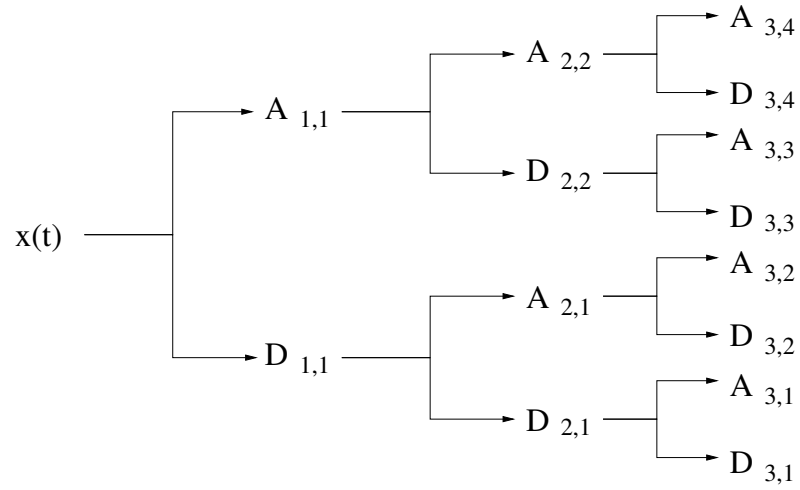


FIG. 2.21 – Arbre complet de décomposition en paquets d'ondelettes dyadiques au niveau  $J_0 = 3$

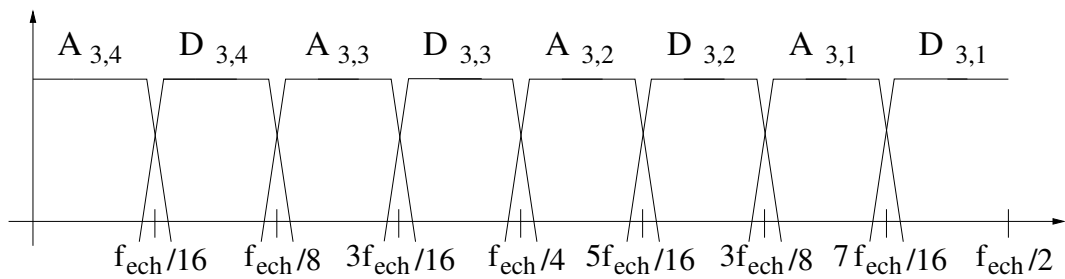


FIG. 2.22 – Découpage en sous bandes fréquentielles d'un signal par la transformée en paquets d'ondelettes dyadiques au niveau  $J_0 = 3$

TAB. 2.3 – Complexité algorithmique des méthodes de traitement du signal pour la détection des défauts de roulements par analyse vibratoire. Exemple avec  $N = 128000$ ,  $K = 10$ ,  $J_0 = 5$

Transformée de Fourier	Spectre d'enveloppe	Cepstre	Transformée en ondelettes	Transformée en paquets d'ondelettes
$N \log_2(N)$	$3N \log_2(N)$	$2N \log_2(N)$	$4KN$	$J_0 N(2K - 1)$
$1.5 \times 10^6$	$4.5 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	$5.12 \times 10^6$	$12.16 \times 10^6$

complexité algorithmique théorique.

En ce qui concerne la transformée de Fourier discrète, nous prendrons comme algorithme de base la FFT dont la complexité algorithmique est de  $N \log_2(N)$  opérations élémentaires pour un signal de  $N$  points [Mal00]. Classiquement, le signal analytique est obtenu grâce à l'expression fréquentielle du filtre de Hilbert. Ainsi, pour reconstituer le signal analytique, une transformée de Fourier, un filtrage et une transformée de Fourier inverse sont donc nécessaires. Ainsi, le spectre d'enveloppe nécessite au moins trois fois plus d'opérations que la transformée de Fourier discrète. Le cepstre quant à lui, sans tenir compte du calcul du logarithme, est calculé avec deux transformées de Fourier consécutives. Sa complexité apparaît comme évidente.

Pour analyser un signal discret, la transformée en ondelettes nécessite un banc de filtres associé à l'ondelette choisie pour l'analyse. Ces filtres possèdent une longueur  $K$ . Par ailleurs, un niveau d'analyse  $J_0$  doit être choisi. Conformément aux définitions des transformées en ondelettes et paquets d'ondelettes dans le paragraphe 2.5.4.4, à la définition des algorithmes rapides [Pre92], [Mal00], les complexités algorithmiques de ces méthodes peuvent être calculées. Celles-ci apparaissent comme étant proportionnelles à la longueur du signal analysé.

Considérons un signal discret  $x(n)$  de longueur  $N$ . La fréquence de ce signal est fixée à  $25,6kHz$  et la durée d'acquisition est de  $5s$  soit  $N = 128000$  points. Pour les transformées en ondelettes, on prendra comme exemple l'ondelette *db5* dont le filtre est de longueur  $K = 10$ . En ce qui concerne le niveau d'analyse, on pourra prendre un niveau  $J_0 = 5$  correspondant à des bandes fréquentielles de  $400Hz$  minimum. Le tableau 2.3 indique les complexités algorithmiques estimées des différentes méthodes avec les applications numériques associées aux paramètres précédents [Tra09a].

Nous pouvons constater, au travers des résultats du tableau 2.3, que ces différentes méthodes peuvent entraîner des coûts calculatoires prohibitifs qui paraissent incompatibles avec des applications embarquées à bas coût. Ce résultat constitue l'inconvénient majeur des méthodes de traitement du signal dans le cadre de l'analyse vibratoire, comparativement aux indicateurs scalaires. Notons que la méthode la plus économe en coût calculatoire reste la transformée de Fourier discrète.



### 2.5.6 Automatisation de la détection des défaillances de roulements

Contrairement aux indicateurs scalaires, l'analyse des résultats fournis grâce aux méthodes de traitement du signal est relativement complexe. Bien souvent, le résultat du traitement est analysé par un expert humain. Afin d'automatiser la détection des défauts de roulements en supprimant l'analyse humaine, des méthodes sont mises en place, conduisant à une prise de décision concernant l'état de santé du roulement analysé.

La première catégorie de méthodes de prise de décision, utilisée par exemple pour les indicateurs scalaires, consiste à comparer la valeur numérique de l'indicateur à un seuil prédéfini. La seconde catégorie de méthodes est basée sur des techniques de classification et de reconnaissance des échantillons de données. Les recherches se sont concentrées principalement sur la logique floue [Wan08], les méthodes de reconnaissance de forme [Men08], les réseaux de neurones [Yan02], [Sam07] ou les algorithmes génétiques [Moh06a] qui permettent de classer les échantillons en cas sains et cas dégradés. Bien que ces méthodes permettent de fournir une lecture claire de l'état de dégradation du roulement, leur inconvénient principal réside dans la définition des critères de défaillance, l'apprentissage des méthodes et le coût calculatoire engendré.

## 2.6 Définition d'un indicateur de défaillances de roulements

Nous avons exposé plusieurs types d'indicateurs et de méthodes de traitement du signal pour la détection des défauts de roulements par analyse des vibrations. Nous avons vu que ces méthodes pouvaient être lourdes en termes d'implantation physique comme les indicateurs scalaires (nécessité d'une acquisition performante au niveau de la fréquence d'échantillonnage des signaux) ou encore lourdes en termes d'implantation calculatoire pour les méthodes avancées de traitement du signal.

### 2.6.1 Cahier des charges

Nous allons donc proposer une méthode de détection des défauts de roulements exploitant une analyse simple des signaux vibratoires. Ainsi, cette méthode doit exploiter les composantes basses fréquences des signaux, à savoir les multiples des fréquences caractéristiques du roulement, afin de limiter la complexité physique et donc les coûts financiers et calculatoires, de la chaîne d'acquisition de données.

De plus, afin de limiter le coût calculatoire, seul le contenu spectral du signal doit être analysé. D'après le tableau 2.3, cette méthode est la moins coûteuse en termes de nombre d'opérations élémentaires à effectuer pour obtenir la grandeur d'analyse. De plus, la fréquence d'échantillonnage peut être significativement réduite par rapport à celle nécessitée par les méthodes s'appuyant sur l'excitation

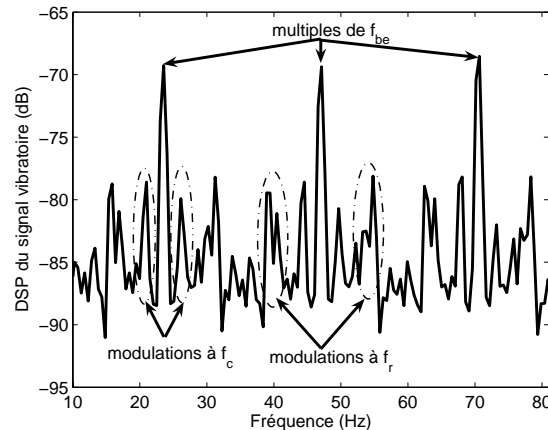


FIG. 2.23 – DSP du signal vibratoire d'un roulement avec un défaut localisé sur la bague externe

des modes propres de la bague externe. Ainsi avec un temps d'acquisition égal, le nombre de points du signal et donc la complexité calculatoire sont réduits.

L'analyse proposée doit également être capable de fournir un indicateur constitué par une variable numérique simple, afin d'éviter le recours aux techniques de classification ou à l'expertise humaine. Tout comme pour les indicateurs scalaires, l'indicateur numérique devra pouvoir être comparé à une valeur obtenue pour un roulement sain, pour donner alors une indication fiable de l'état de dégradation du roulement surveillé.

## 2.6.2 Extraction d'énergie spectrale

Il a été démontré dans le paragraphe 2.4.2 que des fréquences vibratoires caractéristiques apparaissent avec la dégradation des roulements. Ces harmoniques sont localisés en fréquence et peuvent être identifiés de manière théorique avec la connaissance des fréquences caractéristiques du roulement. La figure 2.23 montre le spectre vibratoire d'un roulement avec un défaut localisé sur la bague externe, pour une vitesse de rotation d'environ  $400 \text{ tr.min}^{-1}$ . On y identifie clairement les harmoniques relatifs au défaut, ainsi que des harmoniques de modulation faisant intervenir la fréquence de cage et la fréquence de rotation mécanique. Cependant, l'apparition d'un harmonique particulier relève d'un processus aléatoire. En effet, les harmoniques dépendent de la localisation du défaut (bague externe, interne, bille), de son type (défaut localisé, usure généralisée) et de sa sévérité, comme le spécifie à titre d'exemple le tableau 2.2. Nous devons donc tenir compte de ces inconnues concernant les harmoniques de défaut. Par conséquent, l'algorithme de détection envisagé ne se focalise pas sur la recherche systématique d'un ou de plusieurs harmoniques à des fréquences théoriquement déterminées par avance.

L'algorithme proposé recherche alors, dans des bandes de fréquence, la possible apparition des harmoniques de défaut. Pour cela, l'énergie du signal est estimée dans des plages fréquentielles où des harmoniques de défaut sont susceptibles d'apparaître quelle que soit la nature du défaut. Les plages sélectionnées pour l'analyse

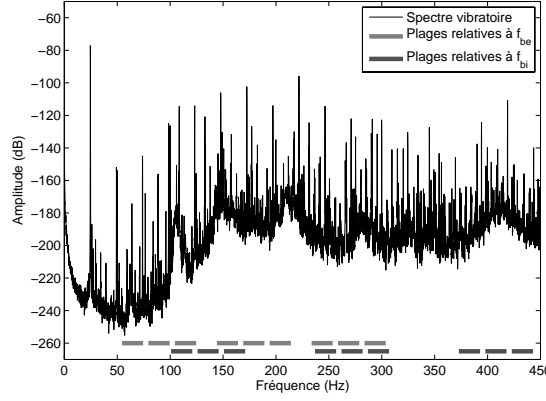


FIG. 2.24 – Spectre vibratoire et plages d'extraction d'énergie

sont spécifiées en (2.30), où  $f_{def}$  représente d'une part la fréquence caractéristique de la bague externe  $f_{be}$  et d'autre part la fréquence caractéristique de la bague interne  $f_{bi}$ . Les plages fréquentielles tiennent compte des combinaisons de fréquences faisant intervenir la fréquence de rotation mécanique de la machine  $f_r$  et la fréquence de cage du roulement  $f_c$ . Compte tenu des valeurs de  $n$ , il y a donc 18 plages fréquentielles dans lesquelles l'énergie est extraite (9 plages relatives à la fréquence caractéristique de la bague externe et 9 relatives à la fréquence caractéristique de la bague interne). La figure 2.24 indique, sur un spectre vibratoire, la localisation fréquentielle des plages d'analyse relatives aux fréquences caractéristiques d'un roulement de type 6208 tournant à une fréquence de  $25\text{Hz}$ . On peut constater que certaines plages se recouvrent, ce qui veut dire que des combinaisons fréquentielles relatives à  $f_{be}$  peuvent se confondre avec des combinaisons relatives à  $f_{bi}$ . Par ailleurs, ce chevauchement permet de prendre en compte plusieurs fois l'apparition de certains harmoniques et ainsi d'augmenter la sensibilité de la détection.

$$\begin{aligned} & [nf_{def} - f_c; nf_{def} + f_c] \\ & [nf_{def} - f_r - f_c; nf_{def} - f_r + f_c] \\ & [nf_{def} + f_r - f_c; nf_{def} + f_r + f_c] \end{aligned} \quad (2.30)$$

avec  $n \in [1; 3]$ .

Il convient également de définir l'énergie spectrale d'un signal. Le théorème de Parseval assure l'égalité entre l'énergie  $W$  de la variable temporelle et l'intégrale de la densité d'énergie de la variable fréquentielle (2.31). L'énergie d'un signal discret analysé peut donc être estimée dans une plage fréquentielle donnée  $[m_1; m_2]$  au travers de sa transformée de Fourier, ce qui correspond à une sommation fréquentielle de la densité spectrale d'énergie du signal (2.32).

$$W = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \quad (2.31)$$

$$W_{m_1, m_2} = \sum_{m=m_1}^{m_2} |X(m)|^2 = \sum_{m=m_1}^{m_2} P_x(m) \quad (2.32)$$

### 2.6.3 Algorithme d'implantation

L'algorithme de détection des défauts de roulements est donc basé sur l'extraction d'énergie à partir de la densité spectrale d'énergie des signaux vibratoires dans les bandes de fréquences prédéfinies en (2.30). Compte tenu du fait que les fréquences caractéristiques du roulement analysé dépendent de la fréquence de rotation mécanique du roulement, il est nécessaire d'estimer cette dernière. Pour cela, l'algorithme se base sur la détection de l'harmonique vibratoire à  $f_r$ . En effet, la plupart des machines, quel que soit le degré de perfection au niveau du montage mécanique ou de la répartition de masse du rotor, possèdent un balourd ou une excentricité naturelle engendrant des vibrations à la fréquence  $f_r$ .

Une première estimation de  $f_r$  est effectuée en considérant la fréquence d'alimentation statorique supposée connue  $f_s$ , le glissement  $g$  et le nombre de paires de pôles  $n_p$  de la machine par  $f_r = \frac{f_s(1-g)}{n_p}$ . Le glissement  $g$  dépend du point de fonctionnement en termes de couple de charge mais reste toujours compris entre 0 et une valeur maximale donnée par le constructeur de la machine pour une fréquence d'alimentation spécifique. Cette première estimation de  $f_r$  fournit donc une fourchette fréquentielle relativement étroite, puisque le glissement est généralement inférieur à 5%, dans laquelle doit se trouver l'harmonique vibratoire de fréquence  $f_r$ . Par exemple, pour la fréquence d'alimentation nominale, la fréquence de rotation mécanique de notre machine, décrite en annexe A, est comprise entre  $23.75\text{Hz}$  et  $25\text{Hz}$ . On considère alors que, dans cette fourchette, l'harmonique de plus forte énergie est l'harmonique à la fréquence de rotation.

Connaissant les fréquences caractéristiques du roulement testé pour une fréquence de rotation définie, ainsi que la fréquence de rotation mécanique au point de fonctionnement considéré, les fréquences caractéristiques sont alors calculées. D'après (2.1), les fréquences caractéristiques sont proportionnelles à  $f_r$ , leur estimation se fait alors aisément, connaissant la fréquence de rotation au moment de la mesure.

Les plages fréquentielles définies en (2.30) sont alors estimées. L'énergie spectrale est estimée dans les plages correspondant d'une part aux harmoniques de la bague externe  $W_{be}(k)$  et d'autre part aux harmoniques de la bague interne  $W_{bi}(k)$ , avec  $k$  l'indice des plages fonction de leur ordonnancement fréquentiel. Le principe de l'extraction d'énergie spectrale pour un signal vibratoire  $x(t)$  est résumé par la figure 2.25.

Les énergies ainsi extraites pourraient servir d'indicateur numérique. Cependant, pour faciliter l'interprétation des résultats et la prise de décision concernant l'état de santé du roulement, une méthode simple consiste à comparer les énergies mesurées avec des énergies de référence. Ces énergies de référence sont obtenues à l'aide de mesures effectuées sur un roulement sain. La comparaison se fait, entre les énergies de plages correspondantes, au moyen d'un écart relatif exprimé en %. Le

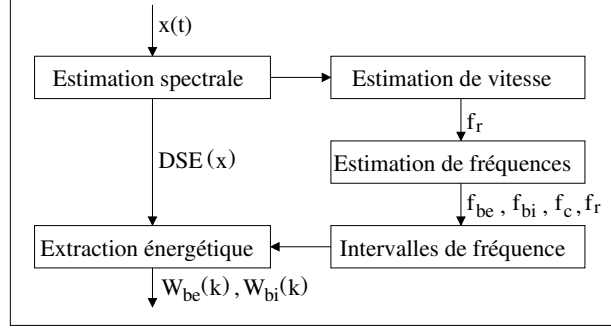


FIG. 2.25 – Extraction des énergies spectrales dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements

calcul est présenté en (2.33) pour les plages d'énergies correspondant à un défaut situé sur la bague externe du roulement.

$$\Delta W_{be}(k) = 100 \frac{W_{be}(k)_{\text{testé}} - W_{be}(k)_{\text{référence}}}{W_{be}(k)_{\text{référence}}} \quad (2.33)$$

Les écarts d'énergie relatifs correspondant d'une part à la bague externe  $\Delta W_{be}(k)$  et d'autre part à la bague interne  $\Delta W_{bi}(k)$  sont moyennés afin de cumuler les effets des défauts dans les différentes bandes de fréquence (2.34).

$$< \Delta W_{be} > = \frac{1}{9} \sum_{k=1}^9 \Delta W_{be}(k) \quad \text{et} \quad < \Delta W_{bi} > = \frac{1}{9} \sum_{k=1}^9 \Delta W_{bi}(k) \quad (2.34)$$

Enfin, les écarts d'énergie moyennés relatifs aux plages bague externe et interne sont moyennés afin d'obtenir une unique valeur numérique  $I_{vib}$ , représentative des défauts pouvant apparaître sur les bagues du roulement.  $I_{vib}$  est défini comme l'indicateur vibratoire représentatif de l'état de dégradation du roulement testé (2.35). La figure 2.26 illustre le calcul de l'indicateur vibratoire de défaut de roulement  $I_{vib}$ .

$$I_{vib} = \frac{1}{2} (< \Delta W_{be} > + < \Delta W_{bi} >) \quad (2.35)$$

Les analyses théoriques ont montré que les défauts de roulements entraînent l'apparition ou l'augmentation d'énergie d'harmoniques vibratoires. Ainsi, l'énergie spectrale dans les plages spécifiées doit augmenter lorsqu'un défaut apparaît, conduisant alors à un écart relatif positif entre un cas défaillant et une référence saine. De plus, la valeur de l'indicateur doit être d'autant plus grande que le défaut est sévère. Par ailleurs, si un roulement sain est testé et comparé à une référence saine, les écarts d'énergie dans les plages fréquentielles et par conséquent la valeur de l'indicateur doivent être sensiblement nuls. Ainsi, la valeur de  $I_{vib}$  peut être comparée à un seuil positif prédéfini théoriquement ou expérimentalement traduisant le caractère sain ou défaillant du roulement testé.

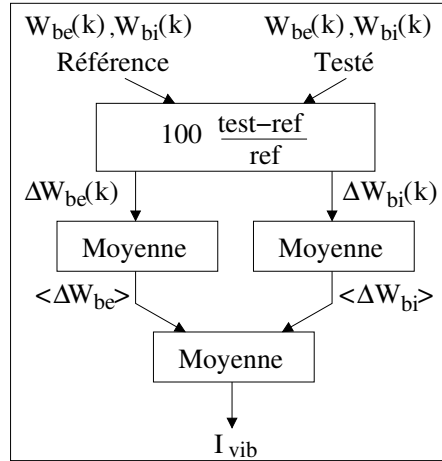


FIG. 2.26 – Comparaison des énergies spectrales vibratoires pour la définition d'un indicateur de défaut de roulement numérique  $I_{vib}$

## 2.7 Résultats expérimentaux

Nous allons montrer, sur différents cas de défauts de roulements, comment se fait la détection des défaillances à l'aide de l'algorithme que nous avons proposé. La sévérité des défauts que nous analyserons sera graduellement diminuée de manière, d'une part à tester progressivement les performances de l'indicateur et, d'autre part à se rapprocher des phénomènes d'usures naturelles constatés au paragraphe 2.2.2. Nous étudierons tout d'abord des roulements possédant un défaut localisé de sévérité extrême pouvant être comparé à l'écaillage induit par certains modes de dégradation. Dans un second temps, nous nous intéresserons à des roulements dont les pistes ont été fraisées localement afin de diminuer la sévérité du défaut tout en conservant le caractère localisé de celui-ci. Enfin, nous étudierons un roulement subissant une usure généralisée par injection de contaminant afin d'être conforme à un processus de dégradation réel.

### 2.7.1 Roulements artificiellement dégradés par électro - érosion

L'algorithme est tout d'abord testé avec des roulements artificiellement dégradés par électro-érosion. Un descriptif détaillé de ces roulements ainsi que des paramètres d'acquisition est disponible en Annexe A. L'indicateur vibratoire  $I_{vib}$  est calculé pour trois roulements différents : un roulement sain, un roulement possédant un trou sur la bague externe et un roulement possédant un trou sur la bague interne. Les énergies de référence sont obtenues avec le roulement sain. Pour chaque cas, trois acquisitions sont effectuées afin d'obtenir trois valeurs d'indicateur dont les moyennes en fonction du roulement testé sont indiquées dans le tableau 2.4.

En rappelant que  $I_{vib}$  représente un écart relatif par rapport à un cas sain, il est alors clair que l'énergie spectrale vibratoire obtenue avec les roulements dégradés est largement supérieure à celle obtenue dans un cas sain. Par ailleurs, même s'il existe un écart d'énergie entre la référence utilisée et le roulement sain, cet écart

TAB. 2.4 – Moyenne sur trois mesures de l'indicateur vibratoire  $I_{vib}$  pour un roulement sain et deux roulements possédant un défaut localisé

Roulement sain	Défaut localisé sur la bague externe	Défaut localisé sur la bague interne
17.6%	$1.63 \cdot 10^5\%$	$2.31 \cdot 10^3\%$

est négligeable par rapport à ceux constatés dans les cas défailants. Cela assure une bonne séparation des catégories de roulements (sain - défailants), ainsi qu'une détectabilité certaine des défauts de roulements par seuillage de l'indicateur.

Par ailleurs, nous pouvons constater que l'écart d'énergie induit par le défaut localisé sur la bague externe est supérieur à celui engendré par le défaut de la bague interne. En effet, les vibrations produites par le défaut de la bague externe sont mécaniquement transmises directement au travers du palier de roulement jusqu'à l'accéléromètre. A contrario, les vibrations engendrées par le défaut de la bague interne traversent le roulement, constitué rappelons-le du système mécanique bague-bille-bague ayant les caractéristiques d'un système amortisseur. Ce principe est le même que celui évoqué pour les modes propres des bagues au paragraphe 2.4.3.

### 2.7.2 Roulements artificiellement dégradés par fraisage

Les défauts localisés précédents constituent un cas d'étude des défaillances de roulement. Il est donc nécessaire de prendre en compte des défauts plus réalistes. Pour cela, nous allons considérer un roulement donc les bagues sont fraisées. Les défauts induits sont de nature localisée mais leur sévérité est plus faible que précédemment.

De plus, les grandeurs vibratoires sont sensibles à de nombreux facteurs tels que le montage des roulements ou encore le positionnement spatial des pièces mécaniques les unes par rapport aux autres. C'est pourquoi, pour détecter des défauts de roulements, il est important de procéder sans avoir à effectuer de changement de roulement donc sans avoir à effectuer un démontage-remontage de la machine.

Un protocole de dégradation de roulement par fraisage décrit en annexe A a été mis en place. De ce fait, aucun démontage de la machine n'est nécessaire et le suivi des défaillances peut se faire en fonction du type de dégradation. Tout d'abord, l'indicateur est calculé pour le roulement sain comparativement à la référence obtenue avec le même roulement. La bague interne puis la bague externe sont ensuite fraisées tour à tour. Pour chaque cas de défaillance, dix enregistrements sont effectués afin d'obtenir un indicateur statistiquement valable et afin de vérifier la reproductibilité de la détection. La figure 2.27 montre un histogramme des valeurs d'indicateur pour les différents cas testés. On constate clairement que le cas sain est énergétiquement proche de la référence. De plus, les cas défailants sont clairement séparés du cas sain et de la référence énergétique. Par ailleurs, le fraisage des chemins de roulement interne et externe entraîne une augmentation

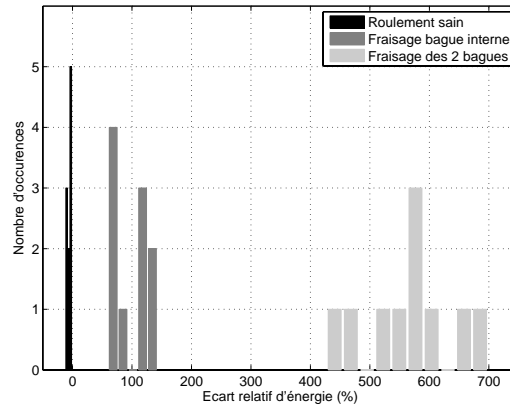


FIG. 2.27 – Histogramme des valeurs de  $I_{vib}$  pour des défauts engendrés par fraisage des pistes de roulement

très importante de l'écart énergétique par rapport au fraisage de la piste interne seule, ce qui confirme le fait que l'indicateur rend correctement compte de la sévérité de la dégradation ainsi que de la détectabilité accrue des défauts de la bague externe.

### 2.7.3 Surveillance de la dégradation d'un roulement

De manière à considérer une usure réaliste du roulement, nous procédons à la surveillance de la dégradation d'un roulement. Cette dernière est entraînée par l'insertion au sein du roulement d'un contaminant : de l'alumine ou oxyde d'aluminium  $Al_2O_3$ . Ce contaminant est choisi en raison des faibles dimensions des particules d'alumine (proche des poussières et des sables naturels), ainsi que de sa dureté supérieure à celle des aciers constitutifs des roulements, ce qui assure une dégradation des surfaces de contact [Mit00]. La dégradation est réalisée conformément au protocole expérimental décrit en annexe A.

Le facteur  $K$ , le kurtosis ainsi que  $I_{vib}$  sont calculés pour chaque ajout de contaminant. Dix mesures, d'une durée de 2s, sont effectuées pour les indicateurs scalaires, la fréquence d'échantillonnage des signaux vibratoires étant ici fixée à 8kHz pour tenir compte du premier mode propre de la bague externe. En ce qui concerne le facteur  $K$ , le seuil de détection des défauts de roulements est fixée à 10 fois la valeur attribuée au cas sain. Pour le kurtosis, conformément à sa définition donnée dans le paragraphe 2.5.2, la valeur du seuil de détection de défaillance est fixée à 3. On remarque en figure 2.28, que les indicateurs scalaires ne montrent pas de progression linéaire de l'usure. Pour certains cas, la valeur des indicateurs redescend en dessous du seuil n'assurant pas de manière certaine la détection de la dégradation.

Pour l'indicateur vibratoire, dix mesures sont également effectuées à chaque ajout de contaminant, la fréquence d'échantillonnage étant abaissée à 2.2kHz. L'indicateur vibratoire  $I_{vib}$ , représenté en figure 2.29, indique clairement la défaillance du roulement. La moyenne de  $I_{vib}$  sur les dix enregistrements par ajout de conta-



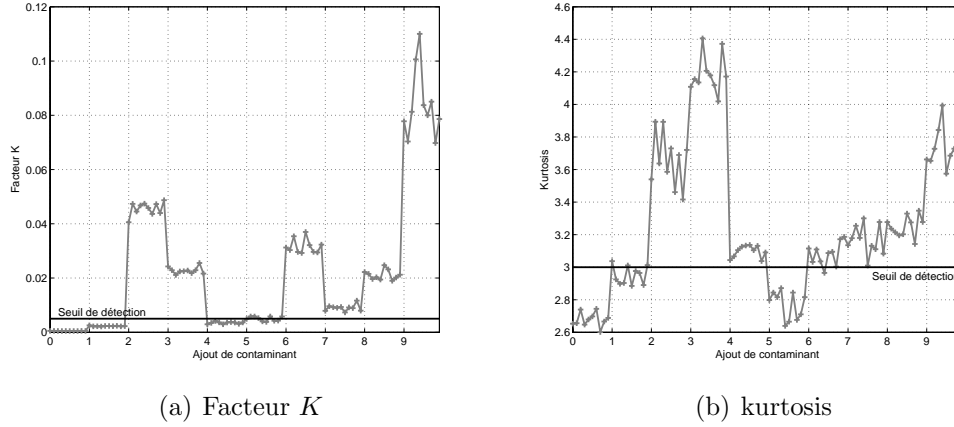


FIG. 2.28 – Suivi des indicateurs scalaires vibratoires au long de l'usure d'un roulement par ajout de contaminant

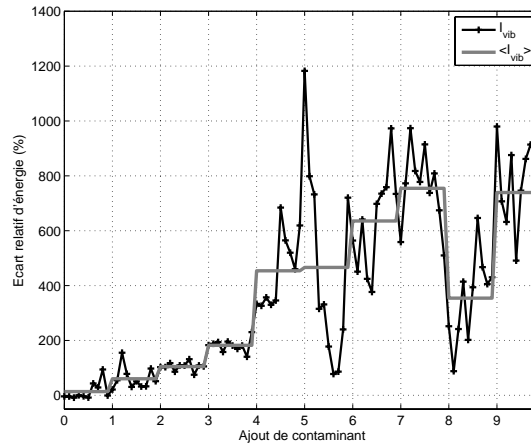


FIG. 2.29 – Valeurs de  $I_{vib}$  lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant

minant est également représentée. L'usure apparaît alors comme détectable dès les premiers ajouts de contaminant, la détection devenant certaine au fur et à mesure de l'avancement de la dégradation. Cependant, lors de certains ajouts de contaminants (4<sup>eme</sup> et 5<sup>eme</sup> en particulier), l'indicateur présente des valeurs erratiques ne permettant pas toujours de statuer clairement sur la défaillance du roulement. Il est donc nécessaire d'effectuer plusieurs mesures de  $I_{vib}$  et d'en considérer la moyenne.

Étudions trois signaux vibratoires enregistrés avec le roulement sain, après deux ajouts de contaminant et après quatre ajouts de contaminant. En présence de contaminant, les premières étapes de l'usure se caractérisent par de l'indentation des chemins de roulement ainsi que par la formation de micro-érosions des pistes, entraînant des excitations vibratoires hautes fréquences excitant les modes propres de la bague externe. Les signaux temporels montrent bien en figure 2.30(a), pour le

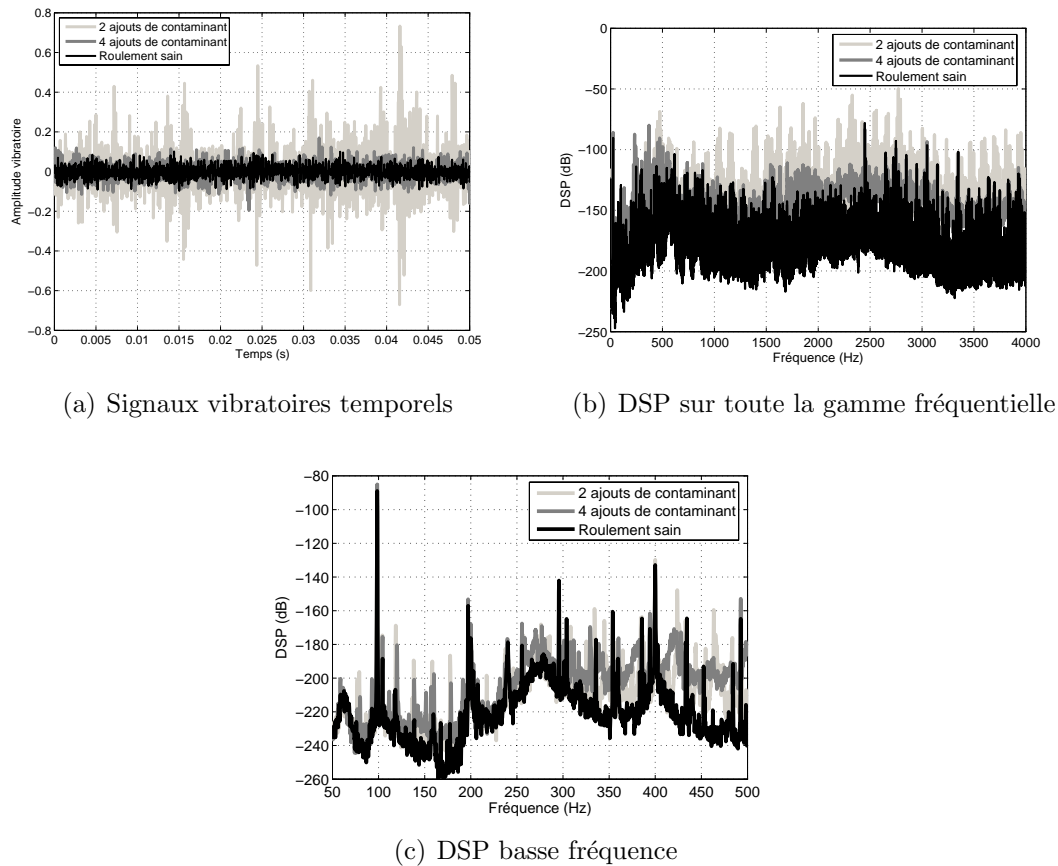


FIG. 2.30 – Analyse des signaux vibratoires pour le roulement sain, après deux et quatre ajouts de contaminant

cas de deux ajouts de contaminants, une série d'impulsions vibratoires correspondant à l'excitation des modes propres de la bague externe. Les impulsions vibratoires n'apparaissant pas pour quatre ajouts de contaminant, on comprend alors que les indicateurs scalaires fournissent une détection certaine pour deux ajouts et pas pour quatre. On peut d'ailleurs constater sur la figure 2.30(b), que le mode propre d'ordre 2 de la bague externe est particulièrement sollicité pour le signal à deux ajouts de contaminant et beaucoup moins pour le cas de quatre ajouts de contaminant. Ainsi, à la différence de  $I_{vib}$ , les indicateurs scalaires prenant en compte ces modes propres sont plus réactifs dans les premiers stades de la dégradation. Lors de l'avancement de l'usure, l'érosion des pistes de roulement s'intensifie, impliquant la création de défauts de nature localisée. Il se produit alors une augmentation significative de l'énergie spectrale basse fréquence aisément détectable par  $I_{vib}$ . La figure 2.30(c) montre que la DSP basse fréquence est de plus forte énergie globale pour le signal à quatre ajouts de contaminant, avec des harmoniques étalés en fréquence, comparativement aux autres signaux enregistrés. Ces harmoniques impliquent une énergie spectrale importante, rendant alors compte de la réactivité de  $I_{vib}$  dans ce cas. Des photographies de l'état de surface du roulement à la fin du protocole expérimental sont disponibles en annexe A.

## 2.8 Résumé

Nous avons présenté dans ce chapitre des notions génériques concernant les roulements ainsi que leurs modes de dégradation. De nombreux facteurs ont été mis en évidence, dont l'action conduit à une diminution de la durée de vie des organes mécaniques des roulements. Nous avons vu que les modes de dégradation pouvaient se combiner au long du fonctionnement des roulements jusqu'à l'apparition de défauts mortels. Nous avons également étudié les caractéristiques cinématiques correspondant au comportement vibratoire basse fréquence des roulements ainsi que les caractéristiques dynamiques correspondant au comportement vibratoire haute fréquence. Nous avons alors mis en relation les conséquences de l'usure des roulements sur les comportements mécaniques basse et haute fréquence.

Compte tenu des caractéristiques vibratoires des roulements à billes en présence de défauts, nous avons présenté un panel de méthodes de traitement du signal mises en place pour détecter et analyser les défauts. Nous avons étudié les indicateurs scalaires, basés sur une analyse des signaux vibratoires temporels. Nous avons ensuite présenté l'analyse fréquentielle de Fourier. Enfin, nous nous sommes intéressés aux méthodes avancées de traitement du signal. Nous avons pu comparer de manière objective les différentes méthodes en choisissant comme critères d'analyse la complexité de la chaîne de mesure, la complexité des calculs et la nécessité de requérir à l'avis d'un expert pour analyser les résultats obtenus. A partir de cette comparaison, nous avons proposé un indicateur de défaillance de roulement basé sur l'analyse du contenu spectral basse fréquence des signaux vibratoires, donnant une grandeur numérique qui permet de statuer aisément sur l'état de dégradation du roulement testé.

L'indicateur vibratoire a ensuite été testé sur différents cas de défauts de roulements dont la nature et la sévérité ont été graduellement approchées des cas d'usure constatés sur des systèmes réels. Nous avons alors montré l'efficacité de l'indicateur proposé pour détecter les différents cas de défauts, tout en assurant une reproductibilité statistique de la détection.



## Chapitre 3

# Effets des défaillances mécaniques d'un entraînement asynchrone sur les courants statoriques du moteur

### Table des matières

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>46</b>
<b>3.2</b>	<b>Défauts mécaniques d'un entraînement électrique . . .</b>	<b>48</b>
3.2.1	Causes et natures des défaillances mécaniques . . . . .	48
3.2.2	Caractérisation des défauts d'un entraînement . . . . .	49
<b>3.3</b>	<b>Effets mécaniques des défauts de roulements . . . . .</b>	<b>50</b>
3.3.1	Excentricité mécanique due aux défauts de roulements .	50
3.3.1.1	Déplacement radial d'une bille du roulement en présence d'un défaut localisé . . . . .	50
3.3.1.2	Déplacement radial de la bague interne du roulement par rapport à la bague externe - Excentricité résultante . . . . .	51
3.3.2	Oscillations de couple mécanique dues aux défauts de roulements . . . . .	53
<b>3.4</b>	<b>Signatures sur les courants statoriques des défauts mécaniques . . . . .</b>	<b>55</b>
3.4.1	Modulation des courants statoriques dus aux excentricités	56
3.4.2	Modulation des forces magnétomotrices dues aux oscillations du couple de charge . . . . .	58
3.4.3	Harmonique du couple électromagnétique . . . . .	60
3.4.4	Limitations du modèle . . . . .	60
3.4.5	Signatures dues aux défauts de roulements . . . . .	62
<b>3.5</b>	<b>Modélisation des machines électriques en vue de leur caractérisation fréquentielle . . . . .</b>	<b>63</b>
3.5.1	La modélisation Bond Graph . . . . .	64
3.5.1.1	Éléments bond graph . . . . .	64

---

3.5.1.2	Causalité bond graph . . . . .	65
3.5.1.3	Chemin causal, boucle causale et chaîne d'action	66
3.5.2	Bond graph et comportement dynamique des systèmes .	66
3.5.3	Approche simplifiée de la machine à courant continu . .	69
3.5.4	La machine asynchrone . . . . .	71
3.5.4.1	Modélisation de la machine asynchrone . . . .	71
3.5.4.2	Bond graph de la machine asynchrone . . . . .	74
<b>3.6</b>	<b>Caractérisation fréquentielle des grandeurs de la machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .</b>	<b>75</b>
3.6.1	Modèle d'état de la machine asynchrone . . . . .	76
3.6.2	Modélisation sans a priori des grandeurs de la machine asynchrone . . . . .	79
3.6.3	Exploitation du système d'état . . . . .	82
3.6.3.1	Grandeurs fondamentales en régime permanent	82
3.6.3.2	Expression des harmoniques de la vitesse angulaire électrique . . . . .	84
3.6.3.3	Expression des harmoniques des grandeurs d'état	84
3.6.3.4	Expression du couple électromagnétique . . . .	86
3.6.3.5	Expression complète des grandeurs d'état . . .	87
3.6.4	Caractérisation fréquentielle des grandeurs du système .	87
3.6.4.1	Variation du point de fonctionnement . . . . .	90
3.6.4.2	Variation des paramètres mécaniques de l'entraînement . . . . .	92
3.6.4.3	Variation des paramètres électriques de l'entraînement . . . . .	92
3.6.5	Validation expérimentale . . . . .	95
<b>3.7</b>	<b>Résumé . . . . .</b>	<b>99</b>

---

## 3.1 Introduction

Comme nous l'avons vu, la mise en place de mesures vibratoires pour détecter les défauts mécaniques de type défauts de roulements nécessite l'emploi de capteurs vibratoires souvent de type piezo-électriques, de conditionneurs et de chaînes d'acquisition de données. De plus, le positionnement spatial des capteurs doit être étudié en fonction de l'organe mécanique à surveiller. Dans le cadre des entraînements électriques à base de machine asynchrone, de nombreuses recherches ont été menées pour remplacer la détection de défauts mécaniques basée sur la mesure de grandeurs vibratoires, par une détection basée sur la mesure de grandeurs électriques, telles que les courants statoriques de la machine [Car93], [Dor97], [Kni05], [Nan05], [Jun06], [Moh06b], [Blo06a], [Blo06b], [And08]. En effet, les courants statoriques de la machine asynchrone sont souvent déjà mesurés pour la commande et pour les dispositifs de protection. Il n'est donc pas nécessaire de mettre en place

de nouveaux capteurs ou de nouvelles chaînes d'acquisition. Cette solution, largement investiguée, paraît donc plus viable d'un point de vue pratique et économique comparativement à la mesure vibratoire.

Nous allons tout d'abord nous intéresser aux défauts mécaniques pouvant affecter un entraînement électromécanique. Nous classerons les défauts en deux catégories distinctes selon leur effet, vu depuis la machine d'entraînement : l'excentricité du rotor et les oscillations du couple mécanique de charge. Dans le chapitre 2, nous nous sommes intéressés aux défauts de roulements du point de vue microscopique, ainsi qu'à leurs effets vibratoires. Dans ce chapitre, nous considérerons les défauts de roulement du point de vue macroscopique, ainsi que leurs effets en termes d'excentricité et d'oscillations de couple. Nous justifierons ensuite, à partir d'une étude mécanique simplifiée, le fait de ne considérer dans ce travail que les oscillations du couple de charge induites par les défauts de roulements. Nous présenterons ensuite un modèle des courants statoriques en présence de défaillances mécaniques. Ce modèle permet de mettre en évidence des caractères de modulation de phase du courant statorique en présence d'oscillations du couple de charge [Blo06a]. Le modèle sera ensuite discuté. Cette approche conduit à établir que ces oscillations de couple se traduisent sur les spectres des courants par des composantes latérales dont l'amplitude est inversement proportionnelle au carré de la fréquence des oscillations. Cette modélisation comporte cependant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices concernant notamment la modélisation de la partie mécanique du système et de la relation tension-courant statorique de la machine, considérée linéaire. De plus, les composantes de courant mises en évidence sur les courants et les flux ne sont pas répercutées sur le couple électromagnétique qui est considéré comme constant. Dans la pratique, il a été constaté que les amplitudes des harmoniques liés aux défauts suivent des lois d'évolution fréquentielle plus complexes que celles précédemment présentées, avec notamment la possibilité de rencontrer un caractère résonnant [Sal97], [Tra08a]. Or, lorsqu'on s'intéresse à ces signatures fréquentielles pour la mise en place d'un système de détection, il est important de pouvoir caractériser précisément comment varient les amplitudes des harmoniques relatifs au défaut en fonction de sa fréquence. La caractérisation de ces lois de variation permet d'appréhender l'influence des paramètres du système surveillé et de ses conditions de fonctionnement par rapport aux techniques de détection mises en place.

Au travers d'une modélisation énergétique des machines électriques à l'aide du formalisme bond graph, nous démontrerons que l'amplitude de certaines des composantes des courants statoriques, dues aux oscillations du couple de charge, suit une loi de variation fréquentielle potentiellement résonnante. Nous introduirons alors une approche de modélisation analytique plus complète permettant de pallier aux déficiences du premier modèle. Basée sur une des représentations d'état de la machine asynchrone, cette approche permet notamment d'inclure des modèles mécaniques plus réalistes et de prendre en compte de manière plus précise les couplages électromécaniques présents au sein de l'actionneur. Cette modélisation nous permettra de déterminer analytiquement la loi de variation fréquentielle des composantes de courant en présence d'oscillations du couple de charge, ainsi que de montrer que des résonances naturelles peuvent exister et qu'elles peuvent être

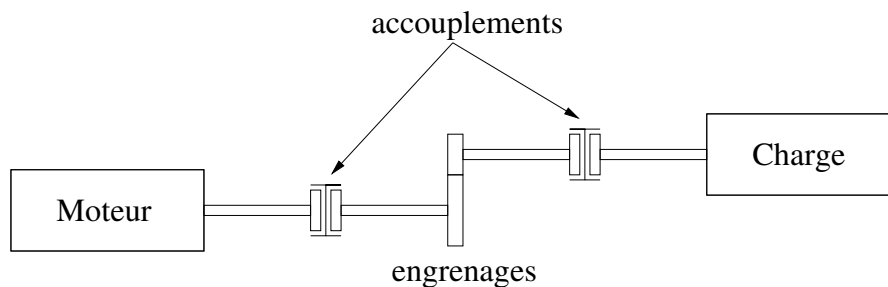


FIG. 3.1 – Éléments d'un entraînement électromécanique susceptibles de présenter des défauts

utilisées favorablement dans le cadre d'une procédure de détection.

## 3.2 Défauts mécaniques d'un entraînement électrique

### 3.2.1 Causes et natures des défaillances mécaniques

Nous avons vu que les roulements constituaient la source principale des défaillances d'un entraînement asynchrone. Dans un entraînement électromécanique, comme le montre la figure 3.1, les accouplements rigides, les accouplements élastiques, les engrenages ou les arbres de transmission sont des organes fragiles [Moh06b]. En effet, ceux-ci sont constamment sollicités pour transmettre le mouvement de rotation et le couple mécanique. On constate généralement que l'état de santé des organes de transmission dépend principalement du couple de charge qui leur est appliqué. Ainsi, pour appréhender les défauts mécaniques, il est intéressant de connaître les types de charges rencontrées. Leur classification peut se faire selon la forme du couple mécanique qu'elles exercent [Ben03]. Parmi les charges mécaniques les plus usuelles, on trouvera :

- les charges à couple constant au cours d'une séquence de fonctionnement, comme les systèmes de traction ferroviaire, les centrifugeuses, les systèmes de levage,
- les charges où le couple est inversement proportionnel à la vitesse : ce sont les charges à puissance constante telles que certaines machines-outils ; les perceuses par exemple,
- les charges à couple linéairement ou quadratiquement dépendant de la vitesse de rotation comme les pompes centrifuges et les ventilateurs,
- les charges dites inertielles, comme les volants d'inertie où le couple est proportionnel à la variation temporelle de la vitesse de rotation,
- les charges à couple impulsionnel comme les poinçonneuses ou les compresseurs.

Selon la façon dont est exercé le couple de charge mécanique, celui-ci peut se révéler destructif pour les organes mécaniques. De mauvaises conditions de fonctionnement peuvent conduire à des charges mécaniques défaillantes entraînant :



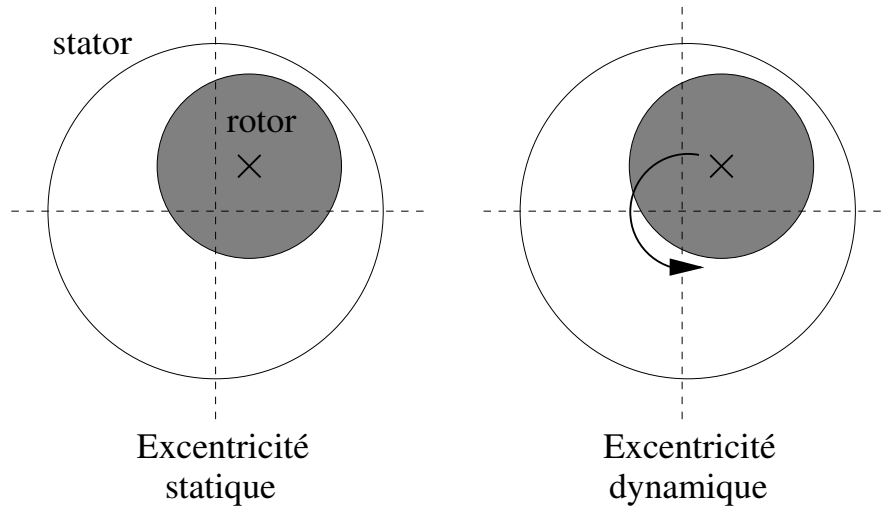


FIG. 3.2 – Représentation schématique des excentricités statiques et dynamiques

- des à-coups de couple,
- des surcouples,
- un déséquilibre mécanique de la charge ainsi que des oscillations du couple,
- des phénomènes de balourd,
- un désalignement des arbres de rotation.

On peut remarquer que les défaillances précédentes se classent en deux familles principales. Du point de vue de la machine asynchrone d'entraînement, la première famille de défaillance relève de la création d'une excentricité mécanique. La seconde famille concerne le couple de charge qui devient perturbé.

### 3.2.2 Caractérisation des défauts d'un entraînement

L'excentricité mécanique, au sein de la machine asynchrone, se traduit par un déplacement du centre géométrique du rotor par rapport à celui du stator. Deux types particuliers d'excentricités se distinguent : l'excentricité statique et l'excentricité dynamique. L'excentricité statique se caractérise par une différenciation des centres géométriques du rotor et du stator. Dans le cas de l'excentricité dynamique, le centre du rotor tourne autour du centre du stator comme le montre la figure 3.2 [Dor97], [Blo06a]. Enfin, l'excentricité dite mixte combine les deux précédentes, le centre géométrique du rotor tourne autour d'un point qui n'est pas confondu avec le centre géométrique du stator. Le danger principal inhérent à la présence d'excentricité dans la machine est un contact entre le rotor et le stator conduisant souvent à des dégâts considérables et irréversibles [Ver82].

Avant d'évoquer la deuxième famille de défauts, celle entraînant des variations du couple de charge, il convient de définir ce que l'on considère comme couple de charge. La machine asynchrone, utilisée en moteur, fournit un couple électromagnétique. Le rotor et les roulements de la machine constituent physiquement une charge mécanique. Une fraction du couple moteur sert à entraîner l'inertie du rotor et à vaincre les frottements normaux, majoritairement visqueux, des roulements à

billes. Ces charges sont internes à la machine et constituent sa charge mécanique normale. Par ailleurs, tout élément de la chaîne mécanique exerçant un couple ne correspondant pas au système naturel sera considéré comme une charge externe.

### 3.3 Effets mécaniques des défauts de roulements

Nous avons vu que les défauts mécaniques pouvaient être classifiés en deux catégories distinctes : les défauts entraînant des excentricités et ceux entraînant des oscillations du couple de charge. Dans le cas des défauts de roulements, il est nécessaire de connaître l'effet mécanique principal qui est engendré.

#### 3.3.1 Excentricité mécanique due aux défauts de roulements

Nous allons considérer ici un roulement à billes possédant un défaut localisé sur une des bagues. Certaines études indiquent que le défaut localisé entraîne la création d'une excentricité mécanique particulière [Sta04a], [Sch95b], [Blo08b].

##### 3.3.1.1 Déplacement radial d'une bille du roulement en présence d'un défaut localisé

Nous allons étudier, dans le cas d'un défaut localisé sur une piste de roulement, le déplacement radial d'une bille lorsqu'elle se trouve en contact avec le défaut. La figure 3.3 permet de représenter ce déplacement. En utilisant des considérations géométriques, l'expression du déplacement radial est obtenue (3.1). Comme nous l'avons vu au chapitre 2, les défauts localisés artificiels considérés dans ce travail sont constitués d'un trou dans une des bagues du roulement. Au niveau de la surface de la piste de roulement, le diamètre apparent du trou est estimé à  $2.1mm$ .

$$\epsilon = \frac{D_b}{2} \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{D_h^2}{D_b^2}} \right) \quad (3.1)$$

avec :

- $D_b \simeq 12.6mm$  le diamètre de bille pour un roulement de type 6208 (voir tableau A.3),
- $D_h \simeq 2.1mm$  la largeur apparente du défaut localisé.

En considérant les dimensions géométriques d'un roulement de type 6208, le déplacement radial de la bille est environ égal à  $\epsilon \simeq 90\mu m$ . Cependant, compte tenu du fait que les autres billes ne subissent pas l'influence du défaut (elles ne sont pas en contact avec le défaut et leur position angulaire est contrainte par la cage), il apparaît clairement que le déplacement de la bague interne, vis-à-vis de la bague externe, ne peut être égal au déplacement de la bille face au défaut. Cela revient à dire que l'excentricité mécanique induite par le défaut localisé est inférieure au déplacement radial de la bille en défaut.

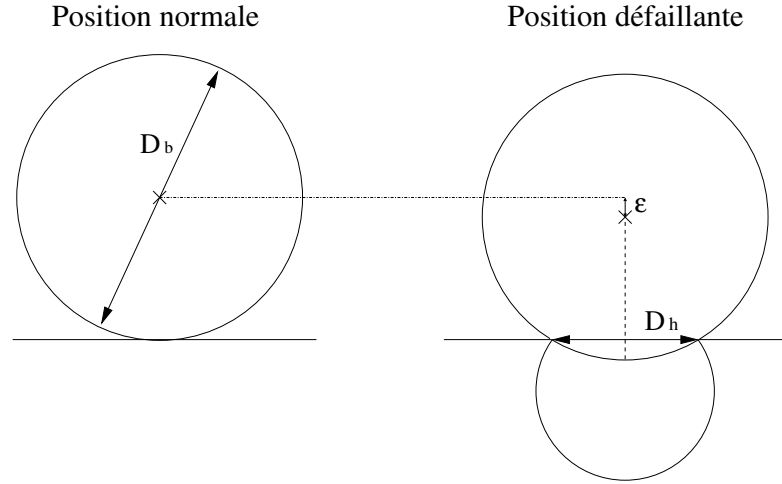


FIG. 3.3 – Déplacement radial d'une bille de roulement en présence d'un défaut localisé sur une piste

### 3.3.1.2 Déplacement radial de la bague interne du roulement par rapport à la bague externe - Excentricité résultante

Étudions donc le cas d'un roulement de type 6208 placé sur l'arbre d'une machine. Pour évaluer le déplacement radial de la bague interne par rapport à la bague externe en cas de défaut localisé, il est nécessaire de mettre en évidence les phénomènes mis en jeu. Nous avons vu au chapitre 2 que les efforts radiaux appliqués à la bague interne du roulement se transmettaient à la bague externe par l'intermédiaire des billes situées dans la zone de charge. Sous l'effet de ces efforts, les billes s'indentent dans les bagues, conformément à la théorie du contact bille-plan de Hertz ; ceci n'étant valable que si les contacts ne sont pas supposés parfaitement rigides. Prenons l'exemple du contact entre une bille et une bague du roulement. On considère, pour simplifier, qu'une bille subit les efforts engendrés par le poids du rotor. D'après la théorie du contact bille-plan, la profondeur d'indentation de la bille dans la bague  $\epsilon_H$  s'exprime selon (3.2) [Gar06].

$$\epsilon_H = \sqrt[3]{\frac{18F_r^2}{16D_bE_*^2}} \quad (3.2)$$

avec :

- $F_r = 75N$  le poids du rotor de la machine,
- $E_*$  le module d'Young normalisé.

Le module d'Young normalisé s'exprime, quant à lui, avec les modules d'Young et les coefficients de Poisson des matériaux en contact (3.3). Nous supposons que les deux matériaux sont identiques et qu'ils ont ainsi les mêmes propriétés physiques.

$$\frac{1}{E_*} = \frac{1 - \nu_1^2}{E_1} + \frac{1 - \nu_2^2}{E_2} \quad (3.3)$$

avec :

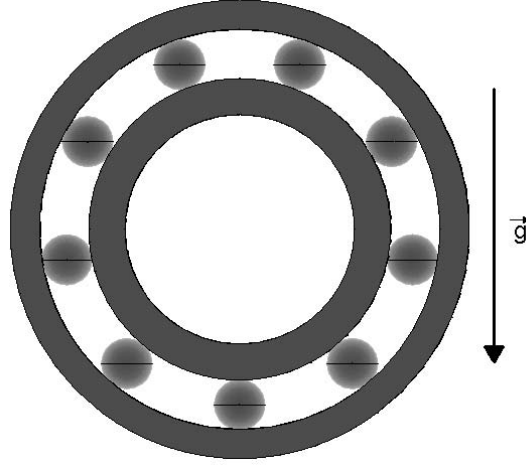


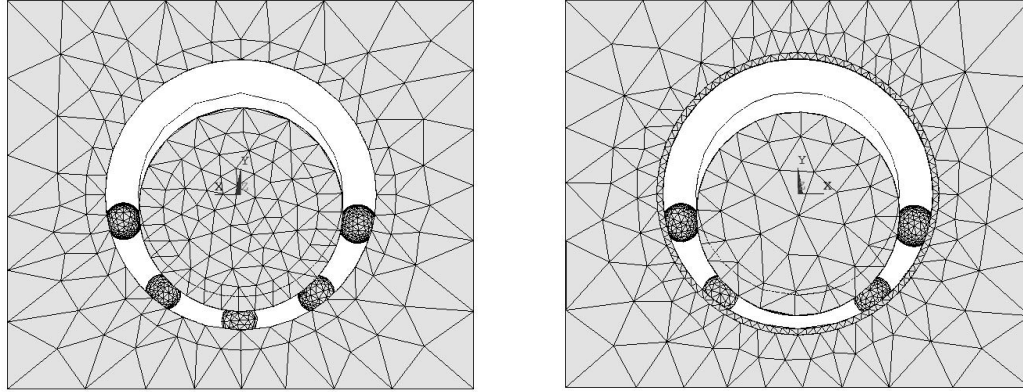
FIG. 3.4 – Configuration géométrique d'un roulement 6208 pour les simulations numériques

- $E_1 = E_2 = 208\text{GPa}$  le module d'Young de l'acier,
- $\nu_1 = \nu_2 = 0.29$  le coefficient de Poisson de l'acier.

L'indentation de la bille dans la piste de roulement est alors d'environ  $\epsilon_H = 3.4\mu\text{m}$ . Comme dans un roulement plusieurs billes répartissent la charge du rotor, l'indentation maximale d'une bille dans les bagues, et donc l'excentricité du rotor par rapport au stator, est inférieure à  $3.4\mu\text{m}$ . Ainsi, conformément à l'équation (3.1), si une bille se situe au niveau d'un défaut localisé, son déplacement est supérieur à celui de la bague interne engendré par le poids du rotor. Par conséquent, la bille n'est plus en contact avec les deux bagues du roulement et ne participe plus à la transmission de l'effort dû au poids du rotor. Nous allons donc étudier le déplacement de la bague interne lorsque la charge n'est plus répartie sur les  $N$  billes dans la zone de charge du roulement mais sur  $(N - 1)$  billes.

La géométrie du roulement ne permet pas une analyse théorique simple du déplacement de la bague interne par rapport à la bague externe. Nous allons donc utiliser des simulations numériques par éléments finis effectuées à l'aide du logiciel *Ansys*. Nous effectuerons une analyse de type « pire cas ». Pour cela, il nous faut déterminer la configuration du roulement la plus défavorable, c'est-à-dire entraînant la plus forte excentricité lorsque qu'une bille ne participe plus à la transmission de l'effort radial. D'après la figure 2.3(a), l'effort radial appliqué à une bille est maximal lorsque celle-ci est en position verticale dans la zone de charge. La géométrie qui est alors considérée pour le roulement de type 6208 est donnée par la figure 3.4.

Il faut tout d'abord connaître le déplacement normal du centre du rotor dans cette configuration. Seules les billes dans la zone de charge sont simulées, puisque ce sont les seules à subir l'effort radial dû au poids du rotor. La déformée obtenue est visualisée sur la figure 3.5(a). Notons que les déplacements sont exagérés afin d'être visibles. Le déplacement du centre du rotor est alors estimé à environ  $0.1\mu\text{m}$ . La même simulation est effectuée en ôtant la bille en position verticale basse, supportant l'effort le plus important. La déformée obtenue est visualisée avec la



(a) Déplacement et déformée des éléments du roulement lorsque toutes les billes de la zone de charge participent au contact (b) Déplacement et déformée des éléments du roulement lorsque la bille verticale ne participe plus au contact

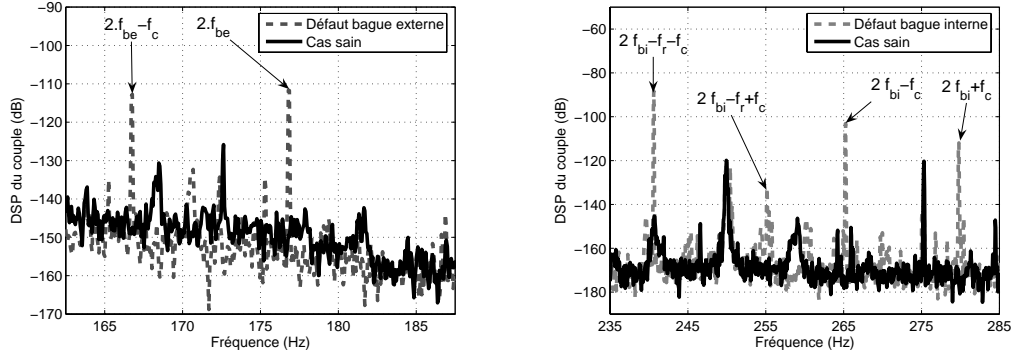
FIG. 3.5 – Simulations numériques de la déformée d'un roulement à billes sous l'effet d'un effort radial

figure 3.5(b). Dans ce cas, le déplacement du centre du rotor est évalué à environ  $0.3\mu m$ . Cette valeur peut alors être considérée comme l'excentricité maximale du rotor induite par le défaut de roulement.

Considérons maintenant l'entrefer moyen de la machine asynchrone  $LS - 132S$  équipant notre banc de test et décrite en annexe A. Celui-ci est de  $e_0 = 800\mu m$  aux tolérances d'usinage près. Le degré d'excentricité relatif introduit du fait d'un défaut localisé est alors de  $0.0375\%$ . Rappelons que les études traitant de la détection de l'excentricité dans les machines asynchrones font généralement état de degrés d'excentricité d'au moins  $20\%$  [Dor97]. Nous pouvons donc considérer que l'excentricité due aux défauts de roulements est négligeable et donc non détectable par une analyse des courants statoriques. Ces considérations sont résumées dans [Tra09a].

### 3.3.2 Oscillations de couple mécanique dues aux défauts de roulements

Nous allons maintenant considérer la deuxième famille de défauts mécaniques : celle entraînant des oscillations du couple de charge. De nombreuses études supposent l'apparition d'oscillations de couple de charge en présence de défauts de roulements [Kli97], [Rai02], [Ark05], [Sta06], [Bel08], [Blo08b]. En effet, lorsqu'un défaut se situe au niveau d'un contact bille-bague, on comprend que celui-ci entraîne une résistance dans le mouvement de la bille ou de la bague qui se traduit alors par une variation du couple résistant développé au sein du roulement. Dans le cas de défauts localisés, on constate expérimentalement l'apparition d'harmoniques sur le couple de l'arbre de la machine [Tra08a], [Tra08b]. Les fréquences de ces harmoniques peuvent être mises en relation avec les fréquences caractéristiques du roulement (2.1). La figure 3.6 permet de mettre en évidence ce phénomène en donnant la DSP (densité spectrale de puissance) du couple mécanique sur l'arbre



(a) DSP du couple mécanique en présence d'un défaut localisé de la bague externe d'un roulement

(b) DSP du couple mécanique en présence d'un défaut localisé de la bague interne d'un roulement

FIG. 3.6 – Harmoniques de couple en présence de défauts de roulements

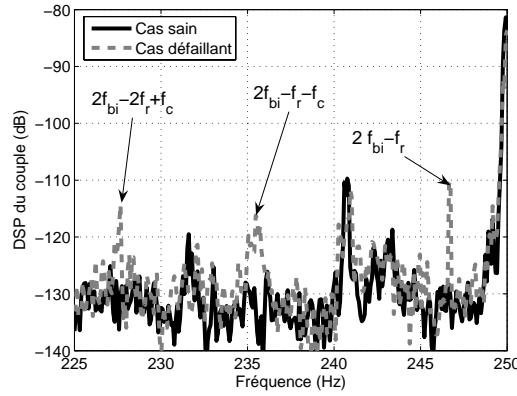


FIG. 3.7 – DSP du couple mécanique avec un roulement dégradé

de la machine asynchrone pour une fréquence d'alimentation de  $f_s = 50Hz$ ; les roulements défailants étant ceux présentant un défaut localisé, décrits en annexe A.

Dans le cas de défaillances non localisées, le couple peut ne pas présenter d'harmoniques parfaitement localisés en fréquence comme sur la figure 3.6. Cependant, il apparaît également que l'usure, se traduisant par une rugosité des contacts mécaniques, entraîne des variations dans le couple mécanique, variations dont les fréquences font intervenir les fréquences caractéristiques du roulement. La figure 3.7 montre la DSP du couple sur l'arbre de la machine équipée d'un roulement classé défailant par le service après-vente de *Leroy-Somer*, pour une fréquence d'alimentation de la machine asynchrone  $f_s = 50Hz$ . On constate l'apparition d'harmoniques localisés mais également d'un paquet d'harmoniques centré autour d'une combinaison de fréquences caractéristiques. Ce paquet d'harmoniques est caractéristique des variations de couple dues à l'usure des roulements.

Par ailleurs, quel que soit le type de défaut ou sa localisation, les études expérimentales montrent que l'amplitude des variations de couple dues aux défauts de

TAB. 3.1 – Amplitude de l’harmonique de couple à la fréquence caractéristique en présence d’un défaut localisé sur la bague externe, en fonction de la vitesse de rotation de la machine

Vitesse de rotation	400tr.min <sup>-1</sup>	600tr.min <sup>-1</sup>	1000tr.min <sup>-1</sup>	1500tr.min <sup>-1</sup>
Harmonique de couple	0.0012N.m	0.0015N.m	0.00289N.m	0.00576N.m

roulements augmente avec la vitesse de rotation mécanique. Le tableau 3.1 montre, dans le cas d’un défaut localisé sur la bague externe, l’évolution de l’amplitude de l’harmonique de couple à la fréquence  $f_{be}$  en fonction de la vitesse de rotation de la machine. On peut alors constater que l’amplitude de cet harmonique varie globalement de manière quadratique avec la vitesse de rotation.

### 3.4 Signatures sur les courants statoriques des défauts mécaniques

De nombreux travaux traitent de l’apparition d’harmoniques sur les courants statoriques d’alimentation de la machine asynchrone en présence d’excentricités ou d’oscillations du couple de charge.

La détection de l’excentricité par analyse des courants statoriques est largement étudiée dans [Cam86], [Car93], [Dor97], [Nan01], [Nan02], [Gul03], [And08]. Les harmoniques de courant relatifs à l’excentricité dynamique apparaissent principalement comme des composantes latérales au fondamental d’alimentation (3.4). D’autres harmoniques caractéristiques de l’excentricité peuvent apparaître en relation avec les harmoniques d’encoches rotoriques, comme par exemple dans [Nan01].

$$f_{exc} = f_s \pm k f_r \text{ avec } : k \in \mathbb{N}^* \quad (3.4)$$

L’influence du degré d’excentricité sur l’amplitude des composantes latérales de courant statorique est étudiée dans [Dor97], [Kni05]. Notons que, théoriquement, seule l’excentricité dynamique conduit à l’apparition d’harmoniques sur les courants. Cependant, l’étude expérimentale menée dans [Cam86] montre une augmentation de l’énergie des harmoniques d’encoches en cas d’excentricité statique.

En ce qui concerne les oscillations du couple de charge, il a été démontré, comme pour les excentricités, que des signatures caractéristiques apparaissent sur les courants statoriques [Tho94]. Des oscillations de couple de fréquence  $f_{osc}$  induisent des composantes latérales de courant statorique à  $f_s \pm f_{osc}$  [Sch95a]. La machine asynchrone est alors considérée comme un capteur pour la détection des oscillations de couple. La réponse fréquentielle de ce capteur est étudiée expérimentalement dans [Sal97]. Des résultats complémentaires pour des variations périodiques et non périodiques du couple de charge sont apportés dans [Sal98]. De nombreuses études

complètent ces résultats en fonction de l'amplitude de l'oscillation de couple, de sa fréquence, du couple de charge moyen ou encore de la vitesse de rotation [Oba00], [Oba03a], [Oba03b].

Nous allons maintenant détailler l'approche physique proposée dans [Blo06a], permettant d'identifier clairement les signatures sur les courants statoriques, des excentricités d'une part, et des oscillations du couple de charge d'autre part. Cette approche est basée sur une étude des variations de l'entrefer de la machine et donc de la perméance d'entrefer, ainsi que sur les modulations des forces magnétomotrices rotoriques et statoriques, comme le montre la figure 3.8. Les hypothèses simplificatrices de ce modèle sont classiques :

- le calcul des champs se fait selon les équations de Maxwell en régime quasi-stationnaire [Fey65a], [Fey65b],
- la perméabilité magnétique du fer  $\mu_r$  est considérée comme infinie,
- la machine est supposée de longueur infinie, les effets de bords sont négligés, ce qui ramène à une étude bidimensionnelle.

Par ailleurs, pour simplifier les calculs et faciliter la compréhension du modèle, l'alimentation est supposée sinusoïdale de fréquence  $f_s$ . La distribution spatiale des conducteurs statoriques est également supposée sinusoïdale. Enfin les encoches rotoriques sont négligés.

### 3.4.1 Modulation des courants statoriques dus aux excentricités

En cas d'excentricité mixte du rotor par rapport au stator, l'expression analytique de la largeur d'entrefer peut être approchée [Dor97], [Gul03]. La longueur d'entrefer dépend alors de la position angulaire  $\theta$ , du temps  $t$ , du degré d'excentricité statique  $\delta_s$  et du degré d'excentricité dynamique  $\delta_d$  (3.5).

$$e(\theta, t) = e_0 (1 - \delta_s \cos(\theta) - \delta_d \cos(\theta - 2\pi f_r t)) \quad (3.5)$$

La perméance de l'entrefer  $\mathcal{P}_e$ , inverse de la réductance  $\mathcal{R}_e$ , est alors obtenue avec le développement limité de  $(1 - x)^{-1}$  [Hau00], en supposant que les degrés d'excentricité sont faibles :  $\delta_s \ll 1$  et  $\delta_d \ll 1$  (3.6).

$$\mathcal{P}_e(\theta, t) = \frac{1}{\mathcal{R}_e(\theta, t)} = \frac{\mu_0}{e(\theta, t)} \simeq \frac{\mu_0}{e_0} (1 + \delta_s \cos(\theta) + \delta_d \cos(\theta - 2\pi f_r t)) \quad (3.6)$$

Comme précisé par la figure 3.8, les champs magnétiques rotorique et statorique sont obtenus par multiplication des forces magnétomotrices (FMM) par la perméance d'entrefer. Dans le cas de l'excentricité, les FMM rotorique et statorique sont supposées être des ondes progressives sinusoïdales. Celles-ci possèdent la même fréquence  $f_s$  mais sont déphasées d'un angle  $\phi$  (3.7). Notons que les FMM rotorique et statorique sont exprimées dans un repère fixe lié au stator de la machine.

$$\begin{cases} F_s(\theta, t) &= F_s \cos(n_p \theta - 2\pi f_s t) \\ F_{rot}(\theta, t) &= F_r \cos(n_p \theta - 2\pi f_s t - \phi) \end{cases} \quad (3.7)$$



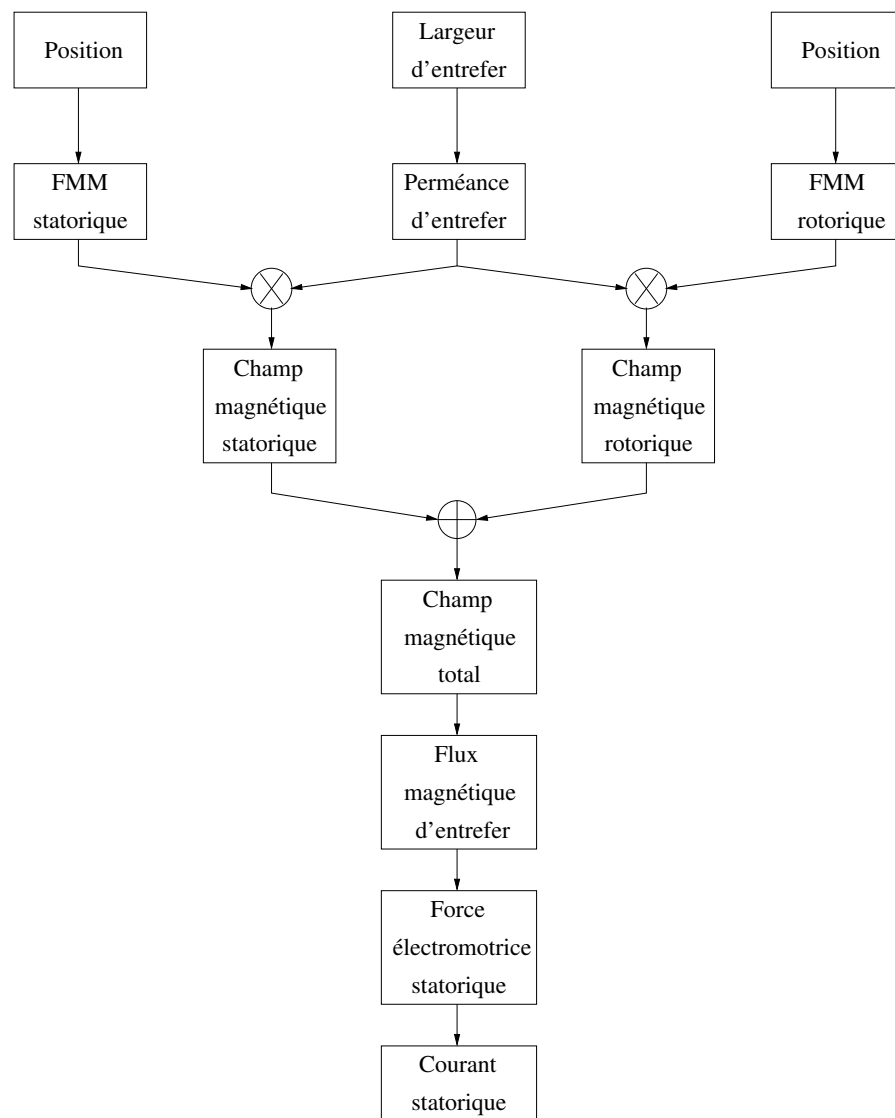


FIG. 3.8 – Calcul des courants statoriques de la machine asynchrone par étude des ondes de forces magnétomotrices et de perméance

Après simplification, on constate que l'excentricité statique n'entraîne que des ondes de FMM à la pulsation fondamentale  $\omega_s$ . A contrario, l'excentricité dynamique induit des ondes de champs magnétiques ayant pour fréquences  $f_s \pm f_r$ . L'amplitude de ces ondes additionnelles est directement proportionnelle au degré d'excentricité  $\delta_d$  (3.8). Il apparaît alors que les champs magnétiques rotorique et statorique sont modulés en amplitude.

$$\begin{cases} B_s(\theta, t) = B_s \cos(n_p \theta - 2\pi f_s t) + \delta_d B_s \cos((n_p \pm 1)\theta - (\omega_s \pm 2\pi f_r)t) \\ B_r(\theta, t) = B_r \cos(n_p \theta - 2\pi f_s t) + \delta_d B_r \cos((n_p \pm 1)\theta - (\omega_s \pm 2\pi f_r)t - \phi) \end{cases} \quad (3.8)$$

L'intégration angulaire du champ magnétique total dans l'entrefer conduit au flux magnétique. La dérivation temporelle du flux magnétique permet d'obtenir la force électromotrice aux bornes des bobinages statoriques. Enfin, en considérant une relation linéaire liant la force électromotrice au courant statorique, on en conclut que ce dernier se présente également sous la forme d'une sinusoïde de fréquence  $f_s$  modulée en amplitude à la fréquence  $f_r$ . Les courants de phase peuvent alors s'exprimer de manière simplifiée avec (3.9) où  $I_c$  est la valeur crête du courant statorique sans modulation,  $\phi_{exc}$  est le déphasage entre la composante fondamentale et la modulation d'amplitude et  $\alpha$  est la profondeur de modulation proportionnelle au degré d'excentricité dynamique.

$$i_{exc}(t) = I_c [1 + \alpha \cos(2\pi f_r t - \phi_{exc})] \cos(2\pi f_s t) \quad (3.9)$$

Des calculs plus complets dans le cadre d'hypothèses plus généralistes prenant en compte les encoches et les harmoniques d'alimentation de la machine, sont disponibles dans [Cam86] et [Blo06a]. Ces calculs montrent que des modulations d'amplitude apparaissent également sur les harmoniques multiples de la fréquence fondamentale ainsi que sur les harmoniques d'encoches. Cependant, l'effet principal de l'excentricité dynamique est constitué par la modulation d'amplitude du fondamental de courant. Une version abrégée de ces considérations est disponible dans [Blo05].

### 3.4.2 Modulation des forces magnétomotrices dues aux oscillations du couple de charge

Comme nous l'avons vu, de nombreux types de défauts mécaniques engendrent des oscillations du couple de charge appliqué à la machine asynchrone. Nous allons donc étudier les effets de variations périodiques du couple de charge sur les grandeurs électromagnétiques internes de la machine. Nous supposons que le couple de charge en régime sain est une constante  $C_0$ . Nous considérerons également que le couple de charge représentatif des défauts mécaniques est une oscillation sinusoïdale de fréquence  $f_{osc}$  et d'amplitude  $C_{osc}$  (3.10).

$$C_{charge}(t) = C_0 + C_{osc} \cos(2\pi f_{osc} t) \quad (3.10)$$

Dans cette approche, les frottements visqueux des roulements seront négligés, seule l'inertie du rotor étant considérée. La différence entre le couple électroma-

gnétique et le couple de charge est appliquée au système mécanique inertiel que constitue le rotor de la machine. Ainsi, en respectant la notion de causalité physique, l'équation régissant le système mécanique s'exprime selon (3.11) où  $J_{mas}$  est l'inertie en rotation du rotor.

$$\Omega(t) = \frac{1}{J_{mas}} \int_t [C_{em}(\tau) - C_{charge}(\tau)] d\tau \quad (3.11)$$

Pour simplifier le modèle, en régime permanent, le couple électromagnétique moteur est considéré comme constant, de valeur  $C_0$ . Avec (3.11), la vitesse angulaire du rotor est calculée. Par intégration temporelle, la position angulaire du rotor est obtenue (3.12);  $\Omega_0$  étant la vitesse angulaire du rotor en régime permanent sans oscillations du couple de charge. Notons que la constante d'intégration de la relation entre vitesse et position est considérée nulle afin de simplifier les analyses.

$$\theta_r(t) = \frac{C_{osc}}{4\pi^2 J_{mas} f_{osc}^2} \cos(2\pi f_{osc} t) + \Omega_0 t \quad (3.12)$$

Compte tenu de l'expression de la FMM rotorique donnée en (3.7) dans un repère fixe en régime sain, il est clair que la fréquence de l'onde progressive n'est plus constante. Cela se traduit par une FMM rotorique modulée en phase selon l'expression (3.13).

$$F_{rot}(\theta, t) = F_r \cos(n_p \theta - 2\pi f_s t - n_p \frac{C_{osc}}{4\pi^2 J_{mas} f_{osc}^2} \cos(2\pi f_{osc} t) - \phi) \quad (3.13)$$

On peut remarquer que la profondeur de modulation  $\beta'$  est proportionnelle au couple oscillant (3.14). Par ailleurs, ce modèle montre que la profondeur de modulation dépend également de la fréquence d'oscillation du couple de charge.

$$\beta' = n_p \frac{C_{osc}}{4\pi^2 J_{mas} f_{osc}^2} \quad (3.14)$$

Dans ce modèle, seule la FMM rotorique est impactée par les oscillations du couple de charge, la FMM statorique restant conforme à l'expression donnée en (3.7). Par ailleurs, la machine ne subissant pas de phénomène d'excentricité, la largeur d'entrefer reste constante ainsi que la perméance d'entrefer. Cette dernière est donc égale à  $\mathcal{P}_0 = \frac{\mu_0}{e_0}$ . Le champ magnétique dans l'entrefer est donc obtenu par multiplication de la perméance et des FMM (3.15).

$$B(\theta, t) = B_s \cos(n_p \theta - 2\pi f_s t) + B_r \cos(n_p \theta - 2\pi f_s t - \beta' \cos(2\pi f_{osc} t) - \phi) \quad (3.15)$$

Les courants statoriques  $i_{osc}(t)$  de la machine sont enfin obtenus en suivant la même démarche qu'au paragraphe 3.4.1 et s'expriment de manière simplifiée par (3.16) avec  $\beta \propto \beta'$ .

$$i_{osc}(t) = I_s \cos(2\pi f_s t) + I_r \cos(2\pi f_s t + \beta \cos(2\pi f_{osc} t - \phi_{pm}) - \phi) \quad (3.16)$$

Les courants statoriques font apparaître une première composante purement sinusoïdale relative à l'alimentation de la machine asynchrone de valeur crête  $I_s$ , ainsi qu'une composante relative aux courants induits par la FMM rotorique de valeur crête  $I_r$ . Tout comme la FMM rotorique, cette composante du courant statorique est modulée en phase à la fréquence de l'oscillation du couple de charge, faisant ainsi apparaître des composantes latérales au fondamental aux fréquences  $|f_s \pm k f_{osc}|$  avec  $k$  un entier. Par ailleurs, la profondeur de modulation est toujours proportionnelle à l'amplitude de l'oscillation de couple. Des calculs plus complets, faisant intervenir les harmoniques d'alimentation et les harmoniques d'encoches rotoriques sont disponibles dans [Blo06a]. Une version abrégée du modèle de courant statorique en présence d'oscillations du couple de charge est également disponible dans [Blo05]. Dans toute la suite, nous considérerons des oscillations de couple de faible amplitude permettant de négliger les composantes latérales de courant d'ordre  $k > 1$ . Ainsi, les oscillations de couple induisent principalement des harmoniques sur les courants statoriques de fréquences  $|f_s \pm f_{osc}|$ .

### 3.4.3 Harmonique du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique résulte du produit vectoriel entre les flux statoriques et rotoriques. Quel que soit le type de défaut, nous avons vu que le flux rotorique, tout comme les courants statoriques, est modulé en amplitude ou en phase. Le flux magnétique statorique étant directement lié aux courants statoriques, celui-ci est également modulé en amplitude ou en phase selon le type de défaut considéré. Les flux rotoriques et statoriques dans l'entrefer de la machine peuvent donc s'exprimer, en première approximation comme la somme d'une composante fondamentale et de deux composantes latérales faisant intervenir la fréquence de défaut  $f_{def}$  (3.17).

$$\begin{cases} \phi_s(t) = \sum_{k=-1}^1 \Phi_{s,k} \cos(2\pi(f_s + k f_{def})t - \varphi_{s,k}) \\ \phi_r(t) = \sum_{k=-1}^1 \Phi_{r,k} \cos(2\pi(f_s + k f_{def})t - \varphi_{r,k}) \end{cases} \quad (3.17)$$

La multiplication des flux statorique et rotorique conduit à l'obtention du couple électromagnétique. Celui-ci est composé a priori d'une valeur moyenne et d'oscillations. En négligeant les termes croisés faisant intervenir le produit des composantes latérales des flux, il vient que le couple électromagnétique est constitué d'une valeur moyenne et d'une oscillation à la fréquence  $f_{def}$ , d'amplitude  $C_d$  et de phase  $\psi_c$  (3.18).

$$C_{em}(t) = C_{em,0} + C_d \cos(2\pi f_{def}t + \psi_c) \quad (3.18)$$

### 3.4.4 Limitations du modèle

La figure 3.9 permet de résumer les effets de l'excentricité et des oscillations du couple de charge sur les grandeurs électromagnétiques de la machine asynchrone.

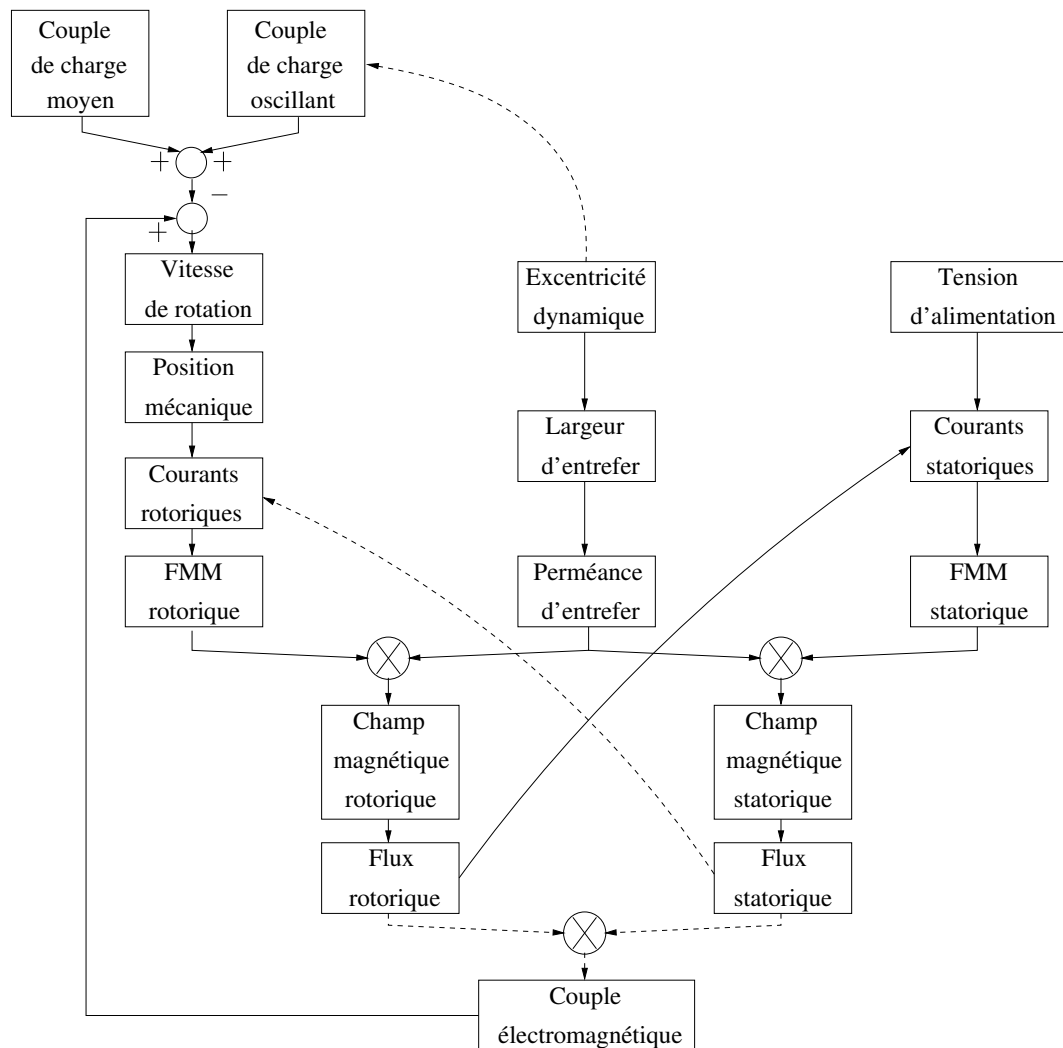


FIG. 3.9 – Relations liant les variables mécaniques et électromagnétiques de la machine asynchrone en cas de défauts mécaniques

Par ailleurs, la figure 3.9 permet aussi de mettre en évidence le fait que le modèle ne prend pas en compte tous les effets électromagnétiques au sein de la machine, ceux-ci étant représentés par des liens en pointillés.

En effet, en cas d'excentricité mécanique, le couple de charge devient également oscillant en raison du balourd induit par le déplacement du centre de rotation du rotor. De même, les modulations des courants rotoriques induits par le flux magnétique statorique sont considérées comme négligeables.

Le point le plus restrictif est le couple électromagnétique, considéré comme constant, quelle que soit la situation étudiée. Dans [Cab96] et [Blo06a], le couple électromagnétique est exprimé en cas de modulation des champs magnétiques rotoriques et/ou statoriques. Cependant, l'expression de ce couple n'est pas injectée dans les équations du modèle précédent. Cependant, pour caractériser de manière fine la machine asynchrone, il est nécessaire de prendre en compte de telles considérations. Dans le paragraphe 3.6, nous proposerons donc l'utilisation d'un modèle de la machine asynchrone pour tenir compte des oscillations du couple électromagnétique.

### 3.4.5 Signatures dues aux défauts de roulements

De nombreux articles traitent des signatures sur les courants statoriques en cas de défauts de roulements sans toujours faire de distinction entre excentricité et oscillations de couple mécanique [Oba03c], [Sta04a], [Sil05] [Aki06], [Zar06], [Blo08b]. Dans le cas de l'étude et de la détection des défauts de roulements par analyse des grandeurs statoriques, conformément aux analyses menées au paragraphe 3.3, nous ne considérerons pas de composantes de courant relatives aux excentricités mécaniques. De plus, nous avons démontré au paragraphe 3.3.2 que les défauts de roulements provoquent majoritairement des oscillations du couple mécanique sur l'arbre de l'entraînement. Par ailleurs, le modèle de courant du paragraphe 3.4.2 montre que les oscillations du couple mécanique impliquent des harmoniques sur les courants statoriques sous forme de modulation du fondamental. Nous devons donc, en cas de défauts de roulements, pouvoir identifier d'une part sur un spectre de couple, d'autre part sur un spectre de courant, des harmoniques liés au défaut. Prenons l'exemple d'un roulement possédant un défaut localisé sur la bague externe comme décrit en annexe A. La fréquence d'alimentation statorique de la machine asynchrone est fixée à  $f_s = 13.3Hz$ . Ainsi, les harmoniques de couple doivent faire intervenir les fréquences suivantes :  $f_r \simeq 6.5Hz$ ,  $f_{be} \simeq 23Hz$  et  $f_c \simeq 2.6Hz$ . La figure 3.10 permet de comparer sur des portions restreintes les spectres de couple et de courant en présence d'un défaut de la bague externe. Il est possible d'identifier clairement des harmoniques dus au défaut sur chaque grandeur. De plus, une corrélation est établie entre les signatures fréquentielles sur les deux grandeurs.

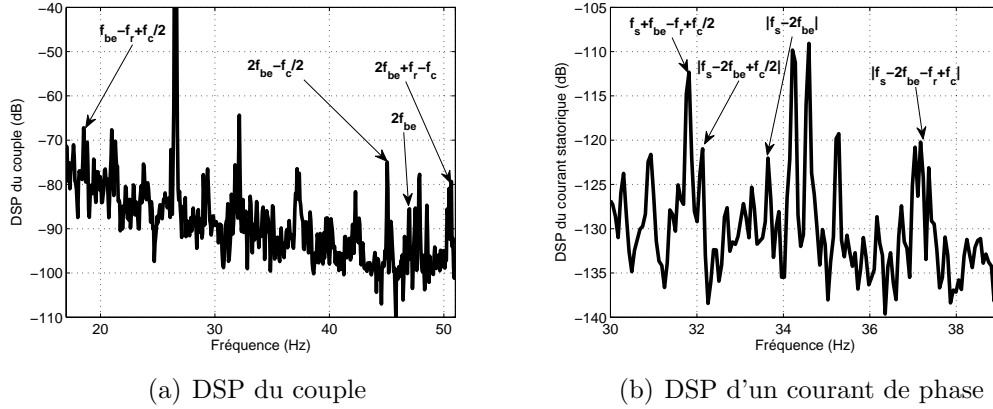


FIG. 3.10 – Comparaison des harmoniques de couple et de courant en cas de défaut de la bague externe

### 3.5 Modélisation des machines électriques en vue de leur caractérisation fréquentielle

Tout comme dans [Sal97] et [Bel08], le modèle présenté au paragraphe 3.4.2 fait apparaître une loi de variation de la profondeur de modulation de phase en fonction de la fréquence de l'oscillation du couple de charge. Selon l'approche utilisée pour établir cette loi de variation, chaque modèle fait apparaître des conditions favorables à la détection des oscillations de couple. D'après [Blo06a] et [Bel08], la profondeur de modulation décroît toujours avec la fréquence d'oscillation. Ceci implique que la détection des oscillations du couple de charge au travers des courants statoriques est favorisée pour les oscillations à basse fréquence. A contrario, [Sal97] montre expérimentalement qu'une résonance existe sur la fonction  $\beta(f_{osc})$  indiquant clairement que la détection des oscillations de couple de charge est améliorée pour une fréquence donnée. Par ailleurs, [Sal97] confirme également la décroissance de la profondeur de modulation pour les oscillations de couple de haute fréquence. Nous allons donc proposer plusieurs modélisations de la machine asynchrone pour mettre en évidence qualitativement puis quantitativement le comportement fréquentiel des composantes latérales de courant dues aux oscillations du couple de charge.

Considérons le modèle générique d'un entraînement électrique alimenté en tension, représenté en figure 3.11, où  $\underline{V}$ ,  $\underline{I}$  et  $\underline{\Phi}$  sont les vecteurs de tension statorique, de courant statorique et de flux rotorique. Nous pouvons définir le couple de charge comme une variable d'entrée du modèle et les courants électriques comme des variables de sortie. Il est clair qu'au travers du système mécanique et du système électrique, il existe un couplage entre les courants et le couple de charge. Dans le cas général, les systèmes mécaniques et électriques sont représentés par des fonctions de transfert au moins du premier ordre : inertie et frottement pour le système mécanique, inductance et résistance pour le système électrique. Ainsi, la fonction de transfert résultant de leur association peut présenter un caractère résonnant avec un ordre au moins égal à 2. Cependant, l'existence d'un tel comportement résonnant des courants statoriques par rapport au couple de charge est soumise aux

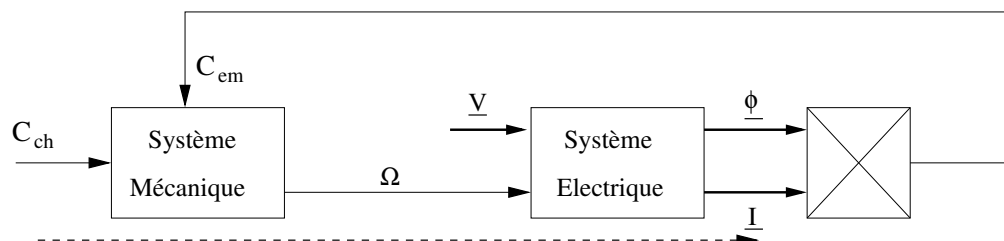


FIG. 3.11 – Schéma fonctionnel causal global d'un entraînement à base de machine électrique

valeurs des paramètres électriques et mécaniques du système. La présence d'un produit croisé entre les flux rotoriques et les courants statoriques ne permet pas aisément, dans le cas général, de poursuivre l'analyse par fonction de transfert.

Nous allons utiliser dans un premier temps une approche énergétique basée sur les bond graphs, permettant d'établir de manière qualitative le comportement fréquentiel de l'entraînement électromécanique en présence d'oscillations du couple de charge.

### 3.5.1 La modélisation Bond Graph

Le formalisme définissant les bond graphs a été introduit au début des années 1960 et développé au milieu des années 1970 [Dau99], [Dau00], [Kar00]. Les bond graphs représentent les transferts de puissance au sein d'un système au travers d'une variable d'effort  $e$  et d'une variable de flux  $f$  dont le produit est égal à la puissance transférée. Le transfert de puissance est schématisé par une demi-flèche pointant dans le sens du transfert, la variable de flux étant inscrite du côté de la demi-flèche, la variable d'effort de l'autre côté. Deux autres variables énergétiques sont considérées : le moment  $p$ , intégrale temporelle de l'effort et le déplacement  $q$ , intégrale temporelle du flux. Le bond graph permet ainsi une représentation multi-physique des systèmes ; la correspondance entre les variables généralisées et les variables utilisées dans différents domaines physiques qui nous concerneront par la suite est établie dans le tableau 3.2.

#### 3.5.1.1 Éléments bond graph

Dans le formalisme bond graph, tout phénomène physique peut se modéliser grâce à un jeu réduit d'éléments.

Il existe tout d'abord des sources énergétiques d'effort  $S_e$  ou de flux  $S_f$  pouvant être indépendantes du milieu extérieur ou modulées par un signal de commande. Il s'agit d'éléments fournissant toujours de la puissance. Par exemple, dans le domaine électrique, le réseau de distribution électrique *EDF* est une source d'effort puisqu'il fournit une tension électrique idéalement indépendante des charges connectées au réseau.

Il existe également des éléments passifs ( $R$ ,  $I$  et  $C$ ) pouvant être dissipatifs ( $R$ ) ou de stockage énergétique : l'élément  $I$  stocke de l'énergie cinétique et l'élément  $C$  stocke de l'énergie potentielle. Ces éléments sont par définition des récepteurs



TAB. 3.2 – Équivalence des variables généralisées dans différents domaines physiques

Domaine	Effort $e$	Flux $f$	Moment $p$	Déplacement $q$
Électrique	Tension	Courant	Flux magnétique	Charge
Mécanique : Rotation	Couple	Vitesse angulaire	Impulsion angulaire	Angle
Magnétique	Force magnétomotrice	Dérivée du flux magnétique		Flux magnétique

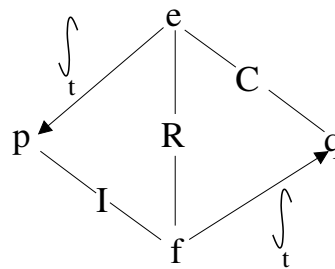


FIG. 3.12 – Tétraèdre de Paynter

de puissance. Dans le domaine électrique, l'élément  $R$  symbolise une résistance, l'élément  $I$ , une inductance pure et l'élément  $C$  une capacité pure. Le tétraèdre de Paynter, représenté en figure 3.12, illustre les relations entre les variables énergétiques généralisées et les éléments passifs.

Afin de coupler les éléments bond graph, quatre jonctions sont disponibles :

- les jonctions 1 iso-flux,
- les jonctions 0 iso-effort,
- les jonctions  $TF$  (transformateur) établissant une même relation entre les efforts et les flux, et pouvant être modulées,
- les jonctions  $GY$  (gyrateur) établissant des relations inverses entre effort - flux et flux - effort et pouvant être modulées.

### 3.5.1.2 Causalité bond graph

Le bond graph, en plus de représenter les transferts de puissance, prend en compte la causalité de type intégrale ou dérivée entre ces différents éléments. Nous ne traiterons que de la causalité physique intégrale. La causalité est représentée par un trait causal, orthogonal au lien de puissance placé auprès de l'élément auquel l'effort est imposé. La source d'effort, par exemple, impose l'effort à l'élément auquel elle est connectée, le trait causal est donc placé au loin de la source. Pour la

source de flux, représentant le cas dual, le trait causal est placé auprès de la source. L'équation régissant le comportement de l'élément  $I$  en causalité intégrale est donnée en (3.19) avec  $g$  une fonction quelconque. On comprend alors que l'élément  $I$  impose le flux à l'élément auquel il est connecté ; il se comporte comme une source de flux et le trait causal est placé auprès de  $I$ . L'élément  $C$  est l'élément dual de  $I$  ; son équation de causalité est donnée en (3.20). Il impose donc l'effort, le trait causal étant placé au loin sur le lien de puissance. L'élément  $R$  subit la causalité du système environnant.

$$f = g \left( \int_t e(\tau) \, d\tau \right) \quad (3.19)$$

$$e = g \left( \int_t f(\tau) \, d\tau \right) \quad (3.20)$$

En ce qui concerne la jonction 0 iso-effort, il ne peut exister qu'un seul trait causal auprès de la jonction. La jonction 1 est le cas dual, il n'existe qu'un lien de puissance ne portant pas de trait causal auprès de la jonction. La jonction  $TF$  conserve la causalité le long des liens de puissance alors que la jonction  $GY$  l'inverse. De plus amples précisions sont disponibles dans [Gan03].

### 3.5.1.3 Chemin causal, boucle causale et chaîne d'action

Un chemin causal direct est un chemin allant d'un élément à un autre en ne passant que par des jonctions. Un chemin causal peut suivre toujours la même variable énergétique ou subir un changement de variable en présence d'un gyrateur par exemple. Un chemin causal passant par un ou des éléments passifs est qualifié d'indirect.

Par définition, une boucle causale est un chemin causal fermé, partant d'un élément passif et revenant à ce même élément sans passer plusieurs fois par la même variable énergétique d'un lien de puissance. Ainsi, une boucle causale reliant deux éléments passifs ne peut enfermer que des jonctions.

Une chaîne d'action est un chemin causal particulier reliant une source à une sortie du modèle. De plus amples précisions et des définitions complémentaires sont disponibles dans [Gan03].

## 3.5.2 Bond graph et comportement dynamique des systèmes

Considérons une boucle causale liant deux éléments passifs de natures différentes stockant de l'énergie et, pour simplifier, ne comportant pas de jonctions  $GY$ . Cette boucle relie donc un élément  $C$  et un élément  $I$  et ne peut inclure que des jonctions 1, 0 ou  $TF$ . Considérons de plus qu'une source de puissance est reliée à une des jonctions 1 ou 0 incluses dans la boucle causale. La source constitue donc une excitation pour les éléments de stockage. Il existe alors un chemin causal

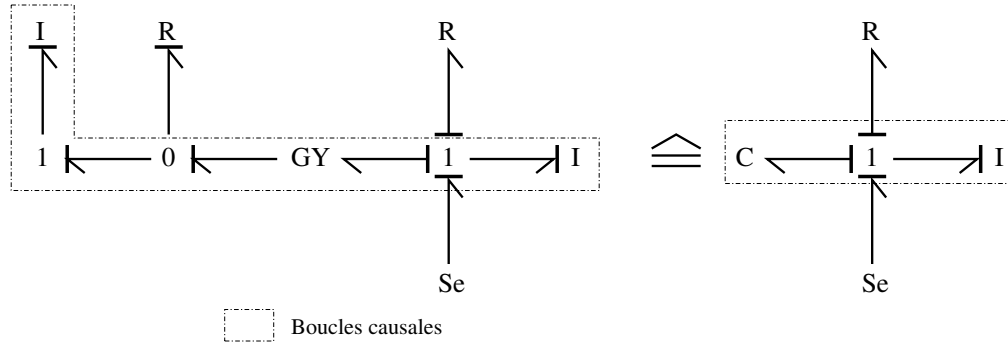


FIG. 3.13 – Exemple de simplification d'un bond graph comportant une jonction  $GY$

(direct ou indirect) liant la source avec chaque élément de stockage de la boucle causale. Pour les éléments de stockage, les variables énergétiques d'état sont choisies comme variables de sortie du modèle : le flux pour l'élément  $I$  et l'effort pour l'élément  $C$ . Dans ce cas, il existe une chaîne d'action entre la source reliée à la boucle causale et chaque variable de sortie. On peut dire alors que ces deux chaînes d'action sont intimement liées à la boucle causale.

Sur une chaîne d'action, il est possible d'exprimer la fonction de transfert dans le domaine de Laplace entre les sorties et la source dont la variable imposée est définie comme variable d'entrée du modèle : l'effort pour une source  $S_e$  et le flux pour une source  $S_f$ . Dans le cadre que nous nous sommes précédemment fixé, les deux fonctions de transfert mises en évidence ont un dénominateur commun d'ordre au moins égal à 2. Cela implique que le système possède potentiellement une dynamique résonnante dépendant des paramètres des éléments  $I$  et  $C$ .

Considérons maintenant le cas dual de celui que nous venons de traiter. La boucle causale relie alors deux éléments de stockage de même nature, nous pouvons choisir le cas de deux éléments  $I$ . Par ailleurs, cette boucle causale comporte un nombre impair de jonctions  $GY$ , le cas le plus simple étant une seule jonction  $GY$ . La causalité de la jonction  $GY$  doit être telle que les deux traits causaux sont au loin de la jonction. Ainsi, du point de vue de la causalité, même si plusieurs jonctions se situent entre  $I$  et  $GY$ , l'association entre un élément  $I$  et une jonction  $GY$  peut se simplifier en un élément  $C$  dont la relation de causalité dépend de tous les éléments simplifiés. La figure 3.13 permet d'illustrer ce principe sur un exemple de bond graph, en mettant en évidence les boucles causales comportant deux éléments de stockage. Nous nous ramenons au cas précédent de deux éléments de stockage de natures différentes, liés par une boucle causale et ne comportant pas de jonction  $GY$ . En considérant alors les sources et les chaînes d'action, il est clair qu'un comportement dynamique potentiellement résonnant apparaît.

Considérons, au titre d'application directe, le circuit électrique de la figure 3.14. Ce circuit comporte une source de tension d'amplitude  $e(t)$ , une inductance  $L$ , un condensateur de capacité  $c$  et une résistance  $r$ . Le bond graph associé, construit selon les transferts de puissance et les règles de la causalité intégrale, est donné en figure 3.15. Le bond graph du circuit est conforme au premier cas considéré ; en effet, il existe une boucle causale liant deux éléments de stockage de natures

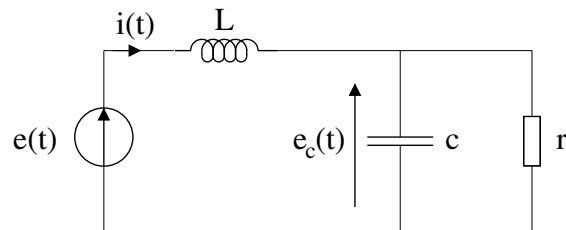


FIG. 3.14 – Schéma d'un circuit électrique comportant une inductance en série avec un dipole  $RC$  parallèle

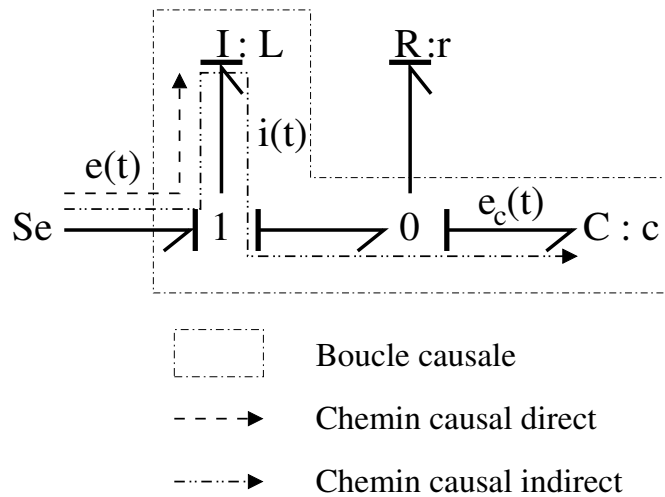


FIG. 3.15 – Bond graph associé au circuit électrique comportant une inductance en série avec un dipole  $RC$  parallèle

différentes. La source d'effort est excitatrice des éléments de stockage. Par ailleurs, il existe bien des chemins causaux liant la source d'effort aux éléments de stockage. En définissant la variable de flux de l'élément  $I$  (le courant dans l'inductance  $i(t)$ ) et la variable d'effort de l'élément  $C$  (la tension aux bornes du condensateur  $e_c(t)$ ) comme variables de sortie, deux chaînes d'action apparaissent. Sur un tel système, les fonctions de transfert dans le domaine de Laplace entre les variables de sortie et la variable d'entrée (l'effort  $e(t)$  de la source d'effort) sont aisément exprimables (3.21). Conformément à l'analyse théorique, les deux fonctions de transfert possèdent bien un dénominateur commun d'ordre au moins égal à 2 (égal ici), présentant donc potentiellement un comportement dynamique résonnant en fonction des paramètres  $L$ ,  $c$  et  $r$ .

$$\begin{cases} \frac{I(p)}{E(p)} = \frac{\frac{1}{r}(rcp + 1)}{Lcp^2 + \frac{L}{r}p + 1} \\ \frac{E_c(p)}{E(p)} = \frac{1}{Lcp^2 + \frac{L}{r}p + 1} \end{cases} \quad (3.21)$$

### 3.5.3 Approche simplifiée de la machine à courant continu

Nous allons aborder la caractérisation fréquentielle des machines électriques au travers de l'exemple de la machine à courant continu. Avec les approximations classiques, ce type de machine possède un jeu d'équations simples. Le système électrique est un circuit inductance ( $L_s$ ) - résistance ( $R_s$ ), en série avec une source de tension représentant les forces électromotrices exercées aux bornes du bobinage. L'équation électrique associée est rappelée en (3.22). En supposant constant le champ magnétique inducteur créé par des aimants permanents ou un bobinage, il existe une relation directe entre forces électromotrices et vitesse de rotation mécanique d'une part et entre courant d'induit et couple mécanique d'autre part (3.23). Cette relation est caractéristique d'une jonction  $GY$  de rapport de gyration  $k$ . Enfin, on considère que, du fait de sa masse, le rotor possède une inertie  $J_{mcc}$  et qu'il existe des frottements visqueux  $f_{meca}$  proportionnels à la vitesse, provenant des frottements naturels au sein des roulements par exemple. L'équation mécanique s'exprime alors selon (3.24). Si frottements secs il y a, comme ils ne dépendent pas de la vitesse de rotation, nous les incluons dans le couple de charge.

$$v_s(t) = R_s i_s(t) + L_s \frac{di_s(t)}{dt} + e(t) \quad (3.22)$$

$$\begin{cases} C_{em}(t) = k i_s(t) \\ e(t) = k \Omega(t) \end{cases} \quad (3.23)$$

$$C_{em}(t) - C_{ch}(t) = f_{meca} \Omega(t) + J_{mcc} \frac{d\Omega(t)}{dt} \quad (3.24)$$

Le bond graph associé à la machine à courant continu, modélisée par le jeu d'équations précédent, est donné en figure (3.16). La source d'effort, liée par une jonction 1 à l'élément  $I$  symbolisant l'inductance de bobinage statorique, représente l'alimentation en tension de la machine. La seconde source d'effort, liée par

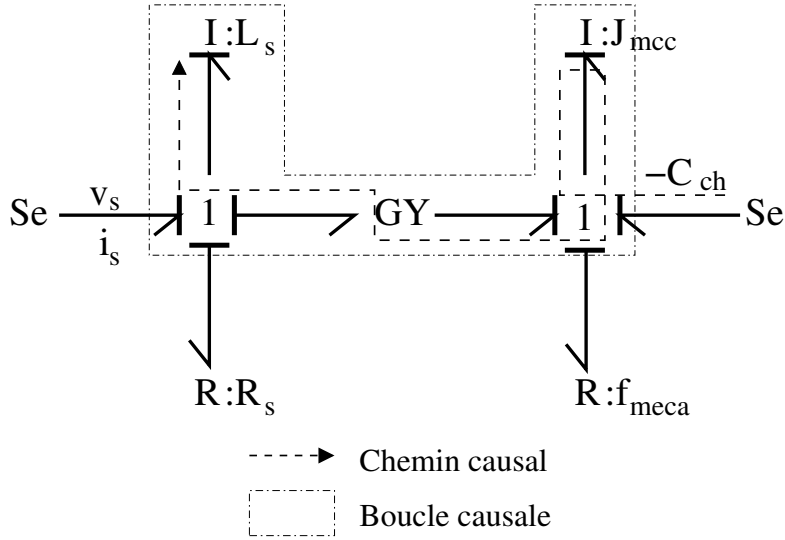


FIG. 3.16 – Bond graph associé à la modélisation de la machine à courant continu

une jonction 1 à l'élément  $I$  symbolisant l'inertie en rotation du rotor, représente le couple de charge appliqué d'amplitude  $-C_{ch}(t)$ . Si l'on établit le parallèle entre le schéma constitutif d'un entraînement électrique générique en figure 3.11 et le bond graph en figure 3.16, il est possible d'isoler les différents sous-systèmes. La jonction 1 liant l'alimentation, l'inductance et la résistance constitue le cœur du système électrique. La seconde jonction 1 liant le couple de charge, l'inertie et les frottements est représentative du système mécanique. Enfin, physiquement, la jonction  $GY$  correspond au couplage entre les deux sous-systèmes précédents, d'une part en produisant le couple électromagnétique moteur et d'autre part en effectuant l'injection de la variable vitesse dans le système électrique. Notons que, malgré les simplifications apportées à la modélisation de la machine, le couple électromagnétique résulte bien du produit vectoriel entre le flux rotorique et le flux statorique directement lié au courant.

Le bond graph de la machine à courant continu fait apparaître une boucle causale liant l'inertie à l'inductance. La boucle causale relie deux éléments passifs de stockage et contient une jonction  $GY$ . De plus, il existe un chemin causal indirect partant de la source d'effort représentative du couple et arrivant à l'élément  $I$  relatif à l'inductance de bobinage statorique. Le couple de charge est donc excitateur des éléments de stockage. Définissons alors la variable énergétique de l'inductance ( $i_s(t)$ ) comme variable de sortie du modèle et le couple de charge comme variable d'entrée. Nous sommes alors en présence d'une des configurations décrites au paragraphe 3.5.2 conduisant à un comportement dynamique potentiellement résonnant de la sortie par rapport à l'entrée. A partir des équations du modèle ou du bond graph, la fonction de transfert, dans le domaine de Laplace, entre le couple de charge et le courant statorique, est aisément exprimable (3.25) sous sa forme normalisée avec  $\omega_n$  la pulsation naturelle du système,  $\xi$  le facteur d'amortissement et

$G$  le gain statique (3.26).

$$\frac{I_s(p)}{C_{ch}(p)} = \frac{\frac{k}{R_s f_{meca} + k^2}}{\frac{L_s J_{mcc}}{R_s f_{meca} + k^2} p^2 + \frac{R_s J_{mcc} + L_s f_{meca}}{R_s f_{meca} + k^2} p + 1} = \frac{G}{\frac{1}{\omega_n^2} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} p + 1} \quad (3.25)$$

avec :

$$\begin{cases} G = \frac{k}{R_s f_{meca} + k^2} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{R_s f_{meca} + k^2}{L_s J_{mcc}}} \\ \xi = \frac{R_s J_{mcc} + L_s f_{meca}}{2\sqrt{L_s J_{mcc}}(R_s f_{meca} + k^2)} \end{cases} \quad (3.26)$$

La fonction de transfert du système fait apparaître un comportement dynamique résonnant si  $\xi < \frac{1}{\sqrt{2}}$ . De plus, on peut remarquer que le système tend à devenir résonnant lorsque les valeurs des coefficients électromécaniques ( $J_{mcc}$ ,  $L_s$ ,  $f_{meca}$ ,  $R_s$ ) diminuent. En effet, on comprend physiquement que moins le système est dissipatif ( $R_s$  et  $f_{meca}$ ) et moins il sera amorti. De même, moins le système est inertiel au sens large ( $J_{mcc}$  et  $L_s$ ) et moins il sera amorti.

### 3.5.4 La machine asynchrone

Nous allons appliquer à la machine asynchrone les principes évoqués précédemment pour la machine à courant continu. Nous allons tout d'abord modéliser la machine asynchrone de manière à pouvoir en établir le bond graph. Nous étudierons ensuite le comportement fréquentiel de la machine à l'aide du bond graph. De manière générale, la modélisation de la machine asynchrone est soumise à des hypothèses simplificatrices :

- les matériaux magnétiques sont considérés linéaires et parfaits, ils ne sont donc pas saturables,
- les paramètres de la machine comme les résistances ou les inductances sont indépendants de paramètres extérieurs comme la température,
- la machine fonctionne à flux constant.

#### 3.5.4.1 Modélisation de la machine asynchrone

Tous les modèles de machine asynchrone que nous présenterons sont dits par phase, c'est à dire qu'ils représentent le comportement électrique d'une phase de la machine. Par ailleurs, dans le cadre des machines asynchrones à cage d'écureuil ou à rotor bobiné en court circuit, d'un point de vue électromagnétique la machine se comporte de manière analogue à un transformateur. Le stator constitue le circuit primaire et le rotor le secondaire en court circuit. Des modèles électriques par phase, représentatifs du transformateur interne de la machine, sont donnés dans [Alg95], [Seg06]. Ces modèles ne sont cependant pas aisés à utiliser car ils font

intervenir des couplages électromagnétiques entre les différentes phases statoriques et rotoriques.

Dans le cadre des machines triphasées, nous préférons utiliser des modèles diphasés qui éliminent les couplages entre phases pour ne conserver que les couplages entre stator et rotor. Dans un système triphasé, les différentes grandeurs sont représentées par un jeu de trois variables ( $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  et  $x_3(t)$ ) déphasées temporellement d'un angle de  $-\frac{2\pi}{3}rad$ . Une transformation mathématique permet d'associer à une machine triphasée, une machine diphasée fictive équivalente dont les grandeurs sont en quadrature d'une phase à l'autre. La transformation permettant ce changement est appelée transformation de Park. Nous utiliserons préférentiellement la transformée de Park dans un repère fixe lié au stator de la machine, appelée alors transformée de Concordia [Whi59], [Vas90], [Vas92]. La transformée de Concordia est donc une transformation linéaire projetant les grandeurs triphasées dans un repère orthogonal fixe ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) [All02]. La transformée s'exprime alors avec la matrice de projection de Clarke (3.27).

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{3}{2\sqrt{2}} & -\frac{3}{2\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

Dans le cas des systèmes électriques triphasés équilibrés, les trois grandeurs du système sont déphasées de  $-\frac{2\pi}{3}rad$  et ont la même amplitude. Le système satisfait alors la relation :  $x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) = 0, \forall t$ , et la matrice de Clarke se simplifie pour obtenir la matrice de Concordia (3.28).

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{2}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

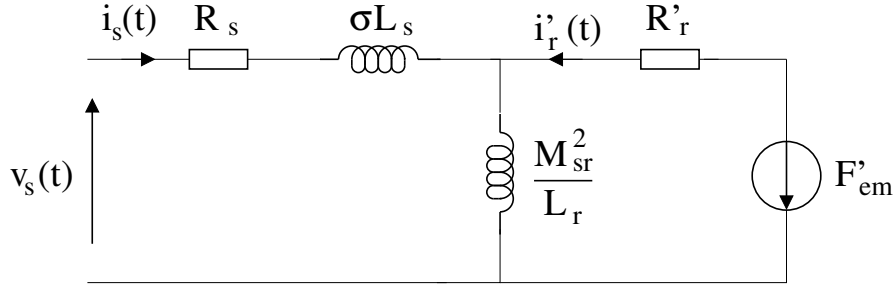
A partir de ces éléments de modélisation, les équations électriques de la machine peuvent être établies, pour le stator et le rotor (3.29), avec  $\omega(t) = n_p \Omega(t)$  la vitesse électrique du rotor [Seg06]. Notons que les tensions rotoriques sont nulles car le rotor est court-circuité.

$$\begin{cases} v_{s\alpha}(t) = R_s i_{s\alpha}(t) + \frac{d\phi_{s\alpha}(t)}{dt} \\ v_{s\beta}(t) = R_s i_{s\beta}(t) + \frac{d\phi_{s\beta}(t)}{dt} \\ v_{r\alpha}(t) = 0 = R_r i_{r\alpha}(t) + \frac{d\phi_{r\alpha}(t)}{dt} + \omega(t)\phi_{r\beta}(t) \\ v_{r\beta}(t) = 0 = R_r i_{r\beta}(t) + \frac{d\phi_{r\beta}(t)}{dt} - \omega(t)\phi_{r\alpha}(t) \end{cases} \quad (3.29)$$

Il nous faut de plus considérer les équations électromagnétiques de la machine (3.30) où  $L_s$  est l'inductance cyclique du stator,  $L_r$  l'inductance cyclique du rotor et  $M_{sr}$  l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor [Seg06].

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha}(t) = L_s i_{s\alpha}(t) + M_{sr} i_{r\alpha}(t) \\ \phi_{s\beta}(t) = L_s i_{s\beta}(t) + M_{sr} i_{r\beta}(t) \\ \phi_{r\alpha}(t) = L_r i_{r\alpha}(t) + M_{sr} i_{s\alpha}(t) \\ \phi_{r\beta}(t) = L_r i_{r\beta}(t) + M_{sr} i_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (3.30)$$




 FIG. 3.17 – Modélisation d'un axe ( $\alpha$  ou  $\beta$ ) de la machine asynchrone par circuit équivalent ramené au stator

En raison des simplifications autorisées par les modèles de transformateur, il est possible de ramener les éléments rotoriques au stator de la machine. Nous obtenons alors, en figure 3.17, la modélisation de la machine asynchrone par circuit équivalent par phase ramené au stator.

Les notations relatives au circuit équivalent ramené au stator sont données en (3.31) avec  $\sigma$  le coefficient de fuites magnétiques,  $R'_r$  la résistance rotorique ramenée au stator,  $i'_r(t)$  le courant rotorique ramené au stator,  $\phi'_r(t)$  le flux rotorique ramené au stator et  $F'_{em}(t)$  la force électromotrice ramenée au stator.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \\ R'_r = \left( \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \\ i'_r(t) = \frac{L_r}{M_{sr}} i_r(t) \\ \phi'_r(t) = \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r(t) \\ F'_{em}(t) = \frac{M_{sr}}{L_r} F_{em}(t) \\ F_{em,\alpha}(t) = \omega \phi_{r\beta}(t) \\ F_{em,\beta}(t) = -\omega \phi_{r\alpha}(t) \end{array} \right. \quad (3.31)$$

Nous avons donc obtenu une modélisation physique de la partie électrique de la machine asynchrone. Dans un premier temps, comme pour la machine à courant continu, le système mécanique sera composé d'une inertie  $J_{mas}$ , de frottements visqueux  $f_{meca}$  et d'un couple de charge. Le système mécanique est donc régi par une équation similaire à (3.24). La liaison entre les systèmes électrique et mécanique se fait au travers des forces électromotrices d'une part et du couple électromagnétique (3.32) [Seg06] d'autre part, qui correspond bien à un produit vectoriel entre flux rotoriques et courants statoriques. Cette expression peut être transformée en (3.33) en utilisant (3.30) et (3.31).

$$C_{em}(t) = n_p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{r\alpha}(t) i_{s\beta}(t) - \phi_{r\beta}(t) i_{s\alpha}(t)) \quad (3.32)$$

$$C_{em}(t) = n_p (\phi_{r\beta}(t) i_{r\alpha}(t) - \phi_{r\alpha}(t) i_{r\beta}(t)) = n_p (\phi'_{r\beta}(t) i'_{r\alpha}(t) - \phi'_{r\alpha}(t) i'_{r\beta}(t)) \quad (3.33)$$

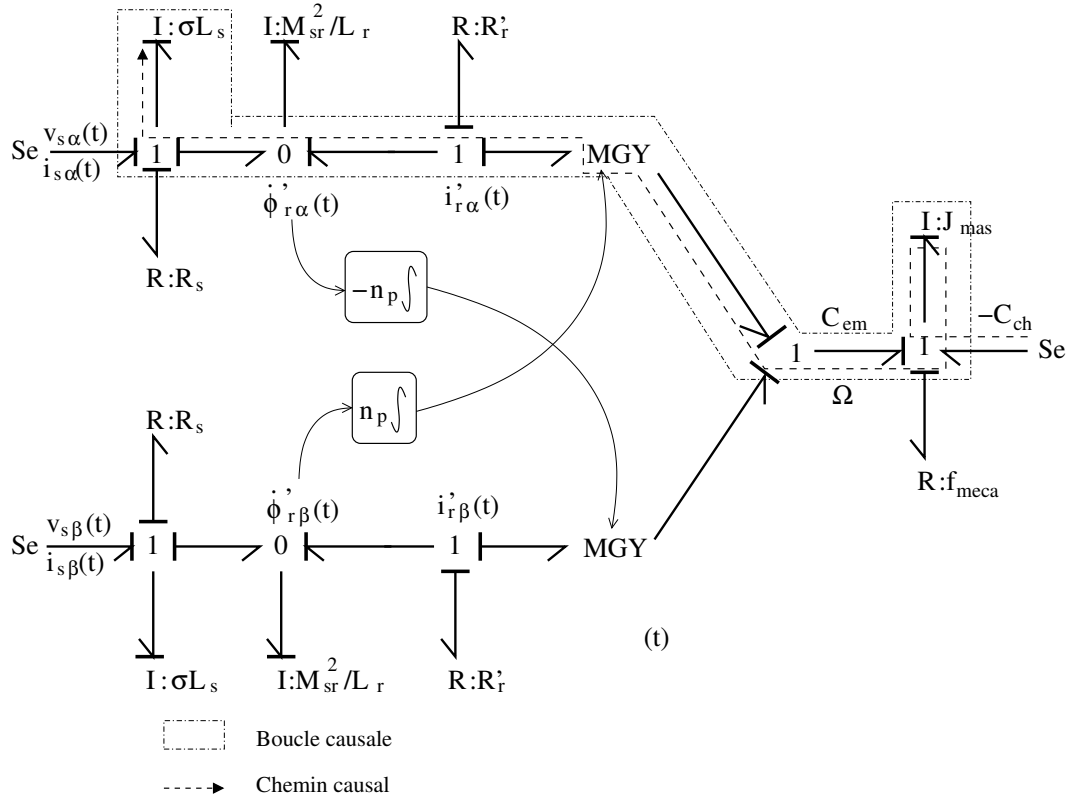


FIG. 3.18 – Bond graph associé à la modélisation par phase dans le repère de Concordia de l'entraînement asynchrone

### 3.5.4.2 Bond graph de la machine asynchrone

Nous avons maintenant tous les éléments pour construire le bond graph de la machine asynchrone. Le système électrique se modélise conformément au schéma électrique équivalent par phase de la figure 3.17. La liaison entre les systèmes électrique et mécanique est constituée d'une jonction  $GY$  pour chaque phase. Ces gyrateurs ne possèdent pas un rapport de gyration constant ; il s'agit alors de gyrateurs modulés  $MGY$  par un signal de commande dépendant de la phase considérée. Sur une phase donnée, le signal de commande de la jonction  $MGY$  est proportionnel au flux rotorique de la phase en quadrature.

D'après le schéma électrique de la figure 3.17, l'inductance magnétisante ramenée au stator de valeur  $\frac{M_{sr}^2}{L_r}$  est en parallèle avec deux autres branches. Cette relation se traduit par une jonction iso-effort 0, sur laquelle l'effort (i.e. la tension aux bornes de l'inductance magnétisante) est imposé. D'après le tétraèdre de Paynter, la dérivée du moment généralisé correspond à l'effort ; or dans le domaine électrique, le moment généralisé est représenté par le flux magnétique. Dans ce cas, la dérivée du flux rotorique ramené au stator  $\dot{\phi}'_r(t)$  est égale à l'effort imposé sur la jonction 0. Ainsi, l'intégration de l'effort sur la jonction 0, multiplié par le nombre de paires de pôles  $n_p$  de la machine, donne, au signe près, le signal de commande des jonctions  $MGY$ . Le bond graph complet de l'entraînement asynchrone est représenté sur la figure 3.18.

Le bond graph en figure 3.18 fait apparaître des boucles causales liant l'inertie mécanique aux inductances statoriques (seule la boucle causale sur l'axe  $\alpha$  est représentée). De plus, de manière analogue au cas de la machine à courant continu, la boucle causale relie deux éléments passifs de stockage et contient une jonction *MGY*. Le couple de charge apparaît comme excitateur des éléments de stockage des boucles causales. De plus, il existe un chemin causal indirect partant de la source d'effort représentative du couple de charge et arrivant à l'élément  $I$  relatif à l'inductance statorique. Définissons alors la variable énergétique de l'inductance ( $i_{s\alpha}(t)$ ) comme variable de sortie du modèle et le couple de charge comme variable d'entrée. Nous sommes alors en présence d'une des configurations décrites au paragraphe 3.5.2 conduisant à un comportement dynamique potentiellement résonnant de la variable de sortie par rapport à l'entrée.

Contrairement au cas de la machine à courant continu, une analyse du comportement dynamique des courants de phase par rapport au couple de charge, par fonction de transfert dans le domaine de Laplace, n'est possible que si les rapports de gyration sont considérés constants, contredisant alors la modélisation physique. De plus, par définition, la fonction de transfert décrit le comportement fréquentiel d'un harmonique d'une grandeur par rapport à une autre pour une fréquence donnée, qui doit être la même sur les deux grandeurs [Che63]. Or, nous savons qu'un harmonique du couple de charge à la fréquence  $f_{osc}$  induit des harmoniques aux fréquences  $|f_s \pm f_{osc}|$  sur les courants de phase (3.16). De plus, il est clair d'après le bond graph que le comportement des courants de phase de type modulation provient des jonctions *MGY* qui réalisent le produit entre un signal théoriquement sinusoïdal à la fréquence  $f_s$  (le flux rotorique) avec une variable elle aussi sinusoïdale mais à la fréquence  $f_{osc}$  (la vitesse de rotation mécanique). L'approche par fonction de transfert au sens strict n'est donc pas permise.

Le bond graph de la machine asynchrone démontre donc de manière qualitative qu'il existe un comportement dynamique potentiellement résonnant des courants de phase par rapport aux oscillations du couple de charge. Cependant, la caractérisation quantitative du comportement dynamique est ici impossible.

### 3.6 Caractérisation fréquentielle des grandeurs de la machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge

Nous allons utiliser une autre expression du modèle de la machine asynchrone. Nous choisissons alors l'une de ses représentations d'état qui permet d'exprimer de manière causale les grandeurs d'état du système en fonction d'entrées du système.

En présence d'oscillations du couple de charge, pour caractériser le comportement fréquentiel des grandeurs du modèle de la machine asynchrone, nous modéliserons le couple électromagnétique comme une constante ajoutée d'une oscillation à la fréquence de défaut, conformément au paragraphe 3.4.3. De même, courants et flux seront modélisés comme un fondamental et deux composantes latérales. Enfin, comme le modèle concerne des composantes fréquentielles, les différentes grandeurs

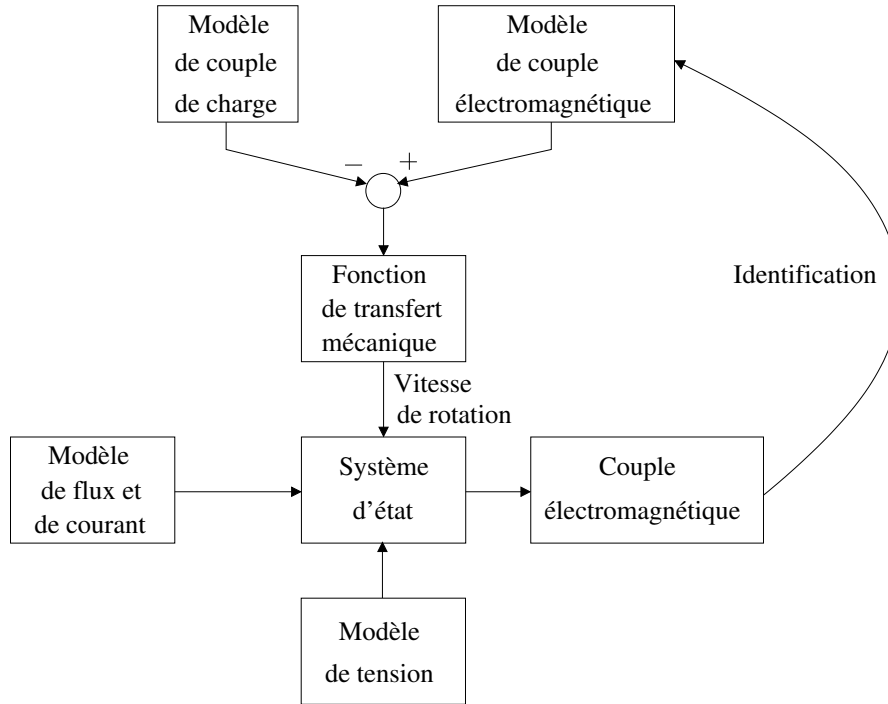


FIG. 3.19 – Démarche de modélisation des courants statoriques et des flux rotoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge

ainsi que le modèle d'état de la machine seront exprimés dans le domaine fréquentiel.

La démarche de résolution conduisant à l'expression des grandeurs de la machine asynchrone est représentée en figure 3.19. Les modèles des couples servent à exprimer la vitesse de rotation de la machine asynchrone au travers de la fonction de transfert du système mécanique. Le modèle d'état est ensuite utilisé pour exprimer les composantes de flux et de courant en fonction de la vitesse de rotation et donc des couples électromagnétique et de charge. Le couple électromagnétique est exprimé en fonction des flux et des courants puis identifié à son modèle. Enfin, les composantes des courants statoriques sont de nouveau exprimées, cette fois de manière indépendante du modèle présumé.

### 3.6.1 Modèle d'état de la machine asynchrone

La machine asynchrone peut se représenter sous forme d'un système d'état (3.34) [Gup71], [Bou06], [Gra06].

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (3.34)$$

avec :

- $A$  la matrice dynamique,
- $U$  le vecteur d'entrée,
- $X$  le vecteur d'état,

- $Y$  le vecteur de sortie,
- $C$  la matrice de sortie,
- $B$  la matrice d'entrée,
- $D$  la matrice d'action directe.

La figure 3.20 donne la représentation, sous forme de blocs, des équations d'état d'un système physique où la matrice d'action directe est nulle ; ce qui est le cas dans la modélisation de la machine asynchrone.

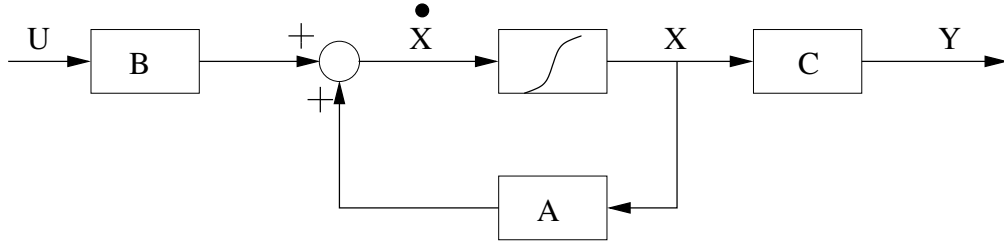


FIG. 3.20 – Structure bloc des équations d'état d'un système avec matrice d'action directe nulle

Comme pour la modélisation bond graph, la modélisation d'état de la machine asynchrone est effectuée dans le repère diphasé de Concordia. Dans le cadre des machines électriquement et magnétiquement symétriques, à entrefer constant, à distribution sinusoïdale des conducteurs, à grandeurs électromagnétiques sinusoïdales et en négligeant les non-linéarités telle que la saturation magnétique, le modèle d'état d'ordre complet de la machine asynchrone est d'ordre 4, c'est-à-dire que le vecteur d'état comporte quatre variables [Orl89]. Cela se comprend également en considérant les équations (3.29) et (3.30) qui conduisent obligatoirement à l'obtention de quatre équations différentielles.

Pour représenter sous forme d'état la machine asynchrone, il est nécessaire de définir les variables d'état, d'entrée et de sortie du système. Deux variables d'état sont considérées, chacune projetée sur les deux axes du repère de Concordia. Plusieurs choix sont alors possibles, mais il y a toujours une variable statorique (courant ou flux) et une variable rotorique (courant ou flux également). Nous choisirons ici les courants statoriques et les flux rotoriques. Les courants statoriques, étant des grandeurs mesurables, sont retenus comme variables de sortie. Par ailleurs, la machine étant alimentée en tension, les tensions statoriques sont alors considérées comme les variables d'entrée. Nous pouvons d'ores et déjà exprimer les vecteurs du modèle (3.35), (3.36) et (3.37).

$$X = \begin{pmatrix} i_{s\alpha}(t) \\ i_{s\beta}(t) \\ \phi_{r\alpha}(t) \\ \phi_{r\beta}(t) \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

$$Y = \begin{pmatrix} i_{s\alpha}(t) \\ i_{s\beta}(t) \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

$$U = \begin{pmatrix} v_{s\alpha}(t) \\ v_{s\beta}(t) \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

En utilisant les équations (3.29) et (3.30), en respectant le choix des variables d'état et d'entrée, on obtient les équations d'état (3.38) avec  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$  la constante de temps électrique statorique,  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  la constante de temps électrique rotorique et  $\omega(t) = n_p \Omega(t)$  la vitesse angulaire électrique du rotor.

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha}(t) = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{s\alpha}(t) + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r M_{sr}} \phi_{r\alpha}(t) + \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega(t) \phi_{r\beta}(t) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha}(t) \\ \dot{i}_{s\beta}(t) = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{s\beta}(t) + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r M_{sr}} \phi_{r\beta}(t) - \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega(t) \phi_{r\alpha}(t) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta}(t) \\ \dot{\phi}_{r\alpha}(t) = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{s\alpha}(t) - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha}(t) - \omega(t) \phi_{r\beta}(t) \\ \dot{\phi}_{r\beta}(t) = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{s\beta}(t) - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta}(t) + \omega(t) \phi_{r\alpha}(t) \end{cases} \quad (3.38)$$

On obtient alors le modèle d'état sous sa forme matricielle (3.39) dont les notations sont explicitées par (3.40).

$$\begin{aligned} \dot{X} &= \underbrace{\begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega(t) \\ 0 & a_1 & -a_3 \omega(t) & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega(t) \\ 0 & a_4 & \omega(t) & a_5 \end{pmatrix}}_A X + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}}_B \begin{pmatrix} v_{s\alpha}(t) \\ v_{s\beta}(t) \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{s\alpha}(t) \\ i_{s\beta}(t) \end{pmatrix} &= \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_C \begin{pmatrix} i_{s\alpha}(t) \\ i_{s\beta}(t) \\ \phi_{r\alpha}(t) \\ \phi_{r\beta}(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.39)$$

avec :

$$\begin{cases} a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \\ a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma T_r M_{sr}} \\ a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \\ a_4 = \frac{M_{sr}}{T_r} \\ a_5 = -\frac{1}{T_r} \end{cases} \quad (3.40)$$

Dans le modèle d'état ainsi défini, la vitesse angulaire électrique du rotor  $\omega(t)$  est considérée comme un paramètre externe au modèle. Celle-ci est obtenue au travers du système mécanique de la machine asynchrone (inertie, frottements visqueux et couple de charge). Par conséquent, le couple de charge, variable indépendante

du modèle de la machine, peut être considéré comme une entrée du modèle de l'entraînement. Le couple électromagnétique moteur est, quant à lui, calculé selon (3.32). Nous disposons donc d'un modèle complet de la machine asynchrone permettant de décrire son fonctionnement, aussi bien en régime permanent que transitoire. En régime permanent ( $\omega(t) = \omega_0, \forall t$ ), le comportement temporel du système est souvent obtenu grâce aux fonctions de transfert dans le domaine de Laplace  $F(p)$  issues de la modélisation d'état. Cependant, nous avons déjà démontré que l'approche par fonctions de transfert ne permettait pas de caractériser les harmoniques de modulation des courants statoriques en présence d'oscillations du couple de charge. Il est donc nécessaire d'exploiter le système d'état. Pour simplifier la démarche, comme explicité dans le préambule, l'exploitation du système d'état conduisant à l'obtention des composantes de flux et de courant est effectuée dans le domaine fréquentiel. En régime permanent, le système d'état s'écrit alors comme (3.41) et (3.42). Pour compléter le modèle dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier est appliquée à la relation (3.32) pour conduire à (3.43).

$$(2\pi j f)TF_f\{X\} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 TF_f\{\omega(t)\} \\ 0 & a_1 & -a_3 TF_f\{\omega(t)\} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -TF_f\{\omega(t)\} \\ 0 & a_4 & TF_f\{\omega(t)\} & a_5 \end{pmatrix} * TF_f\{X\} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} TF_f\{v_{s\alpha}(t)\} \\ TF_f\{v_{s\beta}(t)\} \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

avec :

$$TF_f\{X\} = \begin{pmatrix} TF_f\{i_{s\alpha}(t)\} \\ TF_f\{i_{s\beta}(t)\} \\ TF_f\{\phi_{r\alpha}(t)\} \\ TF_f\{\phi_{r\beta}(t)\} \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

$$TF_f\{C_{em}(t)\} = n_p \frac{M_{sr}}{L_r} (TF_f\{\phi_{r\alpha}(t)\} * TF_f\{i_{s\beta}(t)\} - TF_f\{\phi_{r\beta}(t)\} * TF_f\{i_{s\alpha}(t)\}) \quad (3.43)$$

### 3.6.2 Modélisation sans a priori des grandeurs de la machine asynchrone

Pour exprimer les grandeurs du modèle d'état de la machine asynchrone et ainsi résoudre le système, nous devons poser certaines hypothèses concernant les variables d'entrée ainsi que des variables d'état du modèle de l'entraînement. Tout d'abord, la machine est considérée comme fonctionnant en régime permanent autour d'un point de fonctionnement. Pour les entrées, le système triphasé de tensions alimentant la machine asynchrone est considéré parfaitement sinusoïdal et équilibré. Ainsi, dans le repère de Concordia, les tensions sont de même amplitude et en

quadrature. La tension statorique sur l'axe  $\alpha$  est prise comme référence de phase pour toutes les variables de l'entraînement. Les tensions statoriques s'expriment alors dans le domaine temporel selon (3.44) et dans le domaine fréquentiel selon (3.45), avec  $V_{\alpha\beta}$  l'amplitude dans le repère de Concordia et  $f_s$  la fréquence d'alimentation.

$$\begin{cases} v_{s\alpha}(t) = V_{\alpha\beta} \cos(2\pi f_s t) \\ v_{s\beta}(t) = V_{\alpha\beta} \sin(2\pi f_s t) \end{cases} \quad (3.44)$$

$$\begin{cases} TF_f\{v_{s\alpha}(t)\} = \frac{V_{\alpha\beta}}{2} [\delta(f - f_s) + \delta(f + f_s)] \\ TF_f\{v_{s\beta}(t)\} = \frac{V_{\alpha\beta}}{2j} [\delta(f - f_s) - \delta(f + f_s)] \end{cases} \quad (3.45)$$

Le couple de charge est modélisé par un couple moyen  $C_0$  et une oscillation périodique de fréquence  $f_{osc}$  et d'amplitude  $C_{osc}$ . La phase du couple de charge, à l'origine des temps, est arbitrairement fixée à une valeur nulle (3.46). Le couple de charge est également exprimé dans le domaine fréquentiel par (3.47).

$$C_{ch}(t) = C_0 + C_{osc} \cos(2\pi f_{osc} t) \quad (3.46)$$

$$TF_f\{C_{ch}(t)\} = C_0 \delta(f) + \frac{C_{osc}}{2} [\delta(f - f_{osc}) + \delta(f + f_{osc})] \quad (3.47)$$

Nous devons également poser la forme temporelle (3.48) et fréquentielle (3.49) du couple électromagnétique. Celui-ci est modélisé conformément à l'expression simplifiée (3.18) obtenue au paragraphe 3.4.3. Il possède donc une composante moyenne  $C_{em,0}$ . De plus, nous supposons que le couple électromagnétique possède une composante oscillante d'amplitude  $C_d$  à la même fréquence  $f_{osc}$  que le couple de charge, mais déphasée d'un angle  $\psi_c$ .

$$C_{em}(t) = C_{em,0} + C_d \cos(2\pi f_{osc} t + \psi_c) \quad (3.48)$$

$$TF_f\{C_{em}(t)\} = C_{em,0} \delta(f) + \frac{C_d}{2} [e^{j\psi_c} \delta(f - f_{osc}) + e^{-j\psi_c} \delta(f + f_{osc})] \quad (3.49)$$

En considérant le système mécanique de l'entraînement représenté en figure 3.18, la vitesse de rotation mécanique s'exprime alors comme une constante  $\Omega_0$ , plus un terme oscillant de fréquence  $f_{osc}$  (3.50) et (3.51), d'amplitude  $|\Omega_{osc}|$  et déphasé de l'angle  $\angle\Omega_{osc}$  par rapport au couple de charge,  $\Omega_{osc}$  étant un paramètre complexe défini en (3.52).

$$\Omega(t) = \Omega_0 + |\Omega_{osc}| \cos(2\pi f_{osc} t + \angle\Omega_{osc}) \quad (3.50)$$

$$TF_f\{\Omega(t)\} = \Omega_0 \delta(f) + \frac{1}{2} [\Omega_{osc} \delta(f - f_{osc}) + \bar{\Omega}_{osc} \delta(f + f_{osc})] \quad (3.51)$$

$$\Omega_{osc} = |\Omega_{osc}| e^{j\angle\Omega_{osc}} \quad (3.52)$$



Nous allons également présupposer les formes temporelles et fréquentielles des variables d'état du système. Nous avons vu au paragraphe 3.4 que les oscillations du couple de charge entraînaient l'apparition de composantes latérales sur les courants statoriques aux fréquences  $f_s \pm f_{osc}$ . Par ailleurs, d'après le modèle de courant du paragraphe 3.4.2, un comportement similaire peut être supposé pour les flux rotoriques dans l'entrefer de la machine. Sur les grandeurs d'état, nous conserverons une indépendance entre les composantes latérales supérieure à  $f_s + f_{osc}$  et inférieure à  $f_s - f_{osc}$  en considérant leurs amplitudes et leurs phases indépendantes. Ainsi, courants statoriques et flux rotoriques sont modélisés comme des sommes d'harmoniques dans les domaines temporels (3.53) et fréquentiels (3.54).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{s\alpha}(t) = I_{\alpha\beta} \cos(2\pi f_s t + \psi_i) \\ \quad + |I^+| \cos(2\pi(f_s + f_{osc})t + \angle I^+ + \psi_i) \\ \quad + |I^-| \cos(2\pi(f_s - f_{osc})t + \angle I^- + \psi_i) \\ i_{s\beta}(t) = I_{\alpha\beta} \sin(2\pi f_s t + \psi_i) \\ \quad + |I^+| \sin(2\pi(f_s + f_{osc})t + \angle I^+ + \psi_i) \\ \quad + |I^-| \sin(2\pi(f_s - f_{osc})t + \angle I^- + \psi_i) \\ \phi_{r\alpha}(t) = \Phi_{\alpha\beta} \cos(2\pi f_s t + \psi_\phi) \\ \quad + |\Phi^+| \cos(2\pi(f_s + f_{osc})t + \angle \Phi^+ + \psi_\phi) \\ \quad + |\Phi^-| \cos(2\pi(f_s - f_{osc})t + \angle \Phi^- + \psi_\phi) \\ \phi_{r\beta}(t) = \Phi_{\alpha\beta} \sin(2\pi f_s t + \psi_\phi) \\ \quad + |\Phi^+| \sin(2\pi(f_s + f_{osc})t + \angle \Phi^+ + \psi_\phi) \\ \quad + |\Phi^-| \sin(2\pi(f_s - f_{osc})t + \angle \Phi^- + \psi_\phi) \end{array} \right. \quad (3.53)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} TF_f\{i_{s\alpha}(t)\} = \frac{I_{\alpha\beta}}{2} [e^{j\psi_i} \delta(f - f_s) + e^{-j\psi_i} \delta(f + f_s)] \\ \quad + \frac{1}{2} [I^+ e^{j\psi_i} \delta(f - f_s - f_{osc}) + \bar{I}^+ e^{-j\psi_i} \delta(f + f_s + f_{osc})] \\ \quad + \frac{1}{2} [I^- e^{j\psi_i} \delta(f - f_s + f_{osc}) + \bar{I}^- e^{-j\psi_i} \delta(f + f_s - f_{osc})] \\ TF_f\{i_{s\beta}(t)\} = \frac{I_{\alpha\beta}}{2j} [e^{j\psi_i} \delta(f - f_s) - e^{-j\psi_i} \delta(f + f_s)] \\ \quad + \frac{1}{2j} [I^+ e^{j\psi_i} \delta(f - f_s - f_{osc}) - \bar{I}^+ e^{-j\psi_i} \delta(f + f_s + f_{osc})] \\ \quad + \frac{1}{2j} [I^- e^{j\psi_i} \delta(f - f_s + f_{osc}) - \bar{I}^- e^{-j\psi_i} \delta(f + f_s - f_{osc})] \\ TF_f\{\phi_{r\alpha}(t)\} = \frac{\Phi_{\alpha\beta}}{2} [e^{j\psi_\phi} \delta(f - f_s) + e^{-j\psi_\phi} \delta(f + f_s)] \\ \quad + \frac{1}{2} [\Phi^+ e^{j\psi_\phi} \delta(f - f_s - f_{osc}) + \bar{\Phi}^+ e^{-j\psi_\phi} \delta(f + f_s + f_{osc})] \\ \quad + \frac{1}{2} [\Phi^- e^{j\psi_\phi} \delta(f - f_s + f_{osc}) + \bar{\Phi}^- e^{-j\psi_\phi} \delta(f + f_s - f_{osc})] \\ TF_f\{\phi_{r\beta}(t)\} = \frac{\Phi_{\alpha\beta}}{2j} [e^{j\psi_\phi} \delta(f - f_s) - e^{-j\psi_\phi} \delta(f + f_s)] \\ \quad + \frac{1}{2j} [\Phi^+ e^{j\psi_\phi} \delta(f - f_s - f_{osc}) - \bar{\Phi}^+ e^{-j\psi_\phi} \delta(f + f_s + f_{osc})] \\ \quad + \frac{1}{2j} [\Phi^- e^{j\psi_\phi} \delta(f - f_s + f_{osc}) - \bar{\Phi}^- e^{-j\psi_\phi} \delta(f + f_s - f_{osc})] \end{array} \right. \quad (3.54)$$

avec :

- $I_{\alpha\beta}$  l'amplitude de la composante fondamentale des courants statoriques dans le repère de Concordia,
- $\psi_i$  le déphasage de la composante fondamentale des courants statoriques par rapport aux tensions statoriques,
- $|I^+|$  l'amplitude de la composante latérale des courants à  $f_s + f_{osc}$ ,
- $\angle I^+$  le déphasage de la composante latérale des courants à  $f_s + f_{osc}$  par rapport à la composante fondamentale des courants,
- $|I^-|$  l'amplitude de la composante latérale des courants à  $f_s - f_{osc}$ ,
- $\angle I^-$  le déphasage de la composante latérale des courants à  $f_s - f_{osc}$  par rapport à la composante fondamentale des courants,
- $\Phi_{\alpha\beta}$  l'amplitude de la composante fondamentale des flux rotoriques dans le repère de Concordia,
- $\psi_\phi$  le déphasage de la composante fondamentale des flux rotoriques par rapport aux tensions statoriques,
- $|\Phi^+|$  l'amplitude de la composante latérale des flux à  $f_s + f_{osc}$ ,
- $\angle \Phi^+$  le déphasage de la composante latérale des flux à  $f_s + f_{osc}$  par rapport à la composante fondamentale des flux,
- $|\Phi^-|$  l'amplitude de la composante latérale des flux à  $f_s - f_{osc}$ ,
- $\angle \Phi^-$  le déphasage de la composante latérale des flux à  $f_s - f_{osc}$  par rapport à la composante fondamentale des flux.

Comme le système est supposé être équilibré, les amplitudes et déphasages des composantes de courant et de flux sont les mêmes sur les axes du repère de Concordia et les composantes sont en quadrature d'un axe à l'autre. Ce point sera discuté plus en détails et démontré au chapitre 6. De plus, on notera que, dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier pouvant être à valeurs complexes, les composantes latérales de courant et de flux ( $I^+$ ,  $I^-$ ,  $\Phi^+$  et  $\Phi^-$ ) sont donc définies complexes. Dans le domaine temporel, cela se traduit par une amplitude sous forme de module et une phase dans le terme d'oscillation sous forme d'argument ( $\angle$ ).

### 3.6.3 Exploitation du système d'état

Le système d'état permet de superposer les courants statoriques et flux rotoriques en régime permanent (composantes fondamentales) avec les courants et flux en présence d'oscillations du couple de charge (composantes latérales). Le modèle d'état de la machine permet de connaître en régime permanent, sans oscillation de couple, les amplitudes et déphasages associés à la composante fondamentale des grandeurs d'état :  $I_{\alpha\beta}$ ,  $\Phi_{\alpha\beta}$ ,  $\psi_i$  et  $\psi_\phi$ , dépendant uniquement du point de fonctionnement de l'entraînement. De plus, le modèle d'état de la machine ainsi que le modèle mécanique permettent de déterminer les paramètres  $I^+$ ,  $I^-$ ,  $\Phi^+$  et  $\Phi^-$  en fonction de la fréquence d'oscillation du couple de charge  $f_{osc}$ .

#### 3.6.3.1 Grandeurs fondamentales en régime permanent

Considérons un point de fonctionnement en régime permanent sans oscillation du couple de charge. Nous allons déterminer les paramètres des composantes fon-

damentales de courant statorique et de flux rotorique au moyen du modèle d'état. Dans le cadre des machines asynchrones, il est clair avec (3.38) que les variables recherchées dépendent de la vitesse angulaire électrique du rotor et donc du couple de charge appliqué sur l'arbre. Pour déterminer la vitesse angulaire du rotor en régime permanent, il faut procéder à une estimation du glissement, celle-ci se faisant grâce à l'équation mécanique (3.55) conforme au bond graph de l'entraînement en figure 3.18, où  $\omega_s = 2\pi f_s$  est la pulsation électrique d'alimentation de la machine et  $g$  est le glissement.

$$C_{em,0} - C_0 = f_{meca} \frac{\omega_s}{n_p} (1 - g) \quad (3.55)$$

Par un bilan de puissance, le couple électromagnétique peut être estimé en fonction de la tension d'alimentation, de la vitesse de rotation et des paramètres électriques de la machine (3.56) et (3.57), avec  $V_{123,eff}$  la valeur efficace des tensions statoriques phase-neutre dans le repère triphasé,  $\mathcal{N}_s$  la réactance de fuite totale ramenée au stator,  $\mathfrak{l}_s$  et  $\mathfrak{l}_r$  les inductances de fuite statorique et rotorique [Seg06]. Il s'agit là d'un bilan de puissance ne négligeant pas la résistance statorique. En effet, à vitesse nominale, les pertes dans la résistance statorique sont négligées, permettant alors à la machine d'être modélisée à flux constant. Cependant, comme nous voulons effectuer une caractérisation de la machine pour une variété importante de points de fonctionnement, nous ne pouvons pas utiliser cette modélisation sans pertes Joule statoriques.

$$C_{em,0} = \frac{3n_p V_{123,eff}^2 R'_r g}{(1 - g)\omega_s [(R_s g + R'_r)^2 + \mathcal{N}_s^2 g^2 \omega_s^2]} \quad (3.56)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{N}_s = \mathfrak{l}_s + \left( \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 \mathfrak{l}_r \\ \mathfrak{l}_s = L_s - M_{sr} \\ \mathfrak{l}_r = L_r - M_{sr} \\ V_{123,eff} = \frac{V_{\alpha\beta}}{\sqrt{3}} \end{array} \right. \quad (3.57)$$

L'injection de (3.56) dans (3.55) et la résolution de l'équation résultante conduit à la valeur du glissement et donc de la vitesses angulaire mécanique  $\Omega_0$  puis électrique  $\omega_0 = n_p \Omega_0$ .

Comme nous sommes dans l'hypothèse du régime permanent, l'approche par fonction de transfert pour obtenir les paramètres des composantes fondamentales des grandeurs d'état est possible. La relation (3.58) conduit à la matrice des fonctions de transfert dans le domaine de Laplace, dont l'expression complète est donnée en annexe B (B.1) et (B.2).

$$F(p) = C_1(pI_4 - A)^{-1}B \quad (3.58)$$

avec :

- $I_4$  la matrice identité de dimension 4,
- $C_1 = I_4$  la matrice de sortie complète de dimension 4,

–  $F(p)$  la matrice de fonction de transfert détaillée en (3.59).

$$F(p) = \begin{pmatrix} \frac{i_{s\alpha}(p)}{v_{s\alpha}(p)} & \frac{i_{s\alpha}(p)}{v_{s\beta}(p)} \\ \frac{i_{s\beta}(p)}{v_{s\alpha}(p)} & \frac{i_{s\beta}(p)}{v_{s\beta}(p)} \\ \frac{\phi_{r\alpha}(p)}{v_{s\alpha}(p)} & \frac{\phi_{r\alpha}(p)}{v_{s\beta}(p)} \\ \frac{\phi_{r\beta}(p)}{v_{s\alpha}(p)} & \frac{\phi_{r\beta}(p)}{v_{s\beta}(p)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{[1,1]}(p) & F_{[1,2]}(p) \\ F_{[2,1]}(p) & F_{[2,2]}(p) \\ F_{[3,1]}(p) & F_{[3,2]}(p) \\ F_{[4,1]}(p) & F_{[4,2]}(p) \end{pmatrix} \quad (3.59)$$

Dans le domaine fréquentiel, la fonction de transfert est analogue à celle dans le domaine de Laplace en remplaçant  $p$  par  $2j\pi f$ . On obtient alors les paramètres des composantes fondamentales des variables d'état pour la fréquence d'alimentation de la machine  $f_s$ , en fonction des tensions d'entrée dans le repère Concordia (3.60).

$$\begin{cases} I_{\alpha\beta} = |F_{[1,1]}(2j\pi f_s) - jF_{[1,2]}(2j\pi f_s)|V_{\alpha\beta} \\ \psi_i = \angle(F_{[1,1]}(2j\pi f_s) - jF_{[1,2]}(2j\pi f_s)) \\ \Phi_{\alpha\beta} = |F_{[3,1]}(2j\pi f_s) - jF_{[3,2]}(2j\pi f_s)|V_{\alpha\beta} \\ \psi_\phi = \angle(F_{[3,1]}(2j\pi f_s) - jF_{[3,2]}(2j\pi f_s)) \end{cases} \quad (3.60)$$

### 3.6.3.2 Expression des harmoniques de la vitesse angulaire électrique

Le modèle mécanique est identique à celui utilisé dans le bond graph de l'entraînement en figure 3.18. Celui-ci se compose d'une inertie  $J_{mas}$  et de frottements visqueux  $f_{meca}$ . Ainsi, dans le domaine fréquentiel, l'équation mécanique s'écrit comme (3.61)

$$TF_f\{\Omega(t)\} = \frac{TF_f\{C_{em}(t)\} - TF_f\{C_{ch}(t)\}}{2j\pi f J_{mas} + f_{meca}} \quad (3.61)$$

En considérant l'expression supposée de la vitesse angulaire du rotor en (3.51), on obtient directement l'expression complexe des oscillations de vitesse à la fréquence  $f_{osc}$  (3.62).

$$\Omega_{osc} = \frac{C_d e^{j\psi_c} - C_{osc}}{2j\pi f_{osc} J_{mas} + f_{meca}} \quad (3.62)$$

La vitesse angulaire électrique du rotor, qui doit être injectée dans les équations d'état, se déduit directement en appliquant la relation  $\omega(t) = n_p \Omega(t)$ .

### 3.6.3.3 Expression des harmoniques des grandeurs d'état

Pour exprimer les composantes latérales de flux rotorique et de courant statorique, il n'est pas nécessaire de considérer les quatre équations d'état du système. En effet, d'après le modèle des variables d'état en (3.53), il est clair que les équations relatives au courant statorique et au flux rotorique sur l'axe  $\beta$  sont similaires à celles sur l'axe  $\alpha$ . Nous pouvons ne plus considérer que deux équations d'état, par exemple celles concernant l'axe  $\alpha$ .

Rappelons également que nous cherchons tout d'abord à déterminer les paramètres  $I^+$ ,  $I^-$ ,  $\Phi^+$  et  $\Phi^-$ . Pour cela, quatre équations sont nécessaires. Nous utiliserons donc deux composantes fréquentielles sur les deux variables d'état sélectionnées sur l'axe  $\alpha$ . De manière évidente, nous résoudrons les équations relatives aux composantes à  $f_s \pm f_{osc}$  pour les grandeurs d'état de l'axe  $\alpha$ , les composantes à  $-f_s \pm f_{osc}$  étant d'amplitudes complexes conjuguées.

D'après le modèle d'état dans le domaine fréquentiel établi en (3.41), nous constatons que les équations à résoudre sur l'axe  $\alpha$  font intervenir le produit de convolution entre les transformées de Fourier de la vitesse angulaire électrique rotorique et du flux rotorique sur l'axe  $\beta$ , équivalent à la TF du produit des variables. La TF du produit des variables (3.63) pour les harmoniques considérés est obtenue avec (3.51) et (3.54), son expression complète étant donnée en annexe B (B.3). Notons que le produit des variables fait apparaître des composantes latérales du second ordre aux fréquences  $\pm f_s \pm 2f_{osc}$  qui ne sont pas considérées dans ce travail.

$$TF_f\{\omega(t)\phi_{r\beta}(t)\} : \begin{cases} \text{Composante à } f_s + f_{osc} : & \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^+ + \frac{\Omega_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \\ \text{Composante à } f_s - f_{osc} : & \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^- + \frac{\bar{\Omega}_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \end{cases} \quad (3.63)$$

Pour compléter le système d'équations à résoudre, il faut exprimer la transformée de Fourier de la dérivée temporelle du courant statorique et du flux rotorique sur l'axe  $\alpha$ . Les TF des dérivées pour les composantes de fréquences  $f_s \pm f_{osc}$  (3.64) et (3.65) s'expriment en considérant (3.41) et (3.54). L'expression complète des TF des variables d'état dérivées est disponible en annexe B (B.4) et (B.5).

$$TF_f\{\dot{i}_{s\alpha}(t)\} : \begin{cases} \text{Composante à } f_s + f_{osc} : & j\pi I^+ e^{j\psi_i}(f_s + f_{osc}) \\ \text{Composante à } f_s - f_{osc} : & j\pi I^- e^{j\psi_i}(f_s - f_{osc}) \end{cases} \quad (3.64)$$

$$TF_f\{\dot{\phi}_{r\alpha}(t)\} : \begin{cases} \text{Composante à } f_s + f_{osc} : & j\pi \Phi^+ e^{j\psi_\phi}(f_s + f_{osc}) \\ \text{Composante à } f_s - f_{osc} : & j\pi \Phi^- e^{j\psi_\phi}(f_s - f_{osc}) \end{cases} \quad (3.65)$$

Nous avons maintenant tous les membres du système de quatre équations à résoudre (3.66) qui, rappelons-le, considère les composantes de fréquences  $f_s \pm f_{osc}$  des équations d'état sur l'axe  $\alpha$  (3.41).

$$\begin{cases} j\pi I^+ e^{j\psi_i}(f_s + f_{osc}) = \frac{a_1}{2} I^+ e^{j\psi_i} + \frac{a_2}{2} \Phi^+ e^{j\psi_\phi} + \frac{a_3 n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^+ + \frac{\Omega_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \\ j\pi I^- e^{j\psi_i}(f_s - f_{osc}) = \frac{a_1}{2} I^- e^{j\psi_i} + \frac{a_2}{2} \Phi^- e^{j\psi_\phi} + \frac{a_3 n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^- + \frac{\bar{\Omega}_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \\ j\pi \Phi^+ e^{j\psi_\phi}(f_s + f_{osc}) = \frac{a_4}{2} I^+ e^{j\psi_i} + \frac{a_5}{2} \Phi^+ e^{j\psi_\phi} - \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^+ + \frac{\Omega_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \\ j\pi \Phi^- e^{j\psi_\phi}(f_s - f_{osc}) = \frac{a_4}{2} I^- e^{j\psi_i} + \frac{a_5}{2} \Phi^- e^{j\psi_\phi} - \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^- + \frac{\bar{\Omega}_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \end{cases} \quad (3.66)$$

A ce stade, la résolution du système d'équations (3.66) permet de déterminer une expression des paramètres des composantes latérales des grandeurs d'état. L'expression de ces paramètres est donnée en annexe B (B.6) et (B.7). On peut remarquer que ces derniers sont bien complexes, qu'ils dépendent des paramètres électro-mécaniques de l'entraînement, du point de fonctionnement en régime permanent et de la fréquence d'oscillation du couple de charge. Par ailleurs, la seule inconnue restante est la composante harmonique de la vitesse angulaire  $\Omega_{osc}$ , elle-même dépendant uniquement de la composante harmonique du couple électromagnétique ( $C_d$  et  $\psi_c$ ) ainsi que des paramètres des composantes fondamentales de courant statorique ( $I_{\alpha\beta}$  et  $\psi_i$ ) et de flux rotorique ( $\Phi_{\alpha\beta}$  et  $\psi_\phi$ ) déduits de (3.60).

Notons que, compte tenu de l'expression complète de la TF du produit de convolution entre la vitesse angulaire électrique et le flux rotorique sur l'axe  $\beta$  en (B.3), les courants statoriques possèdent un contenu harmonique plus riche que celui modélisé. Cependant, nous pouvons considérer ces harmoniques supplémentaires comme négligeables et alors ne pas les inclure dans les modèles de signaux. Ainsi, ces harmoniques ne seront pas pris en compte par la suite.

### 3.6.3.4 Expression du couple électromagnétique

Nous allons maintenant exprimer, en utilisant (3.43), le couple électromagnétique en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dont nous avons les expressions intermédiaires en annexe B. Là encore, le couple électromagnétique possède plus d'harmoniques que ceux considérés dans la modélisation du paragraphe 3.6.2. Cependant, ces harmoniques sont supposés négligeables et ne sont donc pas exprimés. Par ailleurs, la composante continue du couple électromagnétique n'est pas non plus exprimée puisque pouvant être connue par (3.56).

Ainsi, les composantes à  $\pm f_{osc}$  du couple électromagnétique sont données en (3.67). On peut remarquer que ces composantes ont des valeurs complexes conjuguées et de signes opposés, ce qui correspond à la définition d'un sinus ou d'un cosinus déphasé conformément au modèle de signal en (3.48). Ces deux composantes ont donc même amplitude et sont en opposition de phase. Cela permet de ne plus en considérer qu'une seule dans la suite.

$$TF_f\{C_{em}(t)\} : \begin{cases} \text{Composante à } f_{osc} : \frac{n_p M_{sr}}{2jL_r} [\Phi_{\alpha\beta} (I^+ e^{j(\psi_i - \psi_\psi)} - \bar{I}^- e^{j(\psi_\phi - \psi_i)}) \\ \quad + I_{\alpha\beta} (\bar{\Phi}^- e^{j(\psi_i - \psi_\phi)} - \Phi^+ e^{j(\psi_\phi - \psi_i)})] \\ \text{Composante à } -f_{osc} : -\frac{n_p M_{sr}}{2jL_r} [\Phi_{\alpha\beta} (\bar{I}^+ e^{-j(\psi_i - \psi_\psi)} - I^- e^{-j(\psi_\phi - \psi_i)}) \\ \quad + I_{\alpha\beta} (\Phi^- e^{-j(\psi_i - \psi_\phi)} - \bar{\Phi}^+ e^{-j(\psi_\phi - \psi_i)})] \end{cases} \quad (3.67)$$

En considérant les expressions de  $I^+$ ,  $I^-$ ,  $\Phi^+$  et  $\Phi^-$  en (B.6), on constate que la composante du couple électromagnétique à  $f_{osc}$  peut se factoriser et s'écrire de manière simplifiée sous la forme (3.68) avec  $Z$  un complexe donné de manière complète en annexe B (B.8) et (B.9). Par ailleurs cette composante en (3.68) est identifiée à la composante du couple électromagnétique à la fréquence  $f_{osc}$  modélisée

en (3.49).

$$\text{Composante à } f_{osc} : \frac{1}{2} C_d e^{j\psi_c} = \frac{1}{2} (C_d e^{j\psi_c} - C_{osc}) Z \quad (3.68)$$

### 3.6.3.5 Expression complète des grandeurs d'état

La résolution de l'équation (3.68) conduit alors aux expressions de  $C_d$  (3.69) et de  $\psi_c$  (3.70).

$$C_d = C_{osc} \frac{|Z|}{|Z - 1|} \quad (3.69)$$

$$\psi_c = \angle Z - \angle(Z - 1) \quad (3.70)$$

A partir de ces expressions,  $\Omega_{osc}$  (3.62) puis  $I^+$ ,  $I^-$ ,  $\Phi^+$  et  $\Phi^-$  (B.6) peuvent être déduites. Nous avons donc, en cas d'oscillations du couple de charge, obtenu une expression analytique pour les principales composantes de courant statorique et de flux rotorique aux fréquences  $f_s \pm f_{osc}$  ainsi que du couple électromagnétique et de la vitesse à la fréquence  $f_{osc}$ . L'évolution de ces composantes permet alors de connaître le comportement fréquentiel des grandeurs de l'entraînement.

On peut remarquer que, d'une part,  $Z$  est un complexe dépendant des paramètres électriques de la machine asynchrone et du point de fonctionnement. D'autre part, et ceci de manière parfaitement séparée,  $Z$  dépend de la fonction de transfert mécanique de l'entraînement, comme cela pouvait être supposé grâce au schéma générique d'un entraînement électrique en figure 3.1.

## 3.6.4 Caractérisation fréquentielle des grandeurs du système

Nous nous plaçons au point de fonctionnement de l'entraînement pour lequel la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone est nominale ( $f_s = 50Hz$ ), avec un couple de charge moyen de  $15Nm$ . Les paramètres du modèle sont fixés conformément à ceux du banc de test décrit en annexe A. Notons que seule l'inertie et les frottements visqueux de la machine asynchrone sont ici pris en compte.

Les expressions analytiques mises en évidence au paragraphe 3.6.3.5 sont utilisées pour déterminer le comportement fréquentiel des oscillations du couple électromagnétique, de la vitesse angulaire ainsi que des composantes latérales de courant statorique. Au contraire du système mécanique, le système électrique, de par la présence du produit croisé entre flux rotoriques et courants statoriques, ne répond pas à la définition des Systèmes Linéaires Invariants dans le Temps (*SLIT*). Ainsi, nous ne pourrions parler de fonction de transfert et de diagramme de Bode que dans le cas de la relation fréquentielle entre les composantes de vitesse angulaire et de couple de charge. Dans les autres cas, nous parlerons de gain et de déphasage entre les différentes composantes.

La figure 3.21 montre, pour un point de fonctionnement, la caractérisation fréquentielle de la composante à  $f_{osc}$  du couple électromagnétique  $C_d$  dans le

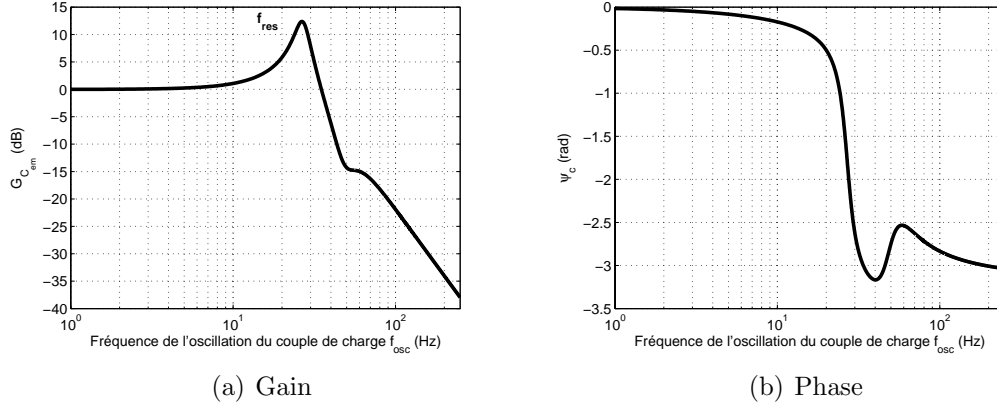


FIG. 3.21 – Caractéristique fréquentielle du couple électromagnétique en présence d'oscillations du couple de charge

cas d'oscillations du couple de charge à  $f_{osc}$ . On remarque sur le gain  $G_{C_{em}} = 20 \log_{10} \left( \frac{C_d}{C_{osc}} \right)$  en figure 3.21(a) qu'il existe une résonance vers  $f_{osc} = f_{res} \simeq 26 \text{ Hz}$ . De plus, on constate sur le gain un phénomène de rebond localisé pour une fréquence d'oscillation du couple de charge égale à celle d'alimentation de la machine asynchrone  $f_{osc} = f_s$ . Par ailleurs, la composante oscillante du couple électromagnétique possède, en haute fréquence, les caractéristiques d'un passe-bas du second ordre (gain de  $-40 \text{ dB/dec}$  et phase de  $-2\pi \text{ rad}$ ).

L'étude du diagramme de Bode de gain liant les oscillations de la vitesse angulaire aux oscillations du couple de charge  $G_{\Omega_{osc}} = 20 \log_{10} \left( \frac{|\Omega_{osc}|}{C_{osc}} \right)$  en figure 3.22(a) montre également un comportement résonnant autour de  $26 \text{ Hz}$ . La fonction de transfert mécanique étant de type passe-bas du premier ordre, la résonance observée est due à celle présente sur le couple électromagnétique. On peut donc en conclure que le comportement résonnant du système global résulte bien de l'association entre le système mécanique et le système électrique de l'entraînement. En haute fréquence, le système s'apparente à un premier ordre avec une pente de  $-20 \text{ dB/dec}$ . L'étude de la phase en figure 3.22(b) montre bien cette caractéristique de premier ordre superposée avec une phase de  $-\pi \text{ rad}$ .

L'étude des composantes latérales de courant  $|I^+|$  et  $|I^-|$  en figure 3.23(a), pour un couple oscillatoire d'amplitude  $C_{osc} = 0.5 \text{ N.m}$ , met une fois de plus en évidence le caractère résonnant de l'entraînement.  $|I^-|$  s'annule pour  $f_{osc} = f_s = 50 \text{ Hz}$ , expliquant alors le phénomène de rebond observé principalement sur la caractéristique fréquentielle du couple électromagnétique. Notons que  $I^+$  et  $I^-$  sont les composantes latérales de courant dans le repère de Concordia. Sur le système physique, ce sont les courants de phase dans le repère triphasé qui sont mesurés, les composantes dans les deux repères étant liées par proportionnalité, comme le montre la matrice de Concordia (3.28). Par ailleurs, le but de la caractérisation fréquentielle de l'entraînement asynchrone est de mettre en évidence des conditions de fonctionnement favorables à la détection des oscillations de couple de charge par l'intermédiaire des courants statoriques. Ainsi, il est utile de construire un



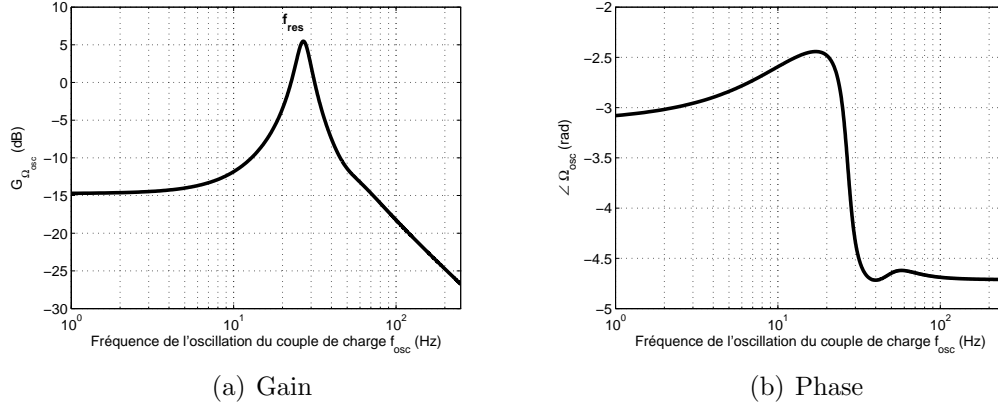


FIG. 3.22 – Diagramme de Bode de la vitesse angulaire mécanique en présence d'oscillations du couple de charge

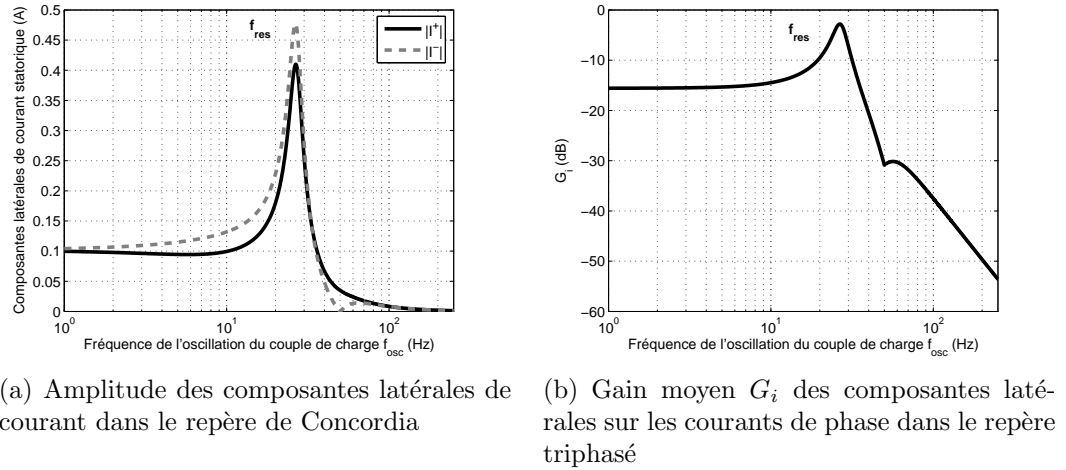


FIG. 3.23 – Comportement fréquentiel des composantes latérales de courant

diagramme de gain globalisant les amplitudes  $|I^+|$  et  $|I^-|$ . La figure 3.23(b) montre un diagramme de gain global des composantes latérales de courant dans le repère triphasé, défini par (3.71).

$$G_i = 20 \log_{10} \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|I^+| + |I^-|}{2C_{osc}} \right) \quad (3.71)$$

On remarque alors, comme pouvaient le laisser penser les différents comportements fréquentiels observés, que la détection des oscillations de couple de charge est facilitée pour des oscillations basses fréquences (comportement globalement passe-bas mis en évidence dans [Bel08]). De plus, une résonance, montrée expérimentalement dans [Sal97] et [Tra08a], dépendante de l'entraînement considéré, permet d'amplifier les effets des oscillations de couple de charge sur les courants statoriques, permettant alors d'augmenter l'efficacité de la détection du défaut mécanique.

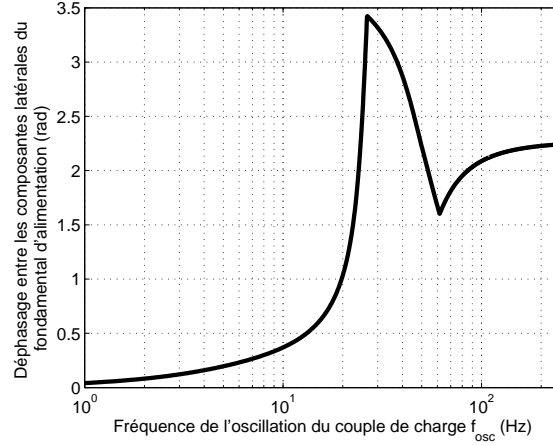


FIG. 3.24 – Déphasage des composantes latérales de courant

Par ailleurs, le déphasage entre les composantes latérales du fondamental d'alimentation des courants statoriques (figure 3.24) semble indiquer que, en deçà de la bande passante de la résonance du système, les composantes latérales relèvent d'un caractère de modulation d'amplitude. En effet, le déphasage  $\gamma$  est inférieur à  $\frac{\pi}{2} rad$ . À l'inverse, à partir de la fréquence de résonance, le déphasage des harmoniques est supérieur à  $\frac{\pi}{2} rad$ , ce qui montre que les composantes se rapprochent des caractéristiques d'une modulation de phase, comme le montrait le modèle de courant du paragraphe 3.4.2. Ce point sera plus largement développé et discuté dans le chapitre 6.

#### 3.6.4.1 Variation du point de fonctionnement

Nous ne mènerons pas ici une étude analytique générique de l'existence d'un comportement résonnant des composantes latérales de courant en cas d'oscillation du couple de charge sur n'importe quel entraînement asynchrone, car ceci reviendrait à exprimer les dérivées partielles des composantes latérales de courant en fonction des paramètres électro-mécaniques de l'entraînement. Cependant, grâce à la modélisation de l'entraînement, nous pouvons étudier numériquement les caractéristiques du comportement fréquentiel de l'entraînement en fonction des différents paramètres de ce dernier. Dans toute la suite, ne seront considérées que les caractéristiques de la résonance de  $G_i$  (3.71). Étudions tout d'abord l'influence du couple de charge moyen appliqué sur l'arbre de la machine asynchrone. Celui-ci ne fait pas varier la fréquence de résonance dans des proportions significatives. Cependant, comme le montre la figure 3.25, l'amplitude de la résonance décroît lorsque le couple de charge moyen augmente. Nous voyons donc que, théoriquement, la détectabilité des oscillations du couple de charge s'accroît au niveau de la résonance lorsque la machine fonctionne à vide.

Considérons maintenant une variation du point de fonctionnement en termes de fréquence d'alimentation statorique, tout en conservant un couple de charge moyen, ici fixé à  $C_0 = 5 N.m$ . De plus, dans les études suivantes, l'alimentation de la machine répond à la loi  $\frac{V_{\alpha\beta}}{f_s}$  constante. Le diagramme de la figure 3.26 montre le gain

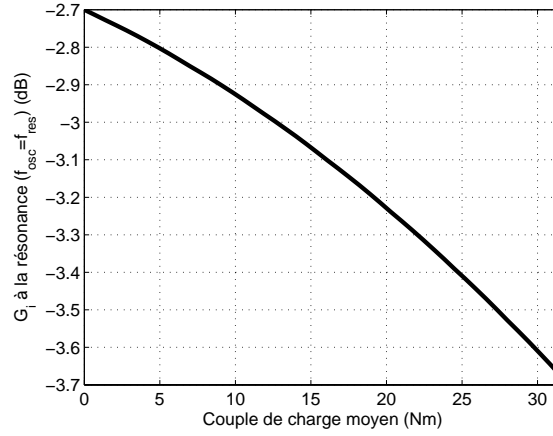


FIG. 3.25 – Variation de l'amplitude de la résonance en fonction du couple de charge moyen

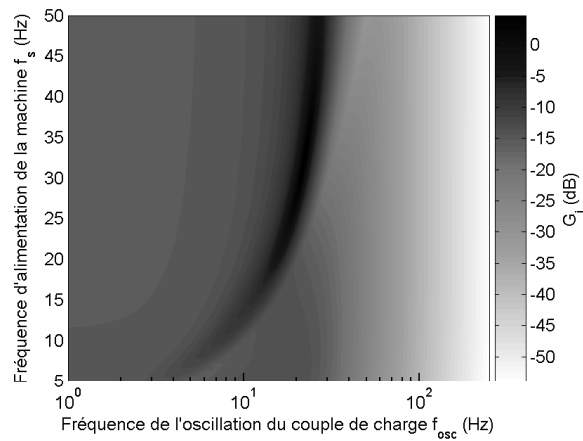


FIG. 3.26 – Gain  $G_i$  pour une fréquence statorique  $5Hz \leq f_s \leq 50Hz$

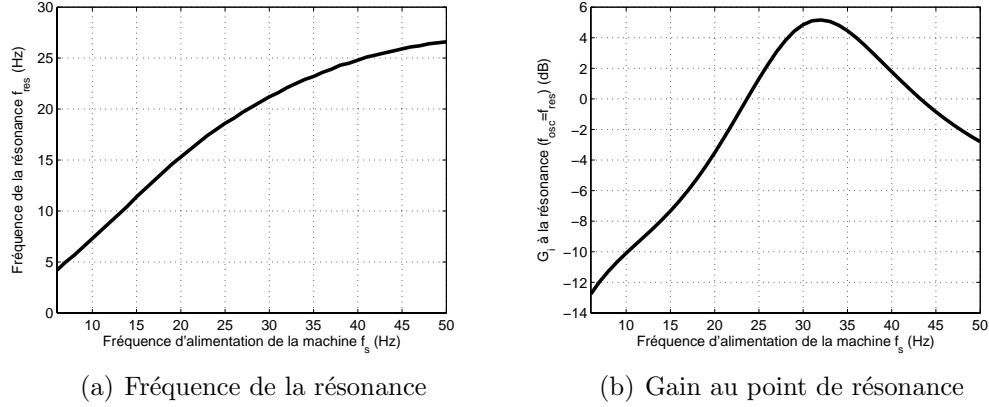


FIG. 3.27 – Caractéristiques de la résonance de  $G_i$  en fonction de la fréquence d'alimentation statorique

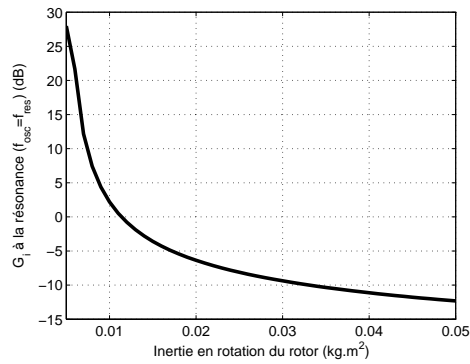
$G_i$  en fonction de la fréquence d'oscillation du couple de charge et de la fréquence statorique, l'échelle de gris représentant la valeur du gain  $G_i$ . On constate alors que la résonance existe quelle que soit la fréquence d'alimentation, tout en étant variable en termes d'amplitude et de fréquence. La figure 3.27 permet de dissocier la fréquence et l'amplitude de la résonance en fonction de  $f_s$ . On constate clairement que la fréquence de résonance décroît avec la fréquence d'alimentation. Cependant, l'amplitude de la résonance est maximale pour une fréquence  $f_s \simeq 32\text{Hz}$ , avec un gain  $G_i \simeq 5\text{dB}$  et une fréquence d'oscillation du couple  $f_{osc} \simeq 22\text{Hz}$ .

#### 3.6.4.2 Variation des paramètres mécaniques de l'entraînement

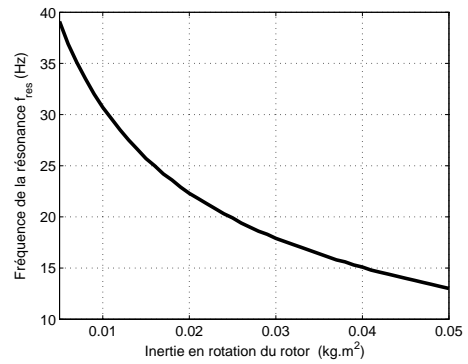
Comme nous avons pu le voir au travers des expressions de  $I^+$  et  $I^-$  données en annexe B, les paramètres mécaniques de l'entraînement interviennent de manière dissociée des paramètres électriques. Ainsi, l'influence de l'inertie de l'entraînement et des frottements visqueux doit être semblable pour la machine asynchrone et la machine à courant continu étudiée au paragraphe 3.5.3. Pour l'étude de la variation des paramètres mécaniques, nous nous plaçons à un point de fonctionnement constant caractérisé par  $f_s = 50\text{Hz}$ ,  $C_0 = 15\text{N.m}$ , les autres paramètres étant égaux à ceux de l'entraînement de test. On constate que l'augmentation, soit de l'inertie de l'entraînement (figure 3.28(a)), soit des frottements visqueux (figure 3.28(c)), implique une diminution du gain  $G_i$  à la résonance. Cependant, contrairement au cas de la machine à courant continu, seule l'inertie a une influence sensible sur la fréquence de la résonance (figure 3.28(b)). On remarque que plus les éléments dissipatifs et de stockage de la chaîne mécanique, à savoir les frottements et l'inertie, sont faibles et plus le gain à la résonance est important, comme pour la machine à courant continu.

#### 3.6.4.3 Variation des paramètres électriques de l'entraînement

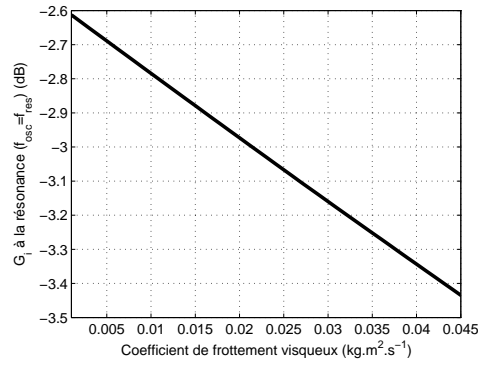
Nous allons étudier l'influence, d'une part des éléments électriques dissipatifs (résistances statorique et rotorique), et d'autre part des éléments électriques de



(a) Gain à la résonance en fonction de l'inertie

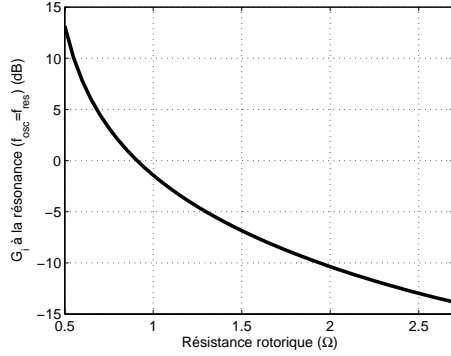


(b) Fréquence de la résonance en fonction de l'inertie

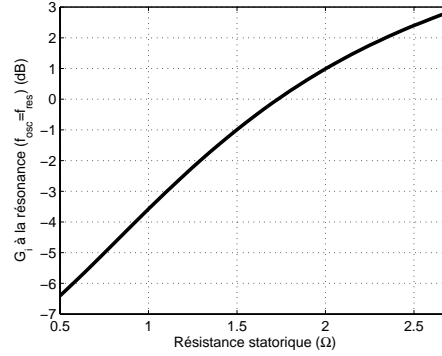


(c) Gain à la résonance en fonction des frottements visqueux

FIG. 3.28 – Caractéristiques de la résonance de  $G_i$  en fonction des paramètres mécaniques



(a) Gain à la résonance en fonction de la résistance rotorique



(b) Gain à la résonance en fonction de la résistance statorique



(c) Fréquence de la résonance en fonction de la résistance statorique

FIG. 3.29 – Caractéristiques de la résonance de  $G_i$  en fonction des éléments électriques dissipatifs

stockage (inductances statorique et rotorique). La résistance rotorique influe de manière prévisible sur la valeur du gain à la résonance. Lorsque la résistance augmente, le gain diminue (figure 3.29(a)). La fréquence de résonance, quant à elle, subit de faibles variations d'environ  $1\text{ Hz}$ . A contrario, l'influence de la résistance statorique est inverse au comportement intuitif concernant le gain à la résonance. En effet, le gain à la résonance augmente avec la résistance, comme le montre la figure 3.29(b). Ceci est dû au fait que la résistance statorique intervient dans de nombreux paramètres du modèle comme le glissement ou les grandeurs fondamentales. Par ailleurs, l'augmentation de la résistance statorique, considérée comme un élément dissipatif, provoque une diminution de la fréquence de résonance comme indiqué par la figure 3.29(c).

La variation des paramètres des éléments de stockage se fait, quant à elle, à coefficient de fuite constant. Dans ce cas, comme pour l'inertie mécanique, une augmentation des inductances conduit à une diminution de la fréquence de résonance (figures 3.30(a) et 3.30(b)). Comme pour la résistance statorique, la variation du gain à la résonance en fonction des inductances n'est pas intuitive. On observe sur les figures 3.30(c) et 3.30(d) qu'il existe des maxima sur les courbes de gain en

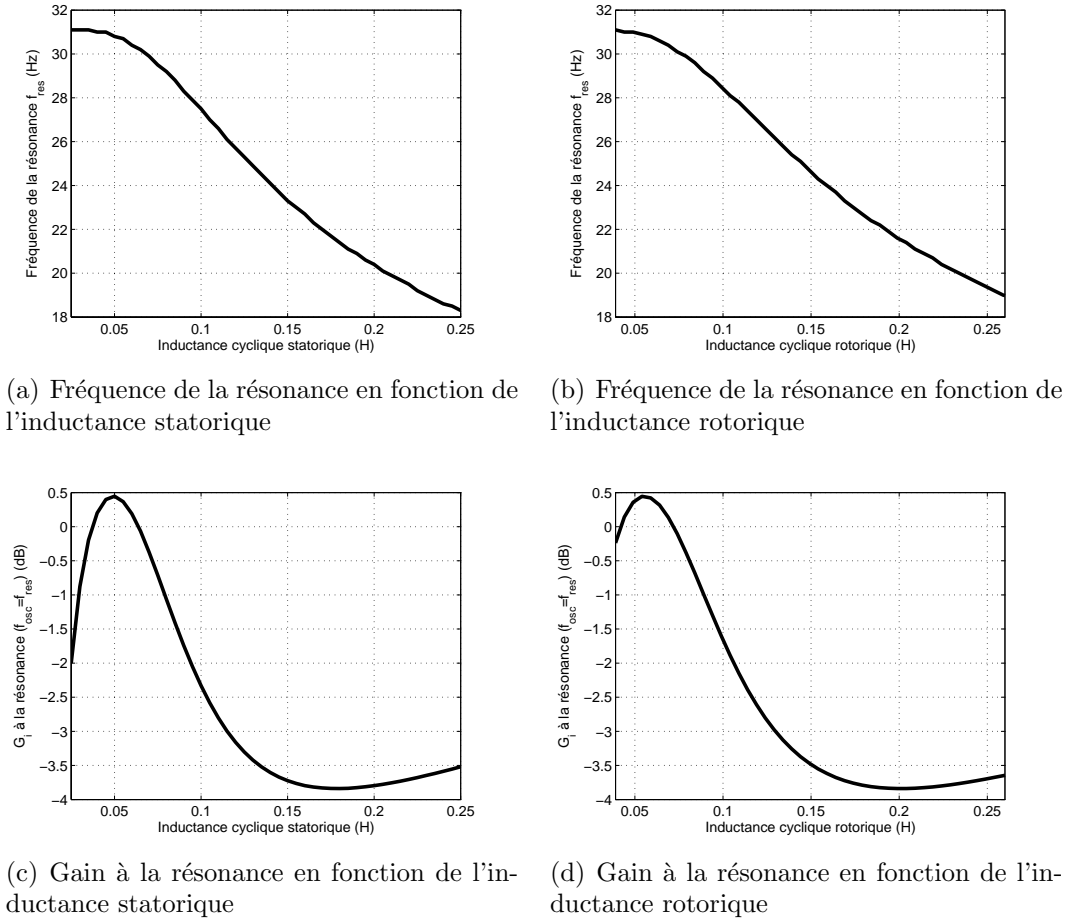


FIG. 3.30 – Caractéristiques de la résonance de  $G_i$  en fonction des éléments électriques de stockage

fonction des valeurs des inductances : des inductances tendant vers de faibles (respectivement fortes) valeurs n'impliquent pas une résonance de fort (respectivement faible) gain.

### 3.6.5 Validation expérimentale

Nous allons maintenant valider expérimentalement la caractéristique fréquentielle des composantes latérales des courants statoriques en cas d'oscillations du couple de charge. Pour l'instant, nous avons considéré la chaîne mécanique comme étant uniquement constituée de l'inertie de la machine asynchrone et de frottements visqueux. Sur notre banc de test, la machine asynchrone est liée mécaniquement à la machine à courant continu de charge par des accouplements et un couplemètre. Il nous faut donc prendre ces paramètres en considération. Le découplage mis en évidence entre systèmes électrique et mécanique dans les expressions des variables de l'entraînement permet donc de pouvoir modéliser n'importe quelle machine asynchrone, ainsi que n'importe quel entraînement mécanique pour les associer par la suite.

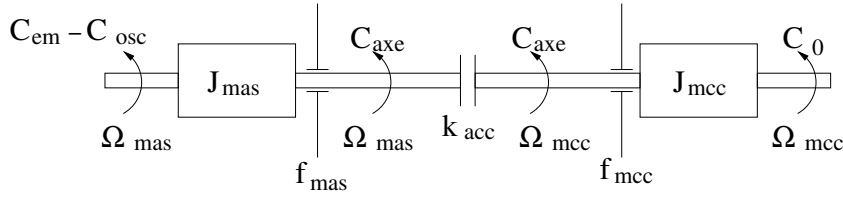


FIG. 3.31 – Système mécanique de l'entraînement de test

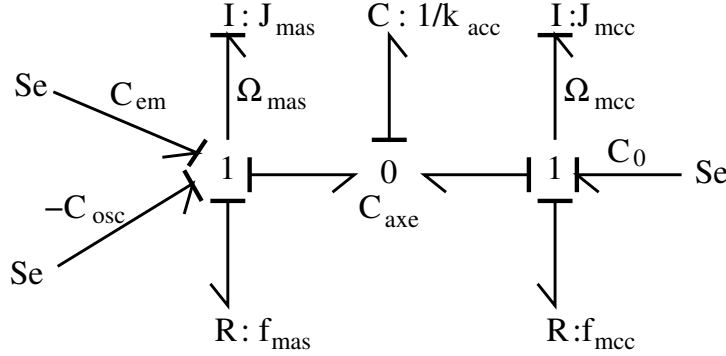


FIG. 3.32 – Bond graph de l'entraînement mécanique de test

Dans l'entraînement mécanique de test, la machine asynchrone est accouplée à un couplemètre, lui-même accouplé à une machine à courant continu servant de charge. Le couplemètre peut être considéré en première approximation comme parfaitement rigide. Cela revient à dire que la machine asynchrone est couplée directement à la machine à courant continu, comme le montre la figure 3.31. Le système mécanique est donc constitué des inerties du moteur  $J_{mas}$  et de la charge  $J_{mcc}$ , des frottements  $f_{mas}$  et  $f_{mcc}$  et d'une raideur d'accouplement  $k_{acc}$ . Les valeurs d'inertie sont rappelées en annexe A. Les frottements visqueux totaux  $f_{meca}$  sont estimés par des mesures de puissance électrique et mécanique en régime permanent puis sont répartis, pour simplifier, de manière égale entre le moteur et la charge, conduisant à  $f_{mas} = f_{mcc}$ . Sur le banc de test d'étude, les accouplements fonctionnent en torsion et en flexion, ce qui ne permet pas d'évaluer leur raideur. Cette dernière sera estimée de manière empirique. Par ailleurs, nous supposons que, s'il y a une composante de couple oscillant, celle-ci est appliquée au niveau de l'axe de la machine asynchrone. Le couple de charge moyen est, quant à lui, appliqué au niveau de l'axe de la machine à courant continu.

Le bond graph associé à l'entraînement mécanique est représenté en figure 3.32. Celui-ci fait clairement apparaître des boucles causales imbriquées liant des éléments de stockage de natures différentes. Ainsi, en présence d'une raideur d'accouplement, il est clair que la fonction de transfert liant la composante oscillante du couple de charge et celle de la vitesse angulaire possède potentiellement un caractère résonnant. Pour simplifier, nous écrirons la fonction de transfert mécanique sous la forme générique (3.72). Les fréquences propres ( $\omega_{n,N}$ ,  $\omega_{n,D}$ ) et les facteurs d'amortissement ( $\xi_N$ ,  $\xi_D$ ) des systèmes du second ordre au numérateur et au dénominateur de la fonction de transfert dépendent des paramètres mécaniques de



l'entraînement :  $J_{mas}$ ,  $J_{mcc}$ ,  $k_{acc}$ ,  $f_{mas}$  et  $f_{mcc}$ .

$$\frac{\Omega_{mas}(p)}{C_{ch}(p)} = \frac{G \left( \frac{1}{\omega_{n,N}} p^2 + \frac{2\xi_N}{\omega_{n,N}} p + 1 \right)}{(J_{mas}p + f_{mas}) \left( \frac{1}{\omega_{n,D}} p^2 + \frac{2\xi_D}{\omega_{n,D}} p + 1 \right)} \quad (3.72)$$

La fonction de transfert mécanique dans le domaine fréquentiel qui s'exprimait pour une fréquence d'oscillation de couple à la fréquence  $f_{osc}$  selon (3.62) devient (3.73). Il en va de même pour le complexe  $Z$  exprimé en annexe B (B.10).

$$\Omega_{osc} = (C_d e^{j\psi_c} - C_{osc}) \frac{G \left( -\frac{4\pi^2}{\omega_{n,N}} f_{osc}^2 + \frac{4\pi j \xi_N}{\omega_{n,N}} f_{osc} + 1 \right)}{(2\pi j J_{mas} f_{osc} + f_{mas}) \left( -\frac{4\pi^2}{\omega_{n,D}} f_{osc}^2 + \frac{4\pi j \xi_D}{\omega_{n,D}} f_{osc} + 1 \right)} \quad (3.73)$$

L'induit de la machine à courant continu de charge est connecté à un banc de charge résistif par l'intermédiaire d'un hacheur à MLI contrôlé en courant. La référence de courant du hacheur permet de générer un couple constant plus un couple oscillant d'amplitude  $C_{osc}$  à la fréquence  $f_{osc}$ . Ainsi, en mesurant dans le spectre du couple l'amplitude de l'oscillation imposée par la machine à courant continu et, dans le spectre d'un courant de phase, l'amplitude des composantes latérales de modulation aux fréquences  $f_s \pm f_{osc}$ , il est possible, pour plusieurs fréquences d'oscillation, de tracer le gain  $G_i$ . Les diagrammes de gain expérimentaux et obtenus analytiquement sont comparés sur la figure 3.33 pour plusieurs fréquences d'alimentation de la machine asynchrone. Pour tous les cas, le couple de charge moyen est fixé à  $C_0 = 5N.m$ . Quelle que soit la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone, on constate que le modèle est cohérent avec les mesures, validant alors le principe de modélisation de l'entraînement complet. De plus, on remarque, principalement sur les figures 3.33(a) et 3.33(b), que le gain  $G_i$  se comporte comme la superposition de la résonance naturelle de la machine asynchrone et d'une seconde résonance due au système mécanique non rigide. En effet, il existe une première résonance « basse fréquence », de fréquence et d'amplitude variables, provenant du système électrique couplé à l'inertie de la machine asynchrone et une seconde résonance « haute fréquence », de fréquence et d'amplitude globalement constantes, provenant de la souplesse de l'entraînement mécanique.

Expérimentalement, on remarque que la fréquence de résonance semble constante quelle que soit la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone (figure 3.34(a)). La modélisation analytique de l'entraînement en cas d'oscillations du couple de charge pour des fréquences d'alimentation allant de  $5Hz$  à  $50Hz$  en figure 3.34(b) montre que la fréquence de la résonance n'est pas constante. Cependant, comparativement au cas où le système mécanique était considéré rigide en figure 3.27(a), les variations de la fréquence de résonance sont relativement faibles.

Nous avons également ajouté au niveau du rotor de la machine asynchrone un volant d'inertie ayant une inertie en rotation  $J_{disque} = 0.0166kg.m^2$ . Dans le modèle mécanique, cette inertie est ajoutée à celle du rotor de la machine asynchrone pour constituer l'inertie équivalente du rotor. Les diagrammes de gain  $G_i$  expérimentaux et obtenus par la modélisation sont comparés sur la figure 3.35 pour une

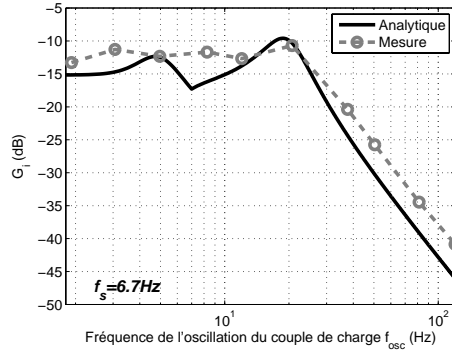
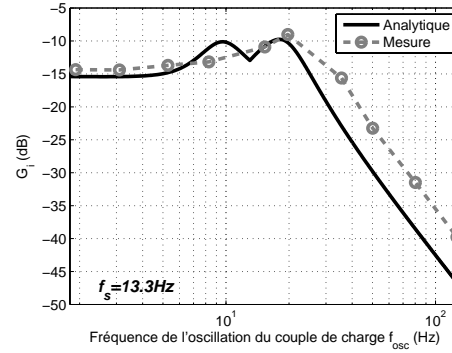
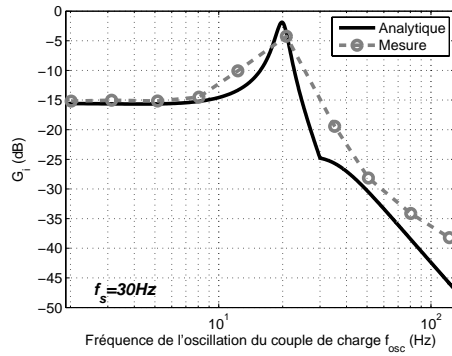
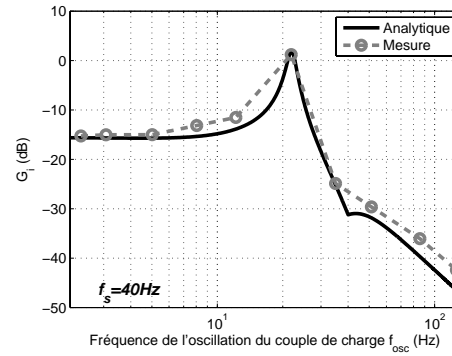
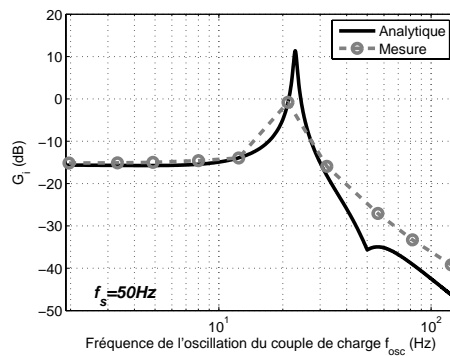
(a)  $f_s = 6.7 Hz$ (b)  $f_s = 13.3 Hz$ (c)  $f_s = 30 Hz$ (d)  $f_s = 40 Hz$ (e)  $f_s = 50 Hz$ 

FIG. 3.33 – Comparaison des diagrammes de gain  $G_i(f_{osc})$  obtenus analytiquement et mesurés pour plusieurs points de fonctionnement de l'entraînement

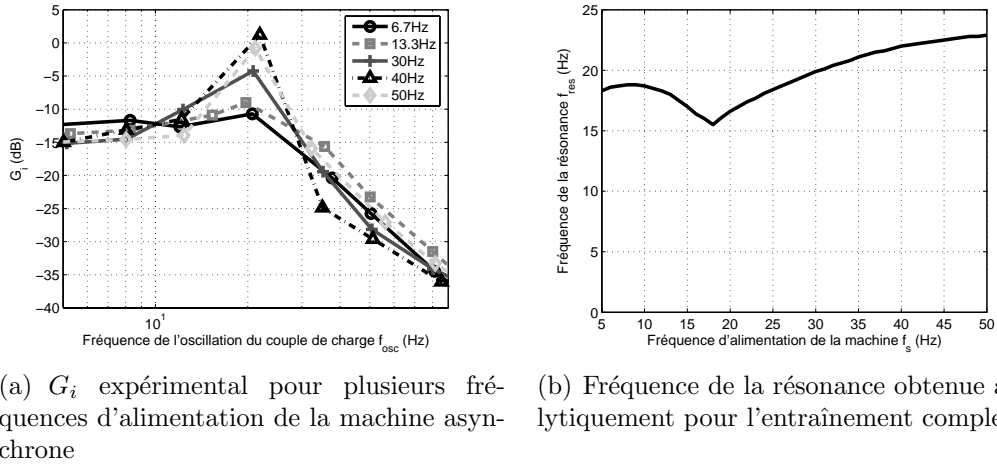


FIG. 3.34 – Évolution de la fréquence de la résonance de  $G_i$  mesurée et obtenue analytiquement

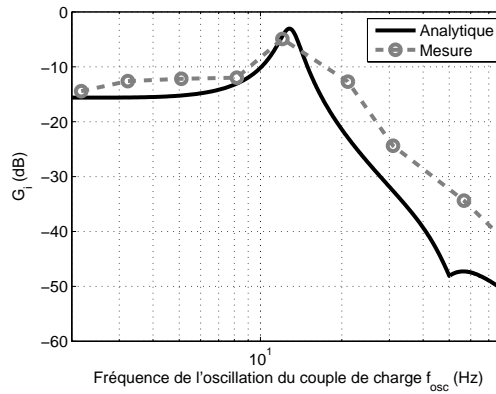


FIG. 3.35 – Gains  $G_i$  simulés et mesurés avec présence d'un volant d'inertie pour une fréquence statorique  $f_s = 50Hz$

fréquence d'alimentation  $f_s = 50Hz$  et un couple de charge moyen  $C_0 = 5N.m$ . Là encore, les courbes expérimentales et analytiques sont concordantes, particulièrement concernant la diminution de la fréquence de résonance, permettant alors de valider la modélisation de l'entraînement asynchrone.

### 3.7 Résumé

Dans ce chapitre, nous avons présenté et classé les défauts mécaniques pouvant survenir sur un entraînement électromécanique. Nous avons vu que, du point de vue de la machine asynchrone d'entraînement, les défauts étaient majoritairement de deux natures différentes : des défauts conduisant à une excentricité du rotor par rapport au stator du moteur et des défauts conduisant à des variations du couple de charge appliqué à l'arbre du moteur. Dans le cas des défauts de roulements, nous avons étudié séparément leurs effets sur l'excentricité mécanique et sur le couple de charge. Nous avons alors montré que ces derniers entraînaient majoritairement des variations de couple. Ces variations étant de nature périodique, elles se décom-

posent en une série d'harmoniques dont les fréquences sont liées à la localisation du défaut au sein du roulement.

Nous avons présenté un modèle courant de la machine asynchrone, basé sur l'étude des phénomènes mécaniques, magnétiques et électriques internes à la machine. Ce modèle nous a permis de mettre en relation les différents types de défauts mécaniques, dont les défauts de roulements, avec les signatures fréquentielles apparaissant sur les courants de phase de la machine asynchrone. Il apparaît alors que les amplitudes des composantes fréquentielles de courant dues aux défauts mécaniques sont liées, d'une part à l'amplitude du défaut, et d'autre part à sa fréquence dans le cas des oscillations de couple. La machine asynchrone, par l'intermédiaire des courants statoriques, est alors considérée comme un capteur d'oscillations de couple possédant une loi fréquentielle particulière. Cependant, ce modèle ne considère que des effets directs des défauts mécaniques sur les courants statoriques mais ne prend pas en compte le bouclage physique existant depuis les courants vers les grandeurs mécaniques. Ainsi, des caractéristiques de résonance de la loi fréquentielle mises en évidence expérimentalement dans [Sal97] ou [Tra08a] ne peuvent être explicitées de manière théorique par ce modèle.

Nous avons alors modélisé au moyen du formalisme bond graph la machine asynchrone. Les propriétés des bond graphs nous ont permis de montrer, de manière théorique et qualitative, que le comportement fréquentiel des harmoniques de courants dus aux oscillations du couple de charge pouvaient posséder un caractère résonnant. Pour mener une approche quantitative de l'étude du comportement fréquentiel des harmoniques de courant, nous avons introduit un modèle fréquentiel de la machine asynchrone, basé sur une de ses représentations d'état associées. Nous avons donc pu exprimer analytiquement l'amplitude des harmoniques de défaut sur les courants statoriques en fonction de la fréquence des oscillations de couple. Une étude qualitative de l'influence des variations paramétriques de la machine a alors été effectuée. Afin de valider notre modèle de manière expérimentale, nous avons modélisé le système mécanique de l'entraînement. Nous avons alors pu constater une bonne concordance entre la modélisation et l'expérimentation. Le détecteur d'oscillations de couple que constitue la machine asynchrone, possède donc potentiellement, et effectivement dans notre cas, des propriétés de résonance qui pourront par la suite être exploitées pour améliorer la qualité de détection des défauts mécaniques.

Le modèle d'entraînement asynchrone que nous avons établi peut être qualifié de générique. En effet, les systèmes électriques et mécaniques sont découplés dans les expressions analytiques des composantes latérales de courants statoriques ou des composantes de couple électromagnétique et de vitesse de rotation. Ainsi, ce modèle permet de modéliser le comportement fréquentiel des différentes grandeurs de la machine en connaissant d'une part les paramètres électriques de la machine, et d'autre part le système mécanique de l'entraînement et ses paramètres associés. Le modèle présenté est donc un outil d'analyse rapide des entraînements asynchrones. De plus, il peut constituer un outil précieux pour caractériser un entraînement, en vue de la conception d'un dispositif de diagnostic des défauts de roulements de la machine asynchrone ou de tout autre défaut entraînant des oscillations du couple de charge.

# Chapitre 4

## Détection des défauts de roulements par analyse des courants statoriques d'une machine asynchrone

### Table des matières

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>102</b>
<b>4.2</b>	<b>Mesure des courants statoriques d'une machine électrique . . . . .</b>	<b>103</b>
4.2.1	Principe de la mesure . . . . .	103
4.2.2	Numérisation des grandeurs mesurées . . . . .	105
4.2.2.1	Échantillonnage . . . . .	105
4.2.2.2	Quantification . . . . .	106
4.2.3	Perturbations et bruits . . . . .	106
<b>4.3</b>	<b>Produit de convolution et corrélation . . . . .</b>	<b>109</b>
4.3.1	Produit de convolution . . . . .	109
4.3.2	Autocorrélation . . . . .	109
4.3.3	Intercorrélation . . . . .	110
4.3.4	Propriétés de l'intercorrélation . . . . .	110
4.3.4.1	Intercorrélation de signaux périodiques . . . . .	111
4.3.4.2	Intercorrélation de signaux de fréquences différentes . . . . .	111
4.3.4.3	Intercorrélation de signaux composites . . . . .	112
<b>4.4</b>	<b>Réduction de l'influence du bruit d'analyse en vue d'une extraction d'énergie fréquentielle . . . . .</b>	<b>113</b>
4.4.1	Rapport signal sur bruit . . . . .	113
4.4.2	Évaluation du rapport signal sur bruit . . . . .	114
4.4.3	Amélioration du RSB par intercorrélation . . . . .	115
4.4.4	Application de deux autocorrélations successives . . . . .	116
4.4.5	Autocorrélation de l'intercorrélation . . . . .	116

4.4.6	Amélioration du RSB pour $P_b > 1$ . . . . .	118
4.4.7	Extraction d'énergie spectrale . . . . .	119
<b>4.5</b>	<b>Courants statoriques en présence de défauts de roulements . . . . .</b>	<b>122</b>
4.5.1	Courants statoriques multi-composantes . . . . .	123
4.5.2	Non stationnarité des défauts mécaniques . . . . .	123
4.5.3	Utilisation de la caractérisation fréquentielle de l'entraînement . . . . .	125
<b>4.6</b>	<b>Application à la définition d'un indicateur spectral pour la détection des défauts de roulements par traitement hors-ligne . . . . .</b>	<b>127</b>
4.6.1	Principes du schéma de détection . . . . .	127
4.6.2	Extraction d'énergie spectrale . . . . .	128
4.6.3	Algorithme d'implantation . . . . .	128
<b>4.7</b>	<b>Résultats expérimentaux . . . . .</b>	<b>131</b>
4.7.1	Roulements artificiellement dégradés . . . . .	131
4.7.2	Roulements dégradés par fraisage . . . . .	133
4.7.3	Analyse d'un roulement naturellement usé . . . . .	135
4.7.4	Surveillance de la dégradation d'un roulement par contamination . . . . .	136
<b>4.8</b>	<b>Détection des défauts sous contraintes d'un système embarqué . . . . .</b>	<b>137</b>
4.8.1	Principales contraintes liées à l'implantation sur système numérique embarquée . . . . .	138
4.8.1.1	Contraintes temporelles . . . . .	138
4.8.1.2	Contraintes liées à la numérisation et à l'espace mémoire . . . . .	138
4.8.1.3	Contraintes algorithmiques . . . . .	139
4.8.2	Influence de la réduction du volume des données sur la variabilité de l'indicateur . . . . .	139
4.8.3	Implantation sur cible numérique : application à la détection des défauts de fraisage et à la surveillance d'usure	141
<b>4.9</b>	<b>Résumé . . . . .</b>	<b>146</b>

## 4.1 Introduction

Nous avons vu que l'analyse des courants statoriques d'une machine asynchrone permettait de détecter les oscillations du couple de charge. Différentes méthodes ont vu le jour concernant la détection des défauts mécaniques dans les domaines temporels [Car93], fréquentiels [Kia07], dans le plan temps-fréquence [Blo06a] ou temps-échelle [Ere04]. Dans le cas des défauts de roulements, les analyses se concentrent principalement sur le domaine fréquentiel [Rai02], [Ark05], [Sta06], [Bel08], [Blo08b]. D'autres études utilisent l'analyse par ondelettes [Zar07], [Sek08] ou encore l'analyse de la puissance instantanée [Ibr08]. Par ailleurs, de

nombreux travaux comparent les performances de l'analyse vibratoire avec celles de l'analyse des grandeurs électriques pour la détection des défauts de roulements [Li06], [Bel08], [Tra09a].

Les techniques de détection de défauts par analyse des courants statoriques sont souvent confrontées au problème de la détection d'harmoniques de faible amplitude en présence de bruit. Des méthodes adaptées peuvent être mises en place, comme l'étude de la partie réelle d'une transformée de Fourier à phase variable, qui permettent d'augmenter l'énergie des harmoniques par rapport au bruit qui n'est pas corrélé en phase [Aki06]. Citons également l'utilisation de méthodes statistiques comme le kurtosis spectral [Vra04], qui permet de caractériser la distribution statistique de la densité spectrale et donc d'en détecter des variations comme l'apparition d'harmoniques supplémentaires. Des travaux sont également menés sur les capteurs de courant en eux-mêmes, de façon à augmenter l'énergie des harmoniques dans une gamme fréquentielle [Pon08]. Cependant, parmi les études précédentes, il est rare de trouver des méthodes permettant une détection automatique des défauts de roulements, l'analyse des courants et plus particulièrement de leur densité spectrale étant souvent confiée à l'expertise humaine.

Nous allons proposer, tout comme dans le cadre de l'analyse vibratoire, un indicateur de défauts de roulements, permettant d'obtenir une valeur scalaire représentative de l'état de dégradation du roulement analysé. Il doit donc s'agir d'une méthode automatisée. Tout d'abord, nous étudierons les sources de bruit de mesure. Nous présenterons alors différentes méthodes de traitement du signal permettant d'améliorer le rapport signal sur bruit d'un signal et ainsi d'augmenter les performances d'une extraction d'énergie spectrale. Nous verrons que, pour cela, il est intéressant de disposer de plusieurs mesures de courant différentes. Nous définirons ensuite le schéma de détection des défauts de roulements, puis nous en étudierons les performances en post-traitement sur différents types et localisations de défaillances. Enfin, nous considérerons l'algorithme de détection dans le cas d'une application embarquée. Là encore, nous étudierons les performances de la détection et proposerons des méthodes pour fournir un indicateur de défaillances fiable.

## 4.2 Mesure des courants statoriques d'une machine électrique

### 4.2.1 Principe de la mesure

Tout capteur, quelle que soit sa constitution ou la grandeur mesurée, possède des caractéristiques intrinsèques rappelées dans le tableau 4.1 [Pla00]. Il est évident qu'un capteur parfait est linéaire, sans hystérésis, a une résolution infiniment fine, n'a pas de dérive, possède une constante de temps infiniment faible, etc. Cependant, pour un capteur réel, ces caractéristiques doivent être prises en compte pour établir sa fonction de transfert. Un capteur peut alors être décrit par un schéma de type entrée-sortie, comme le montre la figure 4.1 [Pla00]. La grandeur pour laquelle le capteur est conçu s'appelle la *mesurande*. Théoriquement, le capteur dé-

TAB. 4.1 – Caractéristiques génériques d'un capteur

Capteur	
Caractéristiques statiques	Caractéristiques dynamiques
Linéarité	Constante de temps
Hystérésis	Fréquences propres
Résolution	Réponse transitoire
Dérive	Réponse fréquentielle

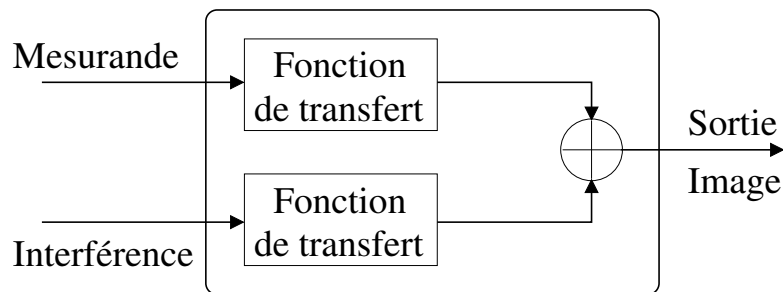


FIG. 4.1 – Schéma générique d'un système de mesure

livre donc une image fidèle de la mesurande, image et mesurande étant reliées par la fonction de transfert du système. Par ailleurs, dans un système réel, des grandeurs d'influence viennent s'ajouter à la mesurande. Celles-ci influencent la mesurande et son image sans pour autant faire l'objet du *mesurage* qui est l'action de mesurer uniquement la mesurande. Parmi les grandeurs d'influence, on distinguera les grandeurs d'interférence et les grandeurs modifiantes. Les grandeurs d'interférence constituent des parasites du système de mesure. Lorsqu'elles interviennent en entrée du capteur, elles sont soumises à sa fonction de transfert. Les grandeurs modifiantes agissent sur la structure de la fonction de transfert du capteur. Ces dernières ne sont pas prises en compte dans la modélisation du système de mesure en figure 4.1.

Les différentes perturbations intervenant sur l'image de la mesurande peuvent provenir de plusieurs sources physiques externes ou internes au système de mesure :

- l'environnement dans lequel sont placés les capteurs,
- les capteurs en eux mêmes,
- la quantification numérique.

Dans le cas des mesures de courant électrique, plusieurs types de capteurs existent, tels que les shunts, les sondes à effet Hall, les enroulements de Rogowski (transformateur de courant) avec ou sans intégrateur [Pon08]. Le shunt transforme directement un courant en une tension alors que les autres capteurs fonctionnent grâce au champ électromagnétique rayonné par un conducteur électrique.



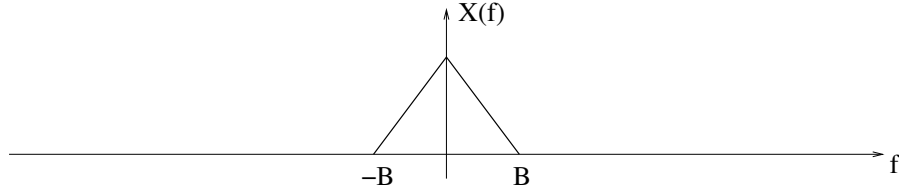


FIG. 4.2 – Transformée de Fourier d'un signal continu

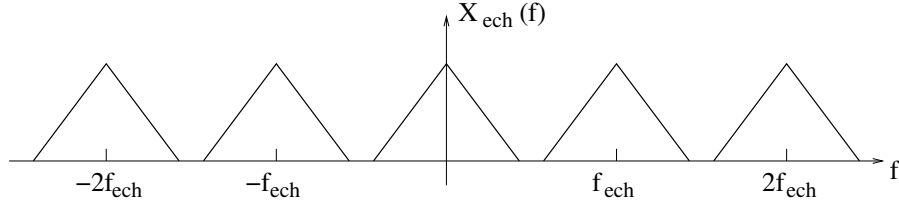


FIG. 4.3 – Transformée de Fourier d'un signal échantillonné respectant la condition de Shannon : pas de repliement spectral

### 4.2.2 Numérisation des grandeurs mesurées

Les traitements appliqués aux mesures s'effectuent bien souvent sur des données numériques. Les grandeurs issues des capteurs étant de nature analogique, il est nécessaire de numériser les signaux de mesure à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (CAN). Lors de la numérisation, deux phénomènes doivent être pris en compte : le repliement spectral et la quantification.

#### 4.2.2.1 Échantillonnage

Considérons un signal continu en temps  $x(t)$  dont la transformée de Fourier  $X(f)$  est à support borné  $[-B, B]$ , comme montré en figure 4.2. Échantillonner le signal revient à le multiplier par un peigne de Dirac de période inverse de la fréquence d'échantillonnage  $f_{ech}$  (4.1). D'après les propriétés de la TF, la TF du signal échantillonné s'exprime comme la convolution de la TF du signal continu par un peigne de Dirac de période égale à la fréquence d'échantillonnage (4.2). Ainsi, le spectre du signal échantillonné est une périodisation du spectre du signal continu.

$$x_{ech}(t) = x(t) \text{III}_{\frac{1}{f_{ech}}}(t) \quad (4.1)$$

$$X_{ech}(f) = f_{ech} [X(f) * \text{III}_{f_{ech}}(f)] \quad (4.2)$$

Selon le rapport entre la largeur de bande spectrale de  $x(t)$  et la fréquence d'échantillonnage, il peut exister un phénomène de repliement. Si la largeur de bande  $B$  est inférieure à la demi fréquence d'échantillonnage, l'échantillonnage respecte la condition de Shannon, il n'y a pas de phénomène de repliement spectral, comme le montre la figure 4.3. A contrario, si  $B$  est supérieure à la demi fréquence d'échantillonnage, on observe du repliement spectral, pouvant conduire à de mauvaises interprétations du contenu fréquentiel du signal (figure 4.4).

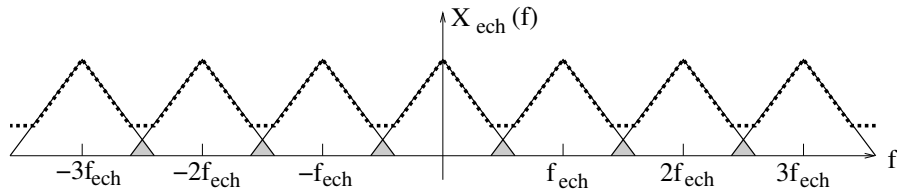


FIG. 4.4 – Transformée de Fourier d'un signal discrétisé ne respectant pas la condition de Shannon : repliement spectral

Les signaux de mesure physique possèdent souvent un contenu fréquentiel non limité à une bande spécifique. Ainsi, pour éviter le phénomène de repliement, il est nécessaire d'intercaler entre le capteur et le convertisseur analogique-numérique, un filtre passe-bas analogique servant à limiter le contenu spectral du signal, comme le montre la figure 4.5 [Asc03], [Max00].

#### 4.2.2.2 Quantification

Un convertisseur analogique numérique code la valeur analogique du signal à un instant donné, par un nombre binaire [Asc03]. Il existe plusieurs types de quantifieurs : les quantifieurs uniformes caractérisés par un pas de quantification constant et les quantifieurs non uniformes. Nous ne nous intéresserons, dans ce travail, qu'aux quantifieurs uniformes, caractérisés par :

- la dynamique  $D$ ,
- le nombre de bits de codage  $N$ ,
- le pas de quantification  $q$ .

Ces trois grandeurs sont liées par la relation (4.3).

$$q = \frac{D}{2^N} \quad (4.3)$$

Comme le signal analogique est continu, avec une infinité de valeurs possibles, il est clair que le quantifieur introduit une erreur dans la mesure du signal. Cette erreur se traduit alors par un bruit de quantification.

#### 4.2.3 Perturbations et bruits

Nous avons vu que, lors de la mesure d'une grandeur physique, il existe toujours des perturbations additives à la mesurande. Celles-ci peuvent s'ajouter en amont ou en aval du capteur. Ces perturbations constituent donc un signal non porteur d'informations, appelé bruit de mesure. Les bruits relèvent d'un processus stochastique répondant à une densité de probabilité concernant la distribution de leur amplitude dans le domaine temporel. On définit alors deux types de bruits en fonction de leur caractérisation dans le domaine fréquentiel :

- le bruit blanc dont la distribution fréquentielle est uniforme,
- le bruit coloré au sens large, dont la distribution fréquentielle est variable.

Par définition, le bruit blanc possède une distribution spectrale uniforme sur l'ensemble des fréquences. Selon cette définition, l'énergie d'un bruit blanc est

infinie mais sa puissance, quant à elle, est limitée. De plus, la définition du bruit blanc ne faisant intervenir que des considérations énergétiques fréquentielles, elle ne présuppose pas la distribution statistique de l'amplitude du bruit dans le domaine temporel [Mor06], [Ben02a]. Dans la suite, nous considérerons deux cas de bruit blanc : le bruit blanc gaussien et le bruit blanc uniforme.

Le bruit blanc gaussien est modélisé par une variable aléatoire  $X$  dont la densité de probabilité  $p_X(x)$  suit une loi normale (4.4), avec  $\mu$  l'espérance mathématique de la variable aléatoire et  $\sigma^2$  sa variance. Le bruit blanc uniforme, quant à lui, possède une densité de probabilité suivant une loi uniforme (4.5).

$$p_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (4.4)$$

$$p_X(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & \text{pour } x \in [a; b] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.5)$$

Dans le cadre de la mesure des courants de phase d'une machine asynchrone, les capteurs sont généralement placés dans un environnement électromagnétiquement pollué. Les perturbations peuvent intervenir sur les chaînes de mesure de manière conduite ou rayonnée [Asc03]. Les chaînes de mesure étant souvent isolées, nous ne considérerons que les perturbations rayonnées. En effet, de manière générale, les machines et les convertisseurs statiques rayonnent des champs électromagnétiques pouvant induire des tensions et des courants dans les câbles d'alimentation de la machine, créant ainsi un bruit additif à la mesurande, caractérisé par le terme d'interférence (figure 4.1). Par ailleurs, le câblage de mesure allant du capteur à l'organe d'acquisition numérique est également soumis à la création de tensions parasites dues aux champs électromagnétiques. Le rayonnement électromagnétique provoque donc également des perturbations sur l'image de la mesurande. De manière simplifiée, les bruits issus de ces rayonnements sont considérés comme appartenant à la catégorie des bruits blancs gaussiens.

Dans le cas des interférences intervenant en amont des capteurs, celles-ci sont soumises à la fonction de transfert interne du capteur, comme le montre la figure 4.1. Ainsi, le bruit électromagnétique blanc gaussien, possédant un spectre constant dans le domaine fréquentiel, devient un bruit coloré du fait de la fonction de transfert des capteurs. Le spectre des perturbations électromagnétiques en amont des capteurs suit alors un gabarit représentatif du gain fréquentiel de la fonction de transfert des capteurs.

Par ailleurs, comme nous l'avons vu, la quantification numérique est génératrice de bruit sur la mesure. Il est démontré dans [Asc03] que le bruit de quantification suit une densité de probabilité uniforme (4.6). Il s'agit alors d'un bruit blanc centré dont la variance est estimée à  $\sigma_b^2 = \frac{q^2}{12}$ .

$$p_X(x) = \begin{cases} \frac{1}{q} & \text{pour } x \in \left[-\frac{q}{2}; \frac{q}{2}\right] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.6)$$

Nous avons vu qu'il existait plusieurs sources de perturbations dans une chaîne de mesure, comme le rappelle la figure 4.5. Par ailleurs, lors de l'analyse spectrale,

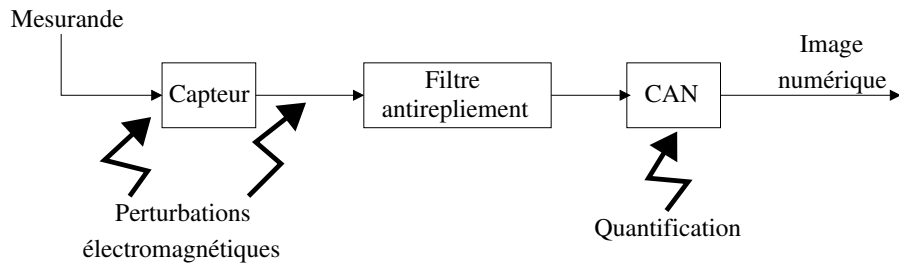
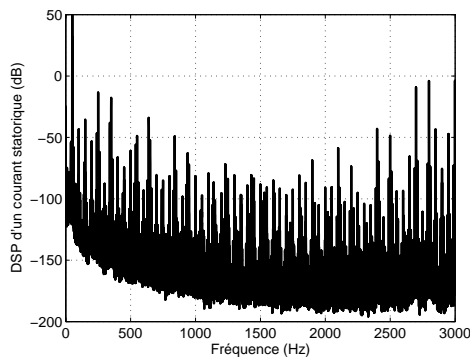
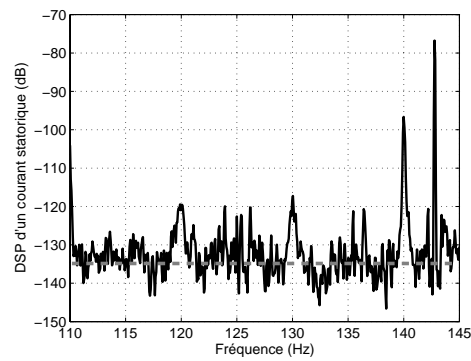


FIG. 4.5 – Schéma d'une chaîne de mesure avec les perturbations responsables des bruits



(a) DSP de courant statorique



(b) DSP de courant statorique sur une plage fréquentielle étroite

FIG. 4.6 – Densité spectrale de puissance d'un courant statorique

s'ajoute un bruit du à la variance introduite par l'estimateur spectral (corrélogramme, périodogramme, périodogramme cumulé...), ainsi que par ses paramètres (fenêtre d'apodisation, zero-padding, recouvrement...) [Dur99]. Ces différentes perturbations agissent alors comme des bruits d'analyse venant parasiter l'image de la mesurande dans le domaine fréquentiel.

La figure 4.6(a) montre la densité spectrale de puissance d'un courant statorique de la machine asynchrone d'étude. La DSP est moyennée de façon à réduire sa variance d'estimation. Il apparaît clairement que le plancher de spectre n'est pas d'amplitude constante, il s'agit alors d'un bruit coloré. Cependant, sa variation d'amplitude dans le domaine fréquentiel est relativement lente. Ainsi, comme le montre la figure 4.6(b), sur une plage fréquentielle étroite (de l'ordre de quelques dizaines de Hertz), le plancher de spectre est d'amplitude constante. Le bruit d'analyse peut alors y être considéré comme blanc. De plus, nous considérerons dans la suite que les bruits présents sur les mesures sont des variables aléatoires centrées, c'est-à-dire d'espérance nulle.

## 4.3 Produit de convolution et corrélation

### 4.3.1 Produit de convolution

La notion de produit de convolution est principalement utilisée dans le cadre du filtrage des signaux [Max00]. La réponse d'un filtre à une excitation se définit comme la convolution entre l'excitation et la réponse impulsionnelle du filtre. Par ailleurs, la fonction de transfert du filtre est sa réponse à une excitation infiniment brève : l'impulsion de Dirac, élément neutre du produit de convolution. La fonction de transfert d'un filtre exprimé dans le domaine temporel est donc définie comme sa réponse impulsionnelle.

Mathématiquement, la définition du produit de convolution peut être étendue à deux signaux d'énergie finie (4.7). Physiquement, la convolution peut être interprétée comme la surface de recouvrement entre deux signaux décalés l'un par rapport à l'autre de  $\tau$ .

$$z(\tau) = y(\tau) * x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(\tau - t)x(t) dt \quad (4.7)$$

Dans la suite, nous nous intéresserons à quatre propriétés du produit de convolution : l'associativité (4.8), la commutativité (4.9), la distributivité par rapport à l'addition (4.10) et l'équivalence dans le domaine fréquentiel (4.11).

$$(z(\tau) * y(\tau)) * x(\tau) = z(\tau) * (y(\tau) * x(\tau)) = z(\tau) * y(\tau) * x(\tau) \quad (4.8)$$

$$y(\tau) * x(\tau) = x(\tau) * y(\tau) \quad (4.9)$$

$$z(\tau) * (y(\tau) + x(\tau)) = z(\tau) * y(\tau) + z(\tau) * x(\tau) \quad (4.10)$$

$$TF_f\{y(\tau) * x(\tau)\} = TF_f\{x(\tau)\}TF_f\{y(\tau)\} \quad (4.11)$$

### 4.3.2 Autocorrélation

De manière simplifiée, la fonction d'autocorrélation permet de mesurer la ressemblance d'un signal vis-à-vis de lui-même en fonction d'un décalage. Dans le cas de signaux aléatoires, la définition de l'autocorrélation a été donnée en (2.13). Pour les signaux à énergie finie, ou considérés comme tels, celle-ci s'exprime selon (4.12).

$$C_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\bar{x}(t - \tau) dt \quad (4.12)$$

Comme nous appliquerons la notion de corrélation sur des signaux réels, nous

pouvons faire le rapprochement, dans le cas de signaux à énergie finie, entre l'autocorrélation et le produit de convolution (4.13).

$$C_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(-(\tau - t)) dt = x(\tau) * x(-\tau) \quad (4.13)$$

De plus, comme nous l'avons déjà vu, la densité spectrale de puissance s'exprime comme la transformée de Fourier de l'autocorrélation. Dans le cadre des signaux déterministes à énergie finie réels, la densité spectrale peut donc être rapprochée de la TF grâce aux propriétés du produit de convolution (4.14) en notant  $X(f)$  la TF de  $x(t)$ .

$$TF_f\{C_x(\tau)\} = X(f)X(-f) = X(f)\bar{X}(f) = |X(f)|^2 \quad (4.14)$$

### 4.3.3 Intercorrélation

L'intercorrélation se définit comme la corrélation entre deux signaux différents déterministes à énergie finie (4.15) ou aléatoires (4.16).

$$C_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\bar{y}(t - \tau) dt \quad (4.15)$$

$$C_{xy}(\tau) = E[x(t)\bar{y}(t - \tau)] \quad (4.16)$$

Là encore, comme nous travaillerons sur des signaux réels, la conjugaison complexe pourra être ignorée. De plus, comme pour l'autocorrélation, il est possible de prendre la TF de l'intercorrélation et de construire ainsi la densité spectrale d'interaction (DSI) ou interspectre [Max00]. Dans le cadre de signaux à énergie finie réels, la densité spectrale d'interaction peut s'exprimer en fonction du produit de convolution et des TF des signaux (4.17).

$$DSI_{xy}(f) = TF_f\{C_{xy}(\tau)\} = TF_f\{x(\tau) * y(-\tau)\} = X(f)\bar{Y}(f) \quad (4.17)$$

### 4.3.4 Propriétés de l'intercorrélation

Comme la machine d'étude est une machine triphasée, nous avons accès à la mesure de plusieurs courants statoriques. Nous pourrions donc travailler sur l'intercorrélation de deux courants distincts. En première approximation, les courants statoriques d'une machine asynchrone peuvent être considérés comme des signaux périodiques de fréquences et d'amplitudes identiques. Par ailleurs, nous avons vu qu'au long de la chaîne d'acquisition, des bruits se rajoutaient sur les mesures. Nous allons donc étudier les propriétés de l'intercorrélation de signaux bruités modélisant les courants statoriques.

#### 4.3.4.1 Intercorrélation de signaux périodiques

Dans le cas d'une machine fonctionnant en régime sain, en première approximation, les courants statoriques ne contiennent que des harmoniques de fréquences multiples de la fréquence fondamentale. Ceux-ci sont donc périodiques de période inverse de la fréquence fondamentale. Considérons alors deux courants statoriques de même période  $T_1 = \frac{1}{f_1}$ , modélisés par deux signaux  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$ . Ces derniers sont donc développables en séries de Fourier avec  $c_{i_1,k}$  et  $c_{i_2,n}$  les coefficients de Fourier associés à  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  respectivement (4.18).

$$\begin{cases} i_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{i_1,k} e^{2\pi j k f_1 t} \\ i_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{i_2,n} e^{2\pi j n f_1 t} \end{cases} \quad (4.18)$$

L'intercorrélation de  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  s'exprime alors selon (4.19) [Max00].

$$C_{i_1 i_2}(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{i_1,k} \bar{c}_{i_2,n} e^{2\pi j n f_1 \tau} \frac{1}{T_1} \int_{-\frac{T_1}{2}}^{\frac{T_1}{2}} e^{2\pi j (k-n) f_1 t} dt \quad (4.19)$$

En remarquant que l'intégrale de l'exponentielle complexe est nulle sauf pour  $k = n$ , on obtient une expression simplifiée de l'intercorrélation (4.20).

$$C_{i_1 i_2}(\tau) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{i_1,m} \bar{c}_{i_2,m} e^{2\pi j m f_1 \tau} \quad (4.20)$$

Ainsi, l'interspectre s'exprime simplement comme (4.21). Celui-ci montre que le signal d'intercorrélation est de même période  $T_1$  que les signaux d'origine. L'interspectre ne contient donc que des harmoniques de fréquences multiples de  $f_1$ .

$$DSI_{xy}(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{x,m} \bar{c}_{y,m} \delta(f - m f_1) \quad (4.21)$$

#### 4.3.4.2 Intercorrélation de signaux de fréquences différentes

Dans le cas d'une machine asynchrone, nous avons montré au chapitre 3 que des composantes latérales au fondamental apparaissaient en présence de défauts mécaniques. Il faut donc se demander quelles interactions existent entre des composantes de courant de fréquences différentes lors du calcul de l'intercorrélation.

Considérons, pour simplifier, deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes  $x(t)$  et  $y(t)$  d'amplitudes  $x_{cc}$  et  $y_{cc}$  respectivement, avec  $\psi_1$  et  $\psi_2$  des phases quelconques et  $\phi_x$  et  $\phi_y$  deux variables aléatoires uniformément réparties sur  $[0; 2\pi]$  (4.22). L'intercorrélation de  $x(t)$  et  $y(t)$  est donnée en (4.23).

$$\begin{cases} x(t) = x_{cc} \cos(2\pi f_1 t + \psi_1 + \phi_x) \\ y(t) = y_{cc} \cos(2\pi f_2 t + \psi_2 + \phi_y) \end{cases} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned}
 C_{xy}(\tau) &= E[x(t)y(t-\tau)] \\
 &= \frac{x_{cc}y_{cc}}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(2\pi f_1 t + \psi_1 + \phi_x) \cos(2\pi f_2 t + \psi_2 + \phi_y) d\phi_x d\phi_y \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

Dans ces conditions, il est alors évident que la densité spectrale d'interaction (4.17) est nulle.

#### 4.3.4.3 Intercorrélation de signaux composites

Considérons maintenant le cas générique de courants statoriques mesurés en présence de défauts mécaniques. Les courants  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  sont donc modélisés par une somme de composantes  $i_{1,k}(t)$  et  $i_{2,j}(t)$  avec un bruit additif sur chacun :  $b_{i_1}(t)$  et  $b_{i_2}(t)$  respectivement (4.24). Comme nous l'avons vu au paragraphe 4.2.3, les bruits sont considérés, sur une plage de fréquence limitée, comme des variables aléatoires centrées. De plus, ils sont supposés être non corrélés entre les différents courants statoriques.

$$\begin{cases} i_1(t) = \sum_k i_{1,k}(t) + b_{i_1}(t) \\ i_2(t) = \sum_j i_{2,j}(t) + b_{i_2}(t) \end{cases} \tag{4.24}$$

L'intercorrélation, tout comme le produit de convolution, est distributive. Nous pouvons donc exprimer l'intercorrélation de  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  en fonction des intercorrélations entre les différentes composantes [Max00]. Comme les bruits sont centrés, les intercorrélations entre les composantes harmoniques et les bruits sont nulles (4.25).

$$\begin{aligned}
 C_{i_1 i_2}(\tau) &= E \left[ \sum_k [i_{1,k}(t) + b_{i_1}(t)] \sum_j [i_{2,j}(t-\tau) + b_{i_2}(t-\tau)] \right] \\
 &= E \left[ \sum_k \sum_j i_{1,k}(t) i_{2,j}(t-\tau) + b_{i_1}(t) \sum_j i_{2,j}(t-\tau) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_k i_{1,k}(t) b_{i_2}(t-\tau) + b_{i_1}(t) b_{i_2}(t-\tau) \right] \\
 &= \sum_k \sum_j \underbrace{C_{i_{1,k} i_{2,j}}(\tau)}_0 + \underbrace{\sum_j C_{b_{i_1} i_{2,j}}(\tau)}_0 + \underbrace{\sum_k C_{i_{1,k} b_{i_2}}(\tau)}_0 + C_{b_{i_1} b_{i_2}}(\tau)
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

Par ailleurs, comme nous l'avons démontré, il n'y a pas d'interaction entre des composantes de fréquences différentes. Ainsi, l'intercorrélation de deux courants de phase possède le même contenu fréquentiel que les courants eux-mêmes. De plus,



l'intercorrélacion est égale à la somme des intercorrélacions des harmoniques de mêmes fréquences avec l'intercorrélacion des bruits (4.26).

$$C_{xy}(\tau) = \sum_i C_{x_i y_i}(\tau) + C_{b_x b_y}(\tau) \quad (4.26)$$

## 4.4 Réduction de l'influence du bruit d'analyse en vue d'une extraction d'énergie fréquentielle

Nous avons vu qu'une chaîne de mesure, complétée par un estimateur spectral, pouvait être soumise à de nombreuses perturbations. Dans le cadre de la détection et du diagnostic de défauts de roulements par analyse des courants statoriques, il est nécessaire de considérer des méthodes de traitement du signal permettant de diminuer l'influence du bruit d'analyse et ainsi d'améliorer la qualité des détecteurs énergétiques de composantes spectrales.

Pour étudier les méthodes de réduction du bruit, nous travaillerons sur des signaux simples. Nous utiliserons deux signaux  $x(t)$  et  $y(t)$  constitués d'un harmonique de fréquence  $f_1$  et d'amplitude  $A$ , additionnés d'un bruit blanc gaussien  $b_x(t)$  et  $b_y(t)$  respectivement. Les bruits seront deux variables aléatoires indépendantes de variance identique :  $\sigma_{b_x}^2 = \sigma_{b_y}^2 = \sigma_b^2$  (4.27).

$$\begin{cases} x(t) = A \cos(2\pi f_1 t) + b_x(t) \\ y(t) = A \cos(2\pi f_1 t + \psi) + b_y(t) \end{cases} \quad (4.27)$$

Pour les différentes méthodes de traitement suivantes, les signaux seront simulés sur  $N = 10^5$  points, avec  $A = 0.1$ ,  $\sigma_b^2 = 0.02$ ,  $f_1 = 50 \text{ Hz}$  et  $\psi = -\frac{2\pi}{3}$ . L'amplitude de la composante harmonique  $A$  et la puissance du bruit  $\sigma_b^2$  sont choisis de manière à ce que leurs ordres de grandeur soient compatibles avec un harmonique de courant statoriques d'une machine électrique, du à un défaut mécanique. Dans toutes les analyses suivantes, le périodogramme simple équivalent à l'estimateur de Welch sans moyennage (2.10) [Kay88], avec une fenêtre d'apodisation rectangulaire, sans zero-padding, sera utilisé comme estimateur spectral.

Notons de plus, que les démarches proposées et les résultats numériques présentés, ne sont valables que pour une puissance du bruit inférieure à 1 ( $P_b = \sigma_b^2 < 1$ ). Le cas dual ( $P_b > 1$ ) sera traité indépendamment au paragraphe 4.4.6.

### 4.4.1 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit (RSB) se définit directement, pour un signal à puissance finie, par (4.28), avec  $P_u$  et  $P_b$  les puissances du signal utile et du bruit respectivement [Ben02a], [Auv87].

$$RSB = 10 \log_{10} \left( \frac{P_u}{P_b} \right) \quad (4.28)$$

Lorsque le signal utile (mesurande) n'est pas connue de manière fine, il est nécessaire d'estimer le RSB à partir de l'observation bruitée, image de la mesurande. Notons alors que le signal observé est la somme du signal utile et du bruit. En première approximation, il est alors possible d'obtenir une expression du RSB à partir de la puissance du signal observé  $P_s$  et du bruit (4.29).

$$RSB \simeq 10 \log_{10} \left( \frac{P_s}{P_b} - 1 \right) \quad (4.29)$$

#### 4.4.2 Évaluation du rapport signal sur bruit

Pour estimer le rapport signal sur bruit, il est possible d'utiliser l'autocorrélation du signal ou bien sa densité spectrale de puissance.

La valeur de l'autocorrélation à l'origine ( $\tau = 0$ ) est égale à la puissance du signal  $P_s$  [Max00]. De plus, l'autocorrélation d'un signal, constitué de composantes indépendantes, est la somme des autocorrélations des composantes. L'autocorrélation d'un bruit blanc étant une impulsion de Dirac d'amplitude égale à la puissance du bruit, la valeur de l'autocorrélation à l'origine est la somme de la puissance utile avec l'amplitude du Dirac (4.30). La puissance du signal utile  $P_u$  se détermine alors grâce à (4.31). La figure 4.7(a) permet d'illustrer les définitions précédentes sur l'autocorrélation du signal  $x(t)$  en (4.27).

$$C_x(0) = P_u + P_b = \frac{A^2}{2} + \sigma_b^2 \quad (4.30)$$

$$P_u = \lim_{\tau \rightarrow 0^+} C_x(\tau) \quad (4.31)$$

La TF d'une impulsion de Dirac étant une constante, la DSP d'un bruit blanc de variance  $\sigma_b^2$  est donc bien une constante valant  $\sigma_b^2$ . Du fait que les signaux soient simulés sur une durée finie, la DSP est estimée à partir de  $N$  échantillons. Dans ce cas, le plancher de spectre n'est pas une constante mais peut être modélisé par une variable aléatoire répondant à une distribution statistique du  $\chi^2$  à  $r$  degrés de libertés. Dans le cas où le périodogramme de Welch est utilisé pour estimer la DSP, nous avons  $r = 2P$ ,  $P$  étant le nombre de moyennes du périodogramme [Dur99]. Dans notre étude, le périodogramme est obtenu sans moyennage ; ainsi le plancher de spectre d'un bruit blanc peut être caractérisé par une variable aléatoire d'espérance  $\sigma_b^2$  et de variance  $(\sigma_b^2)^2$  [Kay88].

Par ailleurs, puisque le signal est multiplié par une fenêtre d'apodisation rectangulaire, le module de la DSP d'une sinusoïde de fréquence  $f_1$  est constitué de deux pics aux fréquences  $\pm f_1$  et d'amplitudes identiques  $\frac{NA^2}{4}$ . Dans ce cas, l'amplitude du pic est directement reliée à la puissance du signal utile.

En ajoutant la DSP du bruit à celle du sinus, on obtient la DSP du signal complet donnée en figure 4.7(b). L'amplitude du pic correspondant au sinus est donc égale à l'amplitude du sinus additionnée de celle du bruit. Nous définirons alors la puissance utile d'un signal en fonction de sa densité de puissance. Pour cela, nous considérerons l'amplitude du pic  $P_{pic}$ , exprimé à partir de la puissance

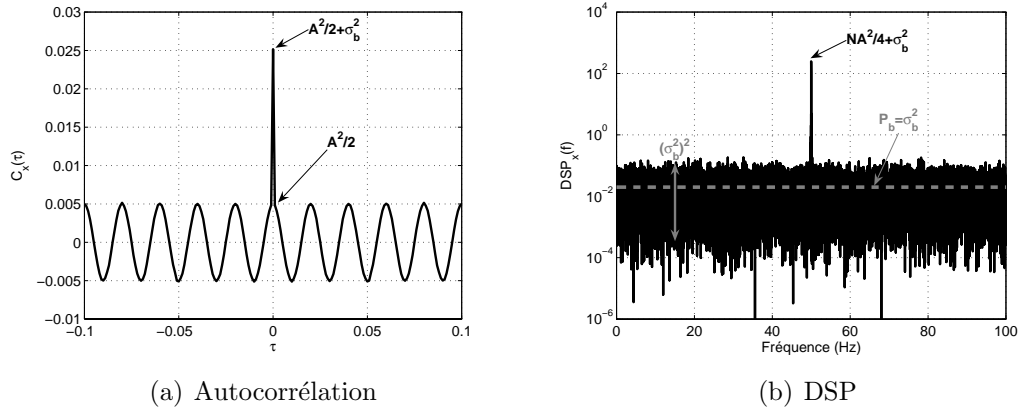


FIG. 4.7 – Mesure des puissances utile et de bruit par l'autocorrélation et la DSP

utile et de la puissance des bruits selon (4.32). Le rapport signal sur bruit se déduit alors en (4.33).

$$P_{pic} = \frac{N}{2} P_u + P_b \quad (4.32)$$

$$RSB = 10 \log_{10} \left[ \frac{2(P_{pic} - P_b)}{NP_b} \right] \quad (4.33)$$

Que le rapport signal sur bruit soit estimé par l'autocorrélation ou par la DSP, nous obtenons la valeur :  $RSB = -6.02dB$ . Dans la suite, nous travaillerons également sur l'intercorrélation. Nous utiliserons alors préférentiellement la densité spectrale pour estimer le rapport signal sur bruit.

#### 4.4.3 Amélioration du RSB par intercorrélation

Puisque nous disposons de plusieurs mesures de courant sur une machine asynchrone triphasée, les signaux en (4.27) sont utilisés pour modéliser deux courants statoriques. Les bruits sont considérés comme étant décorrélés sur les deux signaux. Comme nous l'avons vu au paragraphe 4.3.4, l'intercorrélation de deux signaux de même fréquence est un signal de cette même fréquence. De plus, la puissance du signal utile d'interaction est la même que celle du signal utile d'autocorrélation puisque  $x(t)$  et  $y(t)$  ont la même amplitude fondamentale, comme le montre la DSI en figure 4.8.

Comme les bruits ne sont pas corrélés sur les deux signaux, on peut s'attendre à ce que le plancher de spectre soit de moyenne et de variance inférieures à celles obtenues dans le cas de la DSP. Ainsi, le RSB du signal doit être augmenté. Nous nous appuyerons alors sur les valeurs obtenues au travers des signaux simulés. Le plancher de spectre obtenu est de moyenne  $P_b = 0.015 < \sigma_b^2$ , de variance  $1.5 \cdot 10^{-4} < (\sigma_b^2)^2$ . Le rapport signal sur bruit est donc bien augmenté et vaut  $RSB = -4.7dB$ . Ces résultats sont résumés dans le tableau 4.2.

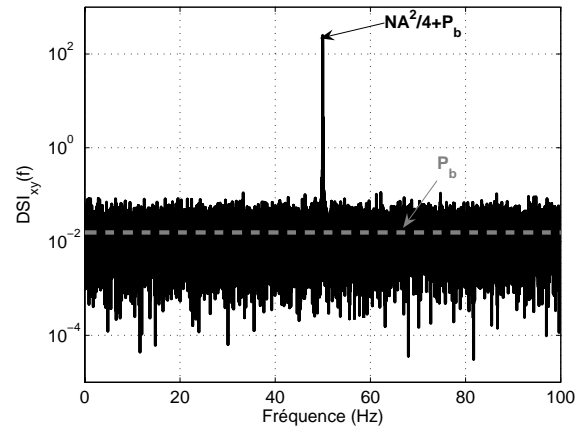


FIG. 4.8 – Densité spectrale d'interaction entre les signaux  $x(t)$  et  $y(t)$

#### 4.4.4 Application de deux autocorrélations successives

Pour réduire l'influence du bruit d'analyse, il est également possible d'appliquer deux autocorrélations successives à un signal, c'est-à-dire d'effectuer l'autocorrélation de l'autocorrélation du signal. La densité spectrale résultante,  $DSP_{C_x}(f)$ , peut également s'exprimer en fonction de la densité spectrale de puissance du signal  $DSP_x(f)$  (4.34). Notons que nous utilisons la propriété de symétrie de l'autocorrélation d'un signal réel.

$$DSP_{C_x}(f) = [DSP_x(f)]^2 \quad (4.34)$$

Le pic correspondant au fondamental du signal possède donc une amplitude environ égale au carré de celle de l'autocorrélation. Par ailleurs, la moyenne et la variance du plancher de spectre diminuent, comme le montre la densité spectrale de la figure 4.9. Il n'est cependant pas aisé d'en connaître les valeurs de manière analytique. L'augmentation du RSB dans ce cas provient donc d'une part de l'amplitude du pic qui est augmentée et d'autre part de la moyenne du plancher de spectre qui est diminuée. Les valeurs caractéristiques du plancher de spectre ainsi que du RSB sont données dans le tableau 4.2 pour le signal  $x(t)$  simulé. On constate bien une nette diminution de la moyenne du plancher de spectre, de sa variance, une augmentation de l'amplitude du pic et par conséquent une augmentation du RSB.

#### 4.4.5 Autocorrélation de l'intercorrélation

Nous avons vu avec l'exemple de deux autocorrélations successives qu'il était avantageux d'utiliser la composition de deux corrélations. De plus, il peut être intéressant d'utiliser deux signaux différents. Nous allons donc étudier la densité spectrale associée à l'autocorrélation de l'intercorrélation des signaux  $DSP_{C_{xy}}(f)$ . En utilisant la propriété de symétrie de l'intercorrélation de signaux réels [Max00] ainsi que l'associativité (4.8) et la commutativité (4.9) du produit de convolution, on obtient l'expression de  $DSP_{C_{xy}}(f)$  en fonction des DSP des signaux (4.35). Dans

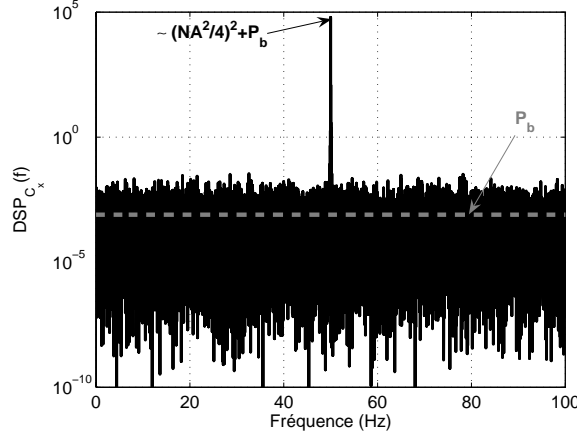


FIG. 4.9 – Densité spectrale issue de deux autocorrélations successives

ce cas, l'amplitude du pic correspondant à l'harmonique des signaux d'origine est environ égale au carré de celle de l'autocorrélation des signaux.

$$DSP_{C_{xy}}(f) = DSP_x(f)DSP_y(f) \quad (4.35)$$

Par ailleurs, sur les DSP de  $x(t)$  et  $y(t)$ , nous avons vu que le bruit pouvait être modélisé par une variable aléatoire d'espérance et de variance définies. Nous allons calculer analytiquement l'espérance et la variance du bruit spectral résultant du produit des DSP des signaux originaux.

Dans le cas de deux variables aléatoires indépendantes  $X$  et  $Y$ , l'espérance du produit des deux variables s'exprime comme le produit des espérances (4.36) [Ros07]. Ainsi, pour une réalisation, la moyenne du plancher de spectre du produit des DSP est donc égale au produit des variances des bruits soit :  $\sigma_{b_x}^2 \sigma_{b_y}^2 = (\sigma_b^2)^2$ .

$$E[XY] = E[X]E[Y] \quad (4.36)$$

En ce qui concerne la variance, nous utiliserons sa définition de base (4.37) [Ros07]. Dans notre cas, comme les variables aléatoires sont indépendantes, leurs carrés le sont également. Nous pouvons alors obtenir une expression de la variance du produit des deux variables (4.38).

$$var(X) = E[(X - E[X])^2] = E[X^2] - E[X]^2 \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} var(XY) &= E[X^2Y^2] - E[XY]^2 \\ &= E[X^2]E[Y^2] - E[X]^2E[Y]^2 \\ &= (var(X) + E[X]^2)(var(Y) + E[Y]^2) - (E[X])^2(E[Y])^2 \\ &= var(X)var(Y) + var(X)E[Y]^2 + var(Y)E[X]^2 \end{aligned} \quad (4.38)$$

Dans le cas des bruits blancs, la variance de la DSP étant identique au carré de l'espérance [Kay88], nous pouvons conclure que la variance du produit des DSP de deux bruits blancs est de trois fois le produit des variances :  $3(\sigma_{b_x}^2)^2(\sigma_{b_y}^2)^2 = 3(\sigma_b^2)^4$ . La figure 4.10 permet d'illustrer les résultats précédents.

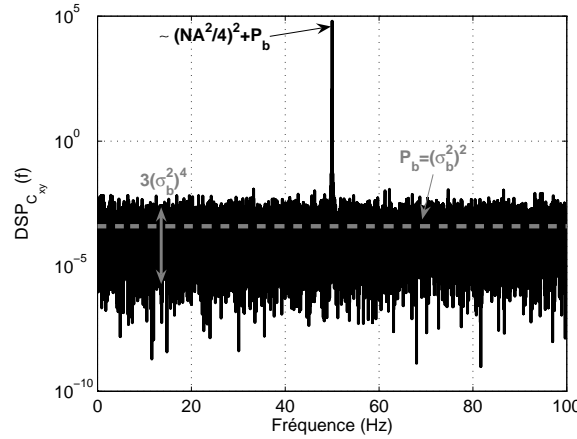


FIG. 4.10 – Densité spectrale issue de l'autocorrélation de l'intercorrélation des signaux  $x(t)$  et  $y(t)$

TAB. 4.2 – Comparaison des méthodes de traitement du signal pour l'amélioration du rapport signal sur bruit, avec  $P_b < 1$

	$DSP_x$	$DSI_{xy}$	$DSP_{C_x}$	$DSP_{C_{xy}}$
$P_{pic} - P_b$	$\frac{NA^2}{4}$	$\frac{NA^2}{4}$	$\simeq \left(\frac{NA^2}{4}\right)^2$	$\simeq \left(\frac{NA^2}{4}\right)^2$
$P_b$	$\sigma_{b_x}^2 = 0.02$	0.015	$8 \cdot 10^{-4}$	$\sigma_{b_x}^2 \sigma_{b_y}^2 = 4 \cdot 10^{-4}$
$RSB$	$-6.02dB$	$-4.7dB$	$31.8dB$	$34.9dB$
Variance du plancher de spectre	$(\sigma_{b_x}^2)^2 = 4 \cdot 10^{-4}$	$1.5 \cdot 10^{-4}$	$3.1 \cdot 10^{-6}$	$3(\sigma_{b_x}^2)^2(\sigma_{b_y}^2)^2 = 4.8 \cdot 10^{-7}$

Dans le cadre des signaux étudiés ici, cette méthode permet de réduire le plus fortement la moyenne et la variance du plancher de spectre et ainsi d'augmenter le rapport signal sur bruit qui vaut alors  $RSB = 34.9dB$ . Les résultats sont rappelés dans le tableau 4.2. Notons que cette classification n'est valable que si la puissance du signal utile est suffisamment grande par rapport à la puissance du bruit, c'est-à-dire si l'harmonique utile est distinguable du bruit de fond sur la DSP du signal.

#### 4.4.6 Amélioration du RSB pour $P_b > 1$

Nous avons vu que, dans le cas où la puissance du bruit  $P_b$  est inférieure à 1, l'utilisation de l'intercorrélation de deux signaux différents, possédant le même contenu harmonique, permettait d'améliorer significativement le rapport signal sur bruit.

Considérons maintenant les signaux définis en (4.27) avec  $\sigma_{b_x}^2 = \sigma_{b_y}^2 = \sigma_b^2 = 3$ ,

TAB. 4.3 – Comparaison des méthodes de traitement du signal pour l'amélioration du rapport signal sur bruit, avec  $P_b > 1$

	$DSP_x$	$DSI_{xy}$	$DSP_{C_x}$	$DSP_{C_{xy}}$
$P_{pic} - P_b$	$\frac{NA^2}{4}$	$\frac{NA^2}{4}$	$\simeq \left(\frac{NA^2}{4}\right)^2$	$\simeq \left(\frac{NA^2}{4}\right)^2$
$P_b$	$\sigma_{b_x}^2 = 3$	2.35	18.04	$\sigma_{b_x}^2 \sigma_{b_y}^2 = 9$
$RSB$	$-27.8dB$	$-26.7dB$	$-11.6dB$	$-8.6dB$
Variance du plancher de spectre	$(\sigma_{b_x}^2)^2 = 9$	3.45	$1.6 \cdot 10^3$	$3(\sigma_{b_x}^2)^2(\sigma_{b_y}^2)^2 = 243$

toutes choses égales par ailleurs. Les valeurs de la puissance du bruit spectral, la variance du plancher de spectre et le RSB obtenus à partir des différentes méthodes proposées sont donnés dans le tableau 4.3.

On constate que la densité spectrale issue de l'autocorrélation de l'intercorrélation permet d'améliorer le RSB, même si la puissance du bruit spectral est supérieure à celle obtenue pour la DSP d'un seul signal. Ce résultat provient de l'influence du nombre de points  $N$  des signaux dans la puissance du pic correspondant à l'harmonique de fréquence  $f_1 = 50Hz$ . On démontre simplement que ce résultat reste valable tant que la relation (4.39) est satisfaite.

$$N > \frac{12\sigma_b^2}{A^2} \quad (4.39)$$

Ainsi, l'utilisation de la DSP de l'intercorrélation pour améliorer l'émergence des pics dans le domaine fréquentiel, se justifie pour un nombre d'échantillons du signal supérieur à la limite définie par (4.39). Cependant, avec cette méthode, si  $P_b > 1$ , l'augmentation de la variance du plancher de spectre ne permet pas toujours une bonne reproductibilité de la détection des harmoniques dans le bruit. Si ce critère doit être favorisé, on préférera alors utiliser la densité spectrale d'interaction, qui réalise le compromis entre l'amélioration du RSB et la diminution de la variance du plancher spectral.

#### 4.4.7 Extraction d'énergie spectrale

Dans le cadre de notre étude, la finalité des méthodes de traitement du signal est d'améliorer la qualité de détection d'harmoniques relatifs aux défauts par analyse des courants statoriques d'une machine asynchrone. Le but étant de mettre en place un indicateur énergétique dans le domaine spectral, nous allons comparer les performances d'un indicateur vis-à-vis des différentes méthodes proposées précédemment.

Pour illustrer les performances de la détection, nous travaillerons sur des signaux simples (4.27). Le modèle de courant en cas de défauts montre que des harmoniques supplémentaires apparaissent dans les spectres des courants. Afin de simplifier l'étude, nous considérerons qu'un signal sans harmonique ( $A = 0$ ), constitué uniquement de bruit, correspond à un cas sain. Le défaut sera, quant à lui, caractérisé par un harmonique d'amplitude  $A = 0.01$ . La variance des bruits est fixée à  $\sigma_b^2 = 0.02$ . Nous avons vu au paragraphe 4.2.3 que le bruit présent sur les mesures de courant n'était pas blanc. Cependant, en première approximation, il est possible de considérer que sur une plage fréquentielle étroite, le plancher de spectre est constant, correspondant alors bien à un bruit blanc, comme montré sur la figure 4.6(b).

Sur une plage fréquentielle de largeur  $\Delta f$ , l'énergie (au sens large) sera extraite en effectuant la somme des composantes spectrales dans la plage. Comme dans le cadre de l'analyse vibratoire au chapitre 2, nous construirons alors un indicateur basé sur un écart relatif en % entre une référence d'énergie en cas sain et une mesure d'énergie pouvant être également en cas sain ou en cas défaillant. Nous effectuerons 100 réalisations des signaux pour étudier de manière statistique les performances de l'indicateur. Notons que l'énergie obtenue par la DSP de l'autocorrélation se rapproche du principe de calcul spectral, constituant la base des détecteurs de Nuttall [Wan01] permettant d'améliorer la détectabilité d'harmoniques dans un signal bruité. L'énergie obtenue par la DSP de l'intercorrrelation utilise le même principe que les détecteurs de Nuttall, tout en profitant de la mesure de plusieurs signaux dont les composantes utiles sont identiques et dont les composantes aléatoires sont décorréliées.

Dans un premier temps, la largeur de bande fréquentielle est fixée à  $\Delta f = 10Hz$ , centrée autour de la fréquence  $f_1$ . La figure 4.11 présente les histogrammes des valeurs d'indicateur en cas sain (bruit seul) et en présence d'un défaut (bruit et harmonique). La comparaison des indicateurs obtenus par extraction d'énergie des spectres résultants des différentes méthodes de traitement du signal est alors possible. Les tableaux 4.4 et 4.5 donnent respectivement la moyenne et l'écart type des indicateurs en cas sain et en cas défaillant sur 100 réalisations. Il apparaît clairement que la détection utilisant la densité spectrale associée à l'autocorrélation de l'intercorrrelation, est la plus performante en termes de valeur moyenne. Ce résultat est cohérent avec le fait que cette méthode permet de maximiser le rapport signal sur bruit. Cependant, elle augmente la variabilité de l'indicateur. Nous introduisons donc, pour comparer les méthodes en cas défaillant, le rapport entre l'écart type et la moyenne dont les valeurs sont données dans le tableau 4.5. De manière générale, nous pouvons constater que l'emploi de l'intercorrrelation des deux signaux permet de minimiser ce rapport comparativement à l'utilisation de l'autocorrélation. La méthode permettant donc de maximiser la qualité de la détection d'harmoniques par extraction énergétique est donc celle basée sur la densité spectrale de l'autocorrélation de l'intercorrrelation des signaux. En effet, dans la mesure où le RSB des signaux est suffisant, elle maximise la moyenne des indicateurs tout en améliorant le ratio entre l'écart type et la moyenne.

Étudions maintenant l'influence de la largeur de la bande fréquentielle dans laquelle l'énergie est extraite. Nous comparerons les indicateurs obtenus avec des



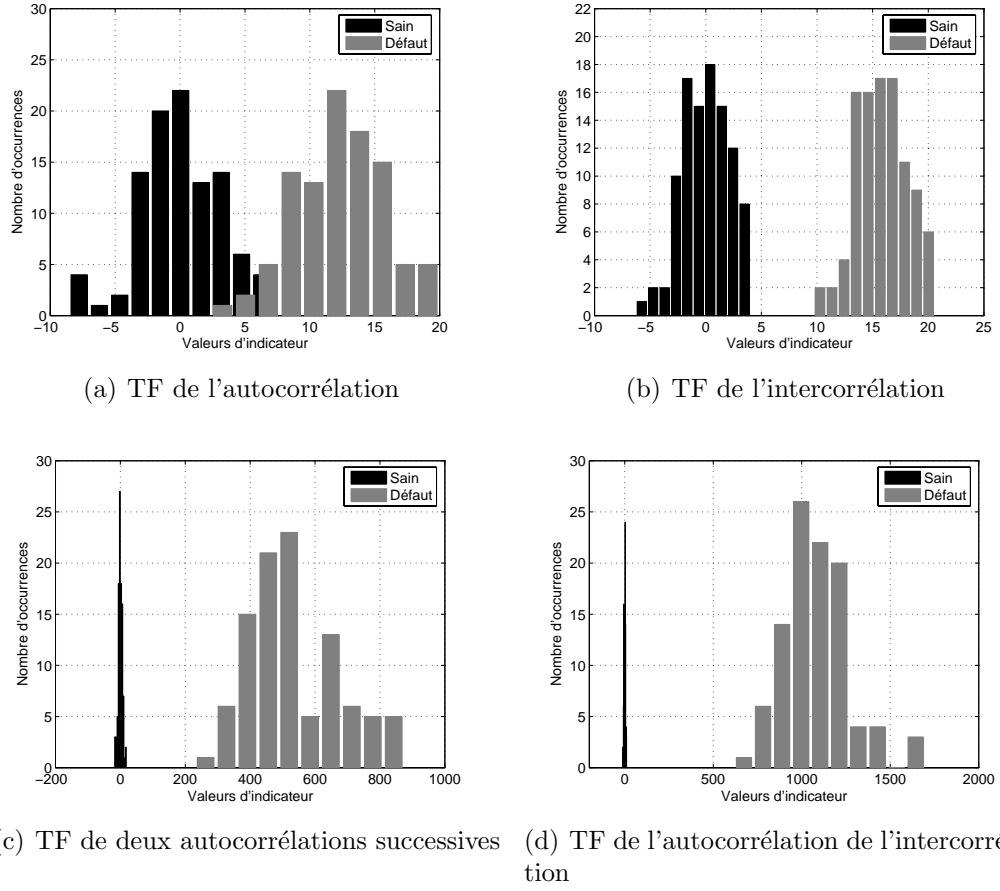


FIG. 4.11 – Comparaison des indicateurs énergétiques de détection de défaut vis-à-vis des différentes méthodes de traitement du signal

TAB. 4.4 – Comparaison de la moyenne et de l'écart type des indicateurs énergétiques en cas sain

	$DSP_x$	$DSI_{xy}$	$DSP_{C_x}$	$DSP_{C_{xy}}$
<b>Moyenne <math>M_{indic}</math></b>	0	0	0	0
<b>Écart type <math>\sigma_{indic}</math></b>	3.1	2.12	6.52	4.57

TAB. 4.5 – Comparaison de la moyenne et de l'écart type des indicateurs énergétiques en cas défaillant

	$DSP_x$	$DSI_{xy}$	$DSP_{C_x}$	$DSP_{C_{xy}}$
<b>Moyenne <math>M_{indic}</math></b>	12.3	15.8	534	1080
<b>Écart type <math>\sigma_{indic}</math></b>	3.39	2.34	139.1	187.6
$\frac{\sigma_{indic}}{M_{indic}}$	0.27	0.15	0.26	0.17

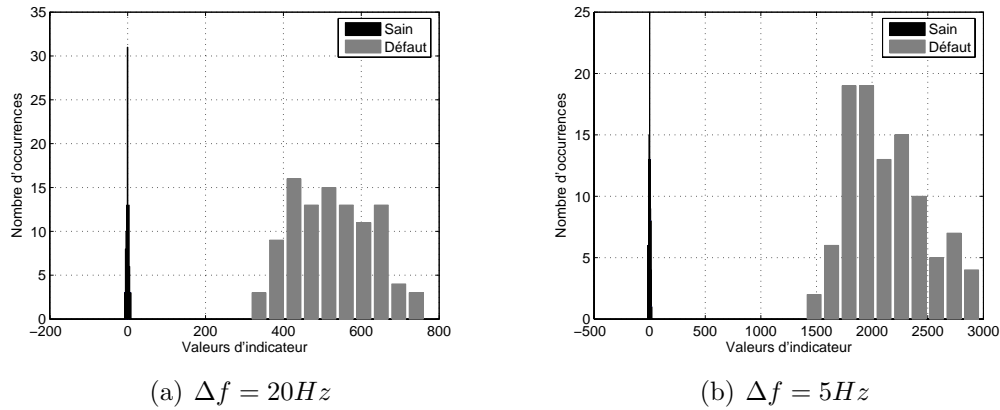


FIG. 4.12 – Comparaison des indicateurs énergétiques de détection d'harmoniques en fonction de la largeur de bande fréquentielle retenue pour l'extraction énergétique

TAB. 4.6 – Rapport entre écart type et moyenne de l'indicateur, obtenu à partir de la DSP de l'intercorrélacion, en fonction de la largeur de bande fréquentielle d'extraction énergétique

	$\Delta f = 20Hz$	$\Delta f = 10Hz$	$\Delta f = 5Hz$
<b>Moyenne</b> $M_{indic}$	526	1080	2133
<b>Écart type</b> $\sigma_{indic}$	102	187.6	353
$\frac{\sigma_{indic}}{M_{indic}}$	0.19	0.174	0.165

largeurs de bande de  $\Delta f = 20Hz$ ,  $\Delta f = 10Hz$  et  $\Delta f = 5Hz$ . Nous n'utiliserons que la densité spectrale  $DSP_{C_{xy}}(f)$ . La figure 4.12 permet de comparer les histogrammes des indicateurs en cas sain et en cas défaillant, sur 100 réalisations, pour  $\Delta f = 20Hz$  et  $\Delta f = 5Hz$ . Ces résultats sont à mettre en parallèle avec la figure 4.11(d) obtenue pour  $\Delta f = 10Hz$ . On constate alors que la qualité de détection est améliorée lorsque la bande fréquentielle est étroite. Ceci est valable en termes de moyenne de l'indicateur en cas défaillant et en termes de rapport entre écart type et moyenne, comme l'indique le tableau 4.6.

## 4.5 Courants statoriques en présence de défauts de roulements

Nous avons considéré, au chapitre 3, des signaux simples pour modéliser les courants statoriques de la machine asynchrone en présence de défauts mécaniques. En effet, les tensions statoriques étaient définies comme parfaitement sinusoïdales et les courants comme mono-composantes en cas sain. Dans le cas d'une machine réelle alimentée par un onduleur de tension, les tensions d'alimentation et les courants

statoriques présentent de nombreux harmoniques. Il est donc nécessaire d'étudier les composantes latérales des harmoniques de courants en présence d'oscillations du couple de charge.

Par ailleurs, dans le cas des défauts de roulements, nous ne pouvons pas statuer sur la stationnarité des oscillations du couple de charge. En effet, il est concevable que des oscillations apparaissent de manière transitoire sur le couple de charge, entraînant ainsi une non-stationnarité des composantes latérales des harmoniques de courant. Il sera donc nécessaire d'étudier le comportement d'un indicateur basé sur une extraction d'énergie spectrale des courants statoriques mesurés pendant de courtes durées.

Enfin, conformément à l'analyse du comportement fréquentiel de l'entraînement asynchrone menée au chapitre 3, nous mettrons en évidence l'intérêt de l'utilisation des propriétés de résonance du gain  $G_i$ .

#### 4.5.1 Courants statoriques multi-composantes

La machine d'étude est alimentée par un onduleur de tension à MLI. Or, ce dernier ne produit pas des tensions parfaitement sinusoïdales. En effet, les tensions fournies par l'onduleur d'étude comportent majoritairement un fondamental de fréquence  $f_s$  et des harmoniques de fréquences  $(6k \pm 1)f_s$  (avec  $k > 0$  un entier) dont les amplitudes décroissent rapidement avec la fréquence. Dans ce cas, il est clair que les courants statoriques de la machine asynchrone possèdent au moins les mêmes harmoniques que les tensions d'alimentation.

En présence d'oscillations du couple de charge à  $f_{osc}$ , on constate que chaque harmonique de courant possède des composantes latérales, à l'image de la composante fondamentale décrite analytiquement au chapitre 3. La figure 4.13 représente, sur la DSP d'un courant statorique mesuré, les composantes latérales de l'harmonique 5 pour une oscillation du couple de charge de fréquence  $f_{osc} \simeq 20Hz$  et d'amplitude  $C_{osc} \simeq 0.1Nm$ . Cependant, l'amplitude des composantes latérales d'un harmonique de courant est dépendante de l'amplitude de cet harmonique. Considérons alors l'amplitude des oscillations de couple de charge induites par les défauts de roulements ainsi qu'un spectre de courant mesuré comme en figure 4.13. On conçoit clairement que les composantes latérales des harmoniques de courant (autres que le fondamental) puissent ne pas être discernables du bruit de fond spectral et devenir alors non détectables. Ainsi, ces composantes latérales peuvent être négligées dans un schéma de détection des défauts de roulements.

#### 4.5.2 Non stationnarité des défauts mécaniques

Dans le cadre des défauts de roulements, la stationnarité des oscillations du couple de charge dues aux défauts n'est pas assurée. Il en va alors de même pour les composantes latérales de courant. Étudions, pour simplifier, les effets de la non stationnarité des défauts sur une analyse fréquentielle du couple de charge.

Le couple de charge  $C_{ch}(t)$  est modélisé par une constante  $C_0$  additionnée d'un train d'ondes d'amplitude  $A$ , de fréquence  $f_1$ , de durée  $T$  et périodisé à la période  $T_2$  représentant le défaut non stationnaire. Pour simplifier, nous considérerons que

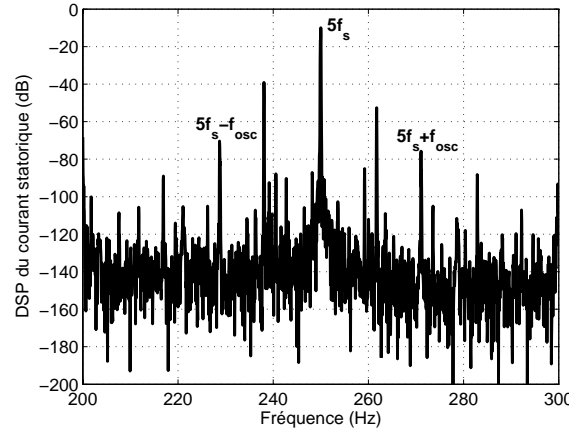


FIG. 4.13 – Composantes latérales de l'harmonique 5 de courant en présence d'oscillations du couple de charge

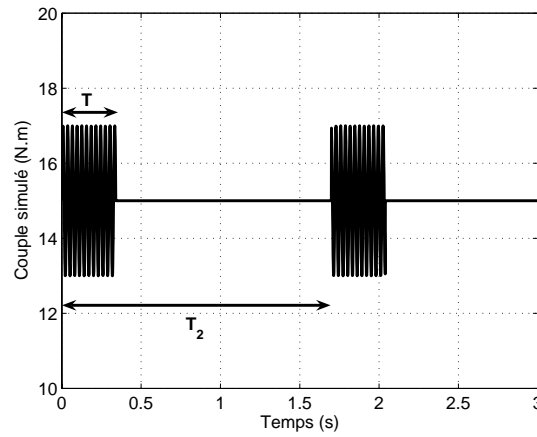


FIG. 4.14 – Exemple de couple de charge non stationnaire

la durée du train d'ondes est une fraction  $k$  de la période de répétition ( $k = \frac{T}{T_2}$  et  $k \in ]0; 1]$ ). La figure 4.14 permet d'illustrer un couple de charge non stationnaire avec  $C_0 = 15$ ,  $A = 2$ ,  $T_2 = 1.7s$ ,  $f_1 = 33.7Hz$  et  $k = 0.2$ . Le couple de charge s'exprime analytiquement par (4.40).

$$C_{ch}(t) = C_0 + A \cos(2\pi f_1 t) [T \Pi_T(t) * \text{III}_{T_2}(t)] \quad (4.40)$$

avec :

$$\Pi_T(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & \text{pour } t \in \left[-\frac{T}{2}; \frac{T}{2}\right] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.41)$$

La TF du couple peut donc s'exprimer selon (4.42). L'harmonique de couple de fréquence  $f_1$  a alors une amplitude environ égale à  $\frac{kA}{2}$ . La transformée de Fourier du couple provoque donc un effet de moyenne dépendant de la durée du train d'ondes par rapport à la période de répétition du défaut. Une analyse de Fourier d'un

courant de phase en présence d'oscillations de couple non stationnaires présenterait les mêmes caractéristiques.

$$\begin{aligned}
 TF_f\{C_{ch}(t)\} &= C_0\delta(f) + \frac{A}{2} [\delta(f - f_1) + \delta(f + f_1)] * \frac{T}{T_2} \left[ \text{sinc}(\pi T f) \text{III}_{\frac{1}{T_2}}(f) \right] \\
 &= C_0\delta(f) + \frac{kA}{2} \left[ \text{sinc}(\pi T(f - f_1)) \sum_n \delta\left(f - \frac{n}{T_2} - f_1\right) \right. \\
 &\quad \left. + \text{sinc}(\pi T(f + f_1)) \sum_n \delta\left(f - \frac{n}{T_2} + f_1\right) \right]
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

avec :

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x} \tag{4.43}$$

Il semble alors intéressant de fractionner le signal en portions de courte durée afin de compenser cet effet de moyenne. Nous travaillerons sur un signal de couple simulé afin de pouvoir examiner de manière statistique l'amplitude de l'harmonique de fréquence  $f_1$ . Considérons à nouveau le signal de la figure 4.14. Celui-ci est simulé et découpé en portions disjointes d'une durée de 2 secondes. La TF discrète est calculée et l'amplitude de l'harmonique à  $f_1$  est mesurée. La durée totale du signal est fixée de manière à obtenir 250 segments disjointes représentant 250 mesures indépendantes. La moyenne des mesures d'amplitude de l'harmonique à la fréquence  $f_1$  est égale à la valeur théorique de la TF du signal soit  $\frac{kA}{2}$ . Par ailleurs, le rapport entre l'écart type et la moyenne des mesures est d'autant plus important que le rapport  $k$  est faible.

Des conclusions similaires peuvent être établies concernant la détection d'harmoniques par extraction d'énergie spectrale de courant en cas d'oscillations non stationnaires du couple de charge. Ainsi, lors de l'analyse de défauts de roulements, il est nécessaire, soit de traiter des enregistrements de longue durée afin de moyenner les effets de non-stationnarité des défauts ; ou bien de traiter de manière statistique des enregistrements de courte durée.

### 4.5.3 Utilisation de la caractérisation fréquentielle de l'entraînement

Il a été démontré au chapitre 3 que les défauts des roulements à billes induisaient des oscillations du couple de charge. Ces oscillations sont en général de faible amplitude. De plus, nous avons également montré l'existence d'une résonance électromécanique au sein de l'entraînement asynchrone grâce à l'étude analytique du gain  $G_i$  entre les oscillations du couple de charge et les composantes latérales de courant. Cette résonance peut alors être utilisée comme un amplificateur naturel des défauts de roulements. Sachant que les fréquences caractéristiques des roulements sont linéairement dépendantes de la fréquence de rotation mécanique et donc de la fréquence d'alimentation de la machine, il faut identifier les fréquences

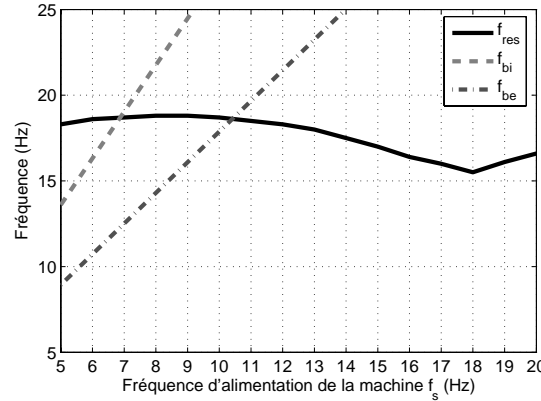


FIG. 4.15 – Comparaison des fréquences caractéristiques d'un roulement 6208 avec la fréquence de résonance du gain  $G_i$

d'alimentation statoriques de telle sorte que les fréquences caractéristiques du roulement soient dans la bande passante de la résonance du diagramme de gain. La figure 4.15 permet de représenter l'évolution des fréquences caractéristiques d'un roulement de type 6208 en fonction de la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone. Notons que le glissement de la machine asynchrone est ici négligé. De plus, la figure 4.15 permet de comparer les fréquences caractéristiques du roulement avec la fréquence de résonance de l'entraînement  $f_{res}$  présente sur le gain  $G_i$ . L'exploitation du caractère résonnant de l'entraînement asynchrone pour la détection de défauts de roulements est discutée dans [Tra08a], [Tra08e], [Tra09e].

On constate que la fréquence caractéristique de la bague interne est accordée avec la fréquence de résonance de l'entraînement  $f_{bi} \simeq f_{res}$ , pour une fréquence statorique d'environ  $f_s \simeq 7Hz$ . Nous pouvons choisir un point de fonctionnement de l'entraînement tel que  $f_s = 6.7Hz$ , soit une vitesse de rotation d'environ  $200tr.min^{-1}$ . Ainsi, ce point de fonctionnement permet d'amplifier les effets sur les courants statoriques des défauts présents sur la bague interne du roulement et donc de privilégier la détection des défauts présents sur la bague interne.

Réciproquement, pour détecter préférentiellement les défauts localisés sur la bague externe du roulement, il faut accorder la fréquence caractéristique de la bague externe avec la fréquence de résonance  $f_{be} \simeq f_{res}$ . Cette condition est théoriquement réalisée pour une fréquence d'alimentation statorique de la machine valant  $f_s \simeq 10.5Hz$ . En comparant ce résultat avec le diagramme de gain  $G_i$  mesuré en figure 3.33(b), on constate qu'il est préférable, pour se situer pleinement dans la bande passante de la résonance, en tenant compte du glissement de la machine, de considérer un point de fonctionnement tel que  $f_s = 13.3Hz$ , soit une vitesse de rotation d'environ  $400tr.min^{-1}$ . Les harmoniques de couple liés à un défaut sur la bague interne du roulement sont donc filtrés et ce point de fonctionnement permet de privilégier la détection de défauts sur la bague externe du roulement.

Considérons, à titre d'exemple, l'harmonique de couple dû à un défaut localisé sur la bague externe du roulement pour plusieurs vitesses de rotation de l'entraînement, dont l'amplitude est donnée dans le tableau 3.1. Pour une fréquence d'alimen-

tation de  $f_s = 13.3Hz$ , l'harmonique de couple a une amplitude de  $0.0012N.m$  pour une fréquence d'environ  $f_{be} = 22Hz$ . Le gain  $G_i$  expérimental en figure 3.33(b) est alors d'environ  $G_i = -11dB$ . Ainsi, en première approximation, les composantes latérales de courant aux fréquences  $f_s \pm f_{be}$  ont une amplitude d'environ  $0.34mA$ . Considérons maintenant l'harmonique de couple pour une fréquence d'alimentation de la machine asynchrone  $f_s = 50Hz$ , sa fréquence étant alors d'environ  $f_{be} = 89Hz$  et son amplitude d'environ  $0.0057N.m$ . Le gain électromécanique expérimental est alors d'environ  $G_i = -35dB$  comme le montre la figure 3.33(e). Ainsi, les composantes latérales de courant ont une amplitude moyenne d'environ  $0.1mA$ . On constate alors que l'augmentation de l'amplitude de l'harmonique de couple avec la vitesse de rotation ne suffit pas à compenser les effets du filtrage électromécanique de l'entraînement. Nous voyons alors l'intérêt de se placer à des points de fonctionnement particuliers permettant de favoriser la détection des défauts de roulements.

## 4.6 Application à la définition d'un indicateur spectral pour la détection des défauts de roulements par traitement hors-ligne

Dans cette partie, nous allons définir un indicateur adapté au traitement hors-ligne des courants prélevés sur le système. Ainsi, les contraintes liées au temps de traitement et aux ressources matérielles disponibles pour réaliser ce traitement ne seront pas considérées ici. Nous nous intéresserons principalement à la définition d'un indicateur pertinent et à ses performances pour différents types de défauts de roulements et ce, pour différentes conditions de fonctionnement.

### 4.6.1 Principes du schéma de détection

De manière similaire à l'analyse vibratoire présentée au chapitre 2, nous allons proposer une méthode de détection des défauts de roulements exploitant une analyse des courants statoriques de la machine. Cette méthode exploite les signatures latérales au fondamental d'alimentation. L'analyse proposée doit être capable de fournir un indicateur constitué d'une variable numérique simple, afin d'éviter le recours à l'expertise humaine. Tout comme pour l'indicateur vibratoire, l'indicateur sur les courants doit pouvoir être comparé à une valeur obtenue lorsque la machine est équipé d'un roulement sain.

Nous avons vu que l'analyse des courants statoriques devait tenir compte des bruits sur les mesures. Nous avons vu que les harmoniques de couple dus aux défauts de roulements pouvaient être de faible amplitude (quelques  $mN.m$ ) comme le montre le tableau 3.1. Qui plus est, si les défauts ne sont pas stationnaires, l'analyse spectrale fournit des harmoniques d'amplitudes amoindries. Considérant de plus le filtrage existant entre les harmoniques de couple et ceux de courant, il apparaît nécessaire d'appliquer les méthodes de traitement du signal permettant de réduire l'influence du bruit de mesure. Nous utiliserons en particulier la densité

spectrale associée à l'autocorrélation de l'intercorrrelation de deux courants statoriques différents, qui permet d'augmenter l'efficacité d'une détection d'harmonique par extraction d'énergie spectrale.

### 4.6.2 Extraction d'énergie spectrale

Sur les spectres de courant comme par exemple en figure 3.10(b), on identifie clairement les harmoniques relatifs au défaut de roulement. Cependant, comme dans le cadre de l'analyse vibratoire, l'apparition d'un harmonique particulier peut relever d'un processus aléatoire. L'algorithme proposé recherche, dans des bandes de fréquence, la possible apparition des harmoniques de défaut. Pour cela, l'énergie spectrale est utilisée. Les plages sélectionnées pour l'analyse sont spécifiées en (4.44), où  $f_{def}$  représente soit la fréquence caractéristique de la bague externe  $f_{be}$ , soit la fréquence caractéristique de la bague interne  $f_{bi}$ . De manière similaire à l'indicateur vibratoire présenté au chapitre 2 et conformément au modèle de courant statorique proposé au chapitre 3, les plages fréquentielles sont étendues pour tenir compte des combinaisons de fréquences faisant intervenir la fréquence de rotation mécanique de la machine  $f_r$  et la fréquence de cage du roulement  $f_c$ . Compte tenu des valeurs de  $n$ , il y a donc pour chaque localisation de défaut 30 plages fréquentielles dans lesquelles l'énergie est extraite (15 plages relatives aux composantes hautes fréquences à  $f_s + f_{def}$  et 15 relatives aux composantes basses fréquences à  $f_s - f_{def}$ ). La figure 4.16 indique, sur un spectre de courant statorique, la localisation fréquentielle des plages d'analyse relatives aux fréquences caractéristiques d'un roulement de type 6208. La fréquence d'alimentation de la machine est ici fixée à  $f_s = 13.3Hz$ . Certaines plages se recouvrent ; ce chevauchement peut permettre de prendre en compte plusieurs fois l'apparition de certains harmoniques et ainsi d'augmenter la sensibilité de la détection. Par ailleurs, une étude d'un indicateur pour différentes définitions des plages fréquentielles d'extraction énergétique est présentée dans [Tra08b]. Il est alors montré que l'indicateur le plus performant utilise toutes les plages mentionnées en (4.44).

$$\begin{aligned} &|f_s \pm [nf_{def} - f_c; nf_{def} + f_c]| \\ &|f_s \pm [nf_{def} - f_r - f_c; nf_{def} - f_r + f_c]| \\ &|f_s \pm [nf_{def} + f_r - f_c; nf_{def} + f_r + f_c]| \end{aligned} \quad (4.44)$$

avec  $n \in [1; 5]$ .

### 4.6.3 Algorithme d'implantation

L'algorithme de détection des défauts de roulements est donc basé sur l'extraction d'énergie à partir de la densité spectrale de l'autocorrélation de l'intercorrrelation de deux signaux de courant. Sachant que les signaux de courant sont issus d'une réalisation d'un processus aléatoire ergodique, leur intercorrrelation est considéré comme d'énergie finie. L'autocorrélation de l'intercorrrelation l'est également. La TF de l'autocorrélation est donc une densité spectrale d'énergie. Ainsi, nous étendrons le terme d'énergie spectrale à la densité spectrale résultant du produit



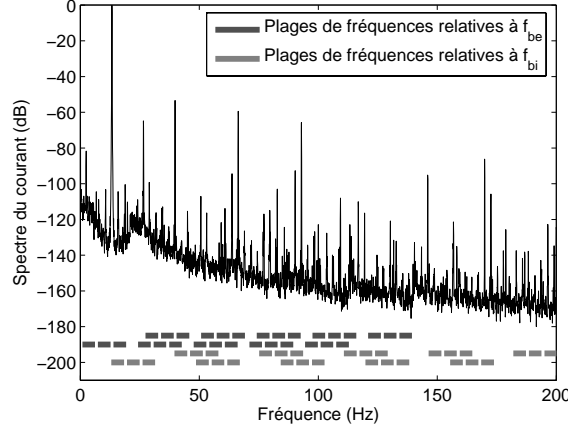


FIG. 4.16 – Spectre d'un courant statorique et plages d'extraction d'énergie

des DSE de deux courants. Ces dernières sont estimées par l'élévation au carré de la TF discrète des courants statoriques (2.10).

La première étape de l'algorithme consiste en une estimation de la fréquence de rotation mécanique de la machine asynchrone  $f_r$ . Comme nous nous affranchissons des mesures mécaniques, cette dernière doit être estimée à partir des courants statoriques [Nan01], [Jun06]. L'algorithme se base sur la recherche des harmoniques d'encoches rotoriques [Nan01]. En effet, il existe sur les courants statoriques des harmoniques correspondant à la modulation du flux magnétique d'entrefer par l'encochage rotorique. Les fréquences d'encoche  $f_{enc}$  sont données par (4.45) avec  $N_e = 28$  le nombre d'encoches rotoriques de la machine asynchrone d'étude.

$$f_{enc} = |f_s \pm N_e f_r| \quad (4.45)$$

Une première estimation de  $f_r$  est effectuée en supposant connue la fréquence d'alimentation statorique  $f_s$ , ainsi que le glissement maximum de la machine. Cette première estimation fournit donc une fourchette fréquentielle permettant de localiser par la suite plus finement les harmoniques d'encoches. Les fréquences caractéristiques du roulement sont alors calculées pour le point de fonctionnement considéré. Les plages fréquentielles définies en (4.44) sont alors estimées.

L'énergie spectrale est estimée par la somme des composantes spectrales dans les plages. Comme des harmoniques naturels de courant peuvent se situer dans les différentes plages, pour rendre l'indicateur peu dépendant du point de fonctionnement de l'entraînement, l'énergie de chaque plage est normalisée par l'énergie maximale dans celle-ci. Des énergies normalisées sont ainsi extraites dans chaque plage fréquentielle (4.46) avec  $P_{i_1}(m)$  et  $P_{i_2}(m)$  définis selon (2.10).

$$W_{norm} = \frac{\sum_{m=m_1}^{m_2} (P_{i_1}(m)P_{i_2}(m))}{\max_{m \in [m_1; m_2]} (P_{i_1}(m)P_{i_2}(m))} \quad (4.46)$$

Les énergies dans les plages contenant les composantes latérales symétriques par rapport au fondamental sont additionnées. Ainsi, une série de 15 énergies normalisées correspondant aux harmoniques de la bague externe  $W_{be}(k)$  avec  $k \in [1; 15]$  est

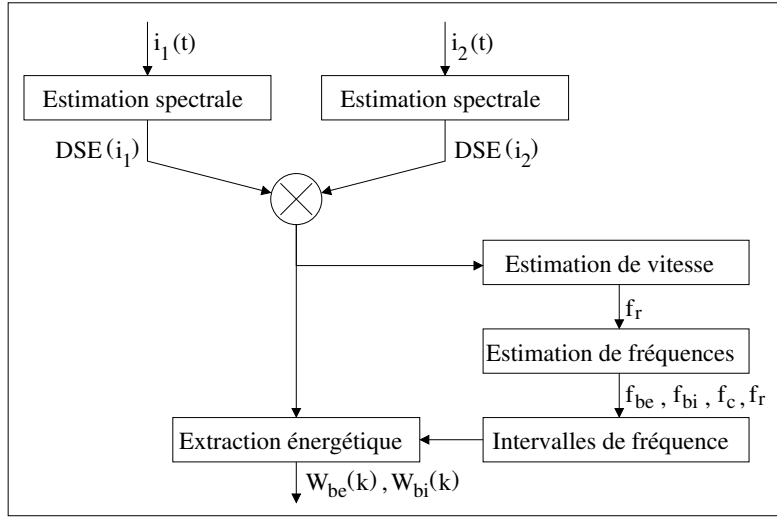


FIG. 4.17 – Extraction des énergies spectrales dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements

obtenue. De même, 15 énergies normalisées correspondant aux harmoniques de la bague interne  $W_{bi}(k)$  sont obtenues. Le principe de l'extraction d'énergie spectrale à partir de deux courants statoriques  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  est résumé par la figure 4.17.

Là encore, comme dans le cadre de l'indicateur vibratoire, les énergies mesurées sont comparées à des énergies de référence obtenues à l'aide de mesures effectuées sur la machine équipée d'un roulement sain. La comparaison se fait au moyen d'un écart relatif exprimé en % (2.33) pour les plages d'énergie correspondant aux fréquences liées d'une part à la bague externe et d'autre part à la bague interne.

Les écarts d'énergie relatifs correspondant d'une part à la bague externe  $\Delta W_{be}(k)$  et d'autre part à la bague interne  $\Delta W_{bi}(k)$  sont sommés afin de cumuler les effets des défauts dans les différentes bandes de fréquence (4.47).

$$\Delta W_{be} = \sum_{k=1}^{15} \Delta W_{be}(k) \quad \text{et} \quad \Delta W_{bi} = \sum_{k=1}^{15} \Delta W_{bi}(k) \quad (4.47)$$

Enfin, les écarts d'énergie relatifs  $\Delta W_{be}$  et  $\Delta W_{bi}$  sont ajoutés afin d'obtenir une unique valeur numérique  $I_{cour}$ , représentative des défauts pouvant apparaître au sein du roulement.  $I_{cour}$  est défini comme l'indicateur de courant représentatif de l'état de dégradation du roulement testé (4.48). La figure 4.18 illustre le calcul de l'indicateur  $I_{cour}$  à partir des énergies fréquentielles normalisées. Lors de l'apparition d'un défaut de roulement, l'indicateur  $I_{cour}$  doit présenter une valeur positive. Si un roulement sain est testé et comparé à une référence saine, l'indicateur doit être sensiblement nul. Ainsi, la valeur de  $I_{cour}$  peut être comparée à un seuil positif prédéfini traduisant le caractère sain ou défaillant du roulement testé.

$$I_{cour} = \Delta W_{be} + \Delta W_{bi} \quad (4.48)$$

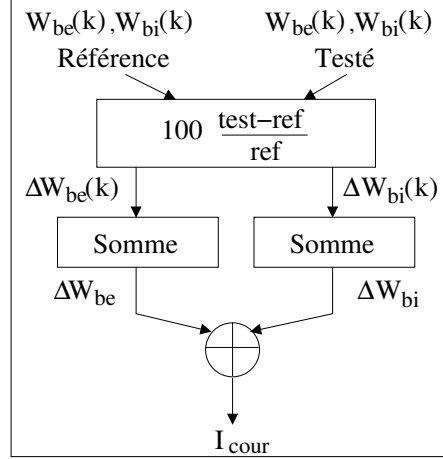


FIG. 4.18 – Comparaison des énergies spectrales pour la définition d'un indicateur de défaut de roulements par analyse des courants statoriques  $I_{cour}$

## 4.7 Résultats expérimentaux

Nous traiterons ici différents types de défauts de roulements grâce à l'indicateur  $I_{cour}$ . Les signaux sont enregistrés avec la carte d'acquisition décrite en annexe A. Les traitements sont ensuite effectués par le logiciel *Matlab*. Concernant les bruits de quantification associés à ce système d'acquisition, connaissant la plage de tension d'entrée des CAN et en supposant que celle-ci soit pleinement exploitée, la puissance de ces bruits est évaluée à  $\sigma_b^2 = 1.18 \cdot 10^{-13}$ . Ils pourront donc être négligés comparativement au bruit total constaté expérimentalement.

Par ailleurs, comme nous l'avons évoqué, cette étude concerne un post-traitement *off-line* des données, le temps de calcul ou l'espace mémoire ne sont pas des facteurs limitatifs. Ainsi, les DSE sont estimées en utilisant un moyennage sur des durées de 20% de la durée totale du signal et avec un taux de recouvrement de 50%. De plus, une fenêtre de pondération de type *Hanning* est appliquée sur les signaux temporels. Les différents paramètres de l'acquisition sont donnés en annexe A.

### 4.7.1 Roulements artificiellement dégradés

L'algorithme de détection est tout d'abord appliqué à des roulements artificiellement dégradés présentant un défaut localisé sur une des bagues comme décrit en annexe A.2. Trois points de fonctionnement sont testés pour valider le principe de l'utilisation des propriétés de résonance de l'entraînement comme évoqué au paragraphe 4.5.3. Le premier point de fonctionnement est donc fixé à  $f_s = 6.7Hz$  et  $C_0 = 5N.m$ ; le second est fixé à  $f_s = 13.3Hz$  et  $C_0 = 5N.m$ ; enfin, le dernier point de fonctionnement est caractéristique d'une alimentation à fréquence nominale de la machine asynchrone avec  $f_s = 50Hz$  et  $C_0 = 15N.m$ .

Pour chaque point de fonctionnement, une référence en cas sain est générée. Chaque localisation de défaut, ainsi qu'un cas sain, sont comparés à la référence pour chaque point de fonctionnement. Trois mesures différentes sont effectuées pour chaque cas, permettant ainsi de comparer l'indicateur obtenu sur plusieurs

TAB. 4.7 – Indicateur de défauts de roulements sur les courants statoriques pour plusieurs localisations de défauts artificiels et plusieurs points de fonctionnement

		Cas sain	Défaut de la bague interne	Défaut de la bague externe
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{cour}}$	-2.07	1.95	19.4
	$\sigma_{I_{cour}}$	9.7	15.3	2.4
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{cour}}$	-2.51	-21.5	<b>196.4</b>
	$\sigma_{I_{cour}}$	5.96	13.4	210.3
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{cour}}$	1.17	<b>196.9</b>	16.1
	$\sigma_{I_{cour}}$	4.78	12.2	17.3

réalisations. La moyenne de l'indicateur  $M_{I_{cour}}$  et son écart type  $\sigma_{I_{cour}}$  sont résumés dans le tableau 4.7.

Tout d'abord, on peut remarquer qu'au point de fonctionnement à fréquence nominale, aucun type de défaut n'est détecté. En effet, comme montré au paragraphe 4.5.3, même si les oscillations de couple dues aux défauts augmentent avec la vitesse de rotation, les harmoniques correspondants sur les courants statoriques se trouvent fortement atténués du fait de la caractéristique fréquentielle de l'entraînement. De plus, les plages de fréquence pour l'extraction énergétique ont une largeur d'environ  $2f_c \simeq 20Hz$ . Or, comme nous l'avons montré au paragraphe 4.4.7, l'augmentation de la largeur des bandes fréquentielles diminue la qualité de la détection. Ainsi, pour la fréquence nominale, il est clair que la détection des défauts de roulements par la méthode décrite, avec les paramètres choisis, n'est pas envisageable. La largeur des plages d'extraction énergétique peut être diminuée mais, dans ce cas, les harmoniques relatifs au défaut faisant intervenir la fréquence de cage par exemple, ne sont pas détectés. Des études menées avec différentes largeurs de bandes montrent que la détection n'est pas assurée et qu'elle n'est plus non plus assurée pour les autres fréquences d'alimentation [Tra08b]. Nous pouvons donc en conclure que la méthode proposée ne permet pas de détecter les défauts de roulements pour une fréquence d'alimentation nominale de l'entraînement d'étude.

Nous pouvons également remarquer qu'un type de défaut n'est détecté que si sa fréquence caractéristique est accordée avec la fréquence de résonance de l'entraînement. Ainsi, le roulement possédant un défaut sur la bague interne peut être clairement classé défaillant pour  $f_s = 6.7Hz$  soit  $f_{bi} \simeq f_{res}$  et réciproquement pour la détection du défaut localisé sur la bague externe. Chaque type de défaut peut donc être détecté grâce à l'indicateur  $I_{cour}$ , à condition de régler de manière adéquate la fréquence d'alimentation de la machine afin d'exploiter la résonance électromécanique de l'entraînement. La figure 4.19 montre les sommes cumulées  $S_c$  des écarts d'énergie (4.49) pour les deux points de fonctionnement permettant la détection des défauts et ce, pour plusieurs réalisations. Les sommes cumulées permettent de montrer la contribution des différentes plages fréquentielles à la va-

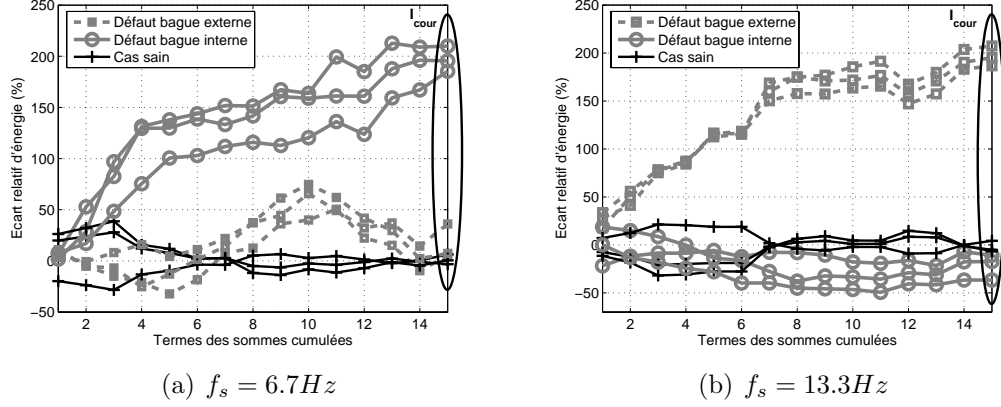


FIG. 4.19 – Sommes cumulées des écarts relatifs pour le calcul de  $I_{cour}$  en cas de défauts localisés

leur finale de  $I_{cour}$ . On constate une bonne reproductibilité des résultats, confirmée par les écarts types des indicateurs dans le tableau 4.7. On peut également noter que les contributions principales à la valeur de l'indicateur se font pour les plages fréquentielles d'ordre faible. Ces plages correspondent aux fréquences d'oscillations du couple de charge de fréquences inférieures à  $2f_{def} + f_r + f_c$ , soit donc relativement proches de la résonance. Ce résultat semble logique dans la mesure où, plus la fréquence des oscillations est élevée et plus les signatures fréquentielles sur les courants sont atténuées par le système électromécanique. Les résultats sont synthétisés dans [Tra08a], [Tra08e] et [Tra09e].

$$S_c(i) = \sum_{k=1}^{i \leq 15} \Delta W_{be}(k) + \Delta W_{bi}(k) \quad (4.49)$$

La caractérisation fréquentielle de l'entraînement et l'utilisation des éventuels points de résonance est donc essentielle pour la détection des défauts de roulements ainsi que pour le diagnostic de leur localisation. De plus, dans le cas de l'existence d'un comportement résonnant de l'entraînement, un schéma de détection complet des défauts de roulements doit prendre en compte tous les points de fonctionnement permettant d'accorder les fréquences des défauts avec la ou les fréquences de résonance. Sans cette condition, il existe clairement un risque de ne pas détecter tous les défauts de roulements en fonction de leur localisation.

#### 4.7.2 Roulements dégradés par fraisage

Nous allons maintenant considérer la détection de défauts localisés créés par fraisage des pistes de roulement, comme décrit en annexe A. Rappelons que cette méthode permet de ne pas démonter la machine pour changer le roulement et ainsi de ne pas modifier les conditions expérimentales. Nous testerons les points de fonctionnement particuliers mis en évidence au paragraphe 4.5.3, entraînant la sélectivité de la détection des défauts localisés, mais aussi deux autres points de fonctionnement à  $f_s = 25Hz$  et  $f_s = 50Hz$ . Pour les points de fonctionnement à

TAB. 4.8 – Indicateur  $I_{cour}$  pour des défauts créés par fraisage des pistes de roulement pour les points de fonctionnement exploitant la résonance de l'entraînement

		Cas sain	Fraisage de la bague interne	Fraisage des deux bagues
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{cour}}$	-7.87	91.8	747
	$\sigma_{I_{cour}}$	114.9	96.7	128.4
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{cour}}$	-7.5	175	550
	$\sigma_{I_{cour}}$	64	141	180

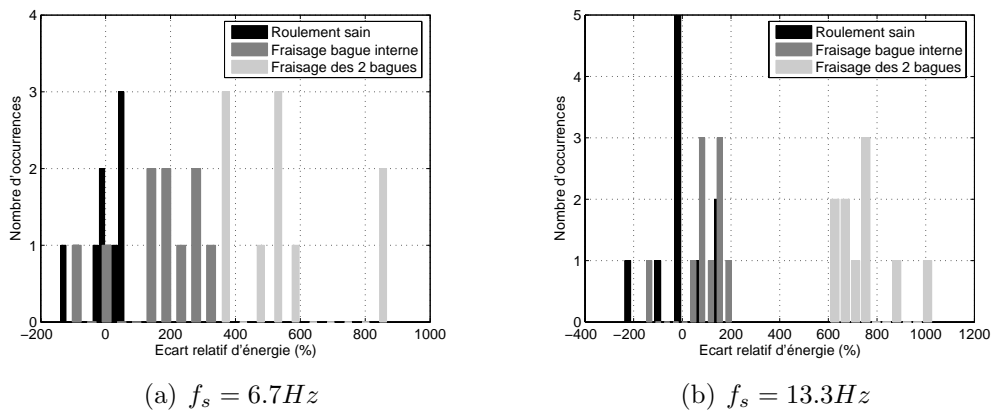


FIG. 4.20 – Histogrammes des valeurs de  $I_{cour}$  pour des défauts localisés engendrés par fraisage

$f_s = 6.7Hz$  et  $f_s = 13.3Hz$  (pour  $C_0 = 5N.m$ ), la moyenne et l'écart type des valeurs d'indicateur  $I_{cour}$  sur dix réalisations, en fonction du type de défaillance, sont donnés dans le tableau 4.8. Les histogrammes de  $I_{cour}$  pour les deux points de fonctionnement sont également donnés en figure 4.20.

Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 13.3Hz$ , l'indicateur permet de détecter le fraisage de la bague interne sans pour autant fournir des valeurs parfaitement concluantes. Lorsque les deux bagues sont fraisées, l'indicateur permet une détection certaine. Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 6.7Hz$ , la détection du fraisage de la bague interne est sans équivoque, tout comme la détection du fraisage des deux bagues. Nous constatons donc que dans le cas de fraisage des pistes, la localisation des défauts n'est pas assurée. En effet, nous aurions pu supposer que  $I_{cour}$  ne réagisse pas au fraisage de la bague interne pour  $f_s = 13.3Hz$ . De même, une évolution de  $I_{cour}$  n'était pas attendue entre les deux localisations de défaut pour  $f_s = 6.7Hz$ . Dans le cas particulier d'un fraisage sur une des bagues, le défaut principal engendré est localisé sur une piste de roulement. Cependant, le fraisage entraîne une éjection de matière contaminante pouvant abraser toutes les surfaces en contact et ainsi provoquer des défauts sur les différents organes du roulement.

TAB. 4.9 –  $M_{I_{cour}}$  pour des défauts créés par fraisage des pistes de roulement et pour des points de fonctionnement n’exploitant pas la résonance électromécanique

	Cas sain	Fraisage de la bague interne	Fraisage des deux bagues
$f_s = 50Hz$ $M_{I_{cour}}$	9.51	40.9	-41.7
$f_s = 25Hz$ $M_{I_{cour}}$	-9.38	12.9	14.8

Ce mode de dégradation, venant s’ajouter au fraisage en lui-même, peut permettre d’expliquer les réactions de  $I_{cour}$ .

Le tableau 4.9 donne les moyennes  $M_{I_{cour}}$  pour les deux points de fonctionnement n’exploitant pas les propriétés de résonance de l’entraînement. Comme dans le cas des défauts localisés du paragraphe 4.7.1, le point de fonctionnement à fréquence nominale ne permet pas la détection des défauts. Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 25Hz$ , les bandes fréquentielles d’extraction énergétique sont plus étroites ( $2f_c \simeq 10Hz$ ) et le filtrage du système est moins important. Cependant, la résonance de l’entraînement n’étant pas exploitée, la détection des défauts n’est pas assurée. Nous pouvons donc en conclure, une fois de plus, que l’utilisation des propriétés de résonance est une caractéristique essentielle pour la détection des défauts de roulements par la méthode proposée.

### 4.7.3 Analyse d’un roulement naturellement utilisé

Nous allons maintenant appliquer le schéma de détection à un roulement naturellement utilisé provenant du service après-vente de *Leroy-Somer*. Un spectre vibratoire obtenu avec ce roulement révèle la présence d’harmoniques liés à la fréquence caractéristique de la bague interne, comme le montre le tableau 2.2. La détection de la défaillance de ce roulement n’est assurée que pour le point de fonctionnement accordant la fréquence caractéristique de la bague interne avec la fréquence de résonance ( $f_s = 6.7Hz$ ). Les résultats sont présentés sous forme de sommes cumulées en figure 4.21 pour plusieurs réalisations. On peut alors remarquer que la variance des sommes cumulées pour un même cas est relativement faible, assurant une bonne reproductibilité de la détection. De plus, il apparaît encore une fois que ce sont les composantes de courant dues aux oscillations basses fréquences du couple de charge qui participent majoritairement à la valeur de  $I_{cour}$ .

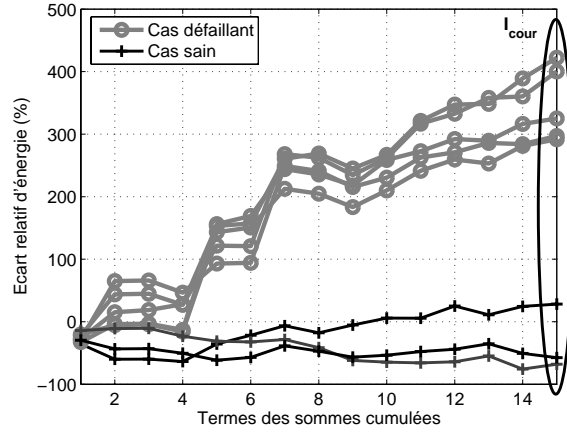
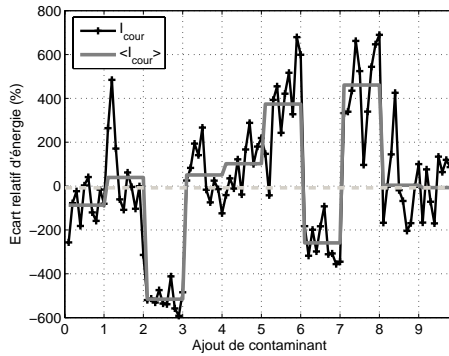
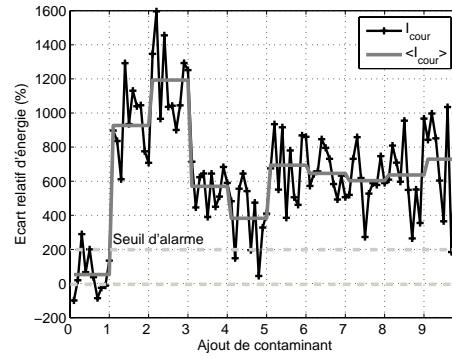


FIG. 4.21 – Sommes cumulées des écarts relatifs pour le calcul de  $I_{cour}$ , pour un roulement naturellement usé avec  $f_s = 6.7Hz$



(a)  $f_s = 6.7Hz$



(b)  $f_s = 13.3Hz$

FIG. 4.22 – Valeurs de  $I_{cour}$  lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant

#### 4.7.4 Surveillance de la dégradation d'un roulement par contamination

Considérons maintenant le cas d'une usure par contamination du roulement telle que décrite en annexe A. Seuls les points de fonctionnement permettant d'utiliser la résonance électromécanique seront étudiés ici. Pour chaque ajout de contaminant, dix enregistrements sont effectués pour calculer dix valeurs d'indicateur et ainsi vérifier la reproductibilité de la détection. Les valeurs de  $I_{cour}$  ainsi que leur moyenne en fonction du nombre d'ajouts de contaminant sont données pour les deux points de fonctionnement en figure 4.22.

Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 13.3Hz$ , correspondant à  $f_{be} \simeq f_{res}$ , en figure 4.22(b), on remarque que la détection est assurée dès le premier ajout de contaminant, avec une probabilité assez faible de non détection sauf pour les mesures correspondant à quatre ajouts de contaminant où des valeurs proches du cas sain apparaissent. A contrario, sans ajout de contaminant (indice 0 sur



l'axe des abscisses de la figure 4.22), des valeurs d'indicateur relativement élevées apparaissent, pouvant provoquer une fausse alarme si un seuil de détection trop bas était fixé. Par ailleurs, nous pouvons constater que la variance de l'indicateur possède une tendance à l'augmentation vers la fin du protocole d'usure, entraînant alors de possibles non détections. Il s'agit cependant là de phénomènes localisés à quelques valeurs singulières de  $I_{cour}$ . L'étude de la moyenne de l'indicateur sur dix réalisations permet de statuer clairement sur l'état de santé du roulement en fixant un seuil d'alarme numérique à 200% par exemple, conduisant à une diminution des probabilités de non détection et de fausse alarme.

Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 6.7Hz$ , correspondant à  $f_{bi} \simeq f_{res}$ , les résultats en figure 4.22(a), ne sont pas concluants vis-à-vis de la détection systématique de l'usure. Certains ajouts de contaminant (5 et 7) sont clairement détectés par  $I_{cour}$ . Dans les autres cas, soit l'usure n'est pas détectée, soit les valeurs d'indicateur largement négatives peuvent être considérées comme non représentatives de l'état de santé du roulement. Or, la figure A.8(b) montre distinctement que la bague interne est usée avec la présence de marques d'indentation. La différence par rapport à l'usure de la bague externe réside dans l'absence de traces de glissement sur la bague interne, mais ce fait ne semble pas pouvoir justifier la non détection de l'usure pour  $f_s = 6.7Hz$ . Nous avons vu au chapitre 3 que l'amplitude des oscillations de couple en présence d'un défaut localisé augmentait avec la vitesse de rotation du roulement. Nous pouvons supposer qu'il en est de même avec les défauts d'usure généralisée. Nous pouvons penser que les oscillations du couple de charge, entraînées par l'usure, sont très faibles voire négligeables à faible vitesse de rotation. Il peut s'agir là d'un élément d'explication quant aux causes de la mauvaise détection de l'usure pour ce point de fonctionnement.

La conclusion principale de cette étude réside dans le fait que, pour des défauts d'usure généralisée, ou pouvant y être assimilés en partie, comme ceux engendrés par fraisage, la détection des défauts est assurée par l'utilisation de l'indicateur  $I_{cour}$ . Cependant, pour assurer le diagnostic de l'état de santé du roulement investigué, il est nécessaire de tester tous les points de fonctionnement permettant d'accorder une des fréquences caractéristiques du roulement avec la ou les fréquences de résonance électromécanique identifiées grâce à une étude amont du gain  $G_i$ . De plus, il apparaît que la localisation des défauts principaux dus à l'usure n'est pas aisée.

## 4.8 Détection des défauts sous contraintes d'un système embarqué

L'implantation d'un algorithme de détection et/ou de surveillance des dégradations d'un roulement à billes sur un entraînement asynchrone, passe par une intégration de la fonction au sein même du système à surveiller. Se posent alors les questions des contraintes liées au coût de cette fonction en termes de ressources matérielles. En effet, pour l'instant, nous avons travaillé sur des analyses effectuées en post-traitement où le temps de calcul et le stockage des données ne sont pas des facteurs limitatifs. Dans le cadre d'un système embarqué, il faut se demander si la

surveillance doit être réalisée en temps réel, quel espace mémoire ou quelles ressources de calcul sont nécessaires, ou encore quelles performances doivent posséder les convertisseurs analogique-numérique.

Dans la plupart des systèmes modernes, des organes de calculs numériques dédiés au contrôle - commande sont déjà implantés. Il est possible d'envisager d'utiliser ces calculateurs lorsqu'ils sont disponibles pour traiter les opérations liées à la surveillance et au diagnostic des roulements à billes. Il est également possible d'adjoindre des organes de calculs dédiés ne s'occupant que du traitement des données pour la surveillance. L'objectif de cette partie n'est donc pas de proposer une architecture numérique appropriée à la commande de l'entraînement et à la détection des défauts de roulements ; ces aspects dépassant largement le cadre de ce travail. Il s'agit ici d'étudier les conséquences de certaines contraintes liées à l'implantation numérique de l'algorithme proposé. De plus, une implantation sera réalisée sur une cible numérique afin de vérifier la faisabilité de l'approche proposée sur un dispositif réel.

### **4.8.1 Principales contraintes liées à l'implantation sur système numérique embarquée**

#### **4.8.1.1 Contraintes temporelles**

L'usure des roulements n'est pas en général un phénomène à évolution rapide. Elle ne requiert donc pas une surveillance permanente. Ainsi, il n'est pas nécessaire que l'algorithme de surveillance fonctionne en « temps réel ». L'analyse des courants statoriques, pour déterminer un indicateur de l'état de santé des roulements, peut être réalisée de manière périodique. Ainsi, en termes de mobilisation de ressources, ce type d'algorithme n'entraîne pas de contrainte forte sur les calculs effectués par le processeur. Une fois le signal à analyser enregistré, le calcul de l'indicateur peut être réalisé lorsque le calculateur est disponible et de manière non-prioritaire par rapport à d'autres tâches de plus haute importance. Bien évidemment, le volume des données traitées induit des conséquences directes sur le temps de calcul. Compte tenu des faibles contraintes temporelles évoquées, la taille des données ne constitue une contrainte que par rapport aux ressources mémoire.

#### **4.8.1.2 Contraintes liées à la numérisation et à l'espace mémoire**

Pour la détection de phénomènes entraînant des composantes harmoniques de faible amplitude, l'étape de numérisation des grandeurs analogiques revêt une importance toute particulière. En effet, la quantification numérique est souvent un facteur limitatif pour la précision des analyses en raison des bruits de quantification. Dans notre cas, nous avons vu que la dynamique des CAN, ainsi que le nombre de bits de codage, entraînent un bruit de quantification négligeable. Par ailleurs, la fréquence requise pour l'échantillonnage des grandeurs n'est pas ici une contrainte forte puisque les signatures recherchées restent dans le domaine des basses fréquences (typiquement quelques centaines de Hertz).

Afin de limiter l'espace mémoire à associer au dispositif de calcul, la taille des

informations à stocker est un facteur important. Par rapport au traitement hors-ligne, il faut limiter la taille des signaux à analyser pour garantir des volumes de stockage raisonnables, compatibles avec un dispositif embarqué. Ainsi, pour minimiser les ressources de stockage nécessaires, la diminution du nombre de points  $N$  des signaux traités reste la solution la plus efficace. Le choix de  $N$  doit bien évidemment être en accord avec la fréquence d'échantillonnage choisie pour garantir une résolution spectrale ne détériorant pas la sensibilité de l'indicateur.

#### 4.8.1.3 Contraintes algorithmiques

L'implantation de l'algorithme associé à l'indicateur  $I_{cour}$  sur cible numérique embarquée nécessite par exemple l'utilisation de l'algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT) pour estimer les densités spectrales. Cet algorithme requiert des signaux ayant un nombre de points  $N$  égal à une puissance de 2.

Par ailleurs, pour assurer la précision de l'indicateur, la résolution spectrale est fixée inférieure à  $\delta_f < 0.1Hz$ . La durée d'acquisition des signaux de courant est donc d'approximativement 10 secondes. Cependant, comme évoqué, la durée n'est pas un facteur déterminant.

Ces deux conditions se traduisent par la relation (4.50). Ainsi, selon le point de fonctionnement sélectionné ( $f_s = 6.7Hz$  ou  $f_s = 13.3Hz$ ), considérant les fréquences d'échantillonnage données en annexe A ( $375Hz$  et  $750Hz$  respectivement), le nombre de points des signaux est fixé à respectivement  $N = 4096$  et  $N = 8192$ .

$$\delta_f = \frac{f_{ech}}{N} = \frac{f_{ech}}{2^k} < 0.1 \quad (4.50)$$

Par ailleurs, pour simplifier l'estimation des densités spectrales des courants statiques, nous utiliserons le spectre d'amplitude défini en (2.11). De plus, nous n'utiliserons ni de moyennage ni de fenêtre d'apodisation afin de limiter le nombre de multiplications de l'algorithme. Nous conserverons cependant la multiplication des spectres d'amplitude de deux courants différents afin d'améliorer le rapport signal sur bruit et ainsi la détection des défauts de roulements.

### 4.8.2 Influence de la réduction du volume des données sur la variabilité de l'indicateur

Nous avons vu au paragraphe 4.5.2, qu'en cas de défauts non stationnaires, une réduction de la durée d'acquisition entraînait une augmentation de la variance des indicateurs d'extraction d'énergie spectrale. Afin d'étudier l'influence de la réduction du nombre de points  $N$  des signaux par rapport aux résultats obtenus au paragraphe 4.7.1, les enregistrements concernant les défauts localisés sont découpés et sous-échantillonnés en fonction du point de fonctionnement de façon à correspondre aux paramètres définis précédemment. Nous obtenons alors, pour chaque cas, environ 70 enregistrements distincts. Pour ce qui est des références énergétiques, celles-ci sont obtenues par la moyenne des énergies de 10 enregistrements.

Dans le cadre des défauts localisés, seul le cas sain et le défaut dont la localisation est associée au point de fonctionnement considéré sont analysés. La moyenne et

TAB. 4.10 – Indicateur  $I_{cour}$  pour des défauts localisés avec des paramètres propres au système de détection embarqué

		Cas sain	Défaut de la bague interne	Défaut de la bague externe
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{cour}}$	-8.09	/	143.68
	$\sigma_{I_{cour}}$	151.63		200.03
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{cour}}$	22.44	98.41	/
	$\sigma_{I_{cour}}$	137.76	150.2	

l'écart type des indicateurs sont donnés dans le tableau 4.10. Les valeurs moyennes des indicateurs permettent bien de détecter les cas défailants. Cependant, les écarts types sont élevés, ce qui indique que la reproductibilité de l'indicateur n'est pas satisfaisante et que celui-ci ne peut permettre une détection efficace. Il faut donc, pour des analyses menées sur des données de taille réduite, mettre en place des méthodes permettant de réduire les variations de l'indicateur pour ainsi en améliorer les performances.

Pour réduire la variance de l'indicateur, une première solution consiste à effectuer une moyenne glissante sur  $N$  valeurs. Lorsque  $N$  indicateurs ont été calculés et mémorisés, la moyenne  $I_{cour, moy}$  est extraite. Quand un nouvel indicateur est calculé à partir d'un nouvel échantillon, la moyenne est de nouveau estimée avec la dernière valeur obtenue et les  $N - 1$  précédentes (4.51). On obtient alors une nouvelle valeur de  $I_{cour, moy}$ . Cette technique ne modifie pas de manière significative la moyenne des indicateurs :  $M_{I_{cour}} \simeq M_{I_{cour, moy}}$ . Par ailleurs, plus le nombre d'indicateurs  $N$  choisis pour le moyennage est grand, plus l'écart type est diminué. Sachant que le facteur temps n'est pas déterminant, et pour conserver un nombre significatif d'indicateurs  $I_{cour, moy}$ , on pourra choisir  $N = 40$ .

$$I_{cour, moy}(K) = \sum_{i=K}^{K+N-1} I_{cour}(i) \quad (4.51)$$

Expérimentalement, nous constatons que l'application d'une moyenne glissante n'est pas toujours suffisante pour réduire de manière significative l'écart type de l'indicateur. Par ailleurs, nous avons vu au paragraphe 4.7.1, sur la représentation de l'indicateur sous forme de somme cumulée, que les composantes de courant induites par les oscillations de couple basses fréquences étaient prépondérantes dans la valeur de l'indicateur. En outre, sur les indicateurs calculés à partir de signaux ayant un nombre de points réduits, la variance de l'indicateur provient essentiellement des termes d'énergie correspondant aux oscillations de couple hautes fréquences. Nous pouvons donc introduire une pondération simple des écarts énergétiques dans les différentes plages fréquentielles (4.52). Cette opération revient à donner plus de poids aux composantes latérales de courant induites par des oscillations de couple basses fréquences. Un nouvel indicateur  $I'_{cour}$  est alors obtenu à

TAB. 4.11 – Indicateur  $I'_{cour, moy}$  pour des défauts localisés avec des paramètres propres au système de détection embarqué

		Cas sain	Défaut de la bague interne	Défaut de la bague externe
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I'_{cour, moy}}$	-5.17	/	104.01
	$\sigma_{I'_{cour, moy}}$	4.27		12.66
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I'_{cour, moy}}$	3.35	44.37	/
	$\sigma_{I'_{cour, moy}}$	6.73	7.58	

partir des écarts énergétiques totaux en (4.53). Notons que cette opération revient à moyenner les termes des sommes cumulées  $S_c$  [Tra08b]. Bien que cet indicateur possède un écart type inférieur à celui de  $I_{cour}$ , sa moyenne sur plusieurs réalisations est plus faible.

$$\Delta W'_{be} = \sum_{k=1}^{15} \frac{1}{k} \Delta W_{be}(k) \quad \text{et} \quad \Delta W'_{bi} = \sum_{k=1}^{15} \frac{1}{k} \Delta W_{bi}(k) \quad (4.52)$$

$$I'_{cour} = \Delta W'_{be} + \Delta W'_{bi} \quad (4.53)$$

Les deux méthodes précédentes peuvent être appliquées indépendamment ou ensemble pour augmenter l'efficacité de la réduction de variance des indicateurs et ainsi en augmenter les performances. Dans ce cas, la moyenne glissante est appliquée sur  $I'_{cour}$  pour conduire à l'indicateur  $I'_{cour, moy}$ . Le tableau 4.11 donne la moyenne et l'écart type de  $I'_{cour, moy}$  pour les défauts localisés artificiels. La figure 4.23 montre, quant à elle, les histogrammes de l'indicateur dans les différents cas. On constate alors que les cas défaillants sont parfaitement séparés des cas sains et sont donc aisément détectables avec de faibles probabilités de non détection et de fausse alarme, si le seuil d'alerte est convenablement choisi.

### 4.8.3 Implantation sur cible numérique : application à la détection des défauts de fraisage et à la surveillance d'usure

Dans ce paragraphe, nous considérerons un matériel d'acquisition et de traitement de type Digital Signal Processor (DSP). Ce matériel est typique des calculateurs implantés auprès des machines pour des applications de contrôle - commande. Cependant, nous ne chercherons pas ici à définir une procédure de diagnostic des roulements à billes qui puisse être effectuée en parallèle de la commande. En effet, comme nous l'avons vu, le diagnostic n'a besoin d'être mené, ni en permanence, ni en temps réel. Cependant, le matériel déjà présent peut être utilisé pour le diagnostic des défauts de roulements en dehors des missions de l'entraînement ou en tant que procédure d'autotest avant chaque mission.

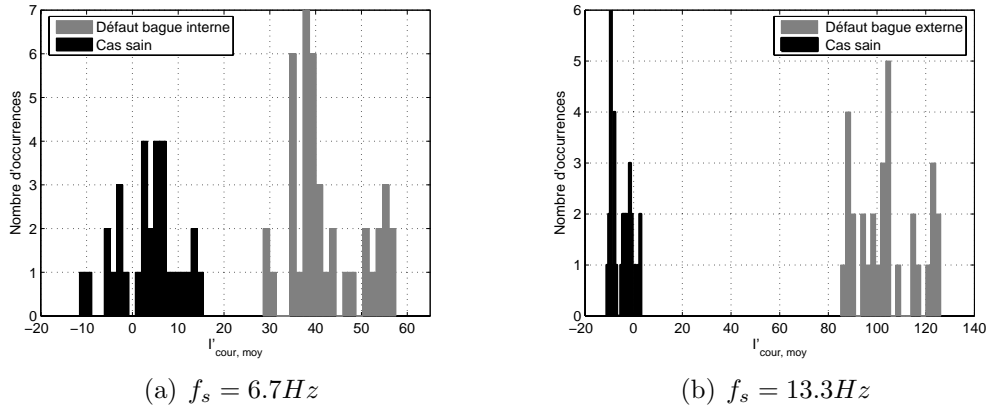


FIG. 4.23 – Histogrammes de  $I'_{cour, moy}$  pour des défauts localisés, sous contraintes d'un système numérique embarqué

Le matériel utilisé est décrit en annexe A. Notons que l'étude de l'implantation sur cible numérique de l'algorithme ne sera envisagée que pour les points de fonctionnement permettant la détection des défauts de roulements par un post-traitement. De même, seuls les défauts de fraisage et le suivi de l'usure par contamination seront considérés. Nous constatons expérimentalement que le temps de calcul de l'indicateur est d'environ  $32ms$  pour  $f_s = 6.7Hz$  et d'environ le double soit  $67ms$  pour  $f_s = 13.3Hz$ . Il semble alors que le calcul de l'indicateur pourrait être effectué en parallèle d'une autre tâche dans le DSP, même si ce point n'est pas étudié dans ce travail.

Les CAN associés au DSP échantillonnent les signaux de courant à une fréquence  $f_{ech} = 48kHz$ . Un sous-échantillonnage, décrit en annexe A.6, est appliqué de manière à obtenir des grandeurs numériques dont le domaine fréquentiel est compatible avec l'analyse proposée. De plus, le nombre de points des signaux numériques de courant est fixé selon les paramètres exposés dans le paragraphe 4.8.1.3. Pour chaque cas, le DSP effectue 70 enregistrements de courants statoriques et calcule donc 70 valeurs d'indicateur ( $I_{cour}$  et  $I'_{cour}$ ). Le principe algorithmique du traitement effectué par le DSP est résumé par la figure 4.24. Les indicateurs  $I_{cour, moy}$  et  $I'_{cour, moy}$ , sont calculés avec une moyenne glissante de  $N = 40$  valeurs. On obtient alors 30 valeurs des indicateurs moyennés. Les références sont obtenues à partir de la moyenne des énergies extraites de 10 enregistrements lorsque la machine est équipée du roulement avant dégradation. Les enregistrements par le DSP sont effectués en même temps que ceux servant aux post-traitements afin de pouvoir comparer les valeurs obtenues.

La figure 4.25 montre les histogrammes de  $I_{cour}$  obtenus avec le DSP pour le roulement dont les défauts sont engendrés par fraisage des pistes. Pour les deux points de fonctionnement, on peut remarquer que la séparation des cas n'est pas évidente en raison de la variabilité de l'indicateur. On remarque cependant une tendance identique à celle constatée lors de l'analyse en post-traitement au paragraphe 4.7.2. Il est donc nécessaire de mettre en place les méthodes de réduction de variance établies précédemment. La moyenne et l'écart type des différents in-

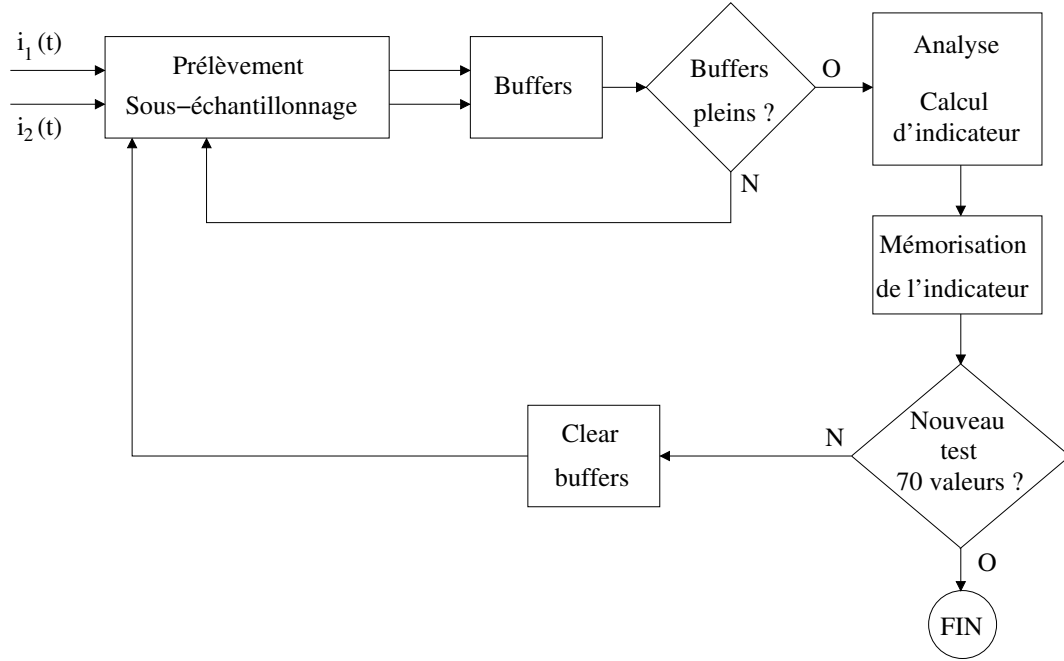


FIG. 4.24 – Principe de l'implantation sur cible numérique (DSP) de la détection des défauts de roulements par analyse des courants statoriques

dicateurs ( $I_{cour}$ ,  $I'_{cour}$ ,  $I_{cour,moy}$  et  $I'_{cour,moy}$ ) sont donnés dans les tableaux 4.12 et 4.13 pour  $f_s = 6.7Hz$  et  $f_s = 13.3Hz$  respectivement. Nous pouvons constater que l'application de la moyenne glissante ne modifie que peu la moyenne de l'indicateur sur lequel elle est appliquée. Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 13.3Hz$ , nous pouvons considérer que la seule application de la moyenne glissante suffit à réduire significativement l'écart type de l'indicateur et ainsi à séparer les différents cas étudiés pour assurer une détection avec de faibles probabilités d'erreur. Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 6.7Hz$ , aucune des méthodes ne permet de séparer parfaitement les différents cas. Cependant, la détection de la défaillance est convenablement assurée pour les fraisage des deux bagues. Il peut alors être avantageux de privilégier la méthode permettant de réduire l'écart type des indicateurs tout en conservant des moyennes élevées ; il s'agit là encore de  $I_{cour,moy}$ . Les histogrammes de  $I_{cour,moy}$  sont présentés en figure 4.26 pour les deux points de fonctionnement. Nous pouvons souligner le fait de toujours utiliser tous les points de fonctionnement permettant d'accorder les fréquences caractéristiques du roulement avec la résonance du système électromécanique, pour assurer la détection des défauts. Alors, seulement après étude de ces différentes fréquences d'alimentation, une décision certaine peut être prise quant à l'état de dégradation du roulement.

Étudions maintenant le cas du suivi de l'usure d'un roulement par contamination. Là encore, 70 valeurs d'indicateur ( $I_{cour}$  et  $I'_{cour}$ ) sont calculées pour chaque ajout de contaminant. Les indicateurs moyennés sont obtenus à partir de  $N = 40$  valeurs d'indicateurs  $I_{cour}$  ou  $I'_{cour}$ . Les valeurs de  $I_{cour}$  ainsi que leur moyenne en fonction du nombre d'ajouts de contaminant sont données pour les deux points de fonctionnement en figure 4.27. L'indicateur suit une tendance similaire à celle

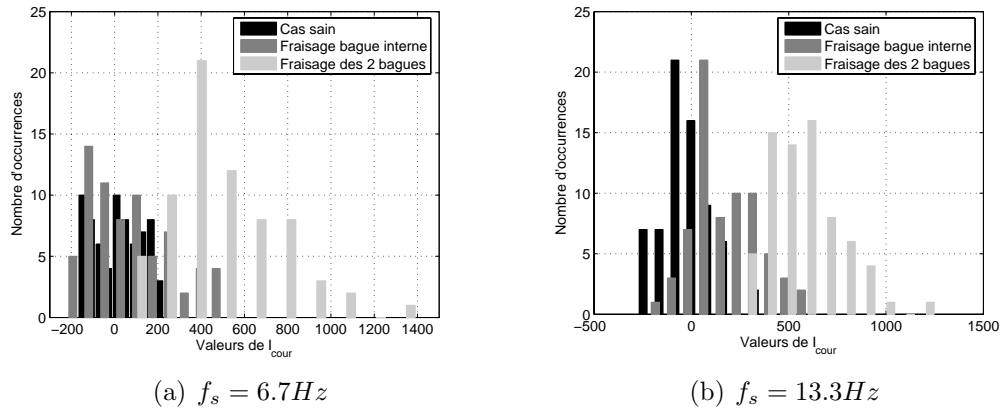


FIG. 4.25 – Histogrammes des valeurs de  $I_{cour}$  obtenues avec le DSP pour des défauts localisés engendrés par fraisage

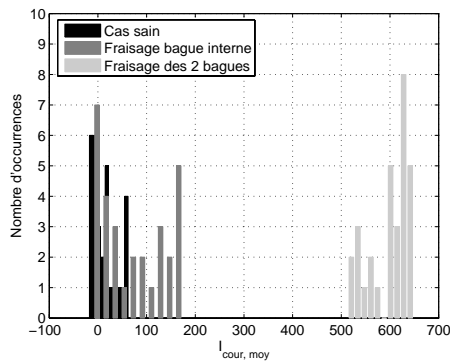
TAB. 4.12 – Indicateurs de défauts engendrés par fraisage des pistes de roulement, obtenus avec le DSP, pour  $f_s = 6.7 Hz$

		Cas sain	Fraisage de la bague interne	Fraisage des deux bagues
$I_{cour}$	Moyenne	15.37	72.64	526
	Écart type	113.5	191.2	262.3
$I'_{cour}$	Moyenne	6.69	25.9	204.1
	Écart type	69.02	81.76	134.7
$I_{cour, moy}$	Moyenne	11.61	71.44	599.3
	Écart type	25.12	65.14	41.48
$I'_{cour, moy}$	Moyenne	-6.13	16.35	225
	Écart type	14	20.83	24.89

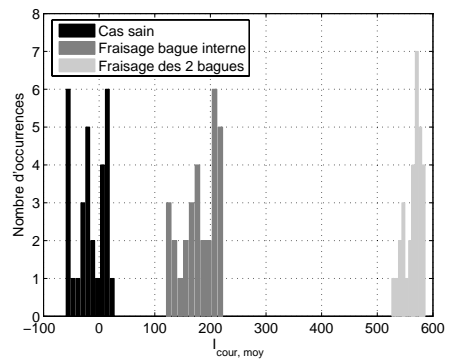


TAB. 4.13 – Indicateurs de défauts engendrés par fraisage des pistes de roulement, obtenus avec le DSP, pour  $f_s = 13.3Hz$

		Cas sain	Fraisage de la bague interne	Fraisage des deux bagues
$I_{cour}$	Moyenne	-22.03	173.8	569.4
	Écart type	151.7	173.7	186.4
$I'_{cour}$	Moyenne	-10.15	52.91	314
	Écart type	73.17	85.41	99.86
$I_{cour, moy}$	Moyenne	-16.7	181.3	564.5
	Écart type	27.07	32.57	16.38
$I'_{cour, moy}$	Moyenne	-6.52	55.59	231.1
	Écart type	12.31	13.68	10.52



(a)  $f_s = 6.7Hz$

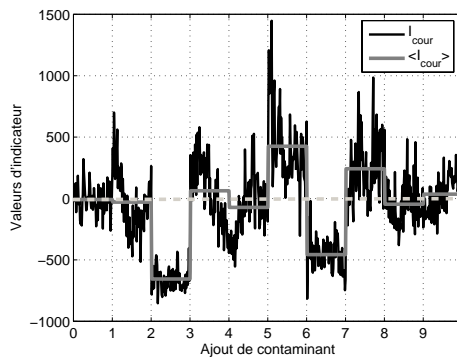


(b)  $f_s = 13.3Hz$

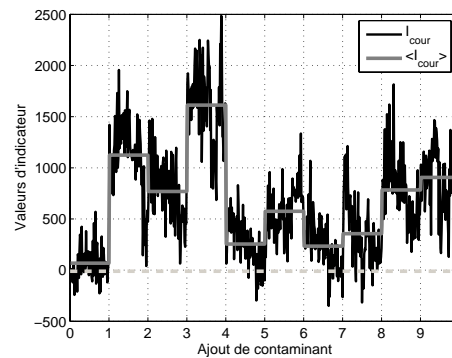
FIG. 4.26 – Histogrammes des valeurs de  $I_{cour, moy}$  obtenues avec le DSP pour des défauts localisés engendrés par fraisage

TAB. 4.14 – Comparaison des performances des indicateurs obtenus avec le DSP en cas d'usure par contamination pour  $f_s = 13.3Hz$

	$I_{cour}$	$I'_{cour}$	$I_{cour, moy}$	$I'_{cour, moy}$
$\frac{\sigma_{indic}}{M_{indic}}$	0.562	0.408	0.149	0.0952



(a)  $f_s = 6.7Hz$



(b)  $f_s = 13.3Hz$

FIG. 4.27 – Valeurs de  $I_{cour}$  obtenus avec le DSP lors de l'usure d'un roulement par contamination

observée sur les résultats obtenus en post-traitement au paragraphe 4.7.4. Cependant, la détection de l'usure pour le point de fonctionnement à  $f_s = 6.7Hz$  n'est presque jamais certaine en observant les moyennes de  $I_{cour}$ . De plus, aucune méthode statistique n'améliore les résultats. Dans le cas du point de fonctionnement à  $f_s = 13.3Hz$ , l'indicateur  $I'_{cour, moy}$  permet une meilleure séparation du cas sain par rapport aux cas défaillants, comme le montre la figure 4.28. Dans ce cas, les probabilités de non détection et de fausse alarme peuvent être considérées comme négligeables en fixant un seuil d'alerte à une valeur de 100% par exemple. Le tableau 4.14 permet de comparer, pour ce point de fonctionnement et dans les cas dégradés, le rapport entre l'écart type et la moyenne des différents indicateurs. Il apparaît alors clairement que l'indicateur  $I'_{cour, moy}$  permet la meilleure qualité de détection.

## 4.9 Résumé

Dans ce chapitre, nous avons considéré les courants statoriques d'une machine asynchrone comme des grandeurs permettant, après analyse, de détecter les défauts d'un roulement à billes présent dans la machine. Par ailleurs, les analyses menées au chapitre 3 ont montré que la détection d'oscillations du couple de charge par l'intermédiaire des courants statoriques était soumise au comportement fréquentiel électromécanique de l'entraînement. Comme les oscillations de couple dues aux défauts de roulements peuvent être de fréquence élevée, elles sont susceptibles

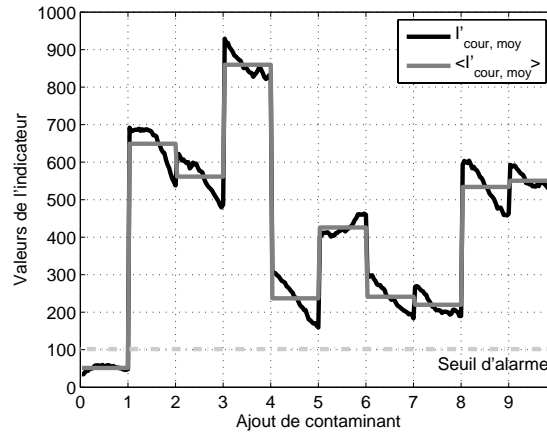


FIG. 4.28 – Indicateur  $I'_{cour, moy}$  obtenu avec le DSP pour le suivi de l'usure par contamination

d'être filtrées par le système et noyées dans le bruit de fond des courants statoiriques. Nous nous sommes donc intéressés à la mesure des courants électriques ainsi qu'aux sources de bruit pouvant les affecter. Le bruit de mesure est en effet une donnée essentielle lors de la détection des défauts de roulements. L'extraction des composantes de courant induites par les défauts de roulements devient donc délicate en utilisant un indicateur énergétique. Nous avons alors présenté plusieurs méthodes de traitement du signal permettant d'améliorer le rapport signal sur bruit des signaux. Dans le cas d'extraction d'énergie spectrale, ces méthodes autorisent alors une détection plus fine et plus sensible d'harmoniques de faibles amplitudes. Nous avons par ailleurs montré que le fait de disposer de plusieurs mesures de courant, apportant alors un surplus d'informations par rapport à une mesure unique, permettait d'améliorer encore l'efficacité d'un détecteur énergétique.

Nous avons ensuite présenté un modèle de courant multi-composantes en présence d'oscillations du couple de charge de la machine. Nous avons alors montré que tous les harmoniques de courant possédaient des composantes latérales en cas d'oscillations du couple de charge. Cependant, nous avons pu estimer qu'en cas de défauts de roulements, ces dernières pouvaient être négligées. Ainsi, les analyses de courant se concentrent sur les composantes latérales du fondamental d'alimentation de la machine. Nous avons de plus étudié l'amplitude des composantes de couple, et par extension de courant, lorsque les défauts étaient considérés comme non stationnaires. Nous avons alors comparé les analyses de courant sur des durées courtes et longues. Les durées longues entraînent un effet de moyennage temporel de l'amplitude des composantes de défaut. Les durées courtes entraînent quant à elles une variabilité de l'amplitude des composantes relatives aux défauts. Enfin, nous avons mis en évidence l'utilité du gain électromécanique du système (chapitre 3) pour la détection des défauts de roulements.

Nous avons présenté un indicateur de défauts, basé sur une extraction spectrale d'énergie des courants statoiriques dans des bandes fréquentielles déterminées. Nous avons tout d'abord étudié des défauts localisés, permettant alors de démontrer l'efficacité du schéma de détection dans la mesure où les fréquences caractéristiques du

roulement étaient accordées avec la fréquence de résonance du système. En dehors de ces points de fonctionnement particuliers, la détection par le schéma proposé n'est pas assurée. Il est donc nécessaire, avant d'implanter une procédure de diagnostic, d'identifier la ou les résonances du système électromécanique d'étude. De plus, nous avons pu montrer que l'utilisation de la résonance permettait de pouvoir statuer non seulement sur l'état de dégradation du défaut mais également sur sa localisation. Dans les cas des défauts d'usure généralisée, nous avons constaté que la détection était également assurée mais que la localisation des défaillances principales devenait incertaine. Nous avons également souligné le fait qu'une détection certaine des défauts requerrait obligatoirement de tester les différents points de fonctionnement pour lesquels les fréquences caractéristiques du roulement testé étaient proches de la fréquence de résonance du système.

Nous avons ensuite testé le schéma de détection sur des essais de courte durée en post-traitement puis en utilisant un algorithme adapté aux contraintes d'un calculateur embarqué. Nous avons alors effectivement constaté une augmentation de la variabilité de l'indicateur pour des enregistrements de courte durée. Nous avons alors proposé des méthodes permettant de réduire la variance de la détection. En fonction du défaut analysé, ces méthodes peuvent être utilisées indépendamment ou conjointement. L'utilisation conjointe des méthodes proposées permet alors la meilleure qualité de détection en séparant clairement les cas sains des cas défaillants et en permettant de fixer aisément un seuil d'alarme, réduisant ainsi les probabilités de non détection et de fausse alarme.

Comparativement aux mesures vibratoires, et sous certaines conditions, il est possible d'obtenir une détection fiable de l'état de santé des roulements d'une machine asynchrone, à partir des courants statoriques. Contrairement à l'analyse vibratoire, pouvant être effectuée pour n'importe quel point de fonctionnement, il est nécessaire, dans le cadre des analyses de courant, de disposer d'une alimentation à fréquence variable pour l'entraînement. Par ailleurs, les paramètres associés à l'analyse par un système embarqué, tels que la fréquence d'échantillonnage, le temps de calcul ou l'espace mémoire, autorisent l'emploi d'un calculateur simple pouvant servir à d'autres applications en dehors de la détection des défauts.

# Chapitre 5

## Détection des défauts de roulements par observation des grandeurs mécaniques de l'entraînement

### Table des matières

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>150</b>
<b>5.2</b>	<b>Estimation et observation des variables d'état d'une machine asynchrone . . . . .</b>	<b>151</b>
5.2.1	Schéma de principe des estimateurs et observateurs de Luenberger . . . . .	151
5.2.2	Reconstruction des grandeurs électromécaniques . . . . .	152
5.2.3	Dynamique d'observation . . . . .	154
5.2.4	Grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .	157
<b>5.3</b>	<b>Caractérisation fréquentielle des grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge . . . . .</b>	<b>159</b>
5.3.1	Modélisation des variables observées . . . . .	160
5.3.2	Diagrammes de gain des grandeurs électromécaniques . . . . .	161
5.3.3	Influence de la dynamique d'observation . . . . .	163
5.3.4	Comparaison des grandeurs observées pour la détection de défauts mécaniques . . . . .	165
<b>5.4</b>	<b>Comparaison entre courants statoriques mesurés et grandeurs mécaniques observées pour la détection des défauts de roulements . . . . .</b>	<b>168</b>
5.4.1	Gain des composantes oscillantes . . . . .	168
5.4.2	Seuil de détection des oscillations du couple de charge . . . . .	169
5.4.3	Performances d'un indicateur par extraction d'énergie spectrale . . . . .	170
<b>5.5</b>	<b>Indicateur de défauts de roulements sur les grandeurs observées . . . . .</b>	<b>172</b>

5.5.1	Principe du schéma de détection . . . . .	172
5.5.2	Implantation de l'algorithme . . . . .	172
<b>5.6</b>	<b>Résultats expérimentaux . . . . .</b>	<b>174</b>
5.6.1	Roulements artificiellement dégradés . . . . .	174
5.6.2	Roulements dégradés par fraisage . . . . .	177
5.6.3	Analyse d'un roulement naturellement usé . . . . .	179
5.6.4	Surveillance de la dégradation d'un roulement par conta- mination . . . . .	182
<b>5.7</b>	<b>Résumé . . . . .</b>	<b>183</b>

---

## 5.1 Introduction

Dans des applications où le coût des mesures mécaniques est peu élevé vis-à-vis du coût global du système, ou bien dans des applications critiques où les grandeurs mécaniques sont mesurées, celles-ci peuvent être exploitées pour détecter les défauts mécaniques et en particulier les défauts de roulements [Smi07]. Cependant, dans de nombreuses applications industrielles, la mesure du couple mécanique ou de la vitesse de rotation n'est pas possible ou bien représente un surcoût prohibitif. Dans ce cas, lorsque le pilotage et la régulation des grandeurs de la machine sont nécessaires, les observateurs sont introduits. Ces derniers sont ainsi largement utilisés pour des applications de contrôle - commande [Cui00], [Dat01], [Ben02b], [Bos03], [Car05], [Cir05], [Mou06], [Moh07]. Bien que les observateurs soient préférentiellement utilisés pour la commande des machines, il est possible de profiter de leur présence dans un système pour effectuer le diagnostic des défauts mécaniques.

Nous avons vu, dans le chapitre 4, que les courants statoriques d'une machine asynchrone permettaient de détecter les défauts de roulements au travers d'une analyse directe. Nous considérerons, dans ce chapitre, les courants statoriques comme des grandeurs intermédiaires, dont le traitement conduit à la reconstruction des grandeurs mécaniques permettant, elles-aussi, de détecter les défauts de roulements. Pour cela, nous utiliserons les observateurs de couple et de vitesse. Notons que les observateurs sont préférentiellement utilisés dans le cadre de la détection des défauts entraînant des oscillations du couple de charge [Kia07].

Tout d'abord nous présenterons les méthodes de reconstruction des variables observées à partir de la mesure de grandeurs électriques. Nous nous concentrerons alors sur l'observateur déterministe de Luenberger conduisant à la reconstruction des pulsations électriques statoriques et rotoriques de la machine asynchrone, de sa vitesse de rotation mécanique ou encore du couple électromagnétique développé. Nous validerons alors le fait que ce schéma d'observation permet de fournir des grandeurs capables de représenter les défauts mécaniques de type oscillations du couple de charge. Nous étudierons alors les lois d'évolution fréquentielle de l'amplitude des harmoniques relatifs aux défauts sur les grandeurs observées. Nous examinerons, grâce à des simulations numériques de l'entraînement, la dépendance de l'amplitude des harmoniques de défaut vis-à-vis de la dynamique propre de l'observateur. Ainsi, nous pourrions comparer les gains des composantes relatives

aux défauts sur les grandeurs observées avec le gain sur les composantes latérales au fondamental de courant  $G_i$ . Nous allons proposer, tout comme dans le cadre de l'analyse vibratoire et de l'analyse des courants statoriques, un indicateur de défauts de roulements, permettant d'obtenir une valeur scalaire représentative de l'état de dégradation du roulement analysé. Nous en étudierons les performances en post-traitement sur différents types et localisations de défaillances. Enfin, nous évoquerons l'intérêt de l'utilisation des variables observées par rapport à l'analyse directe des courants statoriques pour la détection des défauts de roulements.

## 5.2 Estimation et observation des variables d'état d'une machine asynchrone

Dans cette étude, nous considérerons la reconstruction des variables électromécaniques d'un entraînement asynchrone au moyen d'un estimateur ou d'un observateur déterministe de Luenberger. Ces deux structures que nous détaillerons se basent sur le modèle d'état de la machine (3.39) et (3.40) pour reconstituer les flux rotoriques et les courants statoriques. En effet, la mesure des flux rotoriques, par estimation ou observation, est une technique utile pour la commande de la machine (commande vectorielle à flux orienté par exemple). Dans notre application, les flux rotoriques reconstruits et les courants statoriques mesurés, serviront à donner une image des grandeurs électromécaniques, comme les pulsations électriques statoriques et rotoriques, la vitesse de rotation de la machine et le couple électromagnétique développé.

Notons que le système est bien observable, en considérant le critère d'observabilité de Kalman, défini selon le déterminant de la matrice d'observabilité  $Q_o$  qui doit être non nul (5.1) avec  $n$  la dimension de la matrice d'état [Bon05], [Fos07], [For07a].

$$\det(Q_o) = \det([C \ CA \ CA^2 \dots \ CA^{n-1}]^T) \neq 0 \quad (5.1)$$

### 5.2.1 Schéma de principe des estimateurs et observateurs de Luenberger

L'estimateur déterministe de Luenberger peut être considéré comme un capteur des grandeurs d'état du système, fonctionnant en boucle ouverte [For07b]. Il reconstitue alors les grandeurs d'état avec une dynamique identique à celle de la matrice  $A$  du système. La figure 5.1 permet de donner le schéma de principe sous forme de blocs de l'estimateur en boucle ouverte. Nous noterons les variables reconstruites (estimées ou observées) sous la forme  $\hat{x}$ .

La reconstruction des grandeurs d'état effectuée par un estimateur en boucle ouverte peut être considérée comme aisée à programmer. Cependant, son utilisation présuppose une connaissance fine des paramètres électriques de la machine asynchrone. En effet, tout écart entre les paramètres réels et théoriques se traduit par une erreur dans l'estimation des variables d'état et donc des grandeurs électromécaniques. Par conséquent, son fonctionnement en boucle ouverte le rend peu

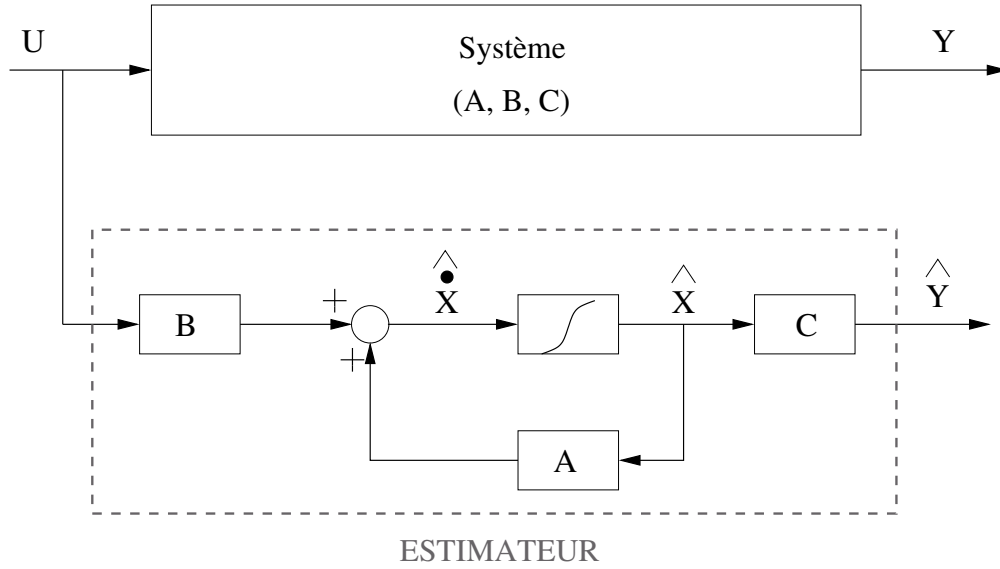


FIG. 5.1 – Structure bloc de l'estimateur en boucle ouverte

robuste vis-à-vis des variations paramétriques du système. De plus, il est également peu robuste vis-à-vis aux variations rapides des grandeurs d'entrée. Par ailleurs, les dynamiques du système et de l'estimateur étant identiques, des problèmes de convergence des grandeurs estimées par rapport aux grandeurs de sortie peuvent se présenter, c'est-à-dire que la condition  $\dot{\hat{Y}} = \dot{Y}$  peut ne pas être respectée. Notons cependant que ces propriétés de l'estimateur peuvent être utilisées pour des applications de diagnostic, puisqu'une variation de la sortie estimée par rapport à la sortie réelle peut être vue comme une variation dans les paramètres du système et comme une présence de défauts, souvent de nature électrique [For07b], [Hus07].

Eu égard aux défauts inhérents au fonctionnement en boucle ouverte de l'estimateur, la notion d'observateur qui agit en boucle fermée est alors introduite [For07b]. Le fonctionnement de ce capteur en boucle fermée s'effectue en comparant les valeurs de  $\hat{Y}$  et de  $Y$ . La figure 5.2 permet de donner le schéma de principe sous forme de blocs de l'observateur en boucle fermée. Dans le fonctionnement de l'observateur, la matrice de gain  $K$  sert à corriger l'erreur d'observation et permet alors de modifier la dynamique d'observation pour améliorer la convergence des variables observées par rapport aux grandeurs réelles. Cette opération est réalisée en accélérant et en amortissant la réponse de l'observateur par rapport à celle du système. Au contraire de l'estimateur, l'observateur possède des caractéristiques de convergence intéressantes dans le cadre de la commande des machines. Dans la suite de ce travail, nous ne considérerons que l'observateur en boucle fermée.

## 5.2.2 Reconstruction des grandeurs électromécaniques

Tout d'abord, notons que l'observateur de Luenberger, basé sur le modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère de Concordia, est exprimé dans ce même repère. Dans le cas de la reconstruction des grandeurs d'état, la matrice dynamique de l'observateur dépend de la vitesse électrique  $\omega(t)$  et donc de la vitesse de ro-



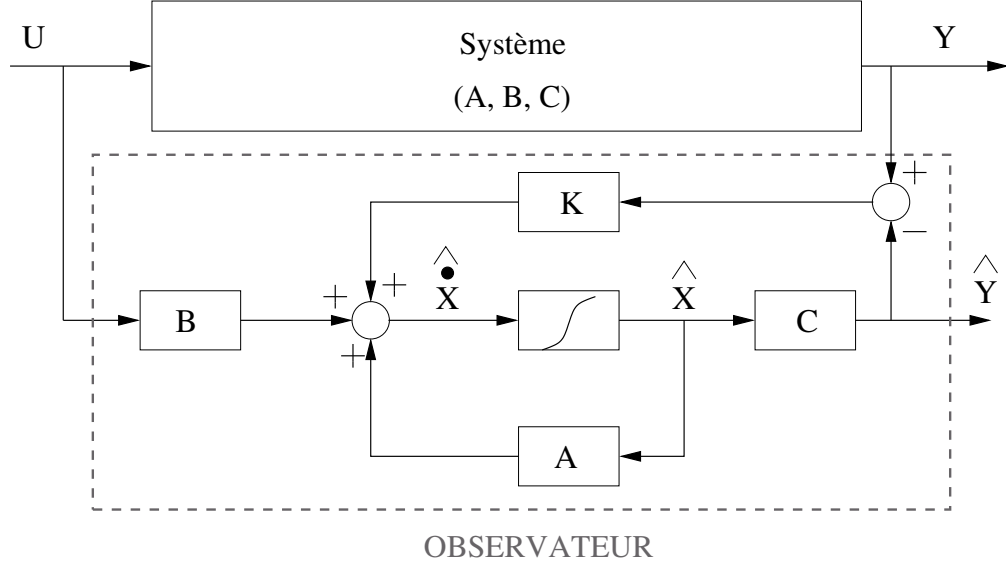


FIG. 5.2 – Structure bloc de l'observateur en boucle fermée

tation mécanique de la machine asynchrone  $\Omega(t)$ . Dans une configuration simple de commande de la machine, la vitesse de rotation mécanique peut être mesurée et considérée alors comme une entrée externe de l'observateur. Cependant, cette solution est à réserver aux applications dans lesquelles la vitesse est une donnée critique, ou bien aux applications coûteuses pour lesquelles la mesure de vitesse ne représente pas un surcoût prohibitif.

Lorsqu'on veut s'affranchir de la mesure des grandeurs mécaniques comme la vitesse de rotation, dans le cas d'un entraînement asynchrone à bas coût par exemple, il est nécessaire de reconstituer également cette vitesse  $\hat{\Omega}(t)$ . Cette opération peut être réalisée en considérant la loi d'autopilotage de la machine asynchrone (5.2) [Peñ02]. Les pulsations électriques statoriques  $\hat{\omega}_s$  et rotoriques  $\hat{\omega}_r$  sont quant à elles estimées selon (5.3) et (5.4) respectivement [For07a]. La vitesse ainsi reconstituée est injectée dans la matrice dynamique  $A$  de l'observateur. La structure bloc de l'observateur, avec l'estimateur de vitesse, est donnée en figure 5.3.

$$\hat{\Omega}(t) = \frac{\hat{\omega}(t)}{n_p} = \frac{\hat{\omega}_s(t) - \hat{\omega}_r(t)}{n_p} \quad (5.2)$$

$$\hat{\omega}_s(t) = \frac{\hat{\phi}_{r\alpha}(t)\hat{\phi}_{r\beta}(t) - \hat{\phi}_{r\beta}(t)\hat{\phi}_{r\alpha}(t)}{\hat{\phi}_{r\alpha}(t)^2 + \hat{\phi}_{r\beta}(t)^2} \quad (5.3)$$

$$\hat{\omega}_r(t) = \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{\hat{\phi}_{r\alpha}(t)i_{s\beta}(t) - \hat{\phi}_{r\beta}(t)i_{s\alpha}(t)}{\hat{\phi}_{r\alpha}(t)^2 + \hat{\phi}_{r\beta}(t)^2} \quad (5.4)$$

Notons qu'il est également possible d'observer le couple électromagnétique  $\hat{C}_{em}$  (5.5) et le couple de charge  $\hat{C}_{ch}$  [For07b]. Cependant, lorsque la vitesse n'est pas mesurée, la reconstruction du couple de charge passe par l'inversion de la fonction de transfert du système mécanique. Cette dernière étant de nature causale, son

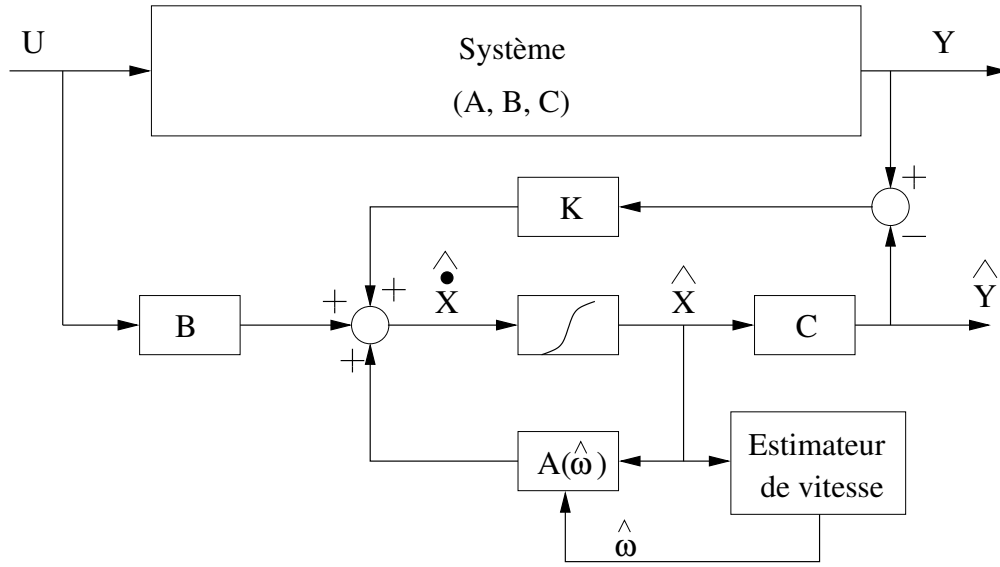


FIG. 5.3 – Structure bloc de l'observateur avec estimation de la vitesse de rotation électrique de la machine

inversion ne l'est pas, entraînant alors des problèmes de convergence du couple de charge observé. Elle ne sera donc pas considérée dans ce travail.

$$\hat{C}_{em}(t) = n_p \frac{M_{sr}}{L_r} \left[ \hat{\phi}_{r\alpha}(t) i_{s\beta}(t) - \hat{\phi}_{r\beta}(t) i_{s\alpha}(t) \right] \quad (5.5)$$

### 5.2.3 Dynamique d'observation

La dynamique d'un système, écrit sous sa forme d'état, est fixée par ses pôles, c'est-à-dire les valeurs propres de sa matrice dynamique. Dans le cas de l'observateur, la matrice dynamique de ce dernier ( $A_{obs}$ ), est fonction de la matrice dynamique du système  $A$  et de la matrice de gain  $K$ . Les équations matricielles de l'observateur sont données par (5.6) et (5.7) [Cui00].

$$\begin{aligned} \hat{\dot{X}} &= A\hat{X} + BU + KY - K\hat{Y} \\ &= (A - KC)\hat{X} + BU + KY \\ &= A_{obs}\hat{X} + B_{obs}U_{obs} \end{aligned} \quad (5.6)$$

avec :

$$B_{obs} = [B \ K] \quad \text{et} \quad U_{obs} = [U^T \ Y^T]^T \quad (5.7)$$

Nous pouvons constater que, dans le cas du modèle de machine asynchrone considéré dans ce travail, toutes les matrices du système ( $A$ ,  $B$  et  $C$ ) peuvent être décomposées en sous-matrices carrées de dimension 2 (3.39). Ces sous-matrices possèdent une pseudo propriété d'antisymétrie. Elles peuvent s'écrire comme la somme d'une matrice proportionnelle à la matrice identité et d'une matrice antisymétrique. La matrice de gain  $K$  de l'observateur doit donc également s'écrire sous cette forme particulière. Pour respecter les dimensions du système,  $K$  est de taille

$4 \times 2$  (5.8) [Peñ02], [Cui00]. La matrice dynamique de l'observateur s'exprime donc selon (5.9).

$$K = \begin{pmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \\ k_3 & -k_4 \\ k_4 & k_3 \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

$$A_{obs} = \begin{pmatrix} (a_1 - k_1) & k_2 & a_2 & a_3 \hat{\omega}(t) \\ -k_2 & (a_1 - k_1) & -a_3 \hat{\omega}(t) & a_2 \\ (a_4 - k_3) & k_4 & a_5 & -\hat{\omega}(t) \\ -k_4 & (a_4 - k_3) & \hat{\omega}(t) & a_5 \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

Comme nous l'avons vu au chapitre 3, les pôles du système sont dépendants de la vitesse angulaire électrique du rotor. De la même manière, la dynamique de l'observateur est dépendante du point de fonctionnement au travers de la vitesse de rotation observée  $\hat{\omega}(t)$  et des coefficients de la matrice de gain  $K$ . Pour assurer les propriétés de convergence des variables observées par rapport aux variables réelles, la dynamique de l'observateur doit être réglée de manière à ce que ses pôles soient plus rapides et plus amortis que ceux du système. Rappelons que pour accélérer les pôles de l'observateur par rapport à ceux du système, ces derniers doivent être déplacés vers la gauche dans le plan de Nyquist. Ce déplacement correspond à un gain  $G_{obs}$  négatif introduit entre les pôles du système  $\lambda_{syst,n}$  et les pôles de l'observateur  $\lambda_{obs,n}$  (5.10), où  $n \in [1; 4]$  est l'indice des pôles.

$$\lambda_{obs,n} = \lambda_{syst,n} - G_{obs} \quad (5.10)$$

La figure 5.4 permet de représenter les pôles du système pour plusieurs points de fonctionnement dépendants de la vitesse  $\omega$ . De plus, nous pouvons constater que, de manière générale, plus la vitesse augmente et plus les pôles du système sont éloignés de l'axe réel. Ainsi, pour amortir la réponse des variables observées, les pôles de l'observateur doivent être ramenés vers l'axe des abscisses. Cet amortissement se traduit alors par l'introduction dans la matrice dynamique du système d'un facteur multiplicatif positif  $\xi_{obs} < 1$  sur les termes proportionnels à la vitesse électrique. La figure 5.4 permet de visualiser le lieu de pôles de l'observateur en fonction de différents gains  $G_{obs}$  et facteurs d'amortissement  $\xi_{obs}$ .

Notons que les paramètres  $G_{obs}$  et  $\xi_{obs}$  sont les paramètres dimensionnant la dynamique de l'observateur. Pour obtenir cette dynamique, il est nécessaire d'utiliser les coefficients de la matrice de gain  $K$ , qui s'expriment alors selon  $G_{obs}$  et  $\xi_{obs}$  (5.11) et (5.12). On remarque alors qu'avec cette méthode, la matrice de gain est dépendante de la vitesse angulaire électrique estimée du rotor  $\hat{\omega}(t)$  et qu'elle doit donc être actualisée en permanence [Peñ02]. Notons que la dynamique de l'observateur peut également être fixée, quel que soit le point de fonctionnement considéré.

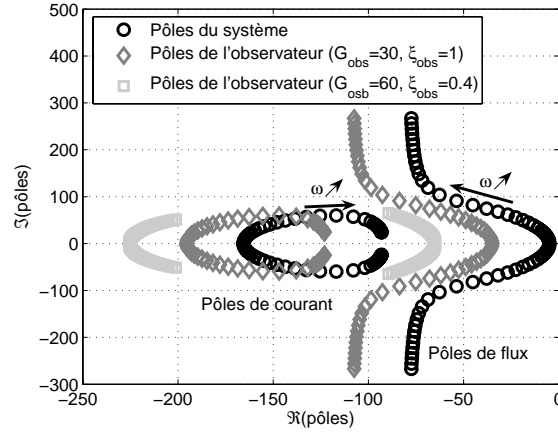


FIG. 5.4 – Lieu de pôles du système et de l'observateur pour différents paramètres  $G_{obs}$  et  $\xi_{obs}$

Cependant, nous n'aborderons pas ce point particulier dans ce travail.

$$\begin{cases} k_1 = 2G_{obs} \\ k_2 = (1 - \xi_{obs})\hat{\omega} \\ k_3 = -\frac{N_{k_3}}{a_2^2 + a_3^2\hat{\omega}^2} \\ k_4 = \frac{\hat{\omega}N_{k_4}}{a_2^2 + a_3^2\hat{\omega}^2} \end{cases} \quad (5.11)$$

avec :

$$\begin{cases} N_{k_3} = \hat{\omega}^2 [(1 - \xi) [a_2 + a_3(a_5 - a_1 - a_3a_4)] + a_3G_{obs}(2 - \xi_{obs})] \\ \quad + G_{obs}a_2(a_1 - a_5 - G_{obs}) \\ N_{k_4} = a_2 [(1 - \xi_{obs})(a_5 - a_1 - a_3a_4) + G_{obs}(2 - \xi_{obs})] \\ \quad + a_3 [\hat{\omega}^2(\xi_{obs} - 1) + G_{obs}(a_5 - a_1 + G_{obs})] \end{cases} \quad (5.12)$$

L'observateur de vitesse déterministe peut être vu comme un capteur de vitesse dont la dynamique est programmable au moyen des paramètres  $G_{obs}$  et  $\xi_{obs}$ . Cependant, il est fortement dépendant des bruits de mesure présents sur les variables d'entrée  $U$  et de sortie  $Y$ . En effet, les variations instantanées des grandeurs mesurées dues aux perturbations peuvent être amplifiées par la dynamique de l'observateur. C'est pourquoi, dans le cas d'un système réel, la plage de variation des paramètres dimensionnants de l'observateur est limitée, de manière à ne pas obtenir des variables observées au comportement erratique voire divergent. Pour remédier à cet inconvénient, un observateur stochastique avec un filtre de Kalman peut être mis en place afin de filtrer les bruits sur les variables d'état dérivées  $\dot{X}$  et de sortie  $Y$  [For07b]. Cependant, son utilisation et son paramétrage restent délicats. L'observateur de Kalman pour le diagnostic ne sera donc pas considéré dans ce travail.

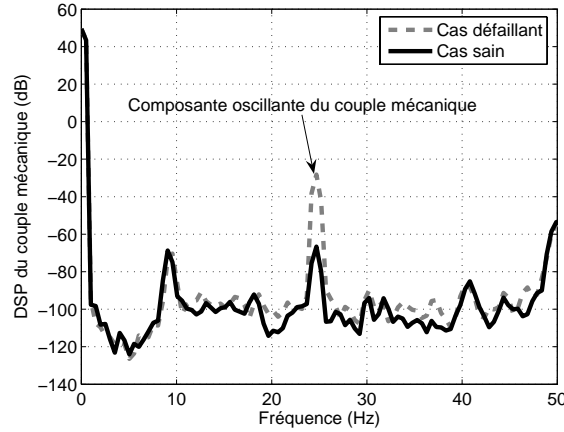
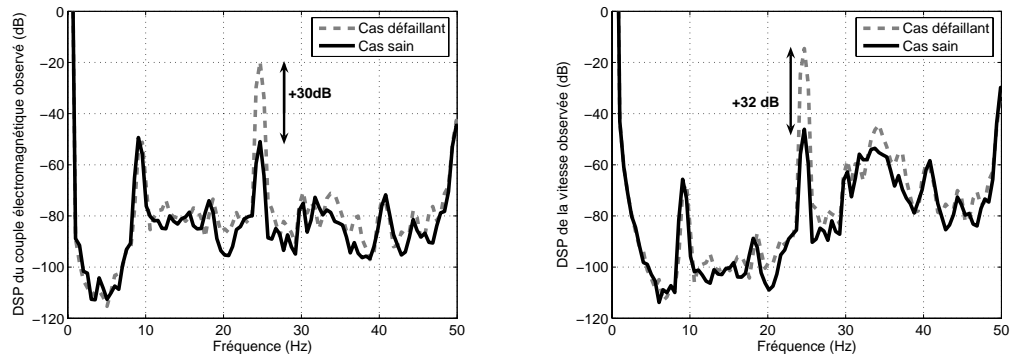


FIG. 5.5 – Couple mécanique mesuré sur l'arbre de l'entraînement asynchrone, en régime sain et en présence d'oscillations du couple de charge

#### 5.2.4 Grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge

L'observateur de Luenberger est souvent utilisé dans le cadre de la commande des machines asynchrones pour la régulation des flux rotoriques, du couple moteur ou encore de la vitesse de rotation mécanique. Dans le cadre de l'application au diagnostic des défauts mécaniques de type oscillations du couple de charge, il est nécessaire de vérifier le fait que l'observateur déterministe est capable de retranscrire, sur les grandeurs observées, la présence des défauts. Pour cela, nous nous baserons sur des essais expérimentaux réalisés au moyen de l'entraînement d'étude décrit en annexe A. Le courant de l'induit de la machine à courant continu de charge est commandé en courant, de manière à imposer un couple oscillant autour d'un couple moyen, à la fréquence de rotation de l'entraînement  $f_{osc} = f_r \simeq 25\text{Hz}$ . La figure 5.5 permet de montrer, d'une part en cas sain, et d'autre part en présence d'oscillations du couple de charge, la DSP du couple mécanique mesuré. On constate bien une augmentation d'amplitude de l'harmonique de couple mécanique à  $f_{osc}$ . Les grandeurs électromécaniques observées, comme le couple électromécanique et la vitesse de rotation, montrent bien une augmentation de la puissance de la composante à la fréquence d'oscillation du couple (figure 5.6). Notons que les paramètres de l'observateur sont ici,  $G_{obs} = 2$  et  $\xi_{obs} = 0.9$ . Ceci démontre bien que les grandeurs observées sont capables de fournir une indication claire de la présence d'oscillations du couple de charge appliqué à la machine asynchrone. De plus, en comparant les DSP des vitesses de rotation mesurée et estimée en figure 5.7, on constate que le niveau de bruit spectral est différent sur les deux grandeurs. Ceci peut s'expliquer par la différence existant entre la dynamique du capteur de vitesse (génératrice tachymétrique) et celle de l'observateur de Luenberger.



(a) DSP du couple électromagnétique observé  $\hat{C}_{em}$  (b) DSP de la vitesse de rotation observée  $\hat{\Omega}$

FIG. 5.6 – Grandeurs électromécaniques observées en régime sain et en présence d'oscillations du couple de charge

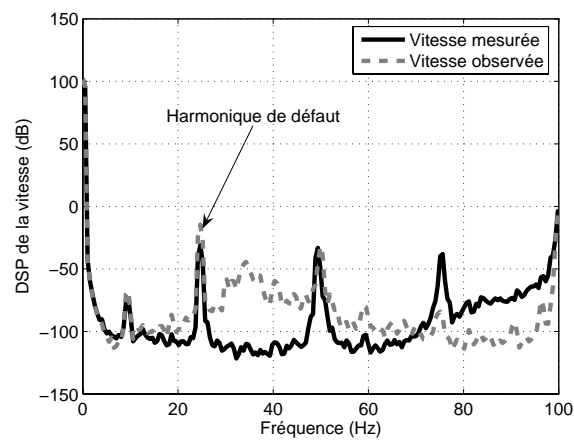


FIG. 5.7 – DSP des vitesses de rotation mesurée et observée en présence d'oscillations du couple de charge

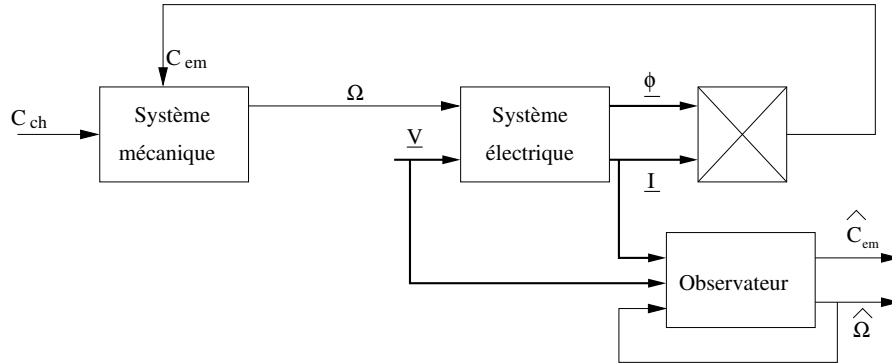


FIG. 5.8 – Schéma fonctionnel global d'un entraînement asynchrone avec un observateur de vitesse

### 5.3 Caractérisation fréquentielle des grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge

Comme dans le cadre de l'étude des composantes latérales au fondamental des courants de la machine asynchrone au chapitre 3, nous allons effectuer une caractérisation fréquentielle des grandeurs électromécaniques observées en présence d'oscillations du couple de charge. Ainsi, nous caractériserons les composantes fréquentielles du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation mécanique ainsi que des pulsations électriques statoriques et rotoriques observées. Conformément au schéma présenté en figure 5.8, nous pouvons constater que la reconstruction des grandeurs électromécaniques s'appuie sur les grandeurs mesurées. Ainsi, il est clair que la caractéristique fréquentielle des grandeurs observées est dépendante de celle des courants statoriques mesurés. Cependant, une approche purement analytique ne semble pas aisément envisageable, dans la mesure où la matrice d'état de l'observateur  $A_{obs}$  donnée en (5.6) fait intervenir des coefficients supplémentaires à ceux de la matrice d'état du système  $A$  (les gains de la matrice  $K$ ), qui dépendent eux-mêmes de manière complexe de la vitesse de rotation observée à un instant donné. Par ailleurs, les pulsations électriques et le couple électromagnétique font intervenir une division par une combinaison non linéaire des flux rotoriques observés (cf. (5.2) à (5.4)). Ces deux paramètres supplémentaires par rapport à l'étude du système, ne facilitent pas la mise en œuvre d'une approche analytique basée sur l'expression des différentes grandeurs dans le domaine fréquentiel.

Dans cette étude, nous nous baserons sur des simulations numériques de l'entraînement et de l'observateur, réalisées à l'aide du logiciel *Matlab-Simulink*. L'entraînement est simulé en parallèle de l'observateur afin d'obtenir les tensions et les courants statoriques de l'entraînement qui sont ensuite injectés dans l'observateur. Par ailleurs, pour simplifier les analyses, les tensions statoriques d'alimentation sont considérées comme sinusoïdales. De plus, afin de comparer les grandeurs « réelles » (grandeurs simulées de l'entraînement) avec les grandeurs observées tout en simplifiant les analyses, le système mécanique de l'entraînement est assimilé à la

seule machine asynchrone, à savoir l'inertie  $J_{mas}$  et les frottements visqueux  $f_{meca}$ . Ainsi, une comparaison est possible entre les vitesses de rotation et les couples électromagnétiques simulés et observés.

### 5.3.1 Modélisation des variables observées

Nous avons pu constater, de manière expérimentale, au paragraphe 5.2.4, qu'en présence d'oscillations du couple de charge, les grandeurs observées présentaient également une composante fréquentielle relative à l'oscillation du couple de charge. Dans le cas d'une machine asynchrone à répartition géométrique sinusoïdale, à alimentation également sinusoïdale, sans oscillations du couple de charge, le couple électromagnétique, la vitesse de rotation mécanique, les pulsations électriques statoriques et rotoriques sont des grandeurs constantes en régime permanent. Il en est de même pour les grandeurs observées. En présence d'oscillations du couple de charge à la fréquence  $f_{osc}$ , ces dernières sont donc modélisées, en première approximation, comme des constantes additionnées d'une composante oscillante à la fréquence de l'oscillation du couple. Dans le domaine fréquentiel, le couple électromagnétique observé (5.13), la vitesse de rotation mécanique observée (5.14), les pulsations électriques statoriques et rotoriques observées, (5.15) et (5.16) respectivement, s'expriment donc simplement.

$$TF_f\{\hat{C}_{em}(t)\} = \hat{C}_{em,0}\delta(f) + \frac{\hat{C}_d}{2} \left[ e^{j\hat{\psi}_e}\delta(f - f_{osc}) + e^{-j\hat{\psi}_e}\delta(f + f_{osc}) \right] \quad (5.13)$$

$$TF_f\{\hat{\Omega}(t)\} = \hat{\Omega}_0\delta(f) + \frac{1}{2} \left[ \hat{\Omega}_{osc}\delta(f - f_{osc}) + \bar{\hat{\Omega}}_{osc}\delta(f + f_{osc}) \right] \quad (5.14)$$

$$TF_f\{\hat{\omega}_s(t)\} = \hat{\omega}_{s,0}\delta(f) + \frac{1}{2} \left[ \hat{\omega}_{s,osc}\delta(f - f_{osc}) + \bar{\hat{\omega}}_{s,osc}\delta(f + f_{osc}) \right] \quad (5.15)$$

$$TF_f\{\hat{\omega}_r(t)\} = \hat{\omega}_{r,0}\delta(f) + \frac{1}{2} \left[ \hat{\omega}_{r,osc}\delta(f - f_{osc}) + \bar{\hat{\omega}}_{r,osc}\delta(f + f_{osc}) \right] \quad (5.16)$$

Dans cette étude, nous ne nous intéresserons pas aux composantes continues des grandeurs observées. Cependant, dans le cas où l'observateur est correctement dimensionné, et où les paramètres électriques et mécaniques du système sont connus avec une précision suffisante, les composantes continues peuvent être approchées, avec un bon indice de confiance, en fonction des grandeurs de l'entraînement (5.17).

$$\begin{cases} \hat{C}_{em,0} & \simeq & C_{em,0} \\ \hat{\Omega}_0 & \simeq & \Omega_0 = \frac{1-g}{n_p} 2\pi f_s \\ \hat{\omega}_{s,0} & \simeq & 2\pi f_s \\ \hat{\omega}_{r,0} & \simeq & 2\pi f_s g \end{cases} \quad (5.17)$$



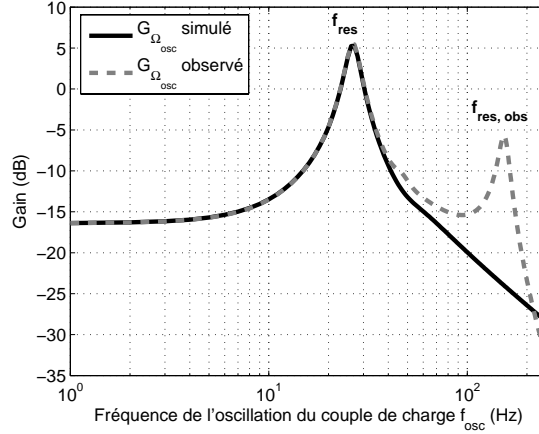


FIG. 5.9 – Diagramme de Bode de gain de la composante oscillante de la vitesse de rotation mécanique simulée  $G_{\Omega_{osc}}$  et observée  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$ , en présence d'oscillations du couple de charge

### 5.3.2 Diagrammes de gain des grandeurs électromécaniques

Nous allons maintenant étudier l'amplitude des composantes oscillantes des grandeurs électromécaniques simulées et observées, en fonction de la fréquence des oscillations du couple de charge. Considérons tout d'abord la vitesse de rotation mécanique simulée de l'entraînement. Il est clair, d'après les courbes obtenues au chapitre 3 (voir figures 3.22(a) et 3.23(b)), que la composante oscillante de la vitesse de rotation mécanique possède une amplitude globalement plus importante que celle des composantes des courants statoriques, du fait d'un filtrage moins prononcé dans les hautes fréquences. Par ailleurs, la résonance électromécanique présente sur le diagramme de gain relatif à la vitesse de rotation possède un gain plus important que sur les courants statoriques. La vitesse mécanique semble donc être une grandeur intéressante pour l'analyse des défauts mécaniques entraînant des oscillations du couple de charge, comme les défauts de roulements par exemple. Dans les cas où la vitesse n'est pas mesurée, mais reconstituée à l'aide d'un observateur de Luenberger, nous allons valider l'intérêt de l'utilisation de cette grandeur. La figure 5.9 permet de comparer les diagrammes de Bode de gain établis entre la composante oscillante des vitesses de rotation simulées  $G_{\Omega_{osc}}$  et observées  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  (5.18). Pour cette étude, le point de fonctionnement est fixé tel que  $f_s = 50\text{Hz}$ ,  $C_0 = 15\text{N.m}$ ,  $G_{obs} = 10$  et  $\xi_{obs} = 0.9$ . On constate que les comportements fréquentiels basse fréquence des deux composantes oscillantes sont identiques ; elles possèdent toutes deux une résonance à  $f_{osc} = f_{res}$ . Cependant, dans les hautes fréquences, la vitesse observée possède une seconde résonance vers  $f_{osc} = f_{res, obs} \simeq 153\text{Hz}$ . Cette résonance est caractéristique de certaines variables observées. Elle n'est donc pas en relation avec un phénomène physique réel mais provient de l'interaction existant entre la dynamique du système et celle de l'observateur. Par ailleurs, il semble acquis que cette résonance n'existe que si le système électromécanique lui-même présente des caractéristiques résonnantes.

Considérons maintenant le couple électromagnétique. La figure 5.10 permet de

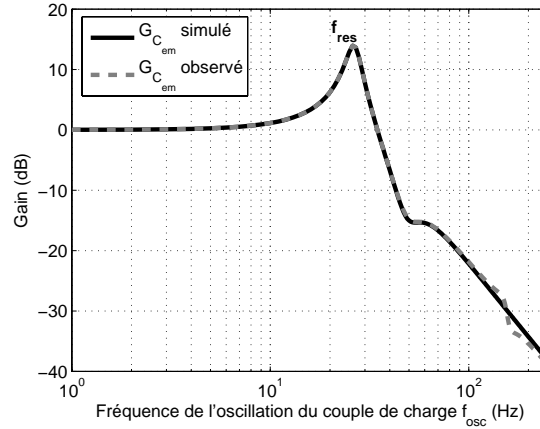


FIG. 5.10 – Diagramme de Bode de gain de la composante oscillante du couple électromagnétique simulé  $G_{C_{em}}$  et observé  $G_{\hat{C}_{em}}$ , en présence d'oscillations du couple de charge

comparer les diagrammes de Bode de gain établis entre la composante oscillante des couples électromagnétiques simulés  $G_{C_{em}}$  et observés  $G_{\hat{C}_{em}}$  (5.18). Sur la composante oscillante du couple électromagnétique observé, il n'existe pas de résonance haute fréquence comme sur la vitesse de rotation observée.

L'étude des gains des composantes oscillantes des pulsations électriques statoriques  $G_{\hat{\omega}_{s,osc}}$  et rotoriques  $G_{\hat{\omega}_{r,osc}}$  (5.18), en figure 5.11, montre que seule la composante oscillante de la pulsation statorique présente un caractère résonnant dans les hautes fréquences. De par l'étude des différentes grandeurs observées, nous pouvons conclure que la résonance à la fréquence  $f_{res,obs}$  provient de l'interaction entre les flux observés sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  du repère de Concordia. En effet, il n'existe pas de résonance d'observation sur les grandeurs faisant intervenir les flux observés et les courants mesurés.

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{\hat{\Omega}_{osc}} = 20 \log_{10} \left( \frac{|\hat{\Omega}_{osc}|}{C_{osc}} \right) \\ G_{\hat{C}_{em}} = 20 \log_{10} \left( \frac{\hat{C}_d}{C_{osc}} \right) \\ G_{\hat{\omega}_{s,osc}} = 20 \log_{10} \left( \frac{|\hat{\omega}_{s,osc}|}{C_{osc}} \right) \\ G_{\hat{\omega}_{r,osc}} = 20 \log_{10} \left( \frac{|\hat{\omega}_{r,osc}|}{C_{osc}} \right) \end{array} \right. \quad (5.18)$$

La figure 5.12 permet de représenter le gain de la composante oscillante de la vitesse observée  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  en fonction, d'une part de la fréquence des oscillations du couple de charge et, d'autre part, de la fréquence d'alimentation statorique de l'entraînement. Dans ce cas, le couple de charge moyen appliqué à la machine asynchrone est fixé à  $C_0 = 15 N.m$ . Conformément aux analyses menées au chapitre 3, la résonance du système possède des caractéristiques de fréquence et de gain variables en fonction de la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone

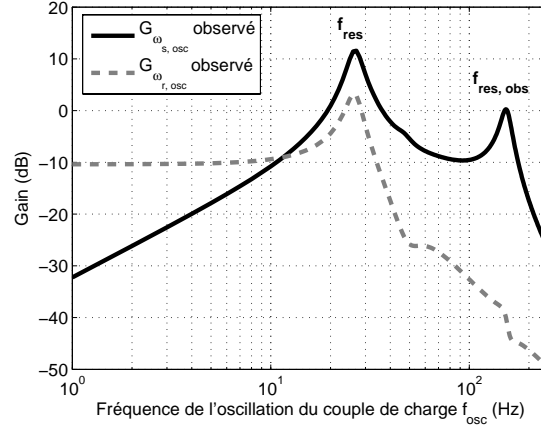


FIG. 5.11 – Diagramme de Bode de gain de la composante oscillante des pulsations électriques statoriques  $G_{\hat{\omega}_{s,osc}}$  et rotoriques  $G_{\hat{\omega}_{r,osc}}$  observées, en présence d'oscillations du couple de charge

$f_s$  considérée. La résonance propre à la vitesse observée possède, quant à elle, une fréquence relativement constante en fonction de  $f_s$ . La figure 5.13 permet de détailler les caractéristiques de la résonance d'observation sur la vitesse observée. On peut constater que le gain de la résonance d'observation en figure 5.13(a) est décroissant en fonction de la fréquence d'alimentation de l'entraînement et donc de la vitesse de rotation mécanique moyenne. A contrario, la fréquence de la résonance d'observation est croissante en fonction de la fréquence d'alimentation de l'entraînement, comme le montre la figure 5.13(b). Cependant, nous pouvons noter que les variations de gain et de fréquence de la résonance d'observation sont relativement faibles par rapport à celles de la résonance du système. Par ailleurs, tout comme dans le cas de la résonance électromécanique du système, la fréquence et le gain de la résonance d'observation dépendent des paramètres électriques et mécaniques de l'entraînement mais aussi de variables externes comme le couple de charge moyen. Nous ne mènerons pas d'étude qualitative des propriétés de la résonance d'observation dans ce travail. Cependant, une telle étude pourrait être effectuée en considérant les variations paramétriques à l'aide des simulations numériques de l'entraînement et de l'observateur.

### 5.3.3 Influence de la dynamique d'observation

Nous allons maintenant étudier, toujours par simulation numérique, la dépendance de la résonance d'observation aux paramètres dimensionnants de l'observateur  $G_{obs}$  et  $\xi_{obs}$ . Intuitivement, nous pouvons supposer que, plus le gain  $G_{obs}$  augmente, plus la réponse des variables observées par rapport à une modification des grandeurs d'entrée est rapide. Dans ce cas, l'écart entre les variables réelles et les variables observées est rapidement négligeable. Ainsi, lorsque le gain  $G_{obs}$  augmente, le comportement fréquentiel de la composante oscillante de la vitesse observée doit tendre vers celui de la vitesse réelle. La résonance d'observation doit donc diminuer en amplitude et sa fréquence doit augmenter. Par ailleurs, et tou-

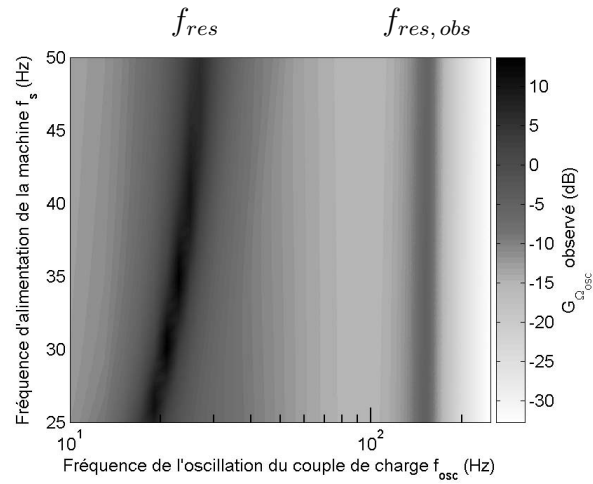
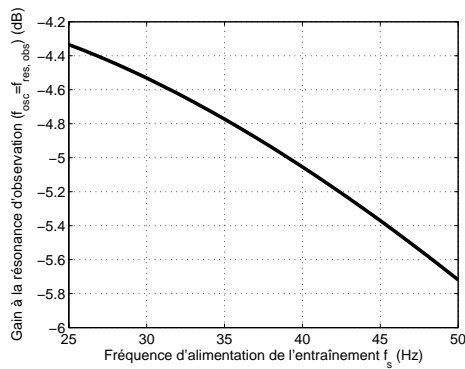
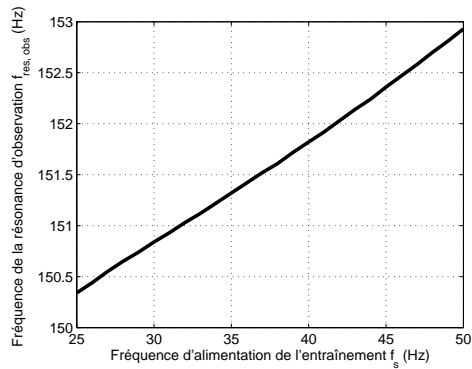


FIG. 5.12 – Gain  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  pour une fréquence statorique  $25Hz \leq f_s \leq 50Hz$



(a) Gain  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  à la résonance d'observation ( $f_{osc} = f_{res,obs}$ )



(b) Fréquence de la résonance d'observation  $f_{res,obs}$  sur  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$

FIG. 5.13 – Caractéristiques de la résonance d'observation sur la vitesse observée en fonction de la fréquence d'alimentation statorique

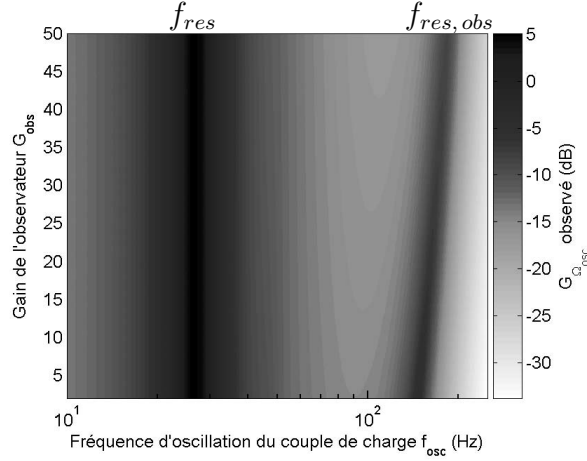


FIG. 5.14 – Gain  $G_{\hat{Q}_{osc}}$  pour un gain dimensionnant  $2 \leq G_{obs} \leq 50$ , un facteur d'amortissement  $\xi_{obs} = 0.9$  et une fréquence d'alimentation  $f_s = 50Hz$

jours de manière intuitive, pour un gain  $G_{obs}$  donné, plus le facteur d'amortissement des pôles de l'observateur est faible, et plus la résonance d'observation possède un gain important. En effet, cela se comprend en considérant que la réponse des variables observées à une modification des grandeurs d'entrée devient de plus en plus oscillante à mesure que le facteur d'amortissement  $\xi_{obs}$  diminue.

La figure 5.14 permet de donner, pour un point de fonctionnement, le gain de la composante oscillante de la vitesse observée  $G_{\hat{Q}_{osc}}$  en fonction du gain servant à dimensionner l'observateur  $G_{obs}$ . Notons que la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone est fixée à  $f_s = 50Hz$ , le couple de charge moyen vaut  $C_0 = 15N.m$  et le facteur d'amortissement de l'observateur est fixé à  $\xi_{obs} = 0.9$ . On remarque bien que la fréquence de la résonance d'observation  $f_{res,obs}$  augmente avec le gain d'observation. Par ailleurs, le gain à la résonance d'observation, quant à lui, diminue lorsque le gain  $G_{obs}$  augmente, comme le montre clairement la figure 5.16(a).

De la même manière, la figure 5.15 permet de confirmer le phénomène précédemment intuité, à savoir que plus le facteur d'amortissement de l'observateur  $\xi_{obs}$  est faible, plus le gain de la résonance d'observation est important. La variation est d'ailleurs très importante, comme le confirme la figure 5.16(b). Pour des valeurs plus faibles du facteur d'amortissement, les variables observées deviennent divergentes. Une augmentation significative du gain de l'observateur permet alors de compenser ce phénomène. Il apparaît donc que les réglages de  $G_{obs}$  et  $\xi_{obs}$  sont liés, une diminution du premier devant entraîner une augmentation du second et réciproquement, afin d'assurer la stabilité des variables observées.

### 5.3.4 Comparaison des grandeurs observées pour la détection de défauts mécaniques

Comme nous avons pu le voir, toutes les grandeurs électromécaniques observées que nous avons étudiées possèdent un caractère oscillant en présence d'oscillations

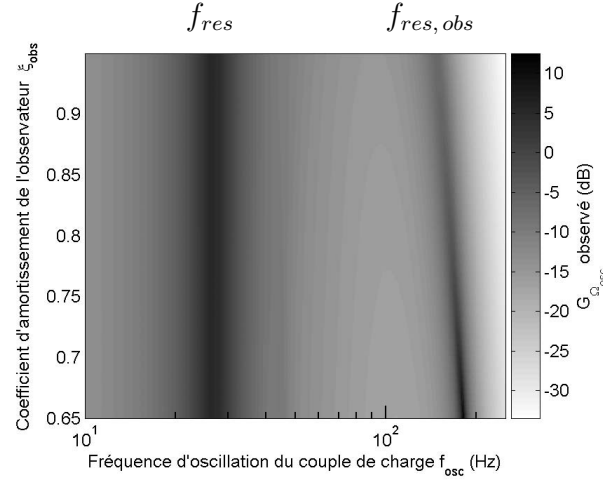
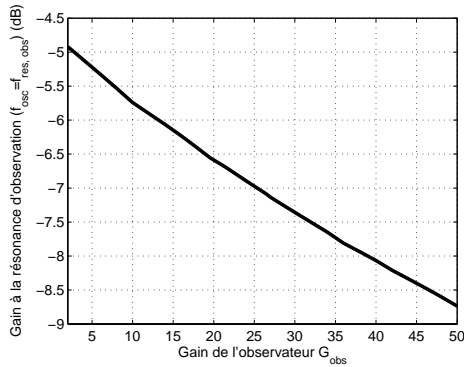
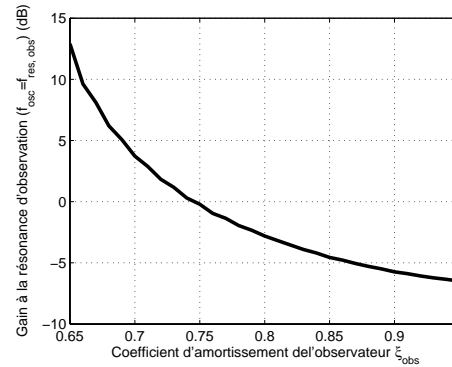


FIG. 5.15 – Gain  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  pour un facteur d'amortissement de l'observateur  $0.65 \leq \xi_{obs} \leq 0.95$ , un gain d'observation  $G_{obs} = 10$  et une fréquence d'alimentation  $f_s = 50Hz$



(a) Gain  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  à la résonance d'observation ( $f_{osc} = f_{res,obs}$ ) pour  $2 \leq G_{obs} \leq 50$  et  $\xi_{obs} = 0.9$



(b) Gain  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  à la résonance d'observation ( $f_{osc} = f_{res,obs}$ ) pour  $0.65 \leq \xi_{obs} \leq 0.95$  et  $G_{obs} = 10$

FIG. 5.16 – Gain de la résonance d'observation sur la vitesse observée en fonction des paramètres dimensionnants de l'observateur

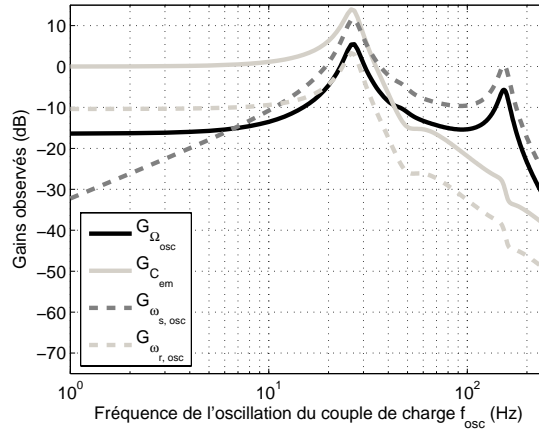


FIG. 5.17 – Gains des composantes oscillantes des grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge

du couple de charge. En comparant, grâce à la figure 5.17, les gains des composantes harmoniques sur les différentes grandeurs observées en présence d'oscillations du couple de charge, pour une fréquence d'alimentation de l'entraînement  $f_s = 50Hz$ , nous pouvons déterminer quelle grandeur est susceptible de favoriser au mieux la détection des défauts mécaniques.

Dans le cadre de la détection des défaut de roulements, les oscillations du couple de charge induites par les défaillances ont des fréquences relativement élevées : pour un roulement de type 6208, avec  $f_s = 50Hz$ , on a  $f_{be} \simeq 89.4Hz$  et  $f_{bi} \simeq 136Hz$ . Il est donc nécessaire, pour la fréquence d'alimentation nominale de la machine asynchrone, de comparer les gains des composantes oscillantes des grandeurs observées pour des fréquences d'oscillations du couple au moins supérieures à  $50Hz$ . Ainsi, pour maximiser l'efficacité de la détection des défauts de roulements sur les grandeurs observées, il est préférable d'utiliser soit la pulsation électrique statorique, soit la vitesse de rotation mécanique. En effet, ces deux grandeurs permettent de maximiser le gain entre les composantes oscillantes du couple de charge et celles des variables observées dans les hautes fréquences.

Notons que, dans la structure de l'observateur, la pulsation électrique statorique doit être calculée pour obtenir la vitesse de rotation mécanique. Cependant, la pulsation électrique statorique ne fournit aucune information concernant le point de fonctionnement en termes de vitesse de rotation mécanique de l'entraînement. C'est pourquoi cette grandeur n'est pas exploitée dans les stratégies de pilotage et de régulation des machines asynchrones utilisant des observateurs. De plus, la différence entre les gains haute fréquence des composantes oscillantes de la pulsation électrique statorique et de la vitesse de rotation mécanique observées, ne semble pas justifier l'emploi de la pulsation statorique.

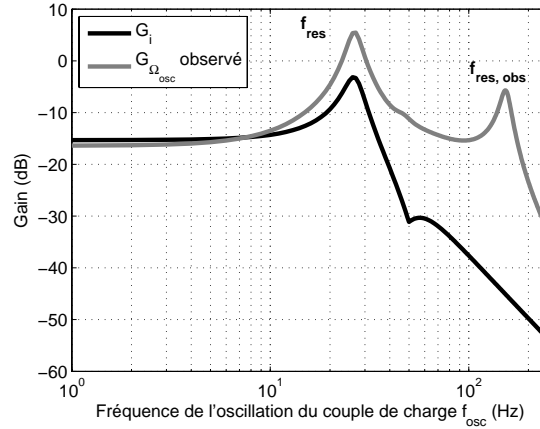


FIG. 5.18 – Comparaison des gains  $G_i$  et  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  pour la fréquence d'alimentation nominale de l'entraînement

## 5.4 Comparaison entre courants statoriques mesurés et grandeurs mécaniques observées pour la détection des défauts de roulements

### 5.4.1 Gain des composantes oscillantes

En comparant, en figure 5.18, les gains  $G_i$  et  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  en fonction de la fréquence d'oscillation du couple de charge, il apparaît clairement que la composante oscillante de la vitesse observée est d'amplitude plus importante que les composantes latérales de courant, pour une même amplitude des oscillations du couple de charge. Par ailleurs, la résonance d'observation qui est, rappelons-le, un phénomène artificiel de calcul, peut servir, tout comme la résonance électromécanique du système, d'amplificateur pour les oscillations du couple de charge. Comme la bande passante de la résonance est relativement large, celle-ci permet d'amplifier, sur la vitesse observée, une large gamme fréquentielle d'oscillations du couple de charge.

En considérant des paramètres dimensionnants de l'observateur de Luenberger tels que  $G_{obs} = 10$  et  $\xi_{obs} = 0.9$ , nous assurons, d'une part la stabilité et la convergence des variables observées par rapport aux grandeurs mesurées (ce point se vérifiant expérimentalement). D'autre part, en considérant un roulement de type 6208, pour une fréquence d'alimentation de la machine asynchrone comprise entre  $30Hz$  et  $50Hz$ , les fréquences caractéristiques se trouvent alors proches de la bande passante de la résonance d'observation. Ainsi, ces paramètres dimensionnants de l'observateur seront conservés dans toute la suite. Pour les points de fonctionnement à fréquence d'alimentation nominale de la machine asynchrone, la détectabilité des défauts de roulements, par l'intermédiaire de la vitesse de rotation observée, est donc améliorée comparativement à l'utilisation des courants statoriques. De plus, la résonance électromécanique à  $f_{res}$  existant sur toutes les grandeurs, la vitesse mécanique observée peut également être utilisée pour les points de fonctionnement spécifiques à la détection par courants statoriques. Une comparaison de la détec-



tion des défauts de roulements par la vitesse observée et les courants statoriques est résumée dans [Tra09e].

### 5.4.2 Seuil de détection des oscillations du couple de charge

Considérons les densités spectrales de puissance d'un courant de phase et de la vitesse observée, obtenues à partir de mesures sur le système d'étude. Considérons de plus une oscillation du couple de charge de fréquence  $f_{osc} = 136Hz$ , correspondant par exemple à celle engendrée par un défaut de la bague interne d'un roulement de type 6208.

Expérimentalement, nous pouvons constater que les bruits de fond spectraux ont une moyenne d'environ  $-135dB$  sur les courants statoriques et d'environ  $-125dB$  sur la vitesse de rotation mécanique estimée. Considérons tout d'abord que l'amplitude de la composante oscillante de couple est telle que les composantes oscillantes latérales au fondamental de courant ont une puissance de  $-130dB$ . Les harmoniques de courant sont donc visuellement bien identifiables sur une DSP. Ces harmoniques correspondent à des composantes oscillantes dont l'amplitude est environ égale à  $0.55mA$ . En considérant maintenant le gain expérimental  $G_i \simeq -43dB$  pour  $f_{osc} = 136Hz$ , on peut déterminer que la composante de couple de charge ayant induit les harmoniques de courant possède une amplitude d'environ  $77mN.m$ . Nous définirons cette valeur comme le seuil de détection des oscillations du couple de charge sur les courants statoriques pour la fréquence d'oscillation considérée.

Considérons maintenant que l'amplitude de la composante oscillante du couple de charge induise une composante de puissance environ égale à  $-120dB$  sur la vitesse observée. Cette composante possède alors une amplitude valant  $0.001rad.s^{-1}$ . Pour une fréquence d'oscillation du couple de charge  $f_{osc} = 136Hz$ , le gain de la vitesse observée étant de  $G_{\hat{\Omega}_{osc}} \simeq -10.5dB$ , la composante de couple oscillante originelle possède alors une amplitude de  $3.3mN.m$ . Nous définirons donc cette valeur comme le seuil de détection des oscillations du couple de charge sur la vitesse de rotation mécanique observée, pour la fréquence d'oscillation considérée. Encore une fois, sur cet exemple, nous pouvons parfaitement constater que la vitesse de rotation observée permet, par rapport aux courants statoriques, une détection d'oscillations du couple de charge de plus faibles amplitudes.

Étudions maintenant l'amplitude minimale des oscillations de couple pouvant être détectées sur les courants statoriques et sur la vitesse observée, en fonction de la fréquence d'alimentation  $f_s$  de la machine asynchrone. Nous prendrons ici un défaut localisé sur la bague externe du roulement comme défaut d'étude. Pour chaque fréquence d'alimentation de la machine asynchrone, en négligeant le glissement de la machine, nous pouvons connaître la fréquence caractéristique du défaut localisé sur la bague externe  $f_{be}$ . De plus, nous pouvons déterminer, analytiquement ou par simulation numérique, les gains  $G_i(f_{be})$  et  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}(f_{be})$  pour chaque fréquence d'alimentation  $f_s$ . Supposons que les seuils de détectabilité définis précédemment sur les courants statoriques et sur la vitesse observée soient constants sur toute la gamme fréquentielle. En divisant ces seuils par les gains linéaires dépendant de  $f_{be}$  et donc de  $f_s$ , nous obtenons, pour toute fréquence d'alimentation, l'amplitude minimale des oscillations du couple de charge détectables. Par ailleurs, en interpo-

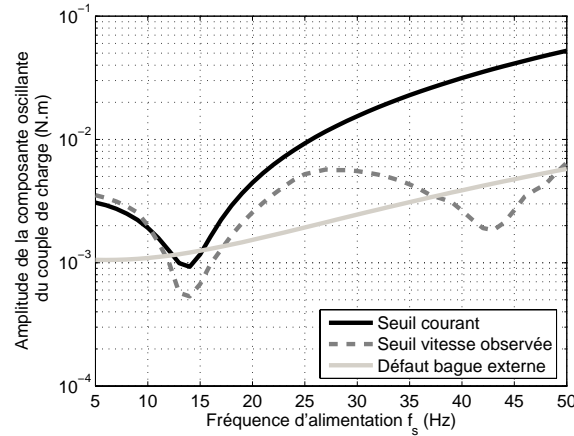


FIG. 5.19 – Seuil de détection des oscillations du couple de charge sur les courants statoriques et la vitesse de rotation mécanique observée

lant par un polynôme du second degré les données du tableau 3.1, nous pouvons déterminer l'amplitude des oscillations du couple de charge induites par le défaut du roulement en fonction de la fréquence d'alimentation de la machine. Ces données peuvent alors être superposées avec les amplitudes minimales détectables via les courants statoriques et la vitesse observée (figure 5.19). Notons que les gains  $G_i$  et  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  sont déterminés avec le système mécanique modélisé par la fonction de transfert ayant un dénominateur d'ordre 3 (3.72). On remarque alors que les oscillations de couple dues aux défauts de roulements sont d'amplitudes supérieures aux amplitudes minimales de détection sur les courants statoriques et la vitesse observée, au niveau de la résonance du système ( $f_{osc} \simeq f_{res}$ ). Nous pouvons alors confirmer que la détection des défauts de roulements est envisageable par l'intermédiaire des courants statoriques et de la vitesse observée, lorsque les fréquences caractéristiques du roulement sont accordées avec la fréquence de la résonance électromécanique du système. De plus, les oscillations de couple dues aux défauts de roulements sont également détectables pour des fréquences d'alimentation élevées, en raison de la résonance d'observation  $f_{res, obs}$ .

### 5.4.3 Performances d'un indicateur par extraction d'énergie spectrale

Nous allons maintenant étudier la détection d'harmoniques relatifs à des oscillations du couple de charge par extraction d'énergie spectrale des courants statoriques et de la vitesse observée. La machine asynchrone ainsi que l'observateur sont tout d'abord simulés en présence d'oscillations du couple de charge de fréquence  $f_{osc} = 136Hz$ . Un bruit blanc est ajouté aux courants statoriques ainsi qu'aux tensions d'alimentation de la machine asynchrone afin de simuler des mesures effectuées sur le système réel. La vitesse observée se trouve donc bruitée avec un niveau de bruit comparable à celui constaté expérimentalement. Le système ainsi que l'observateur sont simulés au point de fonctionnement tel que  $f_s = 50Hz$  et

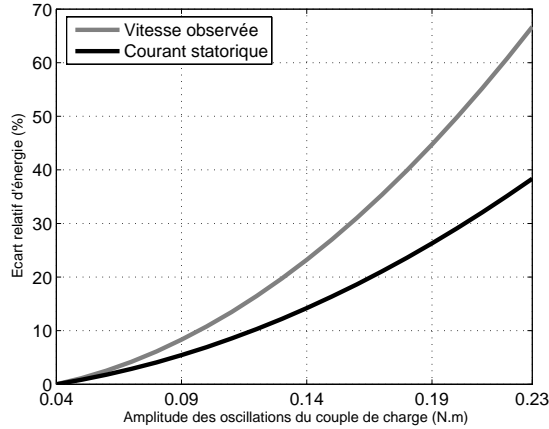


FIG. 5.20 – Comparaison d'indicateurs de défauts de type oscillations du couple de charge sur un courant statorique et sur la vitesse observée

$C_0 = 15N.m$ . Le couple de charge est tout d'abord modélisé par une composante oscillante d'amplitude telle que les harmoniques de courant sont noyés dans le bruit de fond spectral. Il est alors clair que la vitesse observée ne peut pas non plus contenir d'harmonique de défaut. En effet, si les courants statoriques, étant les seules grandeurs porteuses d'informations concernant les oscillations du couple de charge et servant à reconstruire la vitesse de rotation mécanique, ne font apparaître aucun harmonique de défaut, aucun harmonique ne peut non plus être discernable dans la vitesse observée.

Afin de valider les performances d'un indicateur énergétique sur les courants statoriques et sur la vitesse de rotation mécanique observée, le système est tout d'abord simulé sans oscillation du couple de charge afin de fournir des références énergétiques. L'énergie spectrale d'un courant statorique est extraite dans des bandes fréquentielles centrées sur les composantes latérales du fondamental dont la largeur est fixée à  $20Hz$ . Cette largeur de bande correspond approximativement à celle des plages de fréquence utilisées pour le calcul de  $I_{cour}$  lorsque  $f_s = 50Hz$ . De la même manière, l'énergie spectrale de la vitesse observée est extraite dans une bande de fréquence centrée sur l'harmonique de défaut et de largeur  $20Hz$ . Le système est maintenant simulé en présence d'oscillations du couple de charge. Les énergies extraites dans les différents cas sont comparées aux références sous la forme d'un écart relatif exprimé en %. La figure 5.20 permet de comparer l'indicateur énergétique sur un courant statorique et sur la vitesse observée pour différentes amplitudes des oscillations du couple de charge. Il apparaît alors clairement que le schéma de détection basé sur l'exploitation de la vitesse observée fournit un indicateur permettant de statuer plus aisément sur la présence des oscillations du couple de charge.

## 5.5 Indicateur de défauts de roulements sur les grandeurs observées

### 5.5.1 Principe du schéma de détection

De manière similaire aux analyses vibratoires et de courant, nous allons proposer une méthode de détection des défauts de roulements exploitant les grandeurs électromécaniques observées de la machine, en particulier la vitesse de rotation mécanique. Cette méthode exploite les harmoniques engendrés par les oscillations du couple de charge dues aux défauts des roulements. Comme pour les autres grandeurs analysées, l'analyse proposée doit être capable de fournir un indicateur constitué d'une variable numérique simple, afin d'éviter le recours à l'expertise humaine. Le principe de l'indicateur sera donc identique aux précédents, c'est-à-dire que l'énergie spectrale de la vitesse observée sera comparée à une énergie de référence obtenue avec un roulement sain afin de fournir un indicateur numérique.

Sur la DSP de la vitesse observée, comme par exemple en figure 5.6(b), on constate clairement que la vitesse observée possède une composante oscillante à la même fréquence que l'oscillation du couple de charge. Ainsi, contrairement aux courants statoriques, il n'est pas nécessaire de tenir compte de composantes latérales d'un harmonique. La vitesse est alors comparable, en termes de contenu spectral, à une grandeur « démodulée ». Cela permet donc de réduire le nombre de fréquences à investiguer pour détecter les défauts de roulements. Cependant, comme nous l'avons déjà souligné, l'apparition d'un harmonique particulier peut relever d'un processus aléatoire. L'algorithme proposé se base alors sur l'étude des plages fréquentielles dans lesquelles un ou des harmoniques relatifs aux défauts peuvent être présents. Les plages sélectionnées pour l'analyse, similaires à celles utilisées dans le cadre de l'indicateur  $I_{vib}$ , sont spécifiées en (5.19), où  $f_{def}$  représente soit la fréquence caractéristique de la bague externe  $f_{be}$ , soit la fréquence caractéristique de la bague interne  $f_{bi}$ . Compte tenu des valeurs de  $n$ , il y a donc pour chaque localisation de défaut 15 plages fréquentielles dans lesquelles l'énergie est extraite. Là encore, les plages se chevauchent, permettant ainsi une meilleure détectabilité des harmoniques relatifs aux défauts de roulements.

$$\begin{aligned} &[nf_{def} - f_c; nf_{def} + f_c] \\ &[nf_{def} - f_r - f_c; nf_{def} - f_r + f_c] \\ &[nf_{def} + f_r - f_c; nf_{def} + f_r + f_c] \end{aligned} \quad (5.19)$$

avec  $n \in [1; 5]$ .

### 5.5.2 Implantation de l'algorithme

L'algorithme de détection des défauts de roulements est donc basé sur l'extraction d'énergie à partir de la densité spectrale de la vitesse de rotation mécanique observée. Notons que la construction des plages fréquentielles d'analyse autorise l'utilisation de l'algorithme sur toute grandeur mécanique observée (couple électromagnétique ou pulsations électriques statoriques et rotoriques) ou encore sur les variables mécaniques mesurées (vitesse de rotation ou couple de charge). Comme

dans le cas des autres variables précédemment étudiées, la densité spectrale d'étude est une densité spectrale d'énergie.

La première étape de l'algorithme consiste à reconstruire la vitesse de rotation mécanique à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques de la machine asynchrone. Puisque le système électrique de la machine triphasée est supposé équilibré, seule la mesure de deux courants et de deux tensions est nécessaire pour reconstituer les variables électriques dans le repère de Concordia (3.28). Nous pouvons d'ores et déjà souligner le fait que cette méthode requiert plus de capteurs comparativement à l'indicateur basé sur les courants statoriques. Cependant, il s'agit de capteurs de coût raisonnable et d'implantation physique aisée. Comme dans les autres cas, il est nécessaire de connaître la fréquence moyenne de rotation de l'entraînement pour estimer les fréquences caractéristiques du roulement diagnostiqué. Dans le cadre de l'observation de la vitesse, cette estimation se fait directement grâce à la composante continue de la densité spectrale d'énergie de la vitesse observée. Les fréquences caractéristiques du roulement sont alors calculées pour le point de fonctionnement considéré. Les plages fréquentielles définies en (5.19) sont ensuite calculées. L'énergie spectrale est enfin estimée par la somme des composantes spectrales dans les plages. Comme des harmoniques naturels de vitesse peuvent se situer dans les différentes plages, pour rendre l'indicateur peu dépendant du point de fonctionnement, l'énergie de chaque plage est normalisée par l'énergie maximale dans celle-ci. Des énergies normalisées sont ainsi extraites dans chaque plage fréquentielle relative, d'une part à la fréquence caractéristique de la bague externe  $W_{be}(k)$ , et d'autre part à la fréquence caractéristique de la bague interne  $W_{bi}(k)$ , avec  $k \in [1; 15]$ . Le principe de l'extraction d'énergie spectrale de la vitesse observée à partir des grandeurs électriques mesurées est résumé par la figure 5.21.

Là encore, comme dans le cadre des indicateurs  $I_{vib}$  et  $I_{cour}$ , les énergies mesurées sont comparées à des énergies de référence obtenues à l'aide de mesures effectuées sur la machine équipée d'un roulement sain. La comparaison se fait au moyen d'un écart relatif exprimé en % pour les plages d'énergie correspondant aux fréquences liées d'une part à la bague externe  $\Delta W_{be}(k)$  et d'autre part à la bague interne  $\Delta W_{bi}(k)$ . Les écarts d'énergie relatifs correspondant à chaque localisation de défaut sont sommés afin de cumuler les effets des défauts dans les différentes bandes de fréquence. Enfin, les écarts d'énergie relatifs  $\Delta W_{be}$  et  $\Delta W_{bi}$  sont ajoutés afin d'obtenir une unique valeur numérique  $I_{meca}$ , représentative des défauts pouvant apparaître sur les pistes du roulement (5.20).  $I_{meca}$  est défini comme l'indicateur représentatif de l'état de dégradation du roulement testé sur la vitesse observée et plus généralement sur les grandeurs mécaniques mesurées ou observées. La figure 5.22 illustre le calcul de l'indicateur  $I_{meca}$  à partir des énergies fréquentielles normalisées. Lors de l'apparition d'un défaut de roulement, l'indicateur  $I_{meca}$  doit présenter une valeur positive. Si un roulement sain est testé et comparé à une référence saine, l'indicateur doit être sensiblement nul. Ainsi, la valeur de  $I_{meca}$  peut être comparée à un seuil positif prédéfini traduisant l'état de dégradation du roulement testé. Le calcul de cet indicateur est résumé dans [Tra08d] et [Tra09e].

$$I_{meca} = \Delta W_{be} + \Delta W_{bi} \quad (5.20)$$

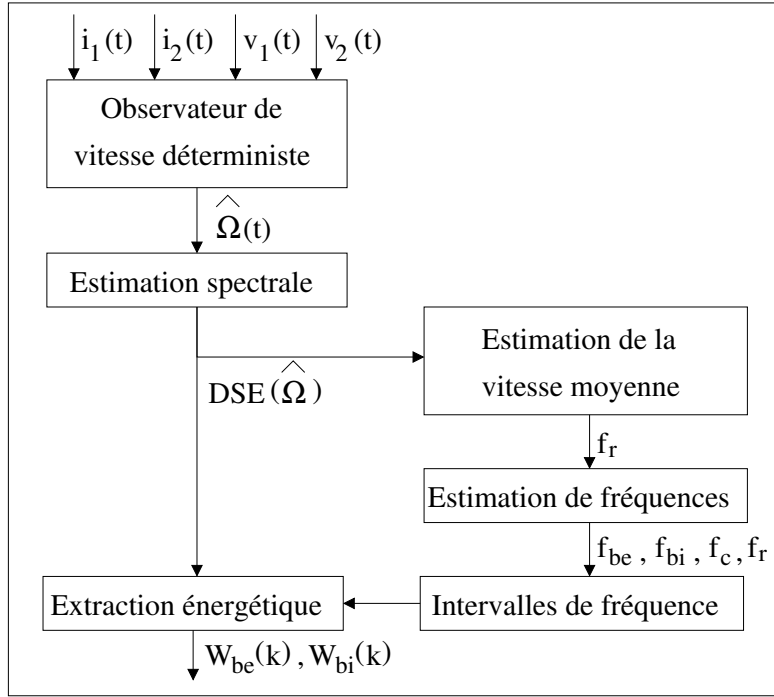


FIG. 5.21 – Extraction des énergies spectrales dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements

## 5.6 Résultats expérimentaux

Nous traiterons ici différents types de défauts de roulements grâce à l'indicateur  $I_{meca}$  appliqué à différentes grandeurs mécaniques mesurées et observées. Les signaux sont enregistrés avec la carte d'acquisition décrite en annexe A. Les traitements sont ensuite effectués par le logiciel *Matlab*. Cette étude concerne un post-traitement hors-ligne des données, l'observateur est donc utilisé a posteriori pour reconstituer les différentes grandeurs à partir des mesures de courants et de tensions statoriques effectuées sur le système d'étude. Le régime transitoire des variables observées, du à la dynamique de l'observateur, est supprimé des enregistrements. Par ailleurs, les densités spectrales d'énergie sont estimées en utilisant un moyennage sur une durée de signal de 20% de la durée totale et avec un taux de recouvrement de 50%. De plus, une fenêtre de pondération de type *Hanning* est appliquée sur les signaux temporels. Les différents paramètres de l'acquisition sont donnés en annexe A.

### 5.6.1 Roulements artificiellement dégradés

L'algorithme de détection est tout d'abord appliqué à des roulements artificiellement dégradés présentant un défaut localisé sur une des bagues, comme décrits en A.2. Deux points de fonctionnement, identiques à ceux mis en évidence au chapitre 4 pour la détection par analyse des courants statoriques ( $f_s = 6.7Hz$  et  $f_s = 13.3Hz$  avec  $C_0 = 5N.m$ ), sont testés, pour valider le principe de l'utilisation des propriétés de résonance de l'entraînement sur les grandeurs mécaniques. De

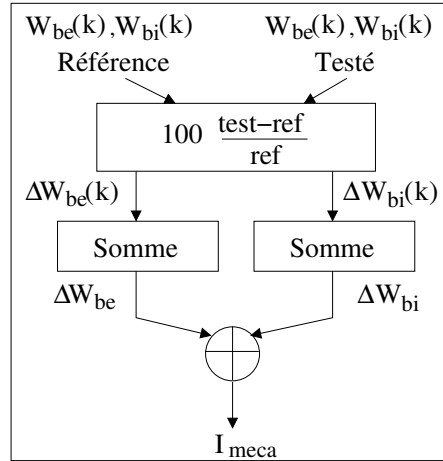


FIG. 5.22 – Comparaison des énergies spectrales pour la définition de l'indicateur de défauts de roulements  $I_{meca}$  par analyse des grandeurs mécaniques mesurées ou observées

TAB. 5.1 – Indicateur de défauts de roulements  $I_{meca}$  sur la vitesse de rotation mécanique mesurée, pour des défauts localisés

		Cas sain	Défaut de la bague externe	Défaut de la bague interne
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{meca}}$	-26.2	<b>553.3</b>	<b>647.9</b>
	$\sigma_{I_{meca}}$	79.9	44.6	113.7
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{meca}}$	12.9	<b>807</b>	436.1
	$\sigma_{I_{meca}}$	141.8	127.9	142.7
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{meca}}$	32.4	292.5	<b>795.4</b>
	$\sigma_{I_{meca}}$	105.8	74.2	47

plus, le point de fonctionnement tel que  $f_s = 50Hz$  et  $C_0 = 15N.m$  est analysé. Celui-ci n'utilise pas la résonance électromécanique de l'entraînement, mais permet de prendre en compte les propriétés haute fréquence des variables mécaniques.

Pour chaque point de fonctionnement, une référence en cas sain est générée. Les énergies relatives aux roulements défaillants et à un roulement sain sont alors comparées à la référence. La vitesse de rotation mécanique étant également mesurée sur le système d'étude, nous comparerons l'efficacité de l'indicateur  $I_{meca}$  sur la vitesse mesurée et sur la vitesse observée pour quatre enregistrements distincts dans chaque configuration. La moyenne de l'indicateur  $M_{I_{meca}}$  et son écart type  $\sigma_{I_{meca}}$  sont donnés dans le tableau 5.1 pour la vitesse mesurée et dans le tableau 5.2 pour la vitesse observée.

Les résultats présentés dans le cadre de défauts de roulements localisés montrent que, aussi bien la vitesse de rotation mécanique mesurée qu'observée, permettent

TAB. 5.2 – Indicateur de défauts de roulements  $I_{meca}$  sur la vitesse de rotation mécanique observée, pour des défauts localisés

		Cas sain	Défaut de la bague externe	Défaut de la bague interne
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{meca}}$	-38.6	<b>621.5</b>	<b>723.7</b>
	$\sigma_{I_{meca}}$	87.9	98.8	106.2
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{meca}}$	2.6	<b>861</b>	420.7
	$\sigma_{I_{meca}}$	97.3	101.3	27.7
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{meca}}$	24.7	265.5	<b>837.3</b>
	$\sigma_{I_{meca}}$	89.4	17.6	53.5

de détecter les défauts grâce à l'indicateur  $I_{meca}$ . Malgré des écarts types parfois importants, l'indicateur fournit des valeurs moyennes permettant de statuer clairement sur l'état de santé du roulement analysé. Tout comme dans le cadre de l'analyse des courants statoriques, la résonance électromécanique du système permet de détecter les défauts sur les pistes de roulement. Cependant, la détection est moins sélective qu'avec l'analyse des courants statoriques par  $I_{cour}$ . En effet, chaque localisation de défaut peut être détectée pour les points de fonctionnement tels que  $f_s = 6.7Hz$  et  $f_s = 13.3Hz$ . Nous pouvons donc en conclure que l'indicateur sur les grandeurs mécaniques n'est pas un outil de diagnostic, mais un outil de détection performant de la défaillance, au sens général, des roulements. Pour le point de fonctionnement à la fréquence d'alimentation nominale de la machine asynchrone, on constate que la détection des roulements défaillants est également possible. Ce résultat est du au fait que les effets des oscillations du couple de charge, sur la vitesse de rotation observée, sont amplifiés par rapport aux effets sur les courants statoriques.

Par ailleurs, la comparaison des résultats obtenus sur la vitesse mesurée et la vitesse observée montre que la mesure directe de la vitesse entraîne globalement une variabilité de l'indicateur plus importante que lorsque celui-ci est basé sur la vitesse observée. De plus, pour le point de fonctionnement nominal, l'indicateur sur la vitesse mesurée est plus faible que celui sur la vitesse observée. Ce phénomène s'explique par la résonance d'observation qui permet d'amplifier les effets des oscillations du couple de charge sur la vitesse observée par rapport à la vitesse mesurée. Ainsi, il est clair que, lorsque un observateur de vitesse est déjà présent dans le système, son utilisation permet de détecter efficacement les défauts de roulements, sans avoir à recourir à une mesure mécanique. De plus, notons que les mauvaises performances de l'observateur déterministe utilisé en commande [Zho00] pour les fonctionnements à basse vitesse, n'interviennent pas dans la qualité de la détection des défauts de roulements, dans la mesure où le système est établi en régime permanent.



TAB. 5.3 – Indicateur  $I_{meca}$  sur la vitesse observée, pour des défauts créés par fraisage des pistes de roulement

		Cas sain	Fraisage de la bague interne	Fraisage des deux bagues
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{cour}}$	8.7	1029	2020.6
	$\sigma_{I_{cour}}$	102.2	243	338.7
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{cour}}$	-5.7	600.8	1330.8
	$\sigma_{I_{cour}}$	118.9	117.1	425.4
$f_s = 25Hz$	$M_{I_{cour}}$	19.3	868.1	2539
	$\sigma_{I_{cour}}$	257.9	192.1	732.7
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{cour}}$	-21.3	221.2	526.4
	$\sigma_{I_{cour}}$	286.8	198.9	344.7

### 5.6.2 Roulements dégradés par fraisage

Nous allons maintenant considérer la détection de défauts localisés créés par fraisage des pistes de roulement, comme décrits en annexe A. Nous testerons les points de fonctionnement particuliers permettant d'accorder les fréquences caractéristiques du roulement avec la fréquence de résonance électromécanique du système. De plus, nous testerons le schéma de détection pour les points de fonctionnement tels que  $f_s = 25Hz$  et  $f_s = 50Hz$  avec  $C_0 = 15N.m$ . La moyenne  $M_{I_{meca}}$  et l'écart type  $\sigma_{I_{meca}}$  de l'indicateur  $I_{meca}$ , appliqué sur la vitesse de rotation mécanique observée, pour les différents points de fonctionnement, sont donnés dans le tableau 5.3. Les histogrammes de l'indicateur sont également représentés en figure 5.23.

Il apparaît clairement sur la figure 5.23 que la séparation du cas sain et des cas défaillants du roulement est assurée sans équivoque pour les points de fonctionnement tels que  $f_s = 6.7Hz$ ,  $f_s = 13.3Hz$  et  $f_s = 25Hz$ . Pour les fréquences d'alimentation prenant en compte la résonance du système à la fréquence  $f_{res}$ , la détection est de meilleure qualité sur la vitesse observée par rapport à celle effectuée grâce à l'analyse des courants statoriques (voir figure 4.20). En effet, les cas sains et défaillants sont mieux séparés et l'application d'un seuil numérique d'alarme s'en trouve facilitée, tout en réduisant les probabilités de non détection et de fausse alarme. Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 25Hz$ , l'indicateur  $I_{meca}$  permet également de détecter le fraisage des pistes de roulement de manière satisfaisante, comme le montre la figure 5.23(c). Nous pouvons donc souligner l'avantage de l'utilisation de la vitesse observée pour la détection des défauts de roulements puisque la gamme de fréquences d'alimentation pour laquelle la détection est assurée est plus large qu'avec l'analyse directe des courants statoriques, et ceci en raison du gain  $G_{\hat{\Omega}_{osc}}$  supérieur au gain  $G_i$  dans les hautes fréquences.

Pour le point de fonctionnement à fréquence d'alimentation nominale, même

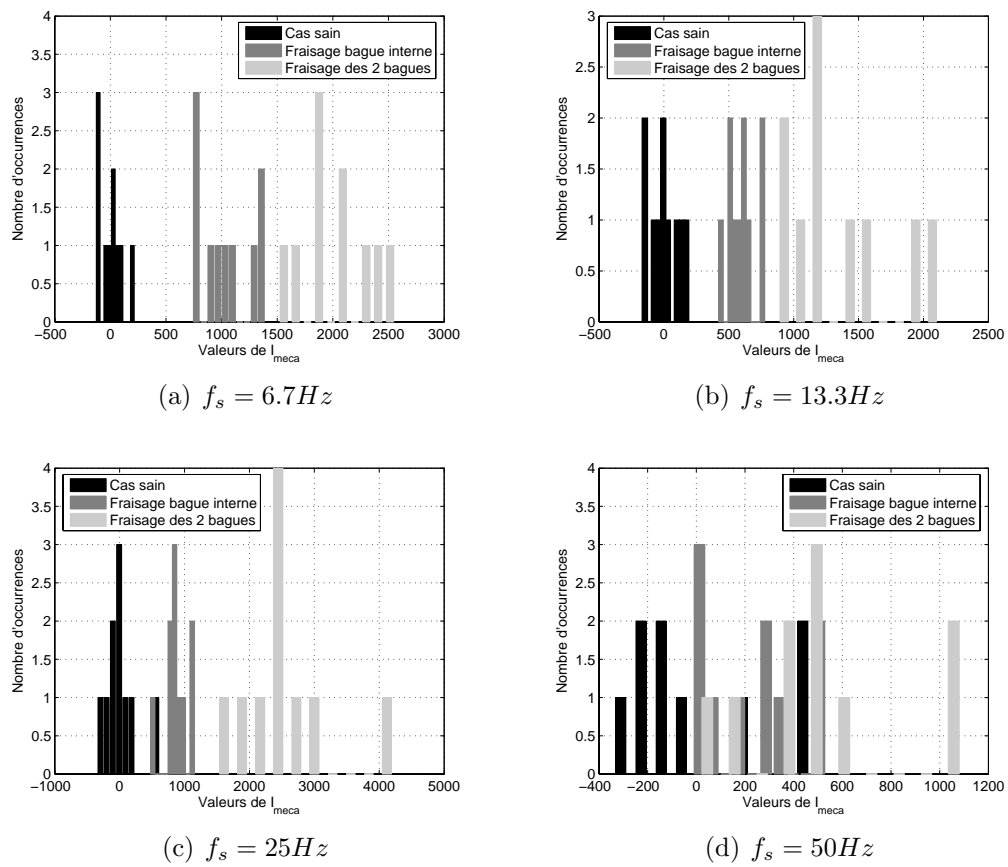


FIG. 5.23 – Histogrammes des valeurs de  $I_{meca}$  sur la vitesse de rotation mécanique observée, pour des défauts localisés engendrés par fraisage

si la détection des cas défaillants est assurée par l'étude des valeurs moyennes de l'indicateur, la séparation des cas sains et défaillants par application d'un seuil d'alarme induit de fortes probabilités de fausse alarme ou de non détection, en raison des moyennes relativement faibles et de l'écart type important des indicateurs donnés dans le tableau 5.3 et par la figure 5.23(d). La faiblesse des valeurs moyennes s'explique par le fait que l'amplification des harmoniques de défaut sur la vitesse observée, par rapport aux harmoniques de courant, ne suffit pas à compenser le filtrage des harmoniques sur les courants statoriques, alors d'amplitudes trop peu élevées par rapport au bruit de fond spectral.

### 5.6.3 Analyse d'un roulement naturellement usé

Nous allons maintenant appliquer l'indicateur  $I_{meca}$  au roulement naturellement usé provenant du service après-vente de *Leroy-Somer*. L'utilisation de l'indicateur sur les courants statoriques  $I_{cour}$  au paragraphe 4.7.3 ne permettait de détecter l'usure de ce roulement que pour le point de fonctionnement accordant la fréquence caractéristique de la bague interne avec la fréquence de résonance ( $f_s = 6.7Hz$ ). Nous allons appliquer l'indicateur  $I_{meca}$  pour les points de fonctionnement tels que les fréquences caractéristiques du roulement soient accordées avec la fréquence de résonance électromécanique  $f_{res}$ , ainsi que pour les points de fonctionnement suivants :  $f_s = 25Hz$  et  $f_s = 50Hz$  avec  $C_0 = 15N.m$ . Par ailleurs, l'indicateur de défaut sera appliqué sur plusieurs grandeurs électromécaniques observées : les pulsations électriques statoriques et rotoriques observées, ainsi que le couple électromagnétique et la vitesse de rotation mécanique observés. Quatre enregistrements sont analysés pour chaque cas, permettant ainsi de valider la reproductibilité du schéma de détection. La moyenne  $M_{I_{meca}}$  et l'écart type  $\sigma_{I_{meca}}$  sont donnés dans le tableau 5.4 pour la pulsation électrique statorique, dans le tableau 5.5 pour la pulsation électrique rotorique, dans le tableau 5.6 pour le couple électromagnétique et dans le tableau 5.7 pour la vitesse de rotation mécanique.

Tout d'abord, les résultats présentés dans les tableaux 5.4 à 5.7 montrent que, quelle que soit la variable observée considérée, le roulement défaillant peut être parfaitement séparé du roulement sain grâce à l'indicateur  $I_{meca}$ . Des écarts types importants sont observés. Cependant, l'indicateur fournit des valeurs moyennes suffisamment différentes pour le roulement sain et le roulement usé ; ainsi, la détection de la dégradation peut être considérée comme certaine. Ces résultats sont résumés dans [Tra08d] et [Tra09e].

Concernant les différents points de fonctionnement, la détection est sans équivoque pour  $f_s = 6.7Hz$  et  $f_s = 50Hz$ . Par ailleurs, la détection devient moins certaine pour les points de fonctionnement tels que  $f_s = 13.3Hz$  et  $f_s = 25Hz$ , tout en restant possible. Tout comme dans le cadre de l'analyse des défauts localisés par l'indicateur  $I_{meca}$ , la résonance électromécanique du système permet une certaine sélectivité concernant la détection de la localisation de la défaillance principale du roulement. Pour les points de fonctionnement n'exploitant pas la résonance électromécanique, la détection est possible dans la mesure où le gain des variables observées est plus élevé que celui des courants statoriques dans les hautes fréquences. Comme nous l'avons vu au paragraphe 5.4.3, cela signifie que les har-

TAB. 5.4 – Indicateur de défauts de roulements  $I_{meca}$  sur la pulsation électrique statorique observée  $\hat{\omega}_s$ , pour un roulement naturellement utilisé

		Cas sain	Roulement défaillant
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{meca}}$	137.4	1381
	$\sigma_{I_{meca}}$	132.2	170.5
$f_s = 25Hz$	$M_{I_{meca}}$	0.7	362.37
	$\sigma_{I_{meca}}$	36.9	81.3
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{meca}}$	-79	347
	$\sigma_{I_{meca}}$	44.5	182.3
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{meca}}$	4.44	967.8
	$\sigma_{I_{meca}}$	54.2	115.8

TAB. 5.5 – Indicateur de défauts de roulements  $I_{meca}$  sur la pulsation électrique rotorique observée  $\hat{\omega}_r$ , pour un roulement naturellement utilisé

		Cas sain	Roulement défaillant
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{meca}}$	71.2	1308
	$\sigma_{I_{meca}}$	115.6	181
$f_s = 25Hz$	$M_{I_{meca}}$	39.5	377.8
	$\sigma_{I_{meca}}$	53.7	44.1
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{meca}}$	25.8	419
	$\sigma_{I_{meca}}$	172.26	165.6
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{meca}}$	17.4	1034
	$\sigma_{I_{meca}}$	88.2	97.6

TAB. 5.6 – Indicateur de défauts de roulements  $I_{meca}$  sur le couple électromagnétique observé  $\hat{C}_{em}$ , pour un roulement naturellement usé

		Cas sain	Roulement défaillant
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{meca}}$	70.9	1328
	$\sigma_{I_{meca}}$	113.8	189
$f_s = 25Hz$	$M_{I_{meca}}$	25.5	303.7
	$\sigma_{I_{meca}}$	57.8	47.02
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{meca}}$	33.75	398.4
	$\sigma_{I_{meca}}$	178.4	170.2
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{meca}}$	24.9	1025
	$\sigma_{I_{meca}}$	93.2	116.6

TAB. 5.7 – Indicateur de défauts de roulements  $I_{meca}$  sur la vitesse de rotation mécanique observée  $\hat{\Omega}$ , pour un roulement naturellement usé

		Cas sain	Roulement défaillant
$f_s = 50Hz$	$M_{I_{meca}}$	90	1464
	$\sigma_{I_{meca}}$	171.8	176.7
$f_s = 25Hz$	$M_{I_{meca}}$	-28.9	378.28
	$\sigma_{I_{meca}}$	99.1	61.8
$f_s = 13.3Hz$	$M_{I_{meca}}$	4.95	454.7
	$\sigma_{I_{meca}}$	26.7	163.8
$f_s = 6.7Hz$	$M_{I_{meca}}$	16.8	1020
	$\sigma_{I_{meca}}$	55.2	116

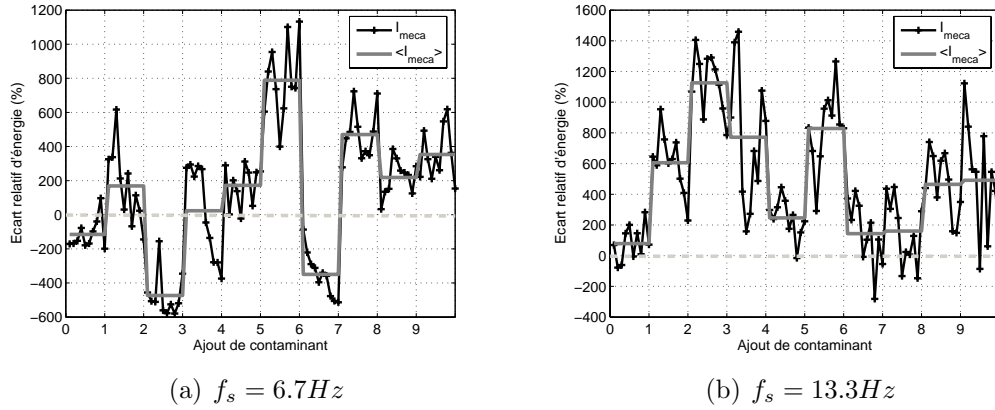


FIG. 5.24 – Valeurs de  $I_{meca}$  sur la vitesse observée  $\hat{\Omega}$  lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant

moniques relatifs aux défauts sont bien présents sur les courants statoriques tout en étant non détectables par l'indicateur  $I_{cour}$ . On constate par ailleurs que la détection à la fréquence d'alimentation nominale est meilleure que pour  $f_s = 25 Hz$ . Ceci s'explique par le fait que l'amplitude des oscillations de couple dues aux défauts de roulements augmente de manière quadratique avec la vitesse de rotation de la machine, comme le montre la tableau 3.1.

#### 5.6.4 Surveillance de la dégradation d'un roulement par contamination

Considérons maintenant le cas d'une usure par contamination du roulement, décrite en annexe A. Pour chaque ajout de contaminant, dix enregistrements sont effectués pour calculer dix valeurs d'indicateur et ainsi vérifier la reproductibilité de la détection. Les valeurs de  $I_{meca}$  appliqué à la vitesse de rotation mécanique observée  $\hat{\Omega}(t)$ , ainsi que leur moyenne en fonction du nombre d'ajouts de contaminant pour les deux points de fonctionnement permettant d'accorder les fréquences caractéristiques du roulement avec la fréquence de résonance électromécanique du système, sont données en figure 5.24.

Pour le point de fonctionnement à  $f_s = 6.7 Hz$ , correspondant à  $f_{bi} \simeq f_{res}$ , les résultats en figure 5.24(a), ne sont pas concluants vis-à-vis de la détection systématique de l'usure. Certains ajouts de contaminant (5, 7, 8 et 9) sont clairement détectés par la méthode proposée. Tout comme dans le cadre de l'analyse des courants statoriques proposée au paragraphe 4.7.4, pour certains ajouts de contaminant (4 et 6),  $I_{meca}$  ne permet aucune conclusion satisfaisante quant à la détection de l'usure. Par ailleurs, on constate que les évolutions de  $I_{cour}$  en figure 4.22(a) et de  $I_{meca}$  en figure 5.24(a) sont globalement similaires. Cela montre bien le lien existant entre les courants statoriques et la vitesse de rotation observée à partir de ces derniers.

Comparativement à l'indicateur  $I_{cour}$  présenté dans les mêmes conditions expérimentales au paragraphe 4.7.4, la détection de l'usure du roulement par application

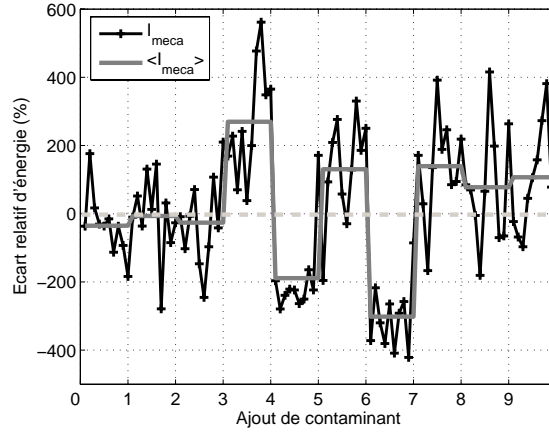


FIG. 5.25 – Valeurs de  $I_{meca}$  sur la vitesse observée  $\hat{\Omega}$  lors de l'usure d'un roulement par injection de contaminant pour  $f_s = 25Hz$

d'un seuil d'alarme sur l'indicateur  $I_{meca}$  en figure 5.24(b) semble délicate pour le point de fonctionnement à  $f_s = 13.3Hz$ , correspondant à  $f_{be} \simeq f_{res}$ . En effet, la forte variabilité de l'indicateur ne permet pas d'assurer la détection de l'usure pour tous les enregistrements. Cependant, l'observation de plusieurs enregistrements, pour un même ajout de contaminant, au travers de la moyenne de  $I_{meca}$ , permet de statuer sur l'état de santé du roulement analysé. Nous pouvons alors souligner ici l'importance de l'étude du roulement sur une durée globalement longue, au travers de plusieurs enregistrements de données, pour la prise de décision concernant la dégradation de celui-ci.

La figure 5.25 permet de représenter l'indicateur  $I_{meca}$  sur la vitesse observée pour le point de fonctionnement tel que  $f_s = 25Hz$ . On constate que la détection de l'usure n'est possible que pour quelques ajouts de contaminant. Cependant, l'application d'un seuil d'alarme fixe semble délicate, ne permettant pas alors une détection sans ambiguïté dans la majorité des cas. De la même manière, pour le point de fonctionnement à fréquence d'alimentation nominale, la détection de l'usure n'est presque jamais assurée par la méthode proposée. Par ailleurs, l'application de l'indicateur  $I_{meca}$  sur le couple mécanique de l'arbre de l'entraînement, indique clairement l'usure du roulement. Il est donc prouvé que l'usure entraîne l'apparition d'harmoniques de couple de charge. Cependant, les effets de filtrage du système électromécanique sur les oscillations de couple hautes fréquences empêchent le diagnostic du roulement usé pour la fréquence d'alimentation nominale, avec la méthode proposée, et ceci quel que soit l'indicateur utilisé ( $I_{cour}$  sur les courants statoriques ou  $I_{meca}$  sur les grandeurs observées).

## 5.7 Résumé

Contrairement au chapitre 4, nous n'avons pas ici considéré les courants statoriques comme des grandeurs utilisées pour effectuer une analyse directe de la présence de défauts mécaniques dans un entraînement asynchrone. En effet, dans

le cadre de ce chapitre, les courants ont été considérés comme des variables traitées au titre de sources d'informations concernant la présence de défauts. Les courants ne sont alors plus les variables finales du schéma de détection et de diagnostic mais constituent des variables intermédiaires servant à construire les grandeurs finales d'analyse. Par ailleurs, dans le domaine du contrôle - commande, les observateurs sont largement utilisés pour reconstruire les grandeurs mécaniques à partir de mesures électriques de tensions et de courants. Nous avons alors considéré l'observateur déterministe de Luenberger, système simple permettant d'estimer au sens large la vitesse de rotation mécanique ou le couple électromagnétique par exemple. Nous avons donc mis en place cet observateur pour fournir, à partir des courants statoriques, des grandeurs observées capables de retranscrire, elles-aussi, la présence de défauts mécaniques de type oscillations du couple de charge. Par extension, nous avons utilisé les variables observées pour la détection des défauts de roulements d'une machine asynchrone.

Nous avons alors vérifié que les variables observées permettaient effectivement de retranscrire la présence d'oscillations du couple de charge. De plus, de manière similaire à l'étude menée au chapitre 3, nous avons pu, par simulations numériques, caractériser la loi d'évolution des composantes oscillantes des grandeurs observées dues aux oscillations du couple de charge. Nous avons également comparé les gains des lois de variation fréquentielle des harmoniques de défaut sur les différentes variables électromécaniques potentiellement observables. De manière générale, il est clairement apparu que les gains des variables observées étaient supérieurs au gain des composantes latérales des courants statoriques  $G_i$ . De plus, nous avons pu constater que le comportement fréquentiel de certaines variables observées faisait apparaître une résonance « haute fréquence » n'ayant pas d'existence physique, induite uniquement par la dynamique de l'observateur, mais permettant d'augmenter le gain des composantes oscillantes des variables observées par rapport aux mêmes variables mesurées sur le système réel. Nous avons alors étudié la loi d'évolution de l'harmonique de défaut sur la vitesse de rotation mécanique observée, en fonction des paramètres dimensionnants de l'observateur. Nous avons pu en conclure que les variables observées apportaient une plus value par rapport aux courants statoriques pour la détection des défauts de roulements. En effet, l'utilisation de la vitesse de rotation mécanique observée par exemple, permet de s'affranchir de l'utilisation systématique de la résonance électromécanique du système. Cependant, sachant que les courants sont les seuls porteurs d'informations concernant la présence des défauts mécaniques, il semble évident que si les informations sont perdues au niveau des courants, elles ne peuvent exister dans les variables observées.

Nous avons alors proposé un schéma de détection des défauts de roulements pouvant être appliqué sur les variables mécaniques, que celles-ci soient mesurées ou observées. Le schéma de détection a été testé sur différents types de défauts de roulements. Il apparaît alors que l'utilisation des grandeurs observées permet la détection des défauts de roulements pour une plus large gamme de fréquences d'alimentation de la machine asynchrone. De plus, l'algorithme permettant d'obtenir l'indicateur proposé  $I_{meca}$  est plus simple à implanter que celui conduisant à  $I_{cour}$ , dans la mesure où les intervalles de fréquence pour l'extraction énergétique ne sont pas définis en fonction des modulations du fondamental d'alimentation. Les



grandeurs observées sont alors comparables à des signaux « démodulés » en termes de contenu harmonique relatif aux défauts. De plus, nous avons également montré expérimentalement qu'il n'y avait pas de variable observée préférentielle pour la détection des défauts. Ainsi, il est possible d'utiliser aussi bien le couple électromagnétique observé que la vitesse de rotation mécanique observée, en fonction des missions de l'observateur. Expérimentalement, nous avons constaté que pour des défauts d'usure généralisée ou pouvant y être assimilés comme ceux engendrés par fraisage, la localisation des défauts n'est pas aisée et leur détection devient délicate voire impossible pour les vitesses de rotation élevées. Comme nous l'avons déjà souligné, ceci s'explique par le fait que les informations concernant les défauts peuvent être irrémédiablement perdues dans le bruit de fond des courants statoriques.

Du point de vue de l'utilisateur ayant à implanter un schéma de détection et de diagnostic des défauts de roulements, la méthode basée sur les courants statoriques et celle basée sur les grandeurs observées ne sont pas équivalentes. En effet, la mise en place de l'indicateur  $I_{cour}$  ne nécessite que deux capteurs de courant mais entraîne des calculs complexes, au travers de l'estimation des plages fréquentielles d'analyse, pour l'obtention de l'indicateur. De plus, la méthode est limitée à des fréquences d'alimentation particulières, définies grâce à une modélisation fine du système électromécanique. De plus, comme nous l'avons vu au chapitre 4, il est nécessaire de tester tous les points de fonctionnement permettant d'accorder les fréquences caractéristiques du roulement avec la ou les fréquences de résonance du gain  $G_i$  identifié par la modélisation. Il est donc également nécessaire de posséder une alimentation à fréquence variable pour la machine asynchrone. Dans le cadre de l'utilisation d'un observateur conduisant à l'indicateur  $I_{meca}$ , la complexité algorithmique du calcul de l'indicateur en lui-même est réduite. Cependant, il faut tenir compte de la complexité algorithmique de l'observateur. De plus, cette méthode nécessite la mise en place de deux capteurs de tension supplémentaires. Par ailleurs, comme nous l'avons vu, il est possible avec l'observateur de s'affranchir de la modélisation fine de l'entraînement puisque l'utilisation des fréquences de résonance n'est pas indispensable. Ainsi, cette technique peut potentiellement s'appliquer sur des systèmes dont la fréquence d'alimentation n'est pas réglable. En conclusion, nous pouvons estimer que, malgré des performances accrues, les observateurs pour la détection des défauts de roulements sont à employer dans le cadre de machines en étant déjà équipées pour des besoins de contrôle - commande. Ces points sont résumés dans [Tra09e].



# Chapitre 6

## Diagnostic des défauts mécaniques par caractérisation des modulations des courants statoriques

### Table des matières

---

6.1	Introduction . . . . .	188
6.2	Diagnostic des modulations d'amplitude et de phase sur les courants statoriques . . . . .	189
6.2.1	Caractérisation spectrale des modulations d'amplitude et de phase . . . . .	190
6.2.2	Construction d'un signal complexe pour le diagnostic des modulations . . . . .	192
6.2.2.1	Transformée de Hilbert pour le calcul du signal analytique . . . . .	193
6.2.2.2	Transformée de Concordia pour l'obtention d'un vecteur complexe . . . . .	193
6.2.3	Propriétés des signaux complexes pour le diagnostic des modulations lentes et rapides . . . . .	194
6.2.3.1	Transformée de Hilbert de signaux modulés - Théorème de Bedrosian . . . . .	195
6.2.3.2	Signatures fréquentielles de l'amplitude et la fréquence instantanées en cas de modulations lentes . . . . .	196
6.2.3.3	Signatures fréquentielles de l'amplitude et la fréquence instantanées en cas de modulations rapides . . . . .	197
6.2.3.4	Récapitulatif des signatures fréquentielles de l'amplitude et de la fréquence instantanées . . . . .	198
6.2.3.5	Résultats expérimentaux en présence d'oscilla- tions du couple de charge . . . . .	199

<b>6.3</b>	<b>Caractérisation fréquentielle des signatures du vecteur de concordia en présence d'oscillations du couple de charge</b>	<b>200</b>
6.3.1	Modèle des courants statoriques	202
6.3.1.1	Courants triphasés	202
6.3.1.2	Courants dans le repère de Concordia	203
6.3.2	Enveloppe complexe	204
6.3.3	Fréquence instantanée	206
6.3.4	Diagnostic des modulations des courants	207
6.3.4.1	Rapport entre les gains obtenus à partir de l'amplitude et la fréquence instantanées	208
6.3.4.2	Vecteur complexe	209
6.3.5	Application du signal analytique et du vecteur de Concordia aux défauts de roulements	210
6.3.5.1	Implantation du vecteur complexe $\tilde{G}$ dans le cadre des défauts de roulements	211
6.3.5.2	Résultats expérimentaux	213
<b>6.4</b>	<b>Diagnostic des défauts mécaniques en régime transitoire</b>	<b>215</b>
6.4.1	Distribution de Wigner-Ville	215
6.4.1.1	Définition	215
6.4.1.2	Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en amplitude	216
6.4.1.3	Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en phase	217
6.4.1.4	Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en amplitude et en phase	219
6.4.1.5	Distribution de Wigner-Ville de signaux transitoires	220
6.4.2	Distribution de Wigner-Ville des courants statoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge	220
6.4.3	Résultats expérimentaux	222
6.4.3.1	Régime permanent	222
6.4.3.2	Régime transitoire	224
<b>6.5</b>	<b>Résumé</b>	<b>224</b>

## 6.1 Introduction

Nous avons vu au chapitre 3 que les défauts mécaniques pouvant apparaître dans un entraînement électrique rotatif se caractérisaient par la création soit d'excentricités mécaniques, soit d'oscillations du couple de charge. Nous nous sommes alors intéressés à la caractérisation des effets des défauts sur les courants statoriques de la machine asynchrone d'entraînement. Par ailleurs, nous avons également présenté le modèle basé sur l'étude des forces magnétomotrices et des ondes de perméance

dans l'entrefer de la machine. Ce modèle permettait de montrer que les différents types de défauts mécaniques entraînaient des modulations d'amplitude ou de phase du fondamental des courants statoriques [Blo06a]. Dans ce chapitre, nous allons présenter des méthodes de traitement du signal permettant de distinguer les deux types de modulation.

Tout d'abord, nous étudierons les caractéristiques des spectres des courants statoriques modulés en amplitude et/ou en phase. Nous verrons alors que, dans un cas pratique, l'analyse spectrale directement appliquée aux courants n'est pas aisément applicable au diagnostic des défauts mécaniques. Nous introduirons alors la notion de signal complexe associé à un signal à valeurs réelles. Nous étudierons les propriétés de la transformée de Hilbert, couramment utilisée en traitement du signal [Boa92a], [Boa92b], [Pic97], [Fla98]. Nous verrons les restrictions de cette méthode pour les signaux modulés. Nous présenterons alors une méthode alternative, basée sur la transformée de Concordia, utilisée par ailleurs pour le contrôle-commande des entraînements électriques. Cette méthode est déjà parfois implantée pour des applications de diagnostic des réseaux électriques [All02], des convertisseurs statiques [Car97], [Ign05], des enroulements statoriques des machines [Cru01] ou encore des défauts mécaniques [Car93], [Sil05], [Zar06]. Dans ce travail, la transformée de Concordia servira à reconstituer un signal complexe à partir de mesures de signaux de courants réels. A partir des signaux complexes extraits, nous étudierons analytiquement, en régime permanent, le contenu fréquentiel de l'amplitude et de la fréquence instantanées des signaux. Nous appliquerons ensuite les méthodes proposées au diagnostic des défauts mécaniques de type oscillations du couple de charge et plus spécifiquement aux défauts de roulements.

Enfin, nous présenterons la distribution de Wigner-Ville, transformée temps-fréquence également utilisée pour le diagnostic des machines en régime permanent comme en régime variable [Blo06a]. Cette transformée est nécessairement appliquée à un signal à valeurs complexes. Là encore, nous étudierons de manière analytique les signatures présentes dans la distribution en cas de signaux de courants modulés en amplitude et/ou en phase.

## 6.2 Diagnostic des modulations d'amplitude et de phase sur les courants statoriques

Considérons l'approche par l'étude des ondes de perméance et des forces magnéto-motrices conduisant au modèle de courant rappelé au chapitre 3 [Blo06a]. Celui-ci fait apparaître que, en première approximation, les défauts se traduisent sur les courants par des modulations du fondamental d'alimentation. Ce modèle montre que les excentricités se traduisent majoritairement par une modulation d'amplitude du fondamental d'alimentation (3.9) alors que les oscillations de couple engendrent, quant à elles, des modulations de phase du fondamental (3.16). Nous étudierons donc les propriétés des signaux modulés ainsi que la détermination du type de modulations présentes sur les courants statoriques.

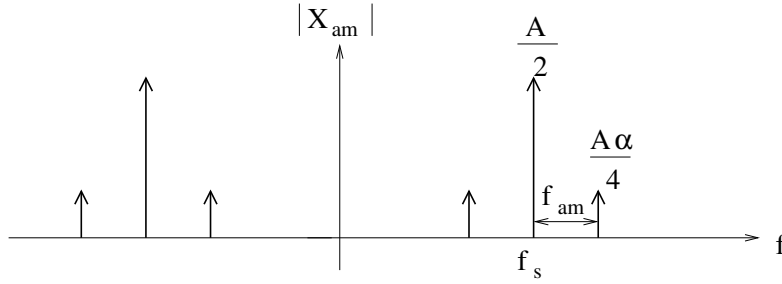


FIG. 6.1 – Illustration du module de la transformée de Fourier d'un signal modulé en amplitude

### 6.2.1 Caractérisation spectrale des modulations d'amplitude et de phase

Considérons un signal à valeurs réelles, modulé en amplitude  $x_{am}(t)$  (6.1),  $\alpha$  et  $f_{am}$  étant respectivement la profondeur et la fréquence de la modulation d'amplitude et  $\phi$  traduisant le déphasage de la composante fondamentale de fréquence  $f_s$  par rapport à la modulation. Notons que le cas  $f_s = f_{am}$  est exclu de cette étude.

$$x_{am}(t) = A [1 + \alpha \cos(2\pi f_{am}t)] \cos(2\pi f_s t + \phi) \quad (6.1)$$

La transformée de Fourier du signal modulé en amplitude  $X_{am}(f)$  s'exprime alors simplement selon (6.2).

$$X_{am}(f) = \frac{A}{2} [e^{j\phi} \delta(f - f_s) + e^{-j\phi} \delta(f + f_s)] + \frac{A\alpha}{4} [e^{j\phi} \delta(f - f_s \pm f_{am}) + e^{-j\phi} \delta(f + f_s \pm f_{am})] \quad (6.2)$$

Dans le domaine fréquentiel, la modulation d'amplitude se traduit donc par des composantes latérales au fondamental de fréquences  $f_s \pm f_{am}$  et d'amplitude  $\frac{A\alpha}{4}$ . La figure 6.1 permet de représenter schématiquement la TF du signal modulé en amplitude. Notons alors que les phases des composantes latérales du fondamental sont identiques.

Considérons maintenant un signal réel modulé en phase  $x_{pm}(t)$  (6.3),  $\beta$  et  $f_{pm}$  étant respectivement la profondeur et la fréquence de la modulation de phase et  $\phi$  traduisant le déphasage de la composante fondamentale de fréquence  $f_s$  par rapport à la modulation. Notons que le cas  $f_s = f_{pm}$  est exclu de cette étude.

$$x_{pm}(t) = A \cos(2\pi f_s t + \phi + \beta \sin(2\pi f_{pm}t)) \quad (6.3)$$

Le signal peut s'écrire sous la forme (6.4) en développant le cosinus [Hau00].

$$x_{pm}(t) = A \cos(2\pi f_s t + \phi) \cos(\beta \sin(2\pi f_{pm}t)) - A \sin(2\pi f_s t + \phi) \sin(\beta \sin(2\pi f_{pm}t)) \quad (6.4)$$

La TF des termes faisant intervenir la composition de deux fonctions trigonométriques relève de calculs connus en télécommunications [Cou93]. Pour cela, on

utilise le développement de *Jacobi-Anger* (6.5), faisant intervenir les fonctions de Bessel de première espèce d'ordre  $n$  :  $J_n(\beta)$  [Abr64].

$$e^{j\beta \sin(2\pi f_{pm}t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) e^{j2\pi n f_{pm}t} \quad (6.5)$$

En considérant les parties réelles et imaginaires associées aux termes de l'équation (6.5), on obtient directement les expressions des composées de deux fonctions trigonométriques et donc du signal modulé en phase (6.6).

$$\begin{aligned} x_{pm}(t) = & A \cos(2\pi f_s t + \phi) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \cos(2\pi n f_{pm} t) \\ & - A \sin(2\pi f_s t + \phi) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \sin(2\pi n f_{pm} t) \end{aligned} \quad (6.6)$$

Dans le cas des effets des défauts mécaniques sur les courants statoriques d'une machine asynchrone, la profondeur de modulation  $\beta$  peut être considérée comme faible ( $\beta \ll 1$ ) [Blo06a]. Ainsi, les termes oscillants d'ordre  $|n| > 1$  peuvent être négligés. De plus, les fonctions de Bessel de première espèce peuvent être approximées selon (6.7) lorsque  $\beta \rightarrow 0$  [Abr64].

$$J_0(\beta) \simeq 1 \quad \text{et} \quad J_1(\beta) \simeq \frac{\beta}{2} \quad (6.7)$$

En utilisant de plus la propriété (6.8), on en déduit alors l'expression de la TF du signal modulé en phase  $X_{pm}(f)$  (6.9). La figure 6.2 permet d'illustrer de manière schématique la TF d'un signal modulé en phase avec une faible profondeur de modulation. On remarque que les composantes latérales du fondamental sont en opposition de phase.

$$J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta) \quad (6.8)$$

$$\begin{aligned} X_{pm}(f) = & \frac{A}{2} [e^{j\phi} \delta(f - f_s) + e^{-j\phi} \delta(f + f_s)] \\ & + \frac{A\beta}{4} e^{j\phi} [\delta(f - f_s - f_{pm}) - \delta(f - f_s + f_{pm})] \\ & + \frac{A\beta}{4} e^{-j\phi} [\delta(f + f_s + f_{pm}) - \delta(f + f_s - f_{pm})] \end{aligned} \quad (6.9)$$

Notons qu'en cas de modulation de faible amplitude, il n'est pas possible de différencier un signal modulé en amplitude d'un signal modulé en phase par l'intermédiaire du module de la TF. Par conséquent, l'utilisation de la DSP, par exemple pour l'analyse des signaux de courants statoriques d'une machine en présence de défauts mécaniques, ne permet pas de diagnostiquer le type de modulation. La seule méthode possible consiste à exploiter la phase de la TF. Cependant, l'exploitation directe de la phase de la TF se révèle délicate en raison des discontinuités de celle-ci, surtout dans le cas de signaux bruités [Aki06].

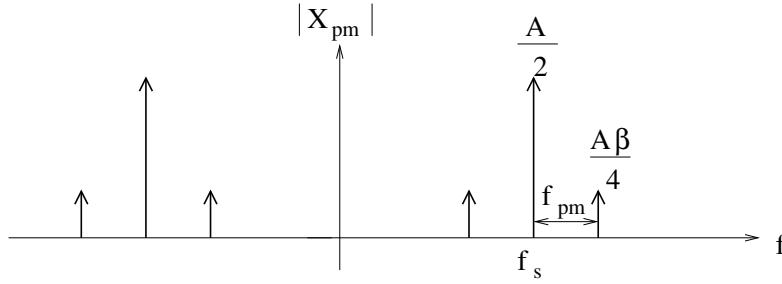


FIG. 6.2 – Illustration du module de la transformée de Fourier d'un signal modulé en phase tel que  $\beta \ll 1$

### 6.2.2 Construction d'un signal complexe pour le diagnostic des modulations

L'étude des modulations d'amplitude et/ou de phase d'un signal nécessite de définir l'amplitude et la phase instantanées du signal. Pour un signal à valeurs réelles  $x(t)$ , il existe une infinité de paire de variables  $[A(t), \Psi(t)]$ , telles que  $x(t) = A(t) \cos(\Psi(t))$ . Ainsi, pour assurer une définition unique du couple  $[A(t), \Psi(t)]$ , un signal complexe  $z(t)$  doit être associé au signal réel [Pic97]. La définition de l'amplitude et de la phase instantanées nécessite donc d'établir une transformation bijective mettant en relation le signal  $x(t)$  et le couple de variables  $[A(t), \Psi(t)]$  [Boa92a], [Boa92b], [Pic97], [Fla98].

De manière générale, dans le cas des signaux modulés en amplitude et/ou en phase, nous adopterons la notation suivante (6.10).  $A(t)$  sera désignée comme l'amplitude instantanée du signal (AI) et  $\Psi(t)$  comme la phase instantanée (PI). L'AI et la PI doivent donc être représentatives respectivement des modulations d'amplitude et de phase du signal.

$$\begin{cases} x(t) = A(t) \cos(\Psi(t)) \\ A(t) = A [1 + \alpha \cos(2\pi f_{am}t)] \\ \Psi(t) = 2\pi f_s t + \phi + \beta \sin(2\pi f_{pm}t) \end{cases} \quad (6.10)$$

L'AI est estimée au travers de l'enveloppe complexe du signal complexe  $z(t)$ , défini selon (6.11). Cependant, l'obtention de l'enveloppe complexe nécessite la connaissance de la PI. Dans notre cas, nous utiliserons le module du signal complexe pour estimer l'enveloppe complexe.

$$A(t) = z(t)e^{-j\Psi(t)} \simeq |z(t)| \quad (6.11)$$

Par ailleurs, notons que la PI peut être avantageusement remplacée par la fréquence instantanée (FI) (6.12). En effet, en régime permanent, la PI d'un signal sinusoïdal est une rampe et ne peut donc pas être considérée comme un signal stationnaire. Pour l'analyse de Fourier, on préférera donc la FI, qui est stationnaire en régime permanent.

$$FI(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (6.12)$$



### 6.2.2.1 Transformée de Hilbert pour le calcul du signal analytique

Considérons un signal complexe  $z(t) = A(t)e^{j\Psi(t)}$ . Il est clair que son amplitude et sa phase instantanées sont définies de manière unique. Il est donc nécessaire d'associer ce signal complexe  $z(t)$  au signal réel  $x(t)$ . Classiquement,  $z(t)$  est construit à partir de la transformée de Hilbert (TH) de  $x(t)$ . Le signal  $z_{TH}(t)$ , obtenu à partir de la TH de  $x(t)$  est alors appelé signal analytique. Sa transformée de Fourier  $Z_{TH}(f)$  est définie nulle pour les fréquences négatives. La TH s'exprime alors dans le domaine fréquentiel selon (6.13) [Fla98], [Max00].

$$Z_{TH}(f) = X(f) + jH(f)X(f) \quad \text{avec : } H(f) = -j \operatorname{sign}(f) \quad (6.13)$$

avec :

$$\operatorname{sign}(f) = \begin{cases} +1 & \text{si } f > 0 \\ 0 & \text{si } f = 0 \\ -1 & \text{si } f < 0 \end{cases}$$

$H(f)$  est la fonction de transfert du filtre de Hilbert dans le domaine fréquentiel. De plus,  $Z_{TH}(f)$  peut s'exprimer directement en fonction de  $X(f)$  (6.14).

$$Z_{TH}(f) = \begin{cases} 2X(f) & \text{si } f > 0 \\ X(f) & \text{si } f = 0 \\ 0 & \text{si } f < 0 \end{cases} \quad (6.14)$$

### 6.2.2.2 Transformée de Concordia pour l'obtention d'un vecteur complexe

La transformée de Concordia (TC) est largement utilisée dans le cadre du contrôle-commande des machines électriques [Vas92], ainsi que pour des applications de diagnostic des systèmes électriques en général [Car93], [Aco00], [Cru01], [Sil05], [Zar06].

Dans le cadre des systèmes électriques triphasés équilibrés, les trois composantes des grandeurs électriques (courants, tensions, flux...) peuvent être représentées par un ensemble de trois vecteurs coplanaires de même amplitude instantanée et déphasés d'un angle de  $-\frac{2\pi}{3} \text{ rad}$  électriques. La TC est alors définie comme une projection linéaire des composantes électriques dans une base orthogonale  $(\alpha, \beta)$  [Whi59], [All02]. Dans les applications de diagnostic, nous utiliserons préférentiellement la forme normalisée de la TC, qui conserve alors les amplitudes des vecteurs (6.15).

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{2}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \quad (6.15)$$

Les composantes électriques sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  sont en quadrature, comme le montre la figure 6.3. La TC permet alors de construire un vecteur complexe  $z_{TC}(t)$  selon (6.16).

$$z_{TC}(t) = x_\alpha(t) + jx_\beta(t) \quad (6.16)$$

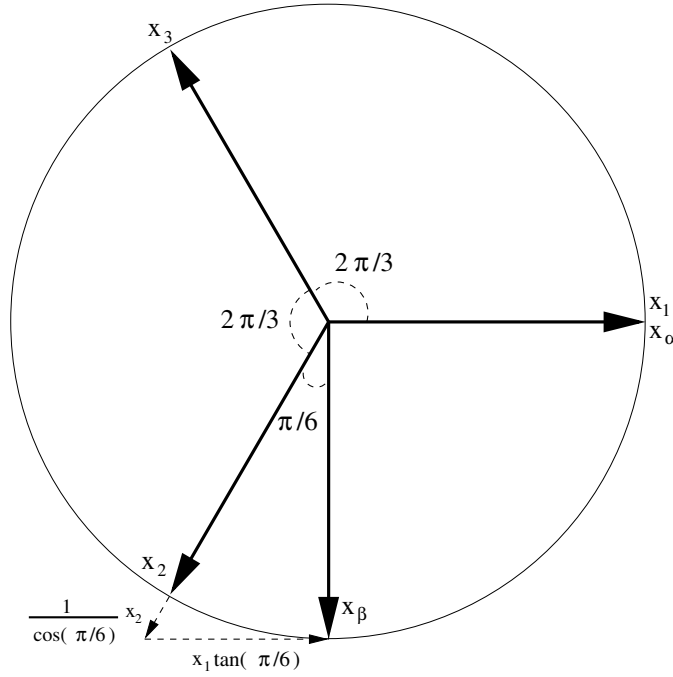


FIG. 6.3 – Construction géométrique des vecteurs des grandeurs électriques dans la base de Concordia

Considérons deux signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$ , déphasés de  $-\frac{2\pi}{3}$ , d'amplitude et de phase instantanées respectivement  $A(t)$  et  $\Psi(t)$ . En utilisant (6.15), nous pouvons alors exprimer les composantes  $x_\alpha(t)$  et  $x_\beta(t)$  puis le vecteur de Concordia  $z_{TC}(t)$  (6.17). Ce dernier représente donc, sans équivoque, l'amplitude et la phase instantanées des signaux à valeurs réelles.

$$\begin{cases} x_1(t) = A(t) \cos(\Psi(t)) \\ x_2(t) = A(t) \cos\left(\Psi(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} x_\alpha(t) = A(t) \cos(\Psi(t)) \\ x_\beta(t) = A(t) \sin(\Psi(t)) \end{cases} \quad (6.17)$$

$$\Leftrightarrow z_{TC}(t) = A(t)e^{j\Psi(t)}$$

### 6.2.3 Propriétés des signaux complexes pour le diagnostic des modulations lentes et rapides

Nous avons vu que la TH, ainsi que la TC, permettaient toutes deux de construire un vecteur complexe à partir de signaux réels. Par ailleurs, contrairement à la TC, l'utilisation de la TH est théoriquement restreinte par les conditions du théorème de Bedrosian pour les signaux modulés.

Nous allons donc étudier, sur des signaux simulés, l'influence du rapport entre la fréquence des modulations et la fréquence fondamentale des signaux sur le contenu spectral de l'amplitude et de la phase instantanées. Nous définirons alors les signaux lentement modulés tels que  $f_{am} < f_s$  ou  $f_{pm} < f_s$ . Par opposition, les signaux rapidement modulés seront caractérisés par  $f_{am} > f_s$  ou  $f_{pm} > f_s$ . Pour simplifier l'étude, nous étudierons séparément les signaux modulés en amplitude et ceux

modulés en phase.

### 6.2.3.1 Transformée de Hilbert de signaux modulés - Théorème de Bedrosian

Une des applications de la transformée de Hilbert est constituée par la démodulation des signaux modulés en amplitude et/ou en phase. Cependant, comme la TH implique l'annulation des composantes de fréquences négatives dans le signal  $x(t)$ , dans le cas où des modulations du signal réel entraînent l'apparition d'harmoniques de fréquences négatives, l'utilisation de la TH peut conduire à des erreurs d'interprétation quant à la caractérisation des modulations [Boa92a]. Considérons un signal réel, tel que donné en (6.10). Théoriquement, la partie imaginaire du signal analytique doit être en quadrature par rapport au signal réel (6.18), où  $h(t)$  représente la réponse impulsionnelle du filtre de Hilbert. Dans ce cas, nous avons bien :  $z_{TH}(t) = A_{TH}(t)e^{j\Psi_{TH}(t)}$ .

$$\Im(z_{TH}(t)) = h(t) * [A_{TH}(t) \cos(\Psi_{TH}(t))] = A_{TH}(t) \sin(\Psi_{TH}(t)) \quad (6.18)$$

Pour vérifier l'équation (6.18), le signal réel doit satisfaire les deux conditions suivantes (6.19) [Fla98].

$$\begin{cases} h(t) * [A_{TH}(t) \cos(\Psi_{TH}(t))] = A_{TH}(t) [h(t) * \cos(\Psi_{TH}(t))] \\ h(t) * \cos(\Psi_{TH}(t)) = \sin(\Psi_{TH}(t)) \end{cases} \quad (6.19)$$

Dans le cas de la première condition de validité, la commutation entre le produit de convolution et la multiplication n'est possible que si le signal respecte les conditions du théorème de Bedrosian. Ainsi, la TF de l'amplitude instantanée doit être restreinte aux basses fréquences alors que la TF du cosinus de la phase instantanée doit être restreinte aux hautes fréquences. De plus, les deux contenus fréquentiels ne doivent pas se recouvrir [Bed63]. Dans ce cas, l'amplitude et la phase instantanées vérifient (6.20), avec  $c$  une constante positive arbitraire. La figure 6.4 permet d'illustrer les conditions du théorème de Bedrosian.

$$\begin{cases} TF_f\{A(t)\} = 0 \text{ si } f > c \\ TF_f\{\cos(\Psi(t))\} = 0 \text{ si } f < c \end{cases} \quad (6.20)$$

La deuxième condition présentée en (6.19) est validée quand la bande fréquentielle de  $\cos(\Psi(t))$  est étroite. Dans le cas contraire, une erreur d'estimation de la partie imaginaire du signal analytique apparaît, calculée dans [Ler60]. Lorsque les conditions en (6.19) sont toutes réalisées, le signal analytique peut être comparé à un vecteur dans le plan complexe, le module de ce vecteur étant l'amplitude instantanée et son argument étant la phase instantanée. Sous cette forme, il apparaît clairement que les informations d'amplitude et de phase concernant le signal réel peuvent être extraites du signal analytique et nous avons  $A_{TH}(t) = A(t)$  et  $\Psi_{TH}(t) = \Psi(t)$ . Nous pouvons donc constater qu'une estimation correcte du signal analytique, tel que  $z_{TH}(t) = A(t)e^{j\Psi(t)}$ , n'est réalisable que sous certaines conditions.

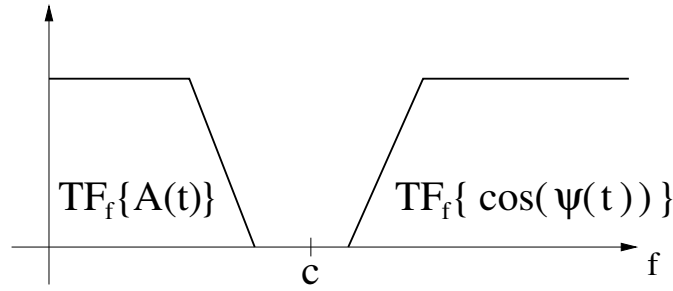


FIG. 6.4 – Illustration des conditions du théorème de Bedrosian

### 6.2.3.2 Signatures fréquentielles de l'amplitude et la fréquence instantanées en cas de modulations lentes

Posons tout d'abord le modèle des courants triphasés (6.21), en présence de défauts mécaniques. Pour simplifier l'étude, nous supposons en première approximation que les défauts entraînent des modulations d'amplitude et/ou de phase de même fréquence  $f_d$ . Le modèle est établi avec  $I_{123}$  l'amplitude des composantes fondamentales de courant dans le repère triphasé,  $\psi_0$  la phase des courants à l'origine,  $\phi_k$  le déphasage propre à chaque phase statorique et  $\phi_{am}$  et  $\phi_{pm}$  les phases des termes de modulation. Le modèle est établi de façon à ce que le déphasage entre la composante fondamentale et les harmoniques de modulation soit le même sur chaque phase statorique.

$$i_k(t) = I_{123} [1 + \alpha \cos(2\pi f_d t + \phi_{am})] \cos(2\pi f_s t + \psi_0 + \phi_k + \beta \sin(2\pi f_d t + \phi_{pm})) \quad (6.21)$$

avec :

$$\phi_k = -(k-1) \frac{2\pi}{3}, \quad k \in [1; 3] \quad (6.22)$$

Considérons les signaux modélisés en (6.21). La TH sera appliquée à  $i_1(t)$  et la TC sera calculée à partir de  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$ . Étudions tout d'abord le cas des modulations lentes. De manière théorique, il n'existe pas de différence entre le signal analytique  $z_{TH}(t)$  et le vecteur complexe  $z_{TC}(t)$ . Considérons des courants statoriques simulés, lentement modulés en amplitude tels que  $I_{123} = 10$ ,  $\alpha = 0.03$ ,  $\beta = 0$ ,  $\phi_{am} = \frac{\pi}{7}$ ,  $\psi_0 = 0$ ,  $f_d = 20Hz$  et  $f_s = 50Hz$ . De plus, un bruit blanc gaussien de variance  $\sigma^2 = 0.003$  est ajouté sur chaque courant, de façon à simuler des mesures expérimentales. La figure 6.5 permet de donner la DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée du signal analytique et du vecteur de Concordia. On constate que seule l'enveloppe complexe fait apparaître, dans les deux cas, une composante spectrale de fréquence  $f_d$  représentative de la modulation d'amplitude. De plus, il n'y a pas de différence notable entre les DSP des enveloppes complexes.

Une étude similaire est effectuée en considérant des courants simulés, lentement modulés en phase, tels que  $I_{123} = 10$ ,  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 0.03$ ,  $\phi_{pm} = \frac{\pi}{7}$ ,  $\psi_0 = 0$ ,  $f_d = 20Hz$  et  $f_s = 50Hz$ . Un bruit blanc de variance  $\sigma^2 = 0.003$  est également ajouté. Dans

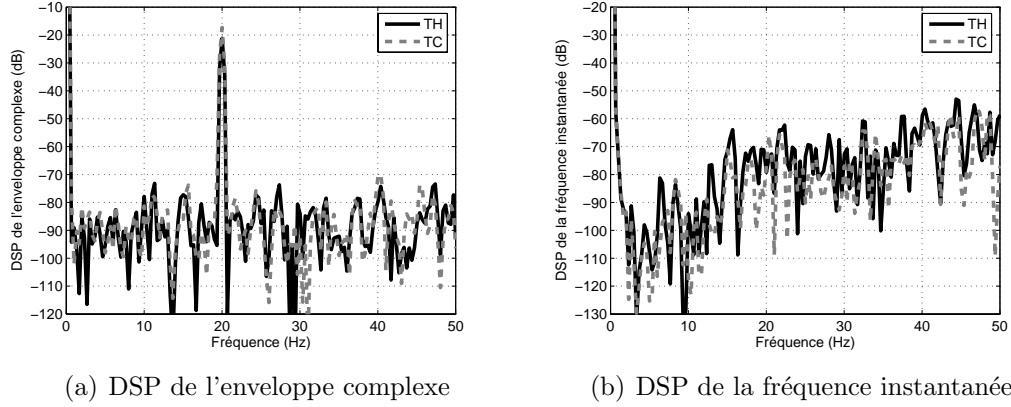


FIG. 6.5 – DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation lente d'amplitude

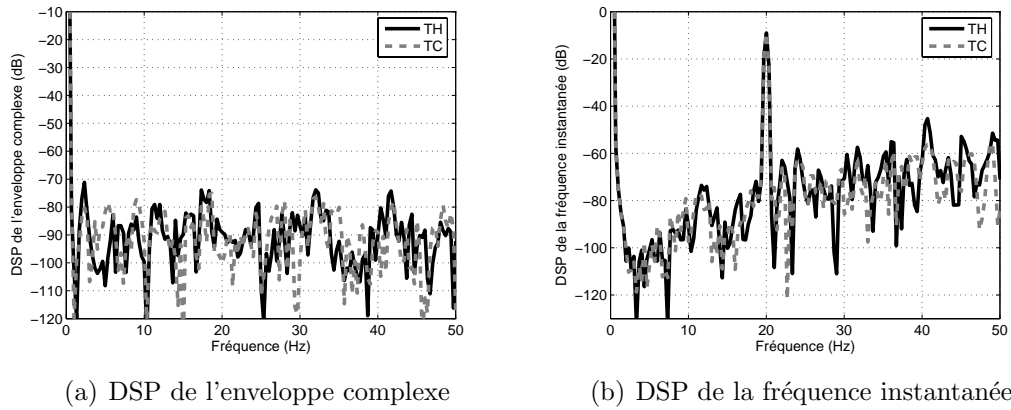


FIG. 6.6 – DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation lente de phase

ce cas, comme le montre la figure 6.6, seule la FI est porteuse d'informations concernant la modulation de phase. De plus, l'amplitude de la composante spectrale de la FI est égale à  $\frac{\beta f_d}{2}$ . Ainsi, dans le cas des modulations lentes, nous pouvons conclure que l'étude des modulations par le signal analytique ou par le vecteur complexe de Concordia, est strictement équivalente. Ces résultats sont résumés dans [Tra08c] et [Tra09d].

### 6.2.3.3 Signatures fréquentielles de l'amplitude et la fréquence instantanées en cas de modulations rapides

Étudions maintenant le cas des modulations rapides. Les courants statoriques modélisés en (6.21) ne respectent donc pas les conditions du théorème de Bedrosian. Des courants statoriques modulés en amplitude, tels que  $f_{am} > f_s$ , sont simulés, avec les paramètres suivants :  $I_{123} = 10$ ,  $\alpha = 0.03$ ,  $\beta = 0$ ,  $\phi_{am} = \frac{\pi}{7}$ ,  $\psi_0 = 0$ ,

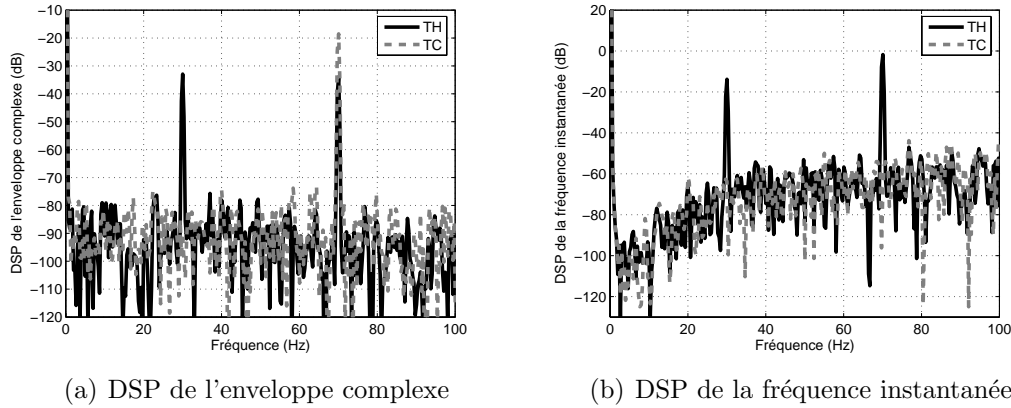


FIG. 6.7 – DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation rapide d'amplitude

$f_d = 70\text{Hz}$  et  $f_s = 50\text{Hz}$ . De plus, un bruit blanc gaussien de variance  $\sigma^2 = 0.003$  est ajouté sur chaque courant. La figure 6.7 permet de donner la DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée du signal analytique et du vecteur de Concordia. On peut bien constater que seule l'enveloppe complexe obtenue à partir du vecteur complexe de Concordia fait apparaître une composante spectrale unique de fréquence  $f_d$  représentative de la modulation d'amplitude. Par ailleurs, l'enveloppe complexe et la fréquence instantanée, obtenues à partir du signal analytique, présentent des harmoniques de fréquences  $f_d$  et  $|2f_s - f_d|$ . Ainsi, dans le cas où les courants statoriques, modulés en amplitude, ne respectent pas les conditions du théorème de Bedrosian, le signal analytique conduit à une confusion entre les caractéristiques de modulation d'amplitude et de phase. Dans le cas d'une modulation rapide d'amplitude, la TH n'est plus bijective, la fréquence de la modulation ne peut pas être identifiée.

Une étude similaire est effectuée en considérant des courants simulés, rapidement modulés en phase, tels que  $I_{123} = 10$ ,  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 0.03$ ,  $\phi_{pm} = \frac{\pi}{7}$ ,  $\psi_0 = 0$ ,  $f_d = 70\text{Hz}$  et  $f_s = 50\text{Hz}$ . Un bruit blanc de variance  $\sigma^2 = 0.003$  est également ajouté. Dans ce cas, comme le montre la figure 6.8, seule la FI extraite du vecteur complexe de Concordia est porteuse des informations relatives à la modulation de phase. Tout comme dans le cas de la modulation rapide d'amplitude, la TH n'est plus bijective et l'utilisation du signal analytique conduit à ne plus pouvoir distinguer le type de modulation, ainsi que sa fréquence.

#### 6.2.3.4 Récapitulatif des signatures fréquentielles de l'amplitude et de la fréquence instantanées

Nous avons vu sur des signaux simulés que, lorsque les hypothèses du théorème de Bedrosian ne sont pas validées en cas de modulation rapide, la transformée de Hilbert conduit à une mauvaise interprétation et donc un mauvais diagnostic du type de modulation. En effet, une modulation de phase, par exemple, peut être interprétée comme plusieurs modulations d'amplitude et de phase. Dans le

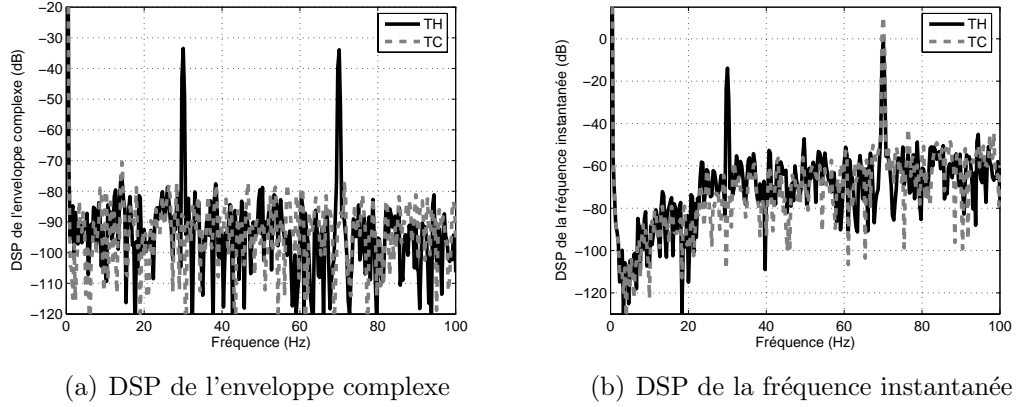


FIG. 6.8 – DSP de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia en cas de modulation rapide de phase

cas de signaux rapidement modulés, seule la transformée de Concordia permet d'établir une relation bijective entre les signaux réels et le signal complexe. Ainsi, le diagnostic des modulations d'amplitude et/ou de phase, lentes ou rapides, par l'utilisation du vecteur complexe de Concordia est possible sans confusion.

Les composantes spectrales de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée obtenues avec la TH sont démontrées analytiquement, en cas de modulation lente et rapide d'amplitude et de phase en annexe C.1. Le tableau 6.1 récapitule les résultats en indiquant quelles sont les composantes, ainsi que leurs amplitudes, qui apparaissent dans les différentes grandeurs.

La relation (6.17) et le tableau 6.1 montrent que, quel que soit le type de modulation et sa fréquence par rapport à la fréquence fondamentale, la TC permet de séparer les caractéristiques de modulation d'amplitude et de phase en étudiant respectivement l'enveloppe complexe et la fréquence instantanée. Ces résultats sont résumés dans [Tra08c] et [Tra09d].

### 6.2.3.5 Résultats expérimentaux en présence d'oscillations du couple de charge

Considérons maintenant les courants statoriques mesurés sur la machine d'étude en présence d'oscillations du couple de charge. Nous supposons ici que les courants statoriques sont modulés en phase. Dans un premier temps, la fréquence de l'oscillation est fixée à  $f_{osc} = f_d \simeq 21.2Hz$ , alors que la fréquence d'alimentation de la machine est de  $f_s = 50Hz$ . Dans ce cas, nous sommes en présence d'une modulation lente. La figure 6.9(a) montre la DSP d'un courant statorique. On y voit clairement les composantes latérales du fondamental relatives à l'oscillation du couple. La figure 6.9(b) permet de donner la DSP de la fréquence instantanée des courants statoriques, obtenue à partir de la TH et de la TC. Dans ce cas, les deux DSP sont équivalentes et il n'existe pas d'harmoniques supplémentaires sur l'AI et la FI obtenues à partir de la TH. Dans un second temps, la fréquence de l'oscillation du couple de charge est fixée à  $f_{osc} = f_d \simeq 81.4Hz$ , alors que la fréquence

TAB. 6.1 – Composantes fréquentielles (fréquence, amplitude) de l’enveloppe complexe et de la fréquence instantanée en fonction du type de modulation des signaux modélisés de courants statoriques

		Modulation d’amplitude		Modulation de phase	
		$f_s > f_d$	$f_s < f_d$	$f_s > f_d$	$f_s < f_d$
TH	AI	$f_d, \frac{I_{123}\alpha}{2}$	$f_d, \frac{I_{123}\alpha}{4}$ $ 2f_s - f_d , \frac{I_{123}\alpha}{4}$	$\diagup$	$f_d, \frac{I_{123}\beta}{4}$ $ 2f_s - f_d , \frac{I_{123}\beta}{4}$
	FI	$\diagup$	$f_d, \frac{\alpha f_d}{4}$ $ 2f_s - f_d , \frac{\alpha 2f_s - f_d }{4}$	$f_d, \frac{\beta f_d}{2}$	$f_d, \frac{\beta f_d}{4}$ $ 2f_s - f_d , \frac{\beta 2f_s - f_d }{4}$
TC	AI	$f_d, \frac{I_{123}\alpha}{2}$	$f_d, \frac{I_{123}\alpha}{2}$	$\diagup$	$\diagup$
	FI	$\diagup$	$\diagup$	$f_d, \frac{\beta f_d}{2}$	$f_d, \frac{\beta f_d}{2}$

d’alimentation de la machine est de  $f_s = 50Hz$ . Nous sommes alors en présence d’une modulation rapide. La figure 6.10 permet de représenter, sur deux plages de fréquence, la DSP de la FI obtenue à partir de la TH et de la TC. L’harmonique de défaut à  $f_d$  est parfaitement visible sur les deux grandeurs en figure 6.10(b). Cependant, la FI obtenue à partir de la TH fait apparaître en figure 6.10(a), comme dans le cadre des signaux simulés, une composante additionnelle de fréquence  $|2f_s - f_d|$ .

### 6.3 Caractérisation fréquentielle des signatures du vecteur de concordia en présence d’oscillations du couple de charge

Nous avons vu au chapitre 3, au travers de la modélisation de la machine asynchrone dans le domaine fréquentiel, que les oscillations du couple de charge entraînaient l’apparition, sur les courants statoriques, de composantes spectrales latérales au fondamental d’alimentation. Nous avons alors constaté l’importance de l’analyse du comportement fréquentiel de ces signatures. En effet, des plages de fonctionnement favorables à la détection des défauts mécaniques, de type oscillations du couple de charge, avaient été identifiées. Ainsi, nous allons étudier l’évolution fréquentielle des signatures relatives aux défauts sur l’AI et la FI du vecteur de Concordia. En effet, dans le cadre du diagnostic des défauts mécaniques d’un entraînement asynchrone, nous avons vu que les composantes de courant étaient localisées aux fréquences  $f_s \pm f_{osc}$ . Comme il n’existe pas de restrictions mécaniques concernant le rapport entre la fréquence des oscillations  $f_{osc}$  et la fréquence statorique  $f_s$ , quel que soit le type de modulation engendrée, il est clair que les courants



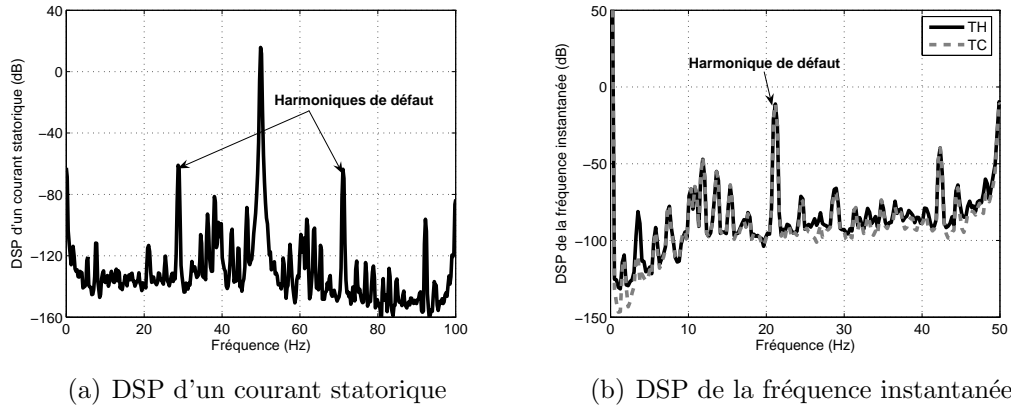


FIG. 6.9 – DSP d'un courant statorique mesuré et de la FI en présence d'oscillations du couple de charge basses fréquences (modulation lente)

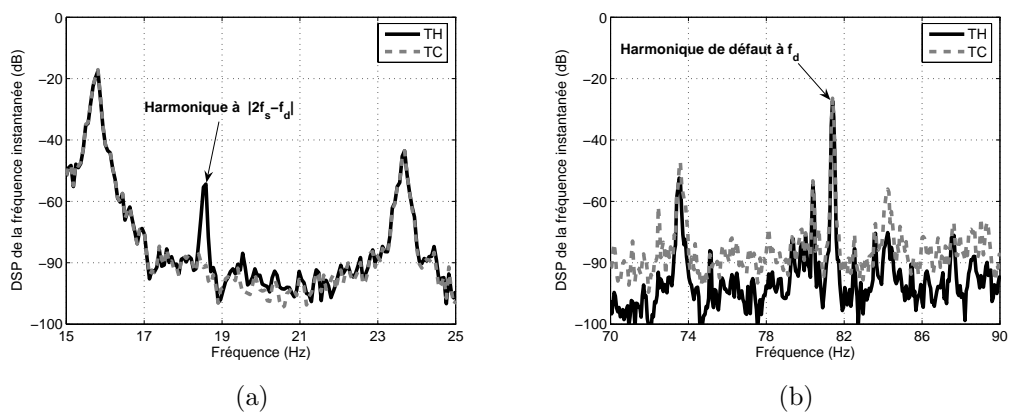


FIG. 6.10 – DSP de la FI des courants mesurés en présence d'oscillations du couple de charge hautes fréquences (modulation rapide)

statoriques ne respectent pas toujours les conditions du théorème de Bedrosian.

### 6.3.1 Modèle des courants statoriques

#### 6.3.1.1 Courants triphasés

Considérons le modèle générique des courants statoriques en présence de défaut mécanique en (6.21). Afin d'obtenir un vecteur complexe  $z_{TC}(t)$  représentatif des modulations, il est nécessaire de s'assurer que le déphasage entre la composante fondamentale et les composantes latérales est identique sur chaque grandeur des axes du repère triphasé (1, 2, 3). Ce point particulier a été posé comme hypothèse lors de la modélisation fréquentielle des courants statoriques au paragraphe 3.6.2. Nous allons vérifier de manière expérimentale sur le système d'étude, qu'en cas de défaut mécanique, le déphasage entre la composante fondamentale et les composantes latérales est identique sur les trois courants statoriques.

Tout d'abord, nous supposons que les composantes fondamentales et les composantes latérales ont des amplitudes similaires sur les trois courants statoriques. De plus, nous supposons que les trois composantes fondamentales sont bien déphasées de  $-\frac{2\pi}{3}rad$ . Concernant le déphasage existant entre les composantes fondamentales et les harmoniques de modulation, le fait que le système de courants soit équilibré constitue une condition nécessaire, au sens mathématique, pour que les déphasages soient identiques. En effet, dans le contexte fixé, si les déphasages sont identiques, la somme des trois courants statoriques est obligatoirement nulle.

En utilisant les mêmes hypothèses et les résultats du paragraphe 6.2.1, nous pouvons exprimer la transformée de Fourier des courants statoriques (6.23) et (6.24).

$$TF_f\{i_k(t)\} = \frac{1}{2}A(f) * [e^{j(\psi_0+\phi_k)}\delta(f-f_s) + e^{-j(\psi_0+\phi_k)}\delta(f+f_s)] \\ + \frac{\beta}{4}e^{j(\psi_0+\phi_k)}A(f) * [e^{j\phi_{pm}}\delta(f-f_s-f_d) - e^{-j\phi_{pm}}\delta(f-f_s+f_d)] \\ + \frac{\beta}{4}e^{-j(\psi_0+\phi_k)}A(f) * [e^{-j\phi_{pm}}\delta(f+f_s+f_d) - e^{j\phi_{pm}}\delta(f+f_s-f_d)] \quad (6.23)$$

avec :

$$A(f) = I_{123}\delta(f) + \frac{I_{123}\alpha}{2} [e^{j\phi_{am}}\delta(f-f_d) + e^{-j\phi_{am}}\delta(f+f_d)] \quad (6.24)$$

A partir de ces formulations, nous pouvons isoler la composante spectrale de fréquence  $f_s + f_d$ . D'après (6.25), il est clair que, pour que le déphasage entre la composante fondamentale et la composante latérale à  $f_s + f_d$  soit identique sur chaque courant statorique, il est nécessaire que les composantes latérales soient déphasées de  $\phi_k = -\frac{2\pi}{3}rad$  entre chaque courant.

$$\text{Composante à } f_s + f_d : \frac{I_{123}}{4}e^{j(\psi_0+\phi_k)} [\alpha e^{j\phi_{am}} + \beta e^{j\phi_{pm}}] \quad (6.25)$$

Expérimentalement, une excentricité dynamique à la vitesse de rotation est générée au sein de la machine asynchrone ; la fréquence du défaut est donc  $f_d = f_r$ .

TAB. 6.2 – Déphasages entre les composantes des trois courants statoriques à la fréquence  $f_s + f_r$ , en présence d'excentricité dynamique

	Déphasage ( $rad$ )	Écart relatif par rapport à $\frac{2\pi}{3}rad$ (%)
$ \phi_2 - \phi_1  (2\pi)$	2.1494	2.62
$ \phi_3 - \phi_2  (2\pi)$	1.9906	-4.96
$ \phi_1 - \phi_3  (2\pi)$	2.1432	2.33

TAB. 6.3 – Déphasages entre les composantes des trois courants statoriques à la fréquence  $f_s + f_d$ , en présence d'oscillations du couple de charge

	Déphasage ( $rad$ )	Écart relatif par rapport à $\frac{2\pi}{3}rad$ (%)
$ \phi_2 - \phi_1  (2\pi)$	2.088	-0.27
$ \phi_3 - \phi_2  (2\pi)$	2.10	0.30
$ \phi_1 - \phi_3  (2\pi)$	2.106	0.57

Comme nous l'avons vu, celle-ci entraîne des composantes latérales au fondamental d'alimentation sur les courants statoriques. Le déphasage entre les composantes de fréquence  $f_s + f_r$  de chaque courant est mesuré. Les résultats sont donnés dans le tableau 6.2. De la même manière, une oscillation du couple de charge est générée à une fréquence d'environ  $f_d \simeq 21Hz$ . Comme précédemment, le déphasage entre chaque composante de courant de fréquence  $f_s + f_d$  est mesuré et les résultats donnés dans le tableau 6.3. Ces résultats, résumés dans [Tra09b], permettent de valider le modèle des courants statoriques (6.21) en cas de défauts mécaniques.

Ainsi, il est clair que la transformée de Concordia permet d'obtenir, à partir de deux courants de phase, un vecteur complexe  $z_{TC}(t) = A(t) \cos(\Psi(t))$  traduisant les caractéristiques de modulation des courants modélisés en (6.23), sans condition sur les fréquences de modulation et la fréquence fondamentale, comme nous l'avons vu au paragraphe 6.2.2.2.

### 6.3.1.2 Courants dans le repère de Concordia

Pour étudier les caractéristiques des modulations de signaux par la transformée de Concordia, nous utiliserons, comme au paragraphe 6.2.2.2, la transformée normalisée en amplitude (6.15). Le modèle de courant, exprimé dans le domaine fréquentiel en présence d'oscillations du couple de charge à la fréquence  $f_{osc}$  en

(3.54), est donc réécrit sous sa forme normalisée (6.26) avec  $I_{123} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\alpha\beta}$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} TF_f\{i_{s\alpha}(t)\} = \frac{I_{123}}{2} [e^{j\psi_i}\delta(f - f_s) + e^{-j\psi_i}\delta(f + f_s)] \\ \quad + \frac{1}{\sqrt{6}} [I^+ e^{j\psi_i}\delta(f - f_s - f_{osc}) + \bar{I}^+ e^{-j\psi_i}\delta(f + f_s + f_{osc})] \\ \quad + \frac{1}{\sqrt{6}} [I^- e^{j\psi_i}\delta(f - f_s + f_{osc}) + \bar{I}^- e^{-j\psi_i}\delta(f + f_s - f_{osc})] \\ TF_f\{i_{s\beta}(t)\} = \frac{I_{123}}{2j} [e^{j\psi_i}\delta(f - f_s) - e^{-j\psi_i}\delta(f + f_s)] \\ \quad + \frac{1}{j\sqrt{6}} [I^+ e^{j\psi_i}\delta(f - f_s - f_{osc}) - \bar{I}^+ e^{-j\psi_i}\delta(f + f_s + f_{osc})] \\ \quad + \frac{1}{j\sqrt{6}} [I^- e^{j\psi_i}\delta(f - f_s + f_{osc}) - \bar{I}^- e^{-j\psi_i}\delta(f + f_s - f_{osc})] \end{array} \right. \quad (6.26)$$

Rappelons que les amplitudes complexes  $I^+$  et  $I^-$  des composantes fréquentielles des courants statoriques, ont été obtenues analytiquement au chapitre 3. Pour cela, le complexe  $Z$  en (B.8) ou (B.10) selon le système mécanique modélisé, est injecté dans l'expression du couple électromagnétique (3.69) et (3.70). A partir de là,  $\Omega_{osc}$  est déduit en fonction du système mécanique considéré. Enfin, en utilisant (B.6), les amplitudes  $I^+$  et  $I^-$  sont exprimées. Dans la suite, nous considérerons les composantes des courants statoriques obtenues par cette méthode.

Les expressions des courants statoriques dans le repère de Concordia normalisé en (6.26) conduisent directement à la TF du vecteur complexe de Concordia  $TF_f\{i_{TC}(t)\}$  (6.27), ainsi qu'à son expression temporelle  $i_{TC}(t) = i_{s\alpha}(t) + ji_{s\beta}(t)$  (6.28).

$$TF_f\{i_{TC}(t)\} = e^{j\psi_i} \left[ I_{123}\delta(f - f_s) + \sqrt{\frac{2}{3}} I^+ \delta(f - f_s - f_{osc}) + \sqrt{\frac{2}{3}} I^- \delta(f - f_s + f_{osc}) \right] \quad (6.27)$$

$$i_{TC}(t) = e^{j(2\pi f_s t + \psi_i)} \left[ I_{123} + \sqrt{\frac{2}{3}} I^+ e^{j2\pi f_{osc} t} + \sqrt{\frac{2}{3}} I^- e^{-j2\pi f_{osc} t} \right] \quad (6.28)$$

### 6.3.2 Enveloppe complexe

Conformément à l'écriture du vecteur complexe (6.28), le module du vecteur se déduit par (6.29). Dans le cas de défauts mécaniques, nous pouvons supposer  $(I^+, I^-) \ll I_{123}$ . Ainsi, les harmoniques dont l'amplitude résulte du produit entre deux termes de modulation seront négligés (6.30).

$$|i_{TC}(t)| = \sqrt{i_{TC}(t) \bar{i}_{TC}(t)} \quad (6.29)$$

$$|i_{TC}(t)| = I_{123} \sqrt{1 + \frac{1}{I_{123}^2} \left[ (I^- + \bar{I}^+) e^{-j2\pi f_{osc} t} + (I^+ + \bar{I}^-) e^{j2\pi f_{osc} t} \right]} \quad (6.30)$$

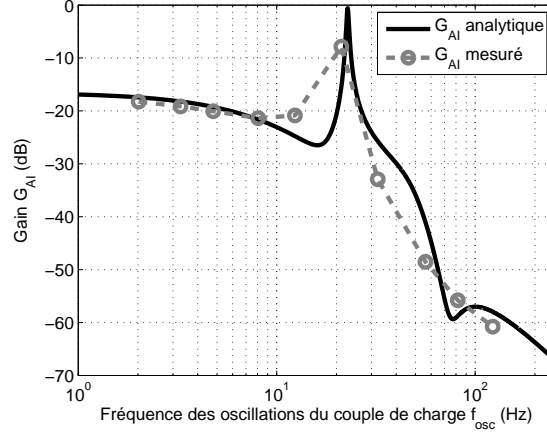


FIG. 6.11 – Gain  $G_{AI}$  analytique et mesuré pour une fréquence statorique  $f_s = 50Hz$

Puisque nous pouvons supposer  $(I^+, I^-) \ll I_{123}$ , le développement limité à l'ordre 1 en 0 de la racine carrée  $\sqrt{1+x}$  est exprimable [Hau00]. Nous obtenons alors une expression approchée de l'amplitude instantanée du vecteur de Concordia (6.31).

$$\begin{aligned} |i_{TC}(t)| &\simeq I_{123} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} [(I^- + \bar{I}^+) e^{-j2\pi f_{osc} t} + (I^+ + \bar{I}^-) e^{j2\pi f_{osc} t}] \\ &\simeq I_{123} + \sqrt{\frac{2}{3}} |I^+ + \bar{I}^-| \cos(2\pi f_{osc} t + \angle(I^+ + \bar{I}^-)) \end{aligned} \quad (6.31)$$

Dans le cas d'oscillations du couple de charge, l'amplitude instantanée possède donc une composante spectrale de fréquence  $f_{osc}$ , montrant alors les caractéristiques de modulation d'amplitude des courants statoriques. Nous pouvons alors construire le gain existant entre les oscillations du couple de charge et la composante de l'amplitude instantanée (6.32).

$$G_{AI} = 20 \log_{10} \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|I^+ + \bar{I}^-|}{C_{osc}} \right) \quad (6.32)$$

Afin de valider le modèle, nous pouvons comparer, pour le point de fonctionnement défini par  $f_s = 50Hz$  et  $C_0 = 15N.m$ , le gain  $G_{AI}$  analytique (6.32) et le même gain mesuré sur l'entraînement de test. Pour effectuer cette comparaison, il est nécessaire de prendre en compte le modèle mécanique de l'entraînement, donné en (3.72). La figure 6.11 montre la superposition des deux courbes. Nous pouvons constater une bonne concordance entre le modèle analytique et la courbe expérimentale.

### 6.3.3 Fréquence instantanée

A partir du vecteur complexe (6.28), nous pouvons obtenir une première expression de la phase instantanée (6.33).

$$\Psi(t) = \angle i_{TC}(t) = 2\pi f_s t + \psi_i + \angle \left[ I_{123} + \sqrt{\frac{2}{3}} (I^+ e^{j2\pi f_{osc} t} + I^- e^{-j2\pi f_{osc} t}) \right] \quad (6.33)$$

Pour exprimer la phase instantanée, nous utiliserons l'écriture de l'argument d'un complexe sous la forme de l'arctangente du rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle du complexe (6.34).

$$\angle i_{TC}(t) = 2\pi f_s t + \psi_i + \arctan \left[ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{N_{i_{TC}}}{D_{i_{TC}}} \right] \quad (6.34)$$

avec :

$$\begin{cases} N_{i_{TC}} = \Im(I^+ + I^-) \cos(2\pi f_{osc} t) + \Re(I^+ - I^-) \sin(2\pi f_{osc} t) \\ D_{i_{TC}} = I_{123} + \sqrt{\frac{2}{3}} (\Re(I^+ + I^-) \cos(2\pi f_{osc} t) + \Im(I^- - I^+) \sin(2\pi f_{osc} t)) \end{cases} \quad (6.35)$$

En supposant faibles les amplitudes des composantes latérales, nous pouvons écrire le développement limité à l'ordre 1 de l'arctangente et de la fraction (6.36) [Hau00].

$$\angle i_{TC}(t) \simeq 2\pi f_s t + \psi_i + \frac{1}{I_{123}} \sqrt{\frac{2}{3}} [\Im(I^+ + I^-) \cos(2\pi f_{osc} t) + \Re(I^+ - I^-) \sin(2\pi f_{osc} t)] \quad (6.36)$$

La fréquence instantanée (6.37) se déduit alors par la relation (6.12).

$$\begin{aligned} F I_{i_{TC}}(t) &\simeq f_s + \frac{f_{osc}}{I_{123}} \sqrt{\frac{2}{3}} [\Re(I^+ - I^-) \cos(2\pi f_{osc} t) - \Im(I^+ + I^-) \sin(2\pi f_{osc} t)] \\ &\simeq f_s + \frac{f_{osc}}{I_{123}} \sqrt{\frac{2}{3}} |I^+ - \bar{I}^-| \cos(2\pi f_{osc} t + \angle(I^+ - \bar{I}^-)) \end{aligned} \quad (6.37)$$

Nous en déduisons alors l'amplitude de la composante spectrale de la fréquence instantanée à la fréquence  $f_{osc}$ , ainsi que le gain entre cette composante et l'amplitude de l'oscillation du couple de charge (6.38).

$$G_{FI} = 20 \log_{10} \left( \frac{f_{osc}}{I_{123}} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|I^+ - \bar{I}^-|}{C_{osc}} \right) \quad (6.38)$$

Comme pour le gain  $G_{AI}$ , nous pouvons comparer, pour le point de fonctionnement défini par  $f_s = 50Hz$  et  $C_0 = 15N.m$ , le gain  $G_{FI}$  analytique (6.38) avec le

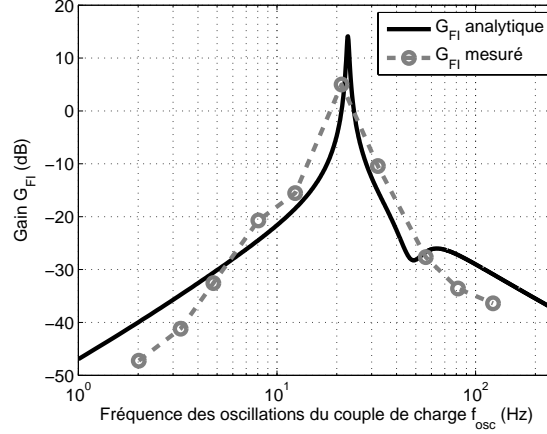


FIG. 6.12 – Gain  $G_{FI}$  analytique et mesuré pour une fréquence statorique  $f_s = 50Hz$

même gain mesuré sur l'entraînement de test. La figure 6.12 montre la superposition des deux courbes. Nous pouvons, là encore, constater une bonne concordance entre le modèle analytique et la courbe mesurée expérimentale.

Par ailleurs, nous pouvons identifier le modèle des courants modulés en (6.21) avec les composantes de l'enveloppe complexe (6.31) et de la fréquence instantanée (6.37). Nous en déduisons les paramètres génériques du modèle de courants modulés (6.39).

$$\begin{cases} \alpha = \frac{1}{I_{123}} \sqrt{\frac{2}{3}} |I^+ + \bar{I}^-| \\ \beta = \frac{1}{I_{123}} \sqrt{\frac{2}{3}} |I^+ - \bar{I}^-| \\ \phi_{am} = \angle(I^+ + \bar{I}^-) \\ \phi_{pm} = \angle(I^+ - \bar{I}^-) \end{cases} \quad (6.39)$$

#### 6.3.4 Diagnostic des modulations des courants

Nous avons vu que le modèle de courant en présence d'oscillations du couple de charge présenté au chapitre 3, permettait d'aboutir, en utilisant la transformée de Concordia, à un vecteur complexe dont l'amplitude et la fréquence instantanées sont cohérentes avec les mesures réalisées sur l'entraînement d'étude. De plus, en présence d'oscillations du couple de charge, nous avons vu que les courants statoriques de la machine asynchrone possédaient des caractéristiques de modulation d'amplitude et de phase, puisqu'il existe un harmonique relatif au défaut aussi bien sur l'enveloppe complexe que sur la fréquence instantanée du vecteur de Concordia. Par ailleurs, il peut être intéressant de diagnostiquer la modulation prépondérante en fonction du point de fonctionnement et de la fréquence des oscillations du couple de charge, afin de caractériser les effets des oscillations du couple de charge.

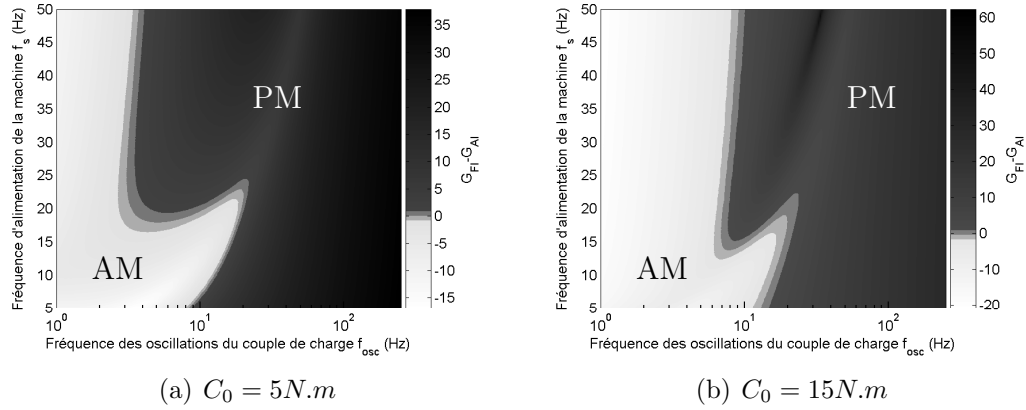


FIG. 6.13 – Différence  $\Delta G = G_{FI} - G_{AI}$  pour une fréquence statorique  $5Hz \leq f_s \leq 50Hz$

#### 6.3.4.1 Rapport entre les gains obtenus à partir de l'amplitude et la fréquence instantanées

Pour effectuer cette étude, nous considérerons le cas parfait d'un entraînement rigide, où le couple de charge est directement appliqué sur l'arbre de la machine asynchrone. Ainsi, le système mécanique de l'entraînement se compose de l'inertie de la machine asynchrone  $J_{mas}$  et des frottements visqueux globaux  $f_{meca}$ . Une première méthode pour déterminer la modulation prépondérante est de comparer les gains  $G_{AI}$  et  $G_{FI}$ , en calculant par exemple la différence  $\Delta G = G_{FI} - G_{AI}$ . Lorsque cette dernière est négative (respectivement positive), alors la modulation d'amplitude (respectivement de phase) est prépondérante par rapport à la modulation de phase (respectivement d'amplitude). La figure 6.13 permet de représenter la différence  $\Delta G$  en fonction de la fréquence des oscillations du couple de charge  $f_{osc}$  et de la fréquence d'alimentation statorique  $f_s$ , celle-ci étant comprise entre  $5Hz$  et  $50Hz$ . Pour la figure 6.13(a), le couple de charge moyen est fixé à  $C_0 = 5N.m$  et pour la figure 6.13(b), il est fixé à  $C_0 = 15N.m$ . Le contraste des figures est volontairement exagéré de manière à bien repérer les transitions entre une modulation d'amplitude prépondérante et une modulation de phase prépondérante. Les zones où la modulation d'amplitude (respectivement de phase) est prépondérante sont notifiées par le sigle AM (respectivement PM).

La figure 6.13 semble corroborer les données présentées en figure 3.24. En effet, la mesure du déphasage des composantes latérales des courants statoriques montrait que pour  $f_s = 50Hz$  et  $C_0 = 15N.m$ , en deçà de la fréquence de la résonance, la modulation était principalement une modulation d'amplitude. Réciproquement, il semblait qu'au dessus de la fréquence de résonance, la modulation prépondérante était une modulation de phase. Il en est de même pour la différence de gain  $\Delta G$ . Par ailleurs, on peut remarquer en figure 6.13, que la modulation de phase est plus souvent prépondérante pour  $C_0 = 5N.m$  que pour  $C_0 = 15N.m$ , c'est à dire qu'un couple de charge moyen faible accentue la prépondérance des modulations de phase.



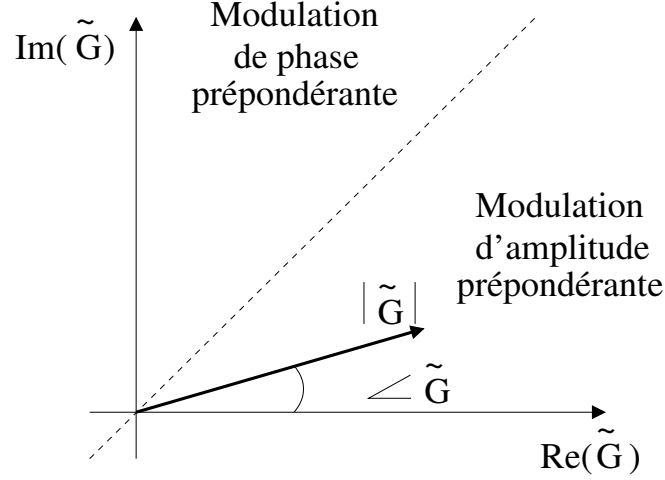


FIG. 6.14 – Propriétés géométriques du vecteur complexe  $\tilde{G}$

#### 6.3.4.2 Vecteur complexe

Nous pouvons également proposer une autre méthode en traçant le vecteur complexe  $\tilde{G}$  formé, pour sa partie réelle par l'amplitude de la composante oscillante sur l'enveloppe complexe, et pour sa partie imaginaire par l'amplitude de la composante oscillante de la fréquence instantanée. De plus, le vecteur  $\tilde{G}$  est normalisé par l'amplitude des oscillations du couple de charge (6.40).

$$\tilde{G} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ |I^+ + \bar{I}^-| + j \left( \frac{f_{osc}}{I_{123}} |I^+ - \bar{I}^-| \right) \right] \quad (6.40)$$

Comme les amplitudes des composantes de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée sont positives, le vecteur  $\tilde{G}$  est inclus dans le premier quadrant du plan complexe. Le module du vecteur indique de manière globale l'amplitude des modulations alors que l'argument du vecteur indique la modulation prépondérante. En effet, si le vecteur est au dessus (respectivement au dessous) de la première diagonale du plan complexe, la modulation de phase (respectivement d'amplitude) est prépondérante. Ces considérations sont résumées par la figure 6.14. Notons que cette technique se rapproche, de manière générique, des méthodes d'analyse et de classification par reconnaissance de formes, proposées par exemple dans [Ond06] ou [Dub90], pour diagnostiquer les défauts dans une machine asynchrone, ou dans [Men08] pour la détection des défauts de roulements par analyse vibratoire.

A titre d'exemple, nous pouvons tracer les vecteurs complexes  $\tilde{G}$  obtenus analytiquement, en cas d'oscillations du couple de charge d'amplitude  $C_{osc} = 0.5N.m$ , pour les points de fonctionnement définis par  $f_s = 6.7Hz$  et  $f_s = 13.3Hz$  avec  $C_0 = 5N.m$  ainsi que  $f_s = 50Hz$  avec  $C_0 = 15N.m$ . Nous considérerons ici un système mécanique du premier ordre constitué de l'inertie  $J_{mas}$  et des frottements visqueux  $f_{meca}$ . Les vecteurs décrivent alors des trajectoires dépendantes de la fréquence des oscillations du couple, comme le montre la figure 6.15. Nous pouvons voir sur cette représentation que le signal est majoritairement modulé en phase, avec des incursions, parfois importantes, dans le domaine du plan correspondant à

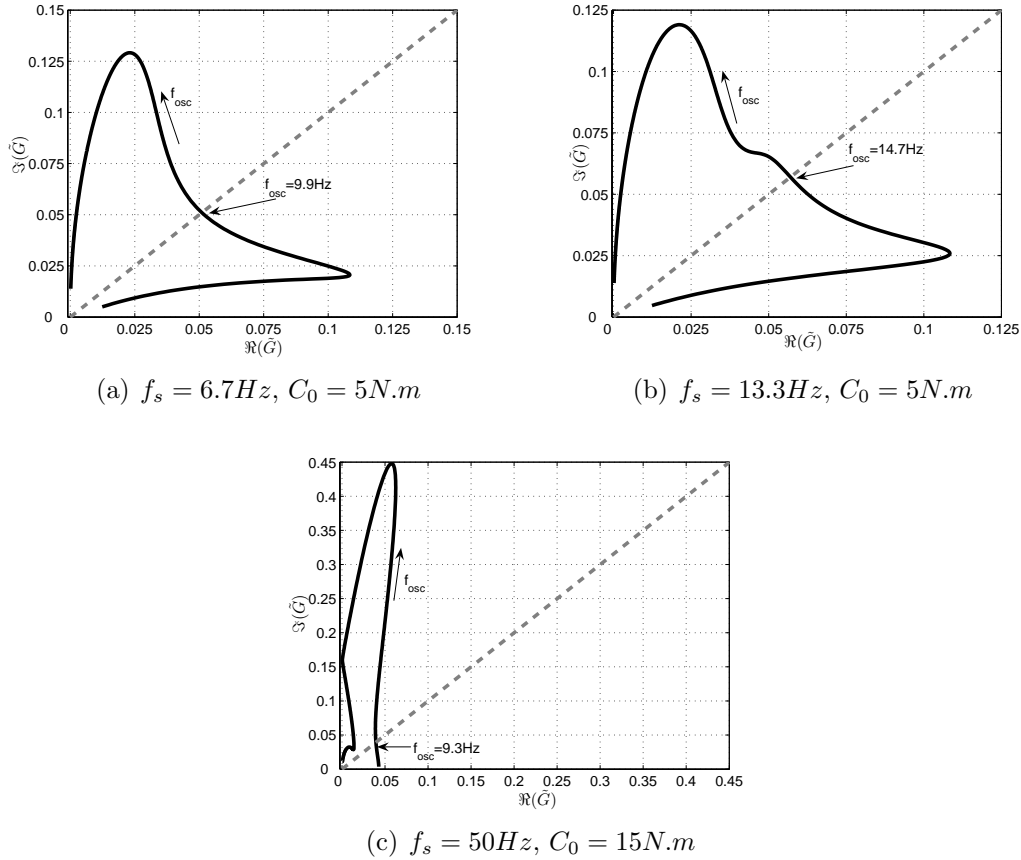


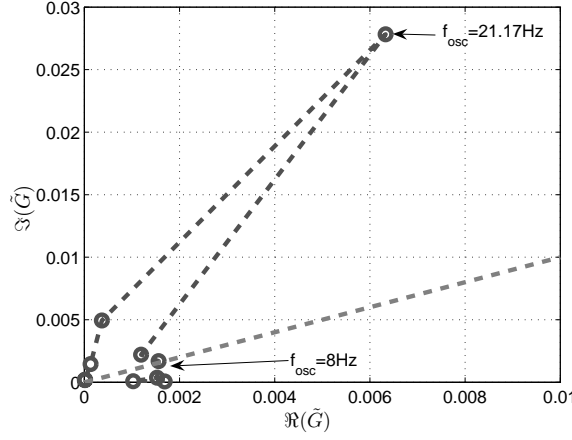
FIG. 6.15 – Vecteur complexe  $\tilde{G}$  pour  $1Hz \leq f_{osc} \leq 250Hz$

un signal majoritairement modulé en amplitude. Notons que la modulation d'amplitude est prépondérante en deçà de la bande passante de la résonance électromécanique du système. Cette représentation graphique corrobore bien l'analyse effectuée à l'aide de la différence de gain  $\Delta G$  au paragraphe 6.3.4.1.

La figure 6.16 permet de tracer le vecteur complexe relevé expérimentalement pour  $f_s = 50Hz$  et  $C_0 = 15N.m$  pour plusieurs fréquences d'oscillations du couple de charge. Sur la figure 6.16, le repère n'est pas normé mais la première diagonale du plan complexe est représentée de façon à distinguer les zones correspondant à une modulation d'amplitude ou de phase prépondérante. Il apparaît alors, d'après l'argument du vecteur, que les oscillations de couple entraînent une nette prédominance de la modulation de phase lorsque la fréquence des oscillations est supérieure  $f_{osc} > 8Hz$ , soit pour des fréquences d'oscillations proches et supérieures à la fréquence de résonance électromécanique du système.

### 6.3.5 Application du signal analytique et du vecteur de Concordia aux défauts de roulements

Compte tenu des fréquences caractéristiques d'un roulement de type 6208 et de la fréquence nominale d'alimentation de la machine d'étude, il est clair que


 FIG. 6.16 – Vecteur complexe  $\tilde{G}$  expérimental, pour  $f_s = 50Hz$  et  $C_0 = 15N.m$ 

les harmoniques relatifs aux défauts sont de nature similaire à des modulations rapides. Dans ce cas, nous avons vu que la transformée de Hilbert et la transformée de Concordia ne donnaient pas des signaux complexes équivalents. Dans le cadre de la détection des défauts de roulements, nous allons comparer les vecteurs complexes  $\tilde{G}$ , obtenus à partir du signal analytique et du vecteur de Concordia.

#### 6.3.5.1 Implantation du vecteur complexe $\tilde{G}$ dans le cadre des défauts de roulements

Le signal complexe, obtenu par la TH ou la TC, permet d'obtenir l'amplitude et la fréquence instantanées associées aux courants statoriques. Dans ces deux grandeurs, les harmoniques dus aux défauts de roulements sont recherchés. Comme pour l'analyse des signaux vibratoires ou des courants statoriques, la recherche est effectuée au moyen de l'extraction d'énergie spectrale dans des plages fréquentielles relatives aux fréquences caractéristiques du roulement. Comme les deux grandeurs d'analyse sont des grandeurs théoriquement démodulées, l'expression des plages de recherche s'en trouve simplifiée puisqu'elles ne tiennent pas compte de la fréquence fondamentale d'alimentation (6.41), où  $f_{def}$  est soit la fréquence caractéristique de la bague externe, soit la fréquence caractéristique de la bague interne. Pour estimer la fréquence de rotation mécanique et alors les fréquences caractéristiques du roulement, de la même manière que la méthode exposée au paragraphe 4.6.3, l'algorithme se base sur la recherche des harmoniques d'encoches sur un courant de phase statorique.

$$\begin{aligned} & [nf_{def} - f_c; nf_{def} + f_c] \\ & [nf_{def} - f_r - f_c; nf_{def} - f_r + f_c] \\ & [nf_{def} + f_r - f_c; nf_{def} + f_r + f_c] \end{aligned} \quad (6.41)$$

avec  $n \in [1; 5]$ .

Sur chaque grandeur d'analyse, l'énergie spectrale est extraite dans les plages spécifiées. Là encore, de façon similaire à l'algorithme proposé au paragraphe 4.6.3, des harmoniques naturels de courant peuvent se situer dans les différentes plages.

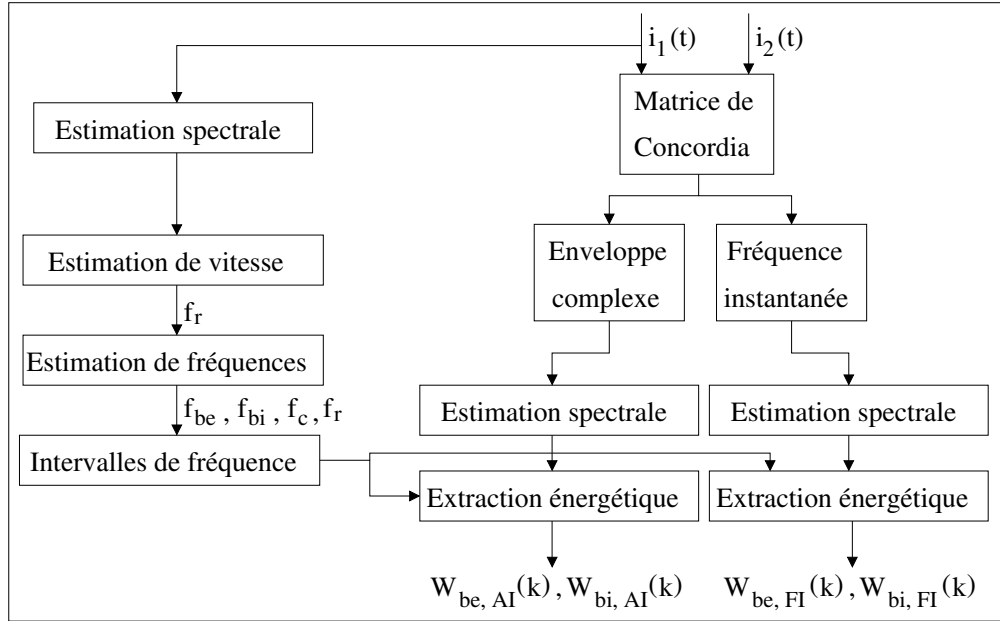


FIG. 6.17 – Extraction des énergies spectrales de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée dans les plages fréquentielles correspondant aux défauts de roulements

Ainsi, pour rendre l'indicateur peu dépendant du point de fonctionnement de l'entraînement, l'énergie de chaque plage est normalisée par l'énergie maximale dans celle-ci. Des énergies normalisées sont ainsi extraites dans chaque plage fréquentielle. Il y a donc 15 énergies normalisées correspondant aux harmoniques de la bague externe sur l'enveloppe complexe  $W_{be, AI}(k)$  (respectivement sur la fréquence instantanée  $W_{be, FI}(k)$ ) avec  $k \in [1; 15]$ . De même, 15 énergies normalisées correspondant aux harmoniques de la bague interne sur les deux grandeurs  $W_{bi, AI}(k)$  et  $W_{bi, FI}(k)$  sont obtenues. Le principe de l'extraction d'énergie spectrale de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée, à partir de deux courants statoriques  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  et de la transformée de Concordia, est résumé par la figure 6.17. Notons que la matrice de Concordia peut être remplacée par la transformée de Hilbert. Dans ce cas, seule la mesure de  $i_1(t)$  est nécessaire.

Pour chaque grandeur d'analyse, comme dans le cadre de l'indicateur  $I_{cour}$ , les énergies mesurées sont comparées à des énergies de référence obtenues à l'aide de mesures effectuées sur la machine équipée d'un roulement sain. La comparaison se fait au moyen d'un écart relatif exprimé en % pour les plages d'énergie correspondant aux fréquences liées d'une part à la bague externe et d'autre part à la bague interne. Les écarts d'énergie relatifs sont sommés selon (6.42), de façon à obtenir un écart relatif total pour l'enveloppe complexe et un écart relatif total pour la

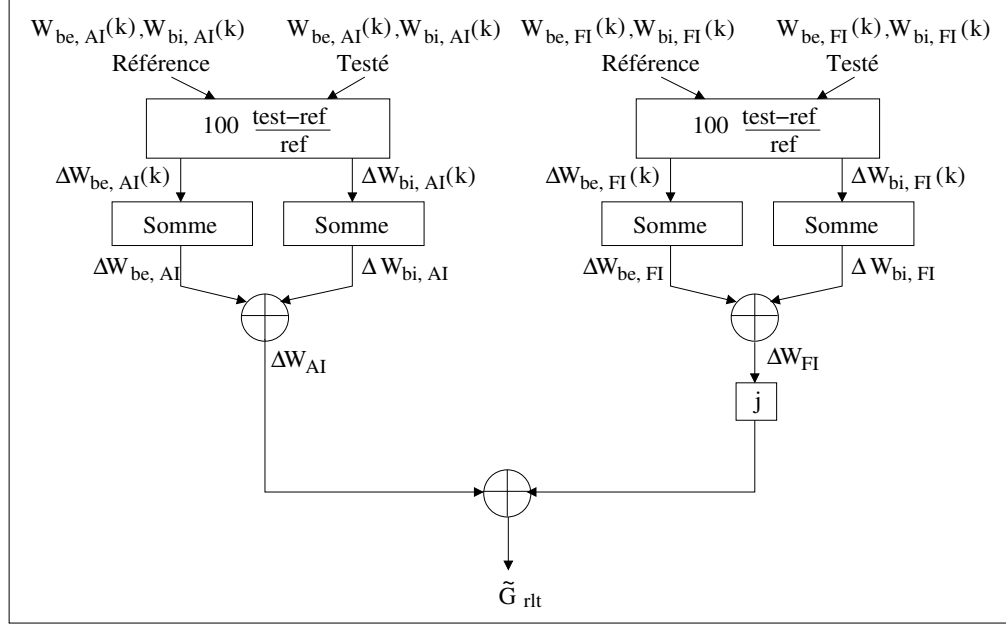


FIG. 6.18 – Utilisation des énergies spectrales de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée pour la définition du vecteur complexe  $\tilde{G}_{rlt}$

fréquence instantanée.

$$\begin{cases} \Delta W_{AI} = \sum_{k=1}^{15} \Delta W_{be, AI}(k) + \sum_{k=1}^{15} \Delta W_{bi, AI}(k) \\ \Delta W_{FI} = \sum_{k=1}^{15} \Delta W_{be, FI}(k) + \sum_{k=1}^{15} \Delta W_{bi, FI}(k) \end{cases} \quad (6.42)$$

Enfin, le vecteur complexe  $\tilde{G}_{rlt}$  est construit selon (6.43). La figure 6.18 permet de résumer la construction de  $\tilde{G}_{rlt}$  à partir des énergies spectrales. Notons que dans le cas de mesures d'écarts entre des énergies spectrales, comme ceux-ci peuvent être positifs ou négatifs, le vecteur  $\tilde{G}_{rlt}$  peut se situer dans les quatre quadrants du plan complexe. Comme nous l'avons vu au paragraphe 6.3.4.2, le module du vecteur doit représenter l'état de dégradation du roulement.

$$\tilde{G}_{rlt} = \Delta W_{AI} + j\Delta W_{FI} \quad (6.43)$$

### 6.3.5.2 Résultats expérimentaux

Nous allons appliquer le vecteur complexe  $\tilde{G}_{rlt}$  aux essais réalisés avec les roulements dégradés par fraisage et par injection de contaminant. De plus, nous comparerons les résultats obtenus avec le signal analytique et le vecteur de Concordia.

La figure 6.19 permet de comparer les résultats obtenus avec le roulement dégradé par fraisage pour le point de fonctionnement défini par  $f_s = 6.7Hz$  et  $C_0 = 5N.m$ . La différence principale entre les deux représentations réside dans le fait que l'argument de  $\tilde{G}_{rlt}$ , obtenu avec la TH, est peu différent de  $\frac{\pi}{4}$  (figure

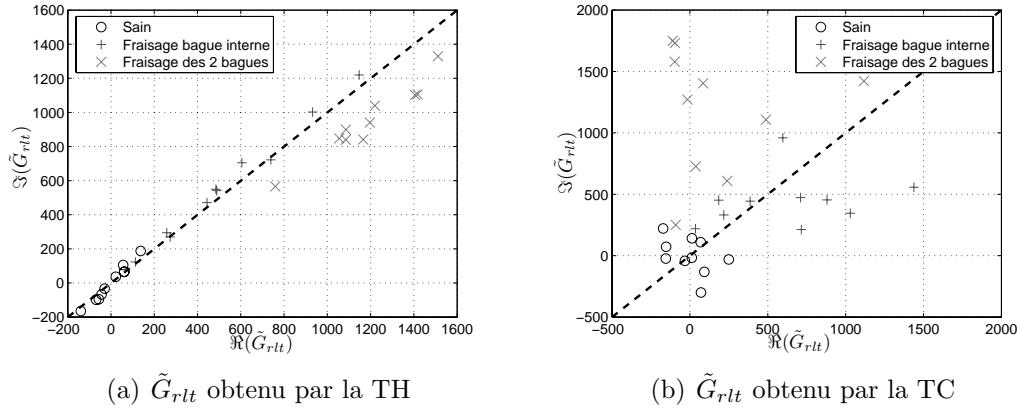


FIG. 6.19 – Vecteur complexe  $\tilde{G}_{r_{lt}}$  pour le roulement dégradé par fraisage, avec  $f_s = 6.7Hz$  et  $C_0 = 5N.m$

6.19(a)). Dans le cas où la TC est employée, les vecteurs complexes sont largement séparés de la première diagonale du plan. On peut alors remarquer que la TC permet de mieux séparer les différents états de dégradation. En effet, puisque l'argument de  $\tilde{G}_{r_{lt}}$  obtenu avec la TH est globalement constant pour tous les essais, la seule composante de diagnostic restante pour séparer les différents cas est le module du vecteur. L'utilisation de la TC offre quant à elle deux composantes d'analyse : le module et l'argument de  $\tilde{G}_{r_{lt}}$ . Par ailleurs, on note bien qu'avec la TC, les valeurs de  $\tilde{G}_{r_{lt}}$  correspondant au cas sain sont centrées autour de l'origine du plan. Enfin, les mesures effectuées pour le fraisage des deux bagues du roulement, en figure 6.19(b), semblent bien indiquer que la modulation principale des courants statoriques est une modulation de phase, engendrée par des oscillations du couple de charge.

La figure 6.20 permet de comparer les résultats obtenus avec le roulement dégradé par injection de contaminant pour le point de fonctionnement défini par  $f_s = 13.3Hz$  et  $C_0 = 5N.m$ . Comme précédemment, les deux représentations se différencient principalement par le fait que  $\tilde{G}_{r_{lt}}$  obtenu avec la TH est toujours proche de la première diagonale du plan. Ainsi, encore une fois, l'utilisation de la TC permet de mieux visualiser et séparer les cas défaillants du cas sain, dont les valeurs sont encore relativement proches de l'origine du plan. Cependant, dans cette configuration, le type de modulation principale est difficilement identifiable, même en utilisant la TC, dans la mesure où les points sont, pour la plupart, répartis autour de la première diagonale.

Enfin, au vu des figures 6.19 et 6.20, il est clair que l'utilisation de la TC est intéressante pour bien déterminer l'état de dégradation du roulement testé. Notons que le vecteur complexe  $\tilde{G}_{r_{lt}}$  obtenu à partir de la transformée de Concordia pourrait ensuite être utilisé pour classifier plus finement les différents cas testés par des méthodes de reconnaissance de forme par exemple.

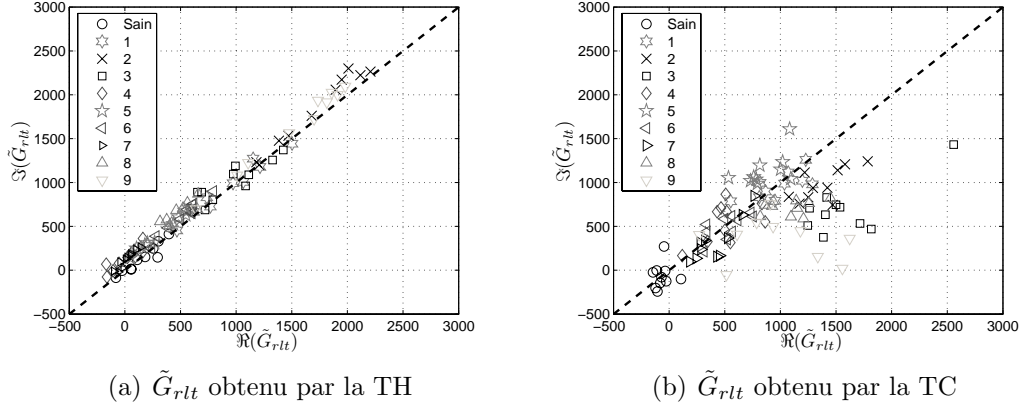


FIG. 6.20 – Vecteur complexe  $\tilde{G}_{rlt}$  pour le roulement dégradé par injection de contaminant, avec  $f_s = 13.3Hz$  et  $C_0 = 5N.m$

## 6.4 Diagnostic des défauts mécaniques en régime transitoire

Dans de nombreuses applications industrielles, il n'est pas toujours possible de maintenir un point de fonctionnement stable afin d'effectuer une procédure de détection et de diagnostic des défauts mécaniques de l'entraînement. Il est donc nécessaire de développer des méthodes permettant de réaliser le diagnostic pendant les périodes de fonctionnement transitoire à vitesse variable. Les méthodes alors employées sont dites temps-fréquence (spectrogramme ou distribution de Wigner-Ville) ou temps-échelle (ondelettes ou paquets d'ondelettes) [Blo06a], [Blo08a], [Raj06], [Str08], [Ros08]. Dans ce travail, nous nous intéresserons à la distribution de Wigner-Ville (DWV). En effet, il a été démontré dans [Blo06a] que les signatures dans le plan temps-fréquence, issues de la DWV, permettaient de différencier les modulations de phase et d'amplitude. En cas de modulation rapide, en régime permanent, nous avons vu que seule la transformée de Concordia permettait de retranscrire, sans risque de mauvaise interprétation, les caractéristiques de modulation d'amplitude et/ou de phase d'un signal par analyse spectrale de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée du signal complexe. Par ailleurs, la DWV nécessite de connaître le signal complexe associé au signal réel. Nous comparerons, pour les signaux lentement et rapidement modulés, les signatures relatives aux modulations dans le plan temps-fréquence en régime permanent et transitoire. Enfin, nous appliquerons ces analyses aux courants statoriques d'une machine asynchrone soumise à des oscillations du couple de charge.

### 6.4.1 Distribution de Wigner-Ville

#### 6.4.1.1 Définition

La distribution de Wigner-Ville est apparue comme une alternative à la transformée de Fourier à court terme, pour représenter le contenu fréquentiel instantané

d'un signal [Wig32], [Vil48]. Celle-ci se définit alors comme la distribution d'énergie d'un signal dans le plan temps-fréquence. La distribution de Wigner-Ville  $W_z(t, f)$  d'un signal complexe  $z(t)$  est définie par (6.44) [Fla98].

$$W_z(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} z\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \bar{z}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (6.44)$$

La DWV s'exprime comme la transformée de Fourier, par rapport à la variable  $\tau$ , du noyau (Kernel)  $K_z(t, \tau)$  (6.45). Le noyau de la DWV peut être vu comme l'autocorrélation instantanée du signal  $z(t)$ .

$$K_z(t, \tau) = z\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \bar{z}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \quad (6.45)$$

Dans les cas de signaux dont les fréquences sont linéairement variables, la DWV permet de parfaitement localiser les signatures dans le plan temps-fréquence. Cette propriété améliore la caractérisation des signaux par rapport à l'utilisation de la transformée de Fourier à court terme, puisque la localisation de celle-ci est limitée par le principe d'incertitude d'Heisenberg-Gabor [Gab46], [Fla98], similaire au principe d'incertitude de la physique quantique. En raison de ces propriétés de localisation dans le plan temps-fréquence, la DWV est largement utilisée dans les applications de diagnostic des systèmes électriques en régime permanent et en régime transitoire.

#### 6.4.1.2 Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en amplitude

D'après sa définition en (6.44), la DWV s'applique sur un signal complexe. Nous avons vu que ce dernier pouvait être obtenu au moyen de la transformée de Hilbert, sous les conditions du théorème de Bedrosian, ou par l'intermédiaire de la transformée de Concordia, sans restrictions théoriques. Ainsi, dans le cas des signaux modulés, nous allons donc étudier les caractéristiques de la DWV obtenue à partir de la TH et de la TC pour des modulations lentes et rapides.

Considérons les courants statoriques d'une machine asynchrone tels que modélisés en (6.21). Nous supposons dans un premier temps que les courants sont modulés en amplitude avec les paramètres suivants :  $\beta = 0$ ,  $\phi_{am} = 0$  et  $\psi_0 = 0$ . De plus, considérons que la DWV est obtenue à partir du signal analytique  $z_{TH}(t)$  associé au courant  $i_1(t)$ . Lorsque la modulation est lente ( $f_s > f_d$ ), la DWV s'exprime comme (6.46). La DWV fait apparaître des composantes oscillantes d'interférence latérales au fondamental, localisées aux fréquences  $f_s \pm \frac{f_d}{2}$ . Ces composantes oscillent à la fréquence  $f_d$  et sont en phase l'une par rapport à l'autre. Ce résultat est caractéristique des modulations d'amplitude respectant les conditions du théorème de Bedrosian [Blo06a].

$$\begin{aligned} W_{z_{TH}}(t, f) = & I_{123}^2 \delta(f - f_s) \\ & + I_{123}^2 \alpha \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \\ & + I_{123}^2 \alpha \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s + \frac{f_d}{2}\right) \end{aligned} \quad (6.46)$$



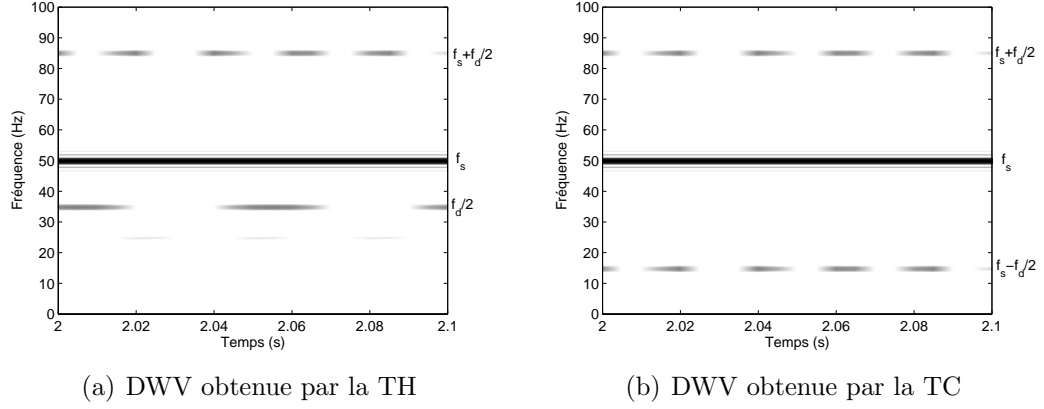


FIG. 6.21 – DWV de signaux de courants simulés en présence d’une modulation rapide d’amplitude

Lorsque la modulation d’amplitude est caractérisée par  $f_s < f_d$ , la DWV s’exprime comme (6.47). La DWV fait apparaître des composantes oscillantes localisées aux fréquences  $f_s + \frac{f_d}{2}$  et  $\frac{f_d}{2}$ . Ces composantes oscillent respectivement à la fréquence  $f_d$  et  $|2f_s - f_d|$ . La démonstration complète est disponible en annexe C.2.1. Dans ce cas, il devient impossible d’estimer le déphasage entre les composantes oscillantes relatives à la modulation d’amplitude et donc impossible de diagnostiquer la modulation d’amplitude en elle-même.

$$\begin{aligned}
 W_{z_{TH}}(t, f) = & I_{123}^2 \delta(f - f_s) \\
 & + I_{123}^2 \alpha \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \\
 & + I_{123}^2 \alpha \cos(2\pi(2f_s - f_d)t) \delta\left(f - \frac{f_d}{2}\right)
 \end{aligned} \quad (6.47)$$

Dans le cas où le signal complexe correspondant aux courants statoriques est obtenu à partir de la transformée de Concordia, nous avons vu au paragraphe 6.2.2.2 que le vecteur complexe de Concordia s’exprimait comme le signal analytique en cas de modulation lente. Nous pouvons alors en déduire directement que la DWV de courants statoriques modulés en amplitude, obtenue à partir de la TC, s’exprime selon (6.46). Ces résultats sont synthétisés dans [Tra09c].

Des signaux, modélisant les courants statoriques, sont simulés conformément à (6.21). Nous ne considérerons qu’une modulation rapide d’amplitude avec  $\alpha = 0.03$ ,  $\beta = 0$ ,  $f_s = 50\text{Hz}$ ,  $f_d = 70\text{Hz}$ ,  $\phi_{am} = 0$  et  $\psi_0 = 0$ . La figure 6.21 permet de comparer la DWV obtenue à partir de la transformée de Hilbert et de la transformée de Concordia. Nous retrouvons bien les composantes prévues par les équations (6.46) et (6.47). Il apparaît donc clairement que seule la TC permet de mesurer le déphasage entre les composantes latérales et donc de diagnostiquer la modulation d’amplitude.

#### 6.4.1.3 Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en phase

Considérons le modèle des courants statoriques de la machine asynchrone modulés en phase, tels que donnés en (6.21), avec  $\alpha = 0$ ,  $\phi_{pm} = 0$  et  $\psi_0 = 0$ . De

plus, considérons que la DWV est obtenue à partir du signal analytique  $z_{TH}(t)$  associé au courant  $i_1(t)$ . En cas de modulation lente de phase telle que  $f_s > f_d$ , la DWV s'exprime comme (6.48). La DWV fait apparaître des composantes oscillantes d'interférence latérales au fondamental, localisées aux fréquences  $f_s \pm \frac{f_d}{2}$ . Ces composantes oscillent à la fréquence  $f_d$  et sont en opposition de phase l'une par rapport à l'autre. Ce résultat est caractéristique des modulations de phase respectant les conditions du théorème de Bedrosian [Blo06a].

$$\begin{aligned} W_{z_{TH}}(t, f) = & I_{123}^2 \delta(f - f_s) \\ & + I_{123}^2 \beta \cos(2\pi f_{pm} t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \\ & - I_{123}^2 \beta \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s + \frac{f_d}{2}\right) \end{aligned} \quad (6.48)$$

Dans le cas d'une modulation rapide de phase ( $f_s < f_d$ ), la DWV s'exprime comme (6.49). La DWV fait apparaître des composantes oscillantes localisées aux fréquences  $f_s + \frac{f_d}{2}$  et  $\frac{f_d}{2}$ . Ces composantes oscillent respectivement à la fréquence  $f_d$  et  $|2f_s - f_d|$ . La démonstration complète est disponible en annexe C.2.2. Dans ce cas, comme pour la modulation d'amplitude, il devient impossible d'estimer le déphasage entre les composantes oscillantes relatives à la modulation et donc impossible de diagnostiquer le type de modulation.

$$\begin{aligned} W_{z_{TH}}(t, f) = & I_{123}^2 \delta(f - f_s) \\ & + I_{123}^2 \beta \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \\ & - I_{123}^2 \beta \cos(2\pi(2f_s - f_d)t) \delta\left(f - \frac{f_d}{2}\right) \end{aligned} \quad (6.49)$$

Là encore, lorsque le signal complexe associé aux courants réels est obtenu par la transformée de Concordia, nous pouvons montrer que, quelle que soit la fréquence de la modulation par rapport à celle du fondamental, la DWV s'exprime selon (6.48). Ces résultats sont synthétisés dans [Tra09b], [Tra09c], [Tra09d].

Des signaux de courant sont simulés conformément à (6.21). Nous ne considérons ici qu'une modulation rapide de phase avec  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 0.03$ ,  $f_s = 50Hz$ ,  $f_d = 70Hz$ ,  $\phi_{am} = 0$  et  $\psi_0 = 0$ . La figure 6.22 permet de comparer la DWV obtenue à partir de la TH et de la TC. Il apparaît clairement que seule la TC permet de mesurer le déphasage entre les composantes latérales et donc de diagnostiquer la modulation de phase. En comparant les figures 6.21(a) et 6.22(a), il n'est pas possible de faire la distinction entre la modulation d'amplitude et la modulation de phase. Ainsi, en cas de modulation rapide, l'utilisation de la TH pour estimer le signal complexe nécessaire à la DWV ne permet pas de diagnostiquer les modulations. Nous avons donc montré que seule la transformée de Concordia permet l'identification des modulations présentes sur les courants statoriques d'une machine asynchrone.

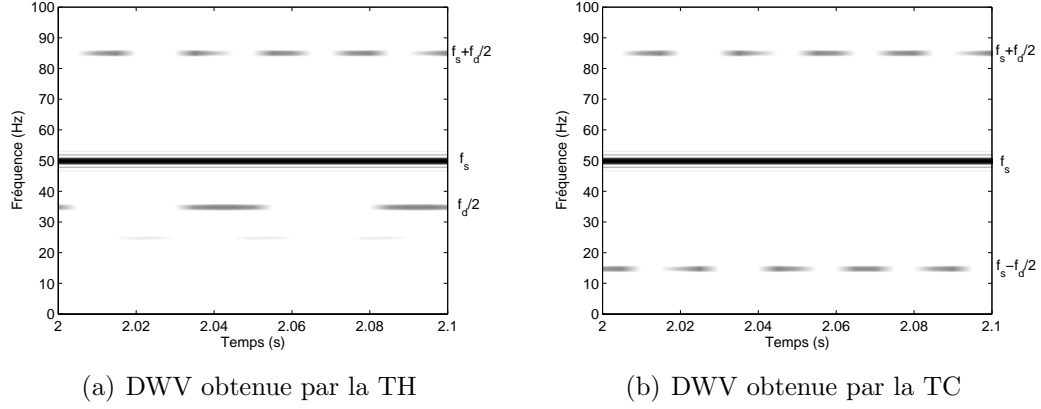


FIG. 6.22 – DWV de signaux de courants simulés en présence d’une modulation de phase rapide

#### 6.4.1.4 Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés en amplitude et en phase

Considérons le modèle des courants statoriques de la machine asynchrone modulés tels que donnés en (6.21), avec  $\psi_0 = 0$  pour simplifier. Ayant vu que seule la TC permettait d’associer à des signaux modulés, sans restrictions, un signal complexe représentatif des modulations, le vecteur de Concordia sera utilisé pour obtenir la DWV. Dans ce cas, le signal complexe associé aux courants modélisés s’écrit comme (6.50).

$$z_{TC}(t) = I_{123} [1 + \alpha \cos(2\pi f_d t + \phi_{am})] e^{j(2\pi f_s t + \beta \sin(2\pi f_d t + \phi_{pm}))} \quad (6.50)$$

Le noyau de la DWV (6.51) s’exprime alors en utilisant le développement de *Jacobi-Anger* (6.5).

$$K_{z_{TC}}(t, \tau) = I_{123}^2 e^{j2\pi f_s \tau} \left[ 1 + 2\alpha \cos(2\pi f_d t + \phi_{am}) \cos\left(2\pi \frac{f_d}{2} \tau\right) \right] \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(2\beta \cos(2\pi f_d t + \phi_{pm})) e^{j2\pi n \frac{f_d}{2} \tau} \quad (6.51)$$

En utilisant les approximations classiques  $\alpha \ll 1$  et  $\beta \ll 1$ , nous obtenons la DWV des courants statoriques. De plus, nous ne nous intéressons ici qu’aux composantes latérales du fondamental localisées aux fréquences  $f_s \pm \frac{f_d}{2}$  (6.52). Nous pouvons alors vérifier que si  $\alpha = 0$ , les composantes sont bien en opposition de phase, alors que si  $\beta = 0$ , les composantes sont en phase.

$$\begin{cases} \text{Composante à } f_s + \frac{f_d}{2} : & I_{123}^2 \cos(2\pi f_d t + \phi_{am}) (\alpha + \beta e^{j(\phi_{pm} - \phi_{am})}) \\ \text{Composante à } f_s - \frac{f_d}{2} : & I_{123}^2 \cos(2\pi f_d t + \phi_{am}) (\alpha - \beta e^{j(\phi_{pm} - \phi_{am})}) \end{cases} \quad (6.52)$$

Pour obtenir le déphasage entre les composantes latérales du fondamental, nous pouvons associer à chacune un signal complexe. Pour cela, la transformée de Hilbert peut être utilisée puisque les signaux sont mono-composantes, non modulés et respectent donc les conditions du théorème de Bedrosian. Le déphasage  $\Delta\phi_{WV}$  peut alors s'exprimer comme l'argument de la division du signal complexe représentatif de la composante à  $f_s + \frac{f_d}{2}$  par le signal complexe représentant celle à  $f_s - \frac{f_d}{2}$  (6.53). Nous pouvons donc constater que l'estimation de  $\Delta\phi_{WV}$  ne permet pas d'identifier les amplitudes de la modulation d'amplitude  $\alpha$  et de la modulation de phase  $\beta$ .

$$\Delta\phi_{WV} = \angle \left[ \frac{\alpha^2 - \beta^2 + 2j\alpha\beta \sin(\phi_{pm} - \phi_{am})}{\alpha^2 + \beta^2 - 2\alpha\beta \cos(\phi_{pm} - \phi_{am})} \right] \quad (6.53)$$

#### 6.4.1.5 Distribution de Wigner-Ville de signaux transitoires

Nous allons maintenant caractériser la DWV de signaux de courants statoriques, modélisés selon (6.21). Dans ce cas, nous considérons les courants en régime transitoire, c'est-à-dire que la fréquence fondamentale ( $f_s(t)$ ) est dépendante du temps. Par ailleurs, une modulation de phase de fréquence  $f_d(t) = 1.4f_s(t)$  est simulée. Il s'agit donc, quel que soit l'instant  $t$ , d'une modulation rapide. Ces signaux simulés peuvent correspondre, en première approximation, au démarrage d'une machine asynchrone entraînant une charge défaillante dont la fréquence de défaut est proportionnelle à la fréquence de rotation, comme par exemple un défaut de roulement ou d'engrenage [Ben03].

Dans le cas où la variation de la fréquence fondamentale est linéaire dans le temps, il est possible d'exprimer analytiquement la DWV du signal [Blo06a]. Quand la DWV est calculée à partir du signal analytique de Hilbert (figure 6.23(a)), celle-ci fait apparaître des composantes relatives à la modulation, localisées aux fréquences  $f_s(t) + \frac{f_d(t)}{2}$  et  $\frac{f_d(t)}{2}$ . A contrario, quand la DWV est estimée à partir du vecteur complexe de Concordia (figure 6.23(b)), les composantes latérales sont localisées aux fréquences  $f_s(t) \pm \frac{f_d(t)}{2}$  [Tra09c], [Tra09d]. Par ailleurs, dans ce cas, tout comme en régime permanent, le déphasage des composantes latérales peut être estimé [Tra09b].

#### 6.4.2 Distribution de Wigner-Ville des courants statoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge

Nous allons maintenant appliquer la DWV obtenue à partir de la TC à des courants statoriques d'une machine asynchrone triphasée soumise à des oscillations du couple de charge. Considérons le vecteur complexe de Concordia exprimé en (6.28). A partir de cette expression, nous pouvons obtenir le noyau de la DWV

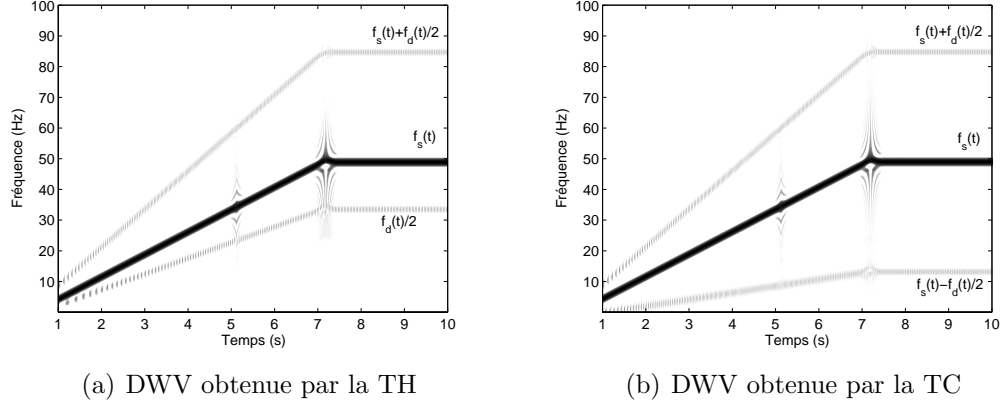


FIG. 6.23 – DWV de signaux de courants simulés, en présence d’une modulation de phase en régime transitoire

(6.54), ainsi que la DWV (6.55).

$$\begin{aligned}
 K_{z_{TC}}(t, \tau) = & I_{123}^2 e^{2j\pi f_s \tau} \\
 & + \sqrt{\frac{2}{3}} I_{123} (I^+ e^{2j\pi f_{osc} t} + \bar{I}^+ e^{-2j\pi f_{osc} t}) e^{2j\pi (f_s + \frac{f_{osc}}{2}) \tau} \\
 & + \sqrt{\frac{2}{3}} I_{123} (I^- e^{-2j\pi f_{osc} t} + \bar{I}^- e^{2j\pi f_{osc} t}) e^{2j\pi (f_s - \frac{f_{osc}}{2}) \tau}
 \end{aligned} \quad (6.54)$$

$$\begin{aligned}
 W_{z_{TC}}(t, f) = & I_{123}^2 \delta(f - f_s) \\
 & + \sqrt{\frac{2}{3}} I_{123} (I^+ e^{2j\pi f_{osc} t} + \bar{I}^+ e^{-2j\pi f_{osc} t}) \delta\left(f - f_s - \frac{f_{osc}}{2}\right) \\
 & + \sqrt{\frac{2}{3}} I_{123} (I^- e^{-2j\pi f_{osc} t} + \bar{I}^- e^{2j\pi f_{osc} t}) \delta\left(f - f_s + \frac{f_{osc}}{2}\right)
 \end{aligned} \quad (6.55)$$

Le but étant de caractériser les modulations des courants statoriques, il faut extraire l’amplitude des composantes latérales du fondamental ainsi que leur déphasage. En utilisant l’expression (6.14) de la TH, nous obtenons les signaux analytiques associés aux composantes latérales du fondamental de la DWV qui s’expriment alors selon (6.56).

$$\begin{cases} \text{Composante à } f_s + \frac{f_{osc}}{2} : & 2\sqrt{\frac{2}{3}} I_{123} I^+ e^{2j\pi f_{osc} t} \\ \text{Composante à } f_s - \frac{f_{osc}}{2} : & 2\sqrt{\frac{2}{3}} I_{123} \bar{I}^- e^{2j\pi f_{osc} t} \end{cases} \quad (6.56)$$

Nous pouvons donc constater que les amplitudes des composantes latérales au fondamental dans la DWV sont proportionnelles à celles des composantes latérales du fondamental des courants statoriques. Elles suivent donc une évolution similaire à celles présentées en figure 3.23(a) par exemple. Par ailleurs, le déphasage entre

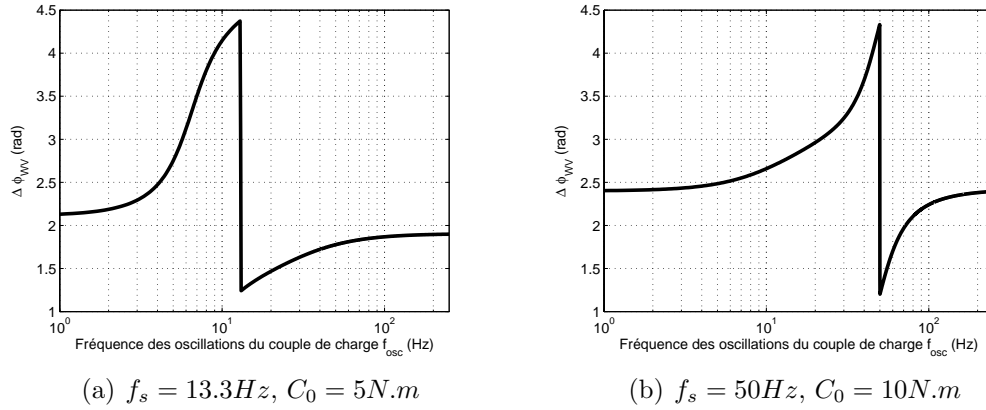


FIG. 6.24 – Déphasage  $\Delta\phi_{WV}$  entre les composantes latérales du fondamental de la distribution de Wigner-Ville, avec prise en compte de l'entraînement mécanique d'étude

ces composantes  $\Delta\phi_{WV}$  s'exprime simplement en fonction de l'argument de  $I^+$  et de  $I^-$  (6.57).

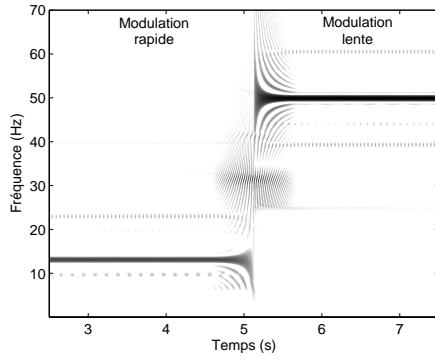
$$\Delta\phi_{WV} = \angle I^+ + \angle I^- \quad (6.57)$$

Nous avons vu au paragraphe 6.4.1.4 que la mesure du déphasage entre les composantes latérales du fondamental ne pouvait permettre de déterminer la modulation prépondérante. Cependant, en cas de défaut mécanique inconnu, il est possible de mesurer expérimentalement ce déphasage et de le comparer avec une cartographie de  $\Delta\phi_{WV}$  obtenue à partir du modèle analytique de la machine asynchrone, en présence d'oscillations du couple de charge. Si les mesures concordent avec la cartographie analytique, alors il est raisonnable d'en déduire que le défaut mécanique réside dans des oscillations du couple de charge. La figure 6.24 permet de représenter l'évolution du déphasage  $\Delta\phi_{WV}$  des composantes latérales, d'une part pour  $f_s = 13.3\text{Hz}$  et  $C_0 = 5\text{N.m}$ , et d'autre part pour  $f_s = 50\text{Hz}$  et  $C_0 = 10\text{N.m}$ , en considérant un système mécanique conforme au modèle de l'entraînement d'étude (3.72).

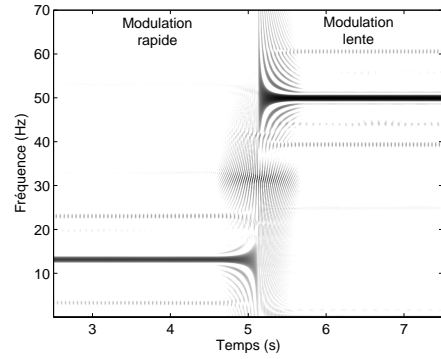
### 6.4.3 Résultats expérimentaux

#### 6.4.3.1 Régime permanent

Les courants de la machine asynchrone sont mesurés en régime permanent, en présence d'oscillations du couple de charge dont la fréquence est fixée à  $f_{osc} \simeq 20\text{Hz}$ . Dans un premier temps, la fréquence fondamentale d'alimentation de la machine est réglée à  $f_s = 13.3\text{Hz}$ , avec un couple de charge moyen  $C_0 = 5\text{N.m}$ . Les courants statoriques présentent donc les caractéristiques d'une modulation rapide. Dans un second temps, la fréquence fondamentale des courants est fixée à  $f_s = 50\text{Hz}$  avec  $C_0 = 10\text{N.m}$ . Il s'agit alors des caractéristiques d'une modulation lente. La figure 6.25 permet de comparer les distributions de Wigner-Ville obtenues à partir de la TH et de la TC. Il apparaît clairement que la DWV obtenue à partir

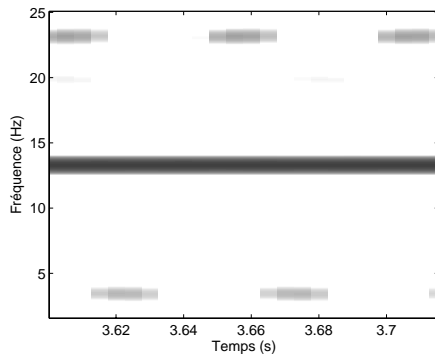


(a) DWV obtenue à partir de la TH

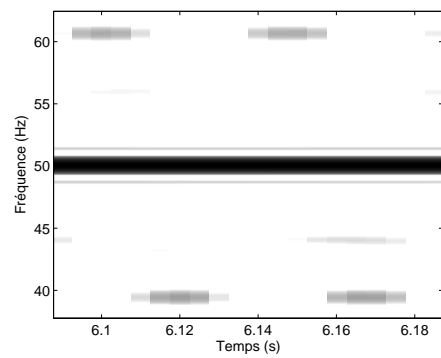


(b) DWV obtenue à partir de la TC

FIG. 6.25 – DWV de courants statoriques en présence d'oscillations du couple de charge, en régime permanent



(a) Modulation rapide



(b) Modulation lente

FIG. 6.26 – Zoom sur les DWV de courants statoriques en présence d'oscillations du couple de charge, obtenues à partir du vecteur de Concordia

de la TH, en figure 6.25(a), ne permet pas de diagnostiquer les modulations rapides puisque le déphasage entre les composantes localisées aux fréquences  $f_s + \frac{f_{osc}}{2}$  et  $\frac{f_{osc}}{2}$  ne peut être évalué.

Par ailleurs, sur la DWV obtenue à partir de la TC en figure 6.26, on peut bien mesurer le déphasage entre les composantes latérales du fondamental. Pour la modulation rapide en figure 6.26(a), le déphasage est de l'ordre de  $\frac{\pi}{2}$ , c'est à dire que les composantes latérales sont en quadrature. Il y a donc une indétermination quant au type de modulation. Cependant, cette valeur est relativement proche (9.5% d'écart) de la valeur théorique donnée par la figure 6.24(a). Dans le cas de la modulation lente en figure 6.26(b), le déphasage est proche de  $\pi$ , indiquant alors la nette prédominance d'une modulation de phase. La valeur relevée expérimentalement est également concordante avec la valeur théorique donnée par la figure 6.24(b) (9% d'écart). S'il s'agissait d'un défaut mécanique de nature inconnue, nous pourrions raisonnablement en conclure qu'il s'agit d'oscillations du couple de charge.

### 6.4.3.2 Régime transitoire

Les courants de la machine d'étude sont mesurés en présence d'oscillations du couple de charge à fréquence linéairement variable. La fréquence du fondamental est ici constante. Ce cas correspond par exemple à une charge défailante à l'arrêt qui serait progressivement embrayée sur l'arbre d'une machine asynchrone d'entraînement fonctionnant, elle, en régime permanent. Pour générer les oscillations du couple de charge, l'induit de la machine à courant continu est connecté à une charge active pilotée et régulée en courant. La consigne de courant est donc constituée d'une composante continue pour générer un couple de charge moyen  $C_0 = 10 N.m$  et d'une composante oscillante de type *chirp* linéaire variant de  $2 Hz$  à  $200 Hz$  en 30 secondes.

Nous comparerons ici la DWV des courants statoriques obtenue à partir de la TH et de la TC. Dans le cas où le signal complexe est estimé par la TH, le contenu fréquentiel du signal analytique est limité aux fréquences positives. La DWV est alors estimée sur l'intervalle de fréquence  $[0; \frac{f_{ech}}{2}]$ , avec  $f_{ech} = 600 Hz$  la fréquence d'échantillonnage du signal. Pour faciliter la visualisation, la DWV en figure 6.27, est représentée pour des fréquences comprises entre 0 et  $200 Hz$ . Dans le cas où le signal complexe est estimé par la TC, son contenu fréquentiel n'est pas borné aux fréquences positives. La DWV est donc estimée sur la plage de fréquence  $[-\frac{f_{ech}}{4}; \frac{f_{ech}}{4}]$ . Là encore, afin de faciliter la visualisation, la DWV en figure 6.28 est représentée pour des fréquences comprises entre  $-50 Hz$  et  $150 Hz$ .

Nous pouvons voir sur les figures 6.27 et 6.28 que les deux DWV sont équivalentes pour des modulations lentes, c'est-à-dire tant que  $f_{osc} < f_s$ . Après la transition entre modulation lente et rapide, la DWV estimée avec le signal analytique présente deux composantes oscillant à des fréquences différentes, séparées de  $f_s$  selon l'axe des fréquences. Seule la DWV obtenue à partir de la TC (figure 6.28) permet de diagnostiquer la modulation et de mesurer le déphasage entre les composantes latérales.

## 6.5 Résumé

Dans ce chapitre, nous avons étudié les méthodes de diagnostic des modulations d'amplitude et/ou de phase sur les courants statoriques d'une machine asynchrone en présence de défauts mécaniques. Nous avons tout d'abord considéré le cas de signaux en régime permanent. Nous avons étudié les composantes spectrales de signaux modulés, pour en déduire que cette analyse se trouve être délicate dans la mesure où elle nécessite une mesure fine de la phase des composantes latérales du fondamental. Nous avons alors présenté deux méthodes permettant d'associer un signal complexe à des signaux à valeurs réelles.

Nous avons tout d'abord considéré la transformée de Hilbert qui permet de construire un signal en quadrature du signal réel et ainsi d'obtenir un signal complexe. Cette méthode se base sur un seul et unique signal réel. Cependant, le théorème de Bedrosian fixe des conditions restrictives quant à l'utilisation de cette transformée dans le cas des signaux modulés. En effet, dans ce cas, le signal complexe associé au signal réel n'est pas représentatif des modulations. Nous avons alors utilisé la transformée de Concordia, permettant de créer deux grandeurs en



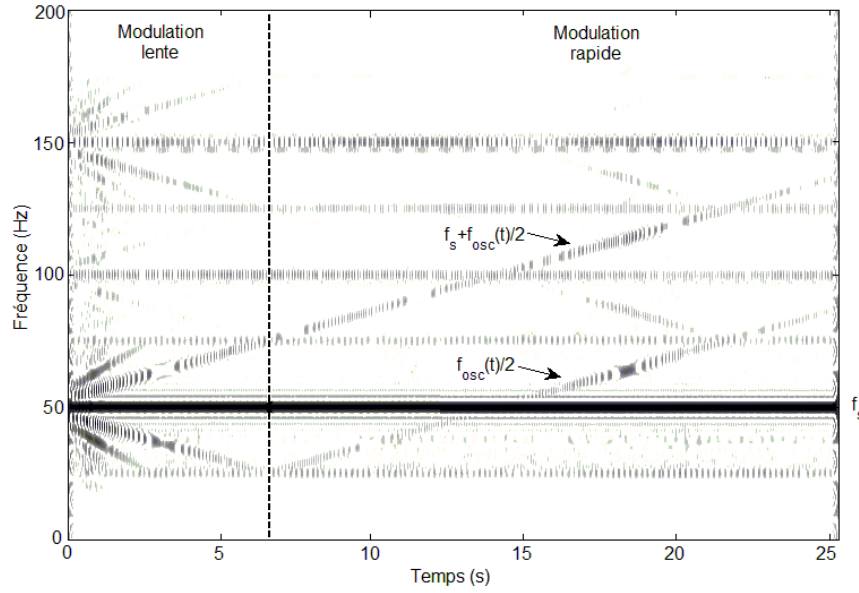


FIG. 6.27 – DWV des courants statoriques obtenue à partir de la TH, en présence d'oscillations du couple de charge de fréquence variable

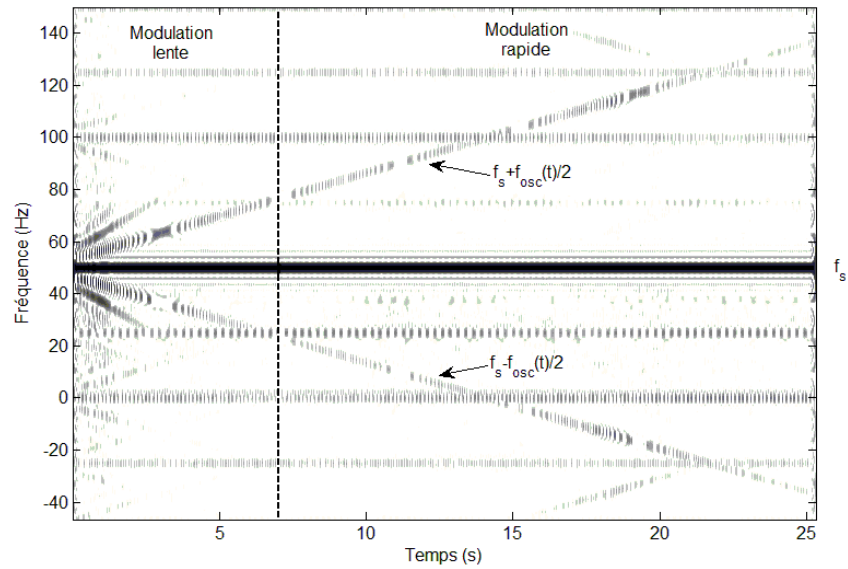


FIG. 6.28 – DWV des courants statoriques obtenue à partir de la TC, en présence d'oscillations du couple de charge de fréquence variable

quadrature à partir des signaux d'un système triphasé, pour obtenir un vecteur complexe. Cette méthode n'est pas soumise à des restrictions théoriques mais utilise la mesure de deux signaux réels. Nous avons alors pu étudier de manière théorique et en simulation les composantes spectrales de l'amplitude et de la fréquence instantanées de signaux modulés en amplitude et/ou en phase, lorsque le signal complexe est estimé avec la transformée de Hilbert ou de Concordia. Il est alors clairement apparu que le vecteur complexe de Concordia est le seul permettant de diagnostiquer les modulations, quelles que soient leurs fréquences par rapport à la fréquence porteuse (fondamentale) des signaux réels.

Les conditions du théorème de Bedrosian n'étant pas toujours remplies par les courants statoriques d'une machine asynchrone en présence de défauts mécaniques, nous avons appliqué la transformée de Concordia au diagnostic des modulations des courants statoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge. Au travers du rapport d'amplitude entre les composantes fréquentielles de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée, ou bien au travers d'un vecteur complexe défini à partir de ces mêmes composantes, nous avons montré quel type de modulation était prépondérant sur les courants statoriques en fonction de la fréquence des oscillations du couple de charge et du point de fonctionnement de la machine. Nous avons alors appliqué le vecteur complexe ainsi défini, obtenu à partir des transformées de Hilbert et Concordia, aux défauts de roulements.

Considérons également les coûts d'implantation et de calcul de la transformée de Hilbert et de la transformée de Concordia. Le calcul du signal analytique ne nécessite qu'un capteur de courant, au lieu de deux pour le vecteur de Concordia. Concernant le coût calculatoire, dans le cadre du traitement numérique des courants, la TH peut être approximée par la réponse impulsionnelle d'un filtre relativement long  $N = 257$  [Blo06a]. Le calcul du signal analytique requiert donc  $N$  multiplications ainsi qu'un stockage de  $N$  points. De plus, le filtre entraîne un retard de  $\frac{N}{2}$  échantillons entre le signal analytique et le signal de courant. A contrario, la TC ne nécessite que trois multiplications et deux additions pour obtenir la partie réelle et la partie imaginaire du vecteur complexe. Ainsi, l'emploi de la TC est préférable pour les applications de diagnostic temps-réel des défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones.

Enfin, les transformées de Hilbert et de Concordia étant applicables en régime permanent comme en régime transitoire, nous nous sommes intéressés au diagnostic des modulations par la distribution de Wigner-Ville. Nous avons montré, analytiquement et expérimentalement, que seule l'application de la transformée de Concordia sur les courants statoriques permettait de diagnostiquer les modulations, qu'elles soient lentes ou rapides, par la mesure du déphasage existant entre les composantes de la distribution temps-fréquence. Nous avons pu alors appliquer cette approche à l'analyse des courants statoriques en présence d'oscillations du couple de charge.

Finalement, il a été montré, à travers différentes méthodes, que le diagnostic des défauts mécaniques d'un entraînement asynchrone n'était possible, dans tous les cas (type et fréquences des modulations, régime permanent ou transitoire), qu'en utilisant la transformée de Concordia pour construire le signal complexe associé aux mesures réelles.

# Chapitre 7

## Conclusions et perspectives

Ce travail de thèse s'inscrit dans les travaux menés au sein du groupe CODIASE (COMmande et DIAgnostic des Systèmes Électriques) du laboratoire LAPLACE, sur le thème du Traitement de l'Information pour la Modélisation, la Surveillance et le Diagnostic (TIMSuD). L'objectif de cette étude était d'apporter des éléments de modélisation et de traitement du signal pour permettre de détecter et diagnostiquer les défauts mécaniques d'un entraînement asynchrone et plus particulièrement les défauts des roulements. Dans la continuité des travaux précédents, notre travail s'est donc orienté vers deux domaines ici complémentaires : le génie électrique au sens large et le traitement du signal, tous deux au service de la définition de méthodes de surveillance et de diagnostic des entraînements. Avant de présenter quelques perspectives ouvertes par cette étude, nous allons en tirer les principales conclusions.

Tout d'abord, une présentation des roulements à billes, de leurs processus de dégradation ainsi que des effets vibratoires associés, nous a permis de souligner l'importance de la mise en place de structures de surveillance pour détecter les possibles pannes. Les méthodes basées sur des mesures vibratoires nous ont montré plusieurs approches de traitement du signal qui permettent de définir des schémas de surveillance à même de répondre à la problématique de la détection des défauts, afin d'assurer une bonne maintenabilité des entraînements et donc d'en améliorer la continuité de service. De plus, nous avons pu évoquer les coûts relatifs aux mesures vibratoires et aux traitements associés, introduisant ainsi l'importance du mesurage des grandeurs électriques en lieu et place des mesures mécaniques.

Notre approche de la détection des défauts de roulements par analyse des courants statoriques s'est basée sur la caractérisation de leurs effets mécaniques, essentiellement concernant la création d'oscillations de couple. Grâce à une modélisation en bond graph de la machine asynchrone, nous avons montré l'intérêt de l'étude des composantes de courant relatives aux oscillations de couple. Au travers du modèle d'état de la machine, exprimé dans le repère de Concordia et dans le domaine fréquentiel, la loi de variation fréquentielle des composantes des courants relatives aux oscillations de couple a été déterminée analytiquement et validée expérimentalement. Nous avons alors pu mettre en évidence des caractéristiques de résonance

propices à la détection des défauts mécaniques caractérisés par des oscillations du couple de charge.

Dans le cadre de la détection des défauts de roulements, nous avons considéré des méthodes de traitement du signal basées sur l'exploitation de plusieurs mesures de courants statoriques, permettant d'augmenter le rapport signal sur bruit des mesures et ainsi d'améliorer la qualité de la détection d'harmoniques relatifs aux défauts. De plus, l'exploitation de l'amplitude des composantes de courant en présence d'oscillations de couple a permis de déterminer des conditions de fonctionnement de l'entraînement permettant la détection et le diagnostic des défauts. Nous avons alors mis en place un schéma de détection et de surveillance automatique conduisant à la détermination de l'état de santé du roulement testé. Ce schéma a pu être utilisé sur différents roulements défectueux, pour en détecter et diagnostiquer les défauts ou pour en surveiller l'usure.

Afin d'améliorer la qualité de la détection des défauts de roulements, en termes de robustesse par rapport aux points de fonctionnement utilisables, les grandeurs mécaniques observées de l'entraînement ont été étudiées. Les courants statoriques n'ont plus été considérés comme des grandeurs d'analyse mais comme des variables, porteuses d'informations concernant l'état des roulements, servant à reconstituer la vitesse de rotation par exemple, elle-même grandeur d'analyse. Une étude fréquentielle des harmoniques sur les grandeurs observées a permis de montrer que la dynamique d'observation permettait la détection de défauts de roulements pour une plus large gamme de points de fonctionnement de l'entraînement. Un nouveau schéma de détection automatique a alors été proposé et testé sur les différents types de roulements dégradés. Nous avons pu constater les bonnes performances de cette méthode, tout en la mettant en balance avec les contraintes de calcul et d'instrumentation associées.

En marge des méthodes de détection des défauts de roulements, nous avons souligné l'intérêt de la mesure de plusieurs courants statoriques pour la construction d'un signal conduisant à l'identification des modulations d'amplitude et de phase sur les courants statoriques d'une machine triphasée. Nous avons alors étudié différentes méthodes de traitement du signal permettant de caractériser les courants statoriques en présence d'oscillations du couple de charge, au travers de l'étude de grandeurs démodulées. Les transformées de Hilbert et de Concordia ont été comparées afin de caractériser les modulations des courants statoriques, qu'elles soient lentes ou rapides. Les applications de diagnostic des oscillations du couple de charge ont ensuite été étendues à des fonctionnements en régime transitoire, par l'intermédiaire d'une distribution temps-fréquence.

A l'issue de ce travail de thèse, il se dégage quelques perspectives :

- Concernant la détection des défauts de roulements par analyse des courants statoriques, il semblerait intéressant de combiner l'approche énergétique avec des méthodes de traitement statistique comme le kurtosis spectral. Dans ce

cas, l'étude du kurtosis spectral pourrait permettre de lever certaines indéterminations concernant les variations d'énergie spectrale, causées soit par des harmoniques supplémentaires en cas de défaut, soit par une variation de la puissance du bruit de mesure. Par ailleurs, des méthodes paramétriques (modèle de Prony par exemple) pourraient être utilisées pour estimer les harmoniques naturels des courants statoriques, effectuer une soustraction spectrale et enfin extraire l'énergie dans les spectres résultants pour améliorer la robustesse des indicateurs.

- Dans ce travail, nous n'avons considéré que l'observateur déterministe de Luenberger en présence d'oscillations du couple de charge. Il serait intéressant d'étudier, sur les grandeurs observées (couple, vitesse, courants et flux), comment se manifeste la présence d'autres défauts mécaniques, comme les excentricités, ou électriques, comme les ruptures de barres rotoriques ou les courts-circuits statoriques. Par ailleurs, nous pourrions étendre les notions présentées aux observateurs stochastiques comprenant un filtre de Kalman, afin de diminuer l'influence des bruits de mesure et d'estimation.
- Dans le cas où le système d'étude ne peut pas être modélisé finement, les distributions temps-fréquence, comme la distribution de Wigner-Ville ou le spectrogramme, pourraient permettre de caractériser le comportement fréquentiel des composantes des courants statoriques en fonction de la fréquence des oscillations du couple de charge. De plus, les études effectuées en régime transitoire pourraient également être étendues à la détection des défauts de roulements par l'intermédiaire des courants statoriques ou de l'observation des grandeurs mécaniques.
- Dans le cadre du diagnostic des modulations des courants statoriques, l'analyse temps-échelle en ondelettes ou en paquets d'ondelettes pourrait conduire à d'autres méthodes de caractérisation des modulations des courants et ainsi d'autres méthodes de diagnostic des défauts mécaniques en régime permanent ou transitoire.
- Il apparaît comme envisageable et souhaitable de combiner les méthodes de diagnostic dévolues aux défauts de roulements, aux défauts mécaniques en général et aux défauts électriques rotoriques et statoriques, afin d'étudier les interactions entre les différents défauts et les différents algorithmes de détection. Par exemple, il est nécessaire de savoir si un défaut de barre cassée pourrait faire réagir un indicateur de défaut de roulements. Ainsi, la combinaison de plusieurs analyses sur différentes grandeurs (courants, tensions, puissance, vitesse...) pourrait conduire à des schémas de diagnostic autorisant la distinction de plusieurs défauts de natures diverses.
- Enfin, dans ce travail, nous avons considéré le système d'étude commandé en boucle ouverte. Des études en cas de défauts mécaniques avec une commande en boucle fermée pourraient être entreprises. Il serait alors intéressant

d'étudier les caractéristiques fréquentielles des grandeurs électriques, mécaniques et de commande (rapport cyclique du convertisseur) en fonction des dynamiques de régulation. Ainsi, avec une commande en boucle fermée, il serait possible de mettre en place des lois de commande correctives exploitant les informations issues des algorithmes de diagnostic pour compenser les défauts mécaniques. Une analyse en temps réel des courants statoriques pourrait permettre de déterminer, par exemple, la présence d'oscillations du couple, pour ensuite modifier les références des régulateurs afin de compenser les oscillations du couple de charge par des oscillations du couple moteur.

# Annexe A

## Description du banc de test, des roulements défaillants et des protocoles de mesure

### A.1 Description générale du banc de test

Une photographie de l'installation est visible en figure A.1. Le moteur asynchrone (MAS) est une machine industrielle *Leroy-Somer* dont les caractéristiques principales sont données dans le tableau A.1. La machine à courant continu (MCC), utilisée en charge, donc en générateur, est couplée au moteur par l'intermédiaire d'un couplemètre. Les caractéristiques de la machine de charge sont également données dans le tableau A.2. Les deux machines, ainsi que leurs accouplements sont visibles sur la figure A.2. Un couplemètre ainsi qu'une génératrice tachymétrique sont implantés sur l'entraînement afin de mesurer le couple mécanique sur l'arbre et la vitesse de rotation.

La machine asynchrone est alimentée par un onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) à fréquence variable (*Leroy-Somer* UMV4301) fonctionnant en boucle ouverte. La fréquence de découpage de l'onduleur est fixée à  $3kHz$ . L'induit de la machine à courant continu est connecté à un banc de charge par l'intermédiaire d'un hacheur contrôlé en courant. Une photographie du hacheur est visible en figure A.3.

Les roulements équipant la machine asynchrone, sur lesquels seront effectuées les mesures de dégradation, sont des roulements de type 6208 provenant du fabricant *SKF*. Leurs principales caractéristiques sont résumées dans le tableau A.3.

### A.2 Défauts de roulements

Le défaut consiste en un trou de  $3mm$  de diamètre, dans toute la largeur de la bande de roulement et perpendiculaire à celle-ci. Un roulement possède un défaut sur la bague externe et l'autre sur la bague interne. Notons que ces défauts sont par définition parfaitement localisés. La photographie en figure A.4 permet de visualiser les défauts localisés. Bien que ces défauts soient profonds, leur géométrie évoque



FIG. A.1 – Photographie du banc de test

TAB. A.1 – Caractéristiques de la machine asynchrone d'étude

MAS	LS132S T
Puissance nominale	$5.5kW$
Vitesse nominale	$1445\text{ tr.min}^{-1}$
Tension d'alimentation	$400V$
Courant	$11.2A$
Fréquence	$50Hz$
Branchement	Y
$\cos \varphi$	0.8
Nombre de barres rotoriques	28



TAB. A.2 – Caractéristiques de la machine à courant continu de charge

MCC	MS1321 M33
Puissance nominale	$3.9kW$
Vitesse nominale	$1450\text{ tr.min}^{-1}$
Tension	$260V$
Courant	$17.6A$

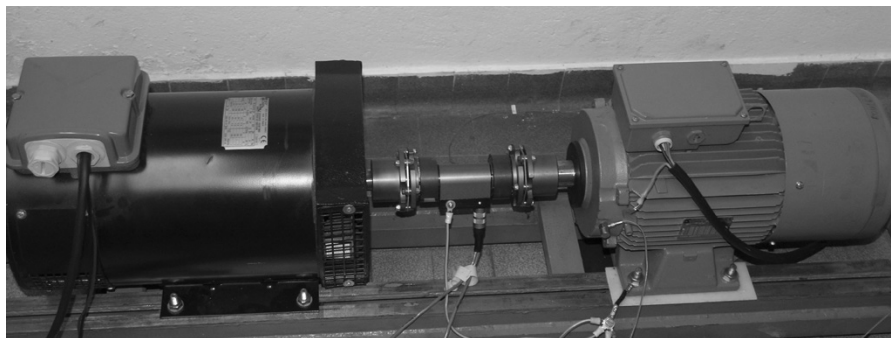


FIG. A.2 – Photographie des machines

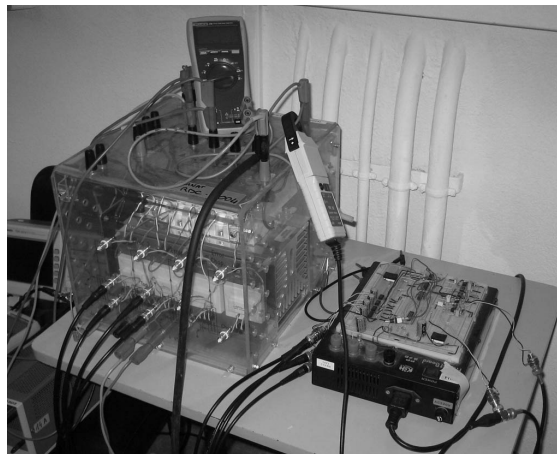
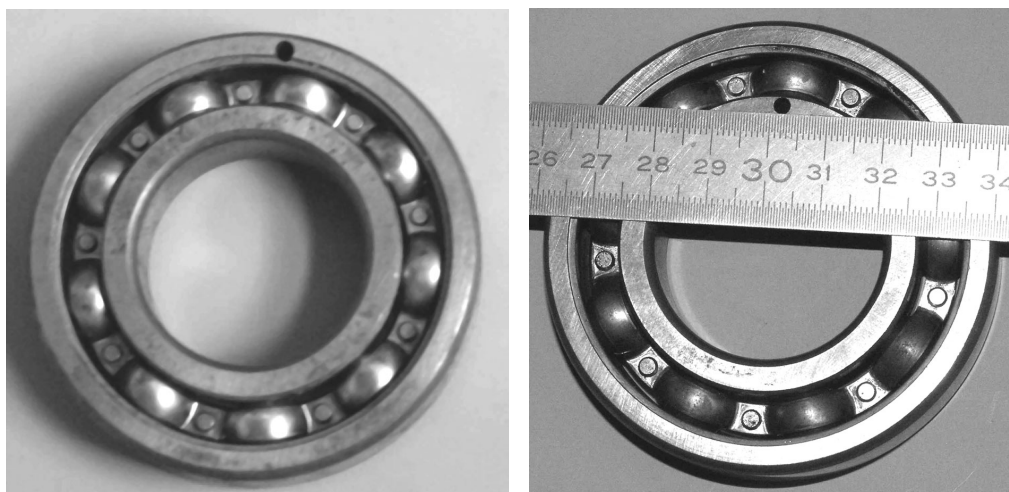


FIG. A.3 – Hacheur de contrôle du courant d'induit de la machine à courant continu

TAB. A.3 – Caractéristiques des roulements de type 6208 de *SKF*

Roulement	6208
Alésage externe	$80mm$
Alésage interne	$40mm$
Épaisseur	$18mm$
Nombre de billes	9



(a) Défaut localisé sur la bague externe

(b) Défaut localisé sur la bague interne

FIG. A.4 – Photographies des roulements possédant un défaut localisé

certaines des pires défaillances présentées au paragraphe 2.2.2.

Nous disposons également d'un roulement 6208 utilisé provenant du service après-vente de *Leroy-Somer*. Le type de dégradation, la localisation des défauts ou encore le processus d'usure appliqué au roulement nous sont inconnus. Les études vibratoires menées sur ce roulement montrent cependant que les défauts principaux se situent sur la bague interne.

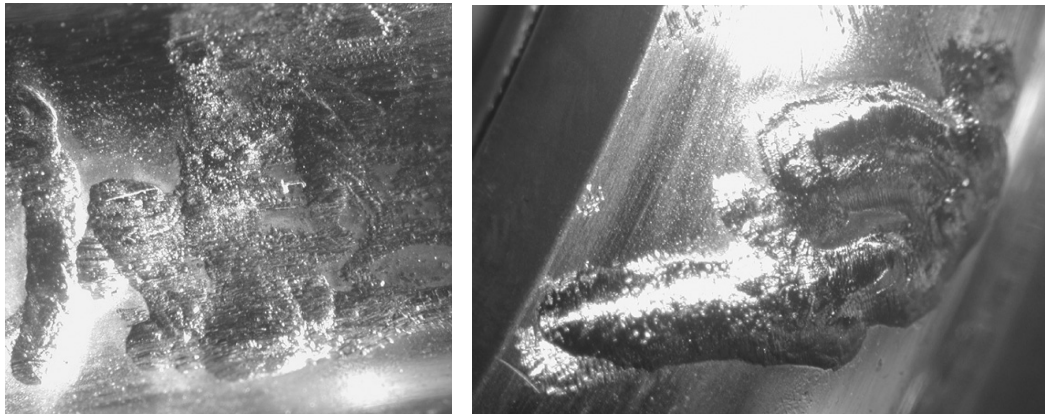
### A.3 Défauts par fraisage

Un roulement 6208 neuf est monté dans la machine asynchrone. Afin de pouvoir accéder sans démontage au cœur du roulement, le flasque assurant l'étanchéité de la machine au niveau du palier de roulement est retiré. De plus, le flasque d'étanchéité du roulement orienté vers l'extérieur de la machine est également ôté. Des mesures sont effectuées à titre de référence dans cette configuration. La bague interne est ensuite fraisée à l'aide d'une micro-fraise boule de diamètre  $2.3\text{mm}$  de la société *Komet*. Dans un second temps, la bague externe est également fraisée dans la zone de charge et des mesures sont à nouveau effectuées. La figure A.5 permet de visualiser l'état des pistes du roulement après fraisage.

Chaque mesure est effectuée après une période de fonctionnement d'environ 20 minutes, de façon à assurer le régime permanent thermique au sein du roulement et de la machine, ainsi que la répartition volumique des poussières de fraisage au sein du roulement.

### A.4 Protocole d'usure

Un roulement 6208 neuf est monté dans la machine asynchrone. Comme pour les défauts par fraisage, les flasques de la machine et d'un côté du roulement sont ôtés



(a) État de surface de la bague interne après fraisage (b) État de surface de la bague externe après fraisage

FIG. A.5 – Photographies des pistes du roulement usé par fraisage à la fin du protocole d'essais

de manière à pouvoir accéder au cœur du roulement. Des mesures sont effectuées dans cette configuration pour constituer les mesures de référence. Le contaminant utilisé est de l'alumine (oxyde d'aluminium  $Al_2O_3$ ). Chaque ajout de contaminant représente environ 150mg de poudre d'alumine déposée au cœur du roulement. Les mesures après chaque ajout sont effectuées au bout d'une période de fonctionnement d'environ 20 minutes, comme précédemment pour assurer la stabilisation thermique des roulements ainsi que la répartition volumique du contaminant. Le protocole complet d'usure est constitué de 9 ajouts de contaminant. La figure A.6 permet de représenter, schématiquement, le protocole d'usure incluant les séquences d'enregistrement de données.

La figure A.7 permet de constater visuellement l'aspect du roulement après le protocole complet d'usure. On remarque clairement l'aspect de la graisse, chargée de particules de contaminant ainsi que de particules métalliques arrachées aux surfaces de roulement. Des vues microscopiques de l'état de surface des bandes de roulement sont disponibles en figure A.8. Sur la figure A.8(a), montrant l'état de surface de la bague externe à la fin de la campagne d'usure, on remarque deux phénomènes distincts. Le premier reflète l'indentation des particules d'alumine dans la bague de roulement, qui est répartie sur toute la circonférence de chemin de roulement. Le second phénomène est relatif à des marques de glissement des billes sur la bague dans le sens du roulement. Par ailleurs, on peut constater que les deux phénomènes ne se produisent pas toujours au même angle de contact. En effet, l'usure prononcée s'est également traduite par une accentuation du jeu axial du roulement, sans doute du à une érosion importante des surfaces de contact. Des traces d'indentation sont également visibles en figure A.8(b) au niveau du chemin de roulement de la bague interne. De plus, des traces de glissement sont perceptibles tout en étant moins prononcées que sur la bague externe. Par ailleurs, les mêmes traces d'indentation sont visibles sur les billes du roulement ainsi que sur la cage.

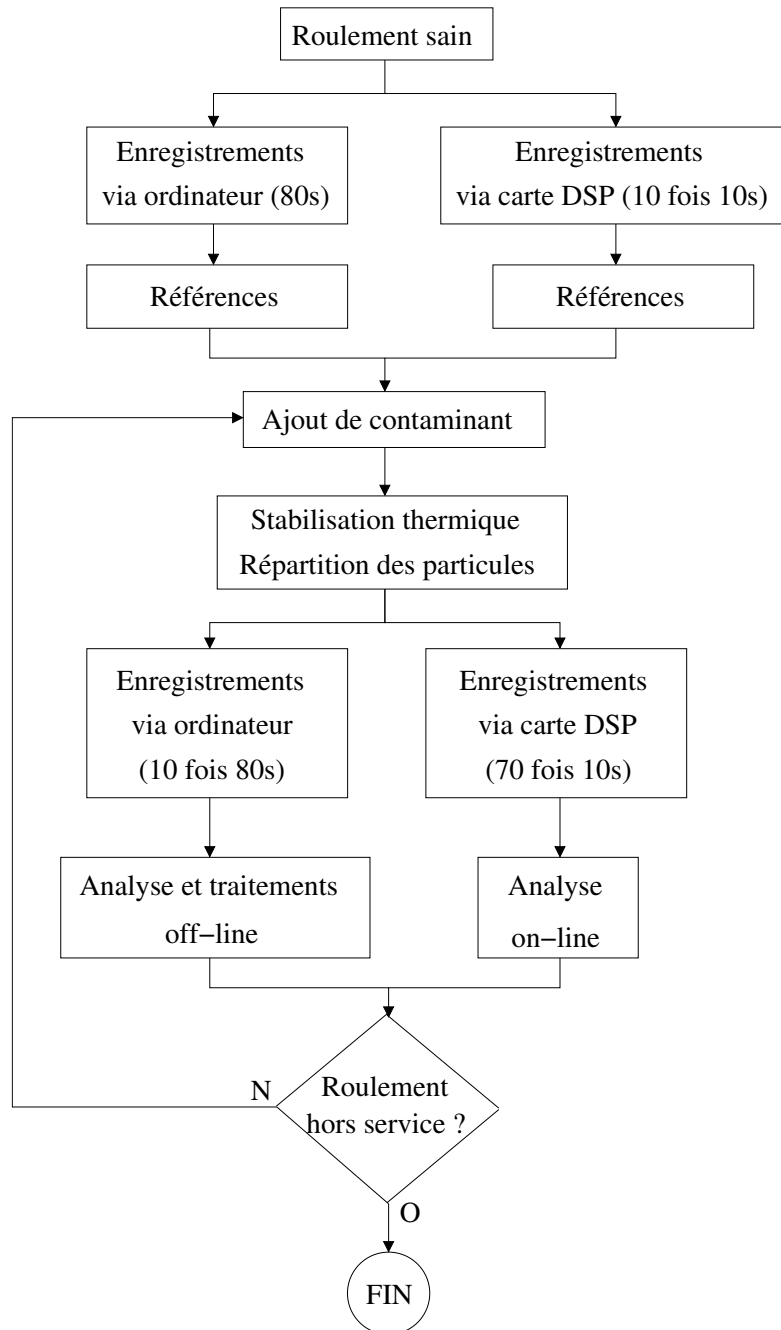


FIG. A.6 – Protocole complet de l'usure d'un roulement par contamination

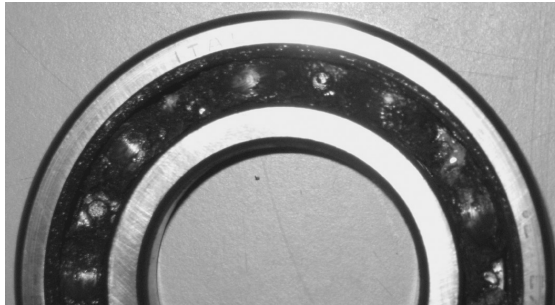
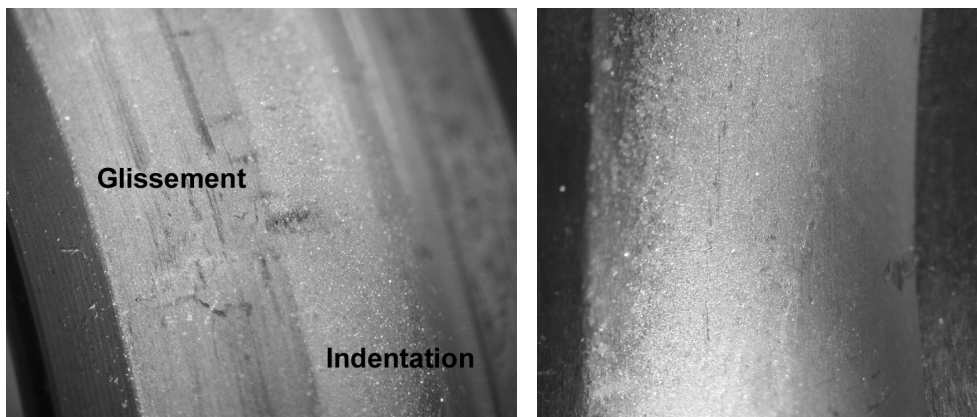


FIG. A.7 – Aspect visuel du roulement 6208 après la campagne d'usure par contamination



(a) État de surface de la bague externe après usure par contamination (b) État de surface de la bague interne après usure par contamination

FIG. A.8 – Photographies des surfaces de contact du roulement usé par contamination à la fin du protocole d'essais

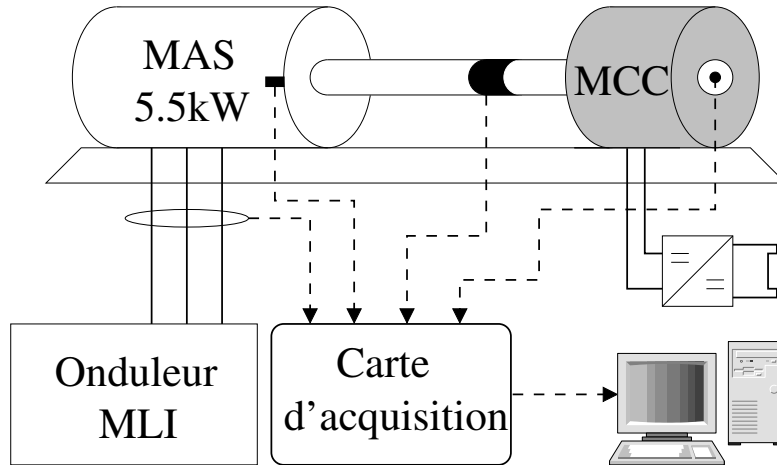


FIG. A.9 – Représentation schématique du système expérimental

## A.5 Paramètres d'acquisition pour le calcul des indicateurs de défauts de roulements

Les grandeurs suivantes sont mesurées par une carte d'acquisition *National Instruments* (NI4472) programmée grâce au logiciel *Labview* :

- 3 courants de phase de la machine asynchrone
- 3 tensions d'alimentation de la machine asynchrone
- couple mécanique
- vitesse de rotation au niveau de la machine à courant continu
- 2 signaux vibratoires issus d'accéléromètres placés sur la machine asynchrone au niveau du palier du roulement 6208.

Une représentation schématique du banc de test avec le système d'acquisition est donné en figure A.9. La carte est équipée d'un convertisseur analogique - numérique par voie, d'une résolution de  $24\text{bits}$  avec une dynamique de  $20\text{V}$ . Des filtres anti-repliement réglables en fonction de la fréquence d'échantillonnage sont inclus. Les traitements appliqués aux signaux enregistrés par la carte d'acquisition sont effectués en post-traitement à l'aide du logiciel *Matlab*.

Pour le calcul des indicateurs vibratoires scalaires du chapitre 2, la fréquence d'échantillonnage de la carte est de  $25.6\text{kHz}$ . Un sous-échantillonnage avec application d'un filtre anti-repliement est effectué à une fréquence de  $8\text{kHz}$ . La durée d'acquisition est alors de  $20\text{s}$ . Les signaux obtenus sont découpés en portions d'une durée de  $2\text{s}$  ; ainsi, 10 signaux sont disponibles.

En ce qui concerne la mesure des signaux vibratoires pour le calcul de  $I_{vib}$  au chapitre 2, les acquisitions se font pendant une durée de  $80\text{s}$  avec une fréquence d'échantillonnage de  $6.4\text{kHz}$ . Là encore, 10 enregistrements sont effectués. Un sous-échantillonnage à  $2.2\text{kHz}$ , soit environ 5 fois la fréquence maximale des plages fréquentielles d'analyse, avec application d'un filtre anti-repliement, est ensuite appliqué. Le point de fonctionnement de l'entraînement est fixé à  $f_s = 50\text{Hz}$ ,  $C_0 = 15\text{N.m}$ . La densité spectrale de puissance des signaux vibratoires est moyennée sur des fenêtres ayant une longueur égale à 20% du signal d'origine avec un taux de

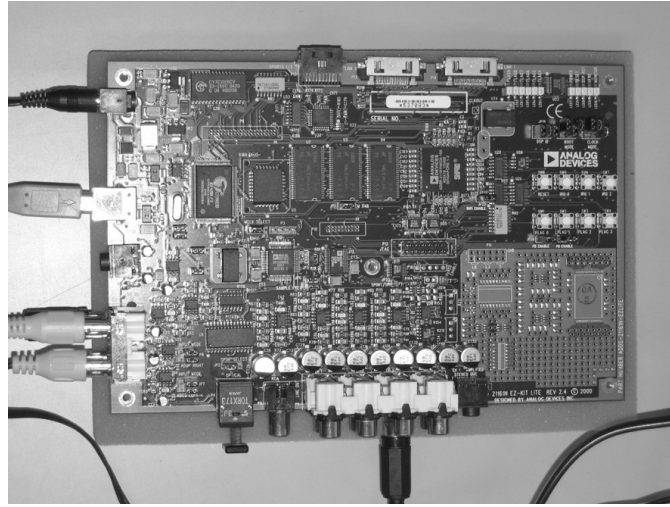


FIG. A.10 – Photographie de la carte DSP équipée d'un processeur ADSP-21161

recouvrement de 50%.

Dans le cas de la mesure des courants statoriques pour le calcul de  $I_{cour}$  au chapitre 4, les acquisitions se font également pendant une durée de 80s avec une fréquence d'échantillonnage de  $6.4kHz$ . Pour la détection des défauts de type fraisage et de contamination, 10 enregistrements sont effectués. Selon le point de fonctionnement considéré, un sous-échantillonnage est appliqué à environ 3 fois la fréquence maximale des plages d'analyse. Les densités spectrales de puissance sont moyennées sur des fenêtres ayant une longueur égale à 20% du signal d'origine avec un taux de recouvrement de 50%.

Dans le cadre de la mesure des grandeurs électriques pour l'observation des variable mécaniques et le calcul de  $I_{meca}$  au chapitre 5, les acquisitions se font également pendant une durée de 80s avec une fréquence d'échantillonnage de  $6.4kHz$ . Pour la détection des défauts de type fraisage et de contamination, 10 enregistrements sont effectués. Selon le point de fonctionnement considéré, un sous-échantillonnage est appliqué à environ 3 fois la fréquence maximale des plages d'analyse. Les données servent ensuite à reconstruire les grandeurs mécaniques off-line. Les 10000 premiers points des grandeurs observées sont éliminés afin de s'affranchir de leur régime transitoire. Les densités spectrales de puissance sont moyennées sur des fenêtres ayant une longueur égale à 20% du signal d'origine avec un taux de recouvrement de 50%.

## A.6 Caractéristiques du traitement par DSP

Le DSP utilisé est un modèle *Analog Devices* ADSP-21161 inclus dans une carte de traitement (EZ-Kit lite 21161N), principalement destinée au traitement des signaux audio. Les entrées analogiques sont constituées d'un filtre anti-repliement suivi d'un convertisseur analogique-numérique d'une résolution de 24 *bits* avec une fréquence d'échantillonnage de  $48kHz$ .

Pour obtenir des fréquences d'échantillonnage compatibles avec l'indicateur

TAB. A.4 – Caractérisation des paramètres électromécaniques de l'entraînement

Nombre de paires de pôles de la MAS	$n_p$	2
Entrefer de la MAS	$e_0$	0.8mm
Résistance statorique de la MAS	$R_s$	1.14Ω
Résistance rotorique de la MAS	$R_r$	1.102Ω
Inductance cyclique statorique de la MAS	$L_s$	110mH
Inductance cyclique rotorique de la MAS	$L_r$	124mH
Inductance cyclique mutuelle de la MAS	$M_{sr}$	110mH
Inertie de la MAS	$J_{mas}$	0.014kg.m <sup>2</sup>
Inertie de la machine à courant continu	$J_{mcc}$	0.05kg.m <sup>2</sup>
Frottements visqueux de la MAS	$f_{mas}$	0.0055kg.m <sup>2</sup> .s <sup>-1</sup>
Frottements visqueux de la machine à courant continu	$f_{mcc}$	0.0055kg.m <sup>2</sup> .s <sup>-1</sup>

de défauts de roulements sur les courants statoriques, un sous-échantillonnage en temps réel est implémenté. Celui-ci permet de diviser la fréquence d'échantillonnage par 2 [Blo06a]. L'application en cascade du filtre de sous-échantillonnage permet d'obtenir des fréquences d'échantillonnage réglables et adaptées aux différents traitements. L'application de six filtres de sous-échantillonnage en cascade conduit à une fréquence d'échantillonnage de 750Hz adaptée au point de fonctionnement à  $f_s = 13.3Hz$ . De même, l'application de sept filtres de sous-échantillonnage successifs conduit à une fréquence d'échantillonnage de 375Hz adaptée au point de fonctionnement à  $f_s = 6.7Hz$ .

## A.7 Paramètres du banc

La modélisation de l'entraînement asynchrone du chapitre 3 fait appel aux paramètres électromécaniques des machines du banc de test. Ces paramètres sont donnés dans le tableau A.4. Les paramètres électriques de la machine asynchrone proviennent des identifications paramétriques réalisées dans [Can05]. Les données mécaniques proviennent des données constructeur (inertie) ou de mesure de puissance (frottements).



## Annexe B

### Expressions des paramètres des grandeurs du modèle d'état de la machine asynchrone

#### B.1 Matrice des fonctions de transfert du système d'état de la machine asynchrone

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{[1,1]}(p) = F_{[2,2]}(p) = \frac{N_{[1,1]}(p)}{D(p)} \\ F_{[1,2]}(p) = -F_{[2,1]}(p) = \frac{N_{[1,2]}(p)}{D(p)} \\ F_{[3,1]}(p) = F_{[4,2]}(p) = \frac{N_{[3,1]}(p)}{D(p)} \\ F_{[3,2]}(p) = -F_{[4,1]}(p) = \frac{N_{[3,2]}(p)}{D(p)} \end{array} \right. \quad (\text{B.1})$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} D(p) = [p^4 - 2(a_1 + a_5)p^3 + (4a_1a_5 + a_1^2 - 2a_2a_4 + a_5^2 + \omega_0^2)p^2 \\ \quad - 2((a_3a_4 + a_1)\omega_0^2 + (a_1 + a_5)(a_1a_5 - a_2a_4))p \\ \quad + ((a_1a_5 - a_2a_4)^2 + (a_3a_4 + a_1)^2\omega_0^2)] \sigma L_s \\ N_{[1,1]}(p) = p^3 - (a_1 + 2a_5)p^2 + (2a_1a_5 - a_2a_4 + \omega_0^2 + a_5^2)p \\ \quad - (a_4a_3 + a_1)\omega_0^2 - a_1a_5^2 + a_4a_2a_5 \\ N_{[1,2]}(p) = \omega_0a_4[a_3p - (a_3a_5 + a_2)] \\ N_{[3,1]}(p) = a_4[p^2 - (a_5 + a_1)p + (a_1a_5 - a_2a_4)] \\ N_{[3,2]}(p) = \omega_0a_4[-p + (a_1 + a_3a_4)] \end{array} \right. \quad (\text{B.2})$$

## B.2 Expression du produit de convolution entre vitesse angulaire électrique et flux rotorique

Calcul de  $TF_f\{\omega(t)\} * TF_f\{\phi_{r\beta}(t)\}$ . Il apparaît des harmoniques latéraux du second ordre aux fréquences  $\pm f_s \pm 2f_{osc}$ .

$$\begin{aligned}
 TF_f\{\omega(t)\} * TF_f\{\phi_{r\beta}(t)\} = & \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi_{\alpha\beta} + \frac{\bar{\Omega}_{osc} \Phi^+}{2} + \frac{\Omega_{osc} \Phi^-}{2} \right) \delta(f - f_s) \\
 & - \frac{n_p e^{-j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi_{\alpha\beta} + \frac{\Omega_{osc} \bar{\Phi}^+}{2} + \frac{\bar{\Omega}_{osc} \bar{\Phi}^-}{2} \right) \delta(f + f_s) \\
 & + \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^+ + \frac{\Omega_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \delta(f - f_s - f_{osc}) \\
 & - \frac{n_p e^{-j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \bar{\Phi}^+ + \frac{\bar{\Omega}_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \delta(f + f_s + f_{osc}) \\
 & + \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \Phi^- + \frac{\bar{\Omega}_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \delta(f - f_s + f_{osc}) \\
 & - \frac{n_p e^{-j\psi_\phi}}{2j} \left( \Omega_0 \bar{\Phi}^- + \frac{\Omega_{osc} \Phi_{\alpha\beta}}{2} \right) \delta(f + f_s - f_{osc}) \\
 & + \frac{n_p \Omega_{osc} \Phi^+ e^{j\psi_\phi}}{4j} \delta(f - f_s - 2f_{osc}) \\
 & - \frac{n_p \bar{\Omega}_{osc} \bar{\Phi}^+ e^{-j\psi_\phi}}{4j} \delta(f + f_s + 2f_{osc}) \\
 & + \frac{n_p \bar{\Omega}_{osc} \bar{\Phi}^- e^{j\psi_\phi}}{4j} \delta(f - f_s + 2f_{osc}) \\
 & - \frac{n_p \Omega_{osc} \Phi^- e^{-j\psi_\phi}}{4j} \delta(f + f_s - 2f_{osc})
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

## B.3 Transformée de Fourier de la dérivée temporelle des variables d'état sur l'axe $\alpha$

$$\begin{aligned}
 TF_f \left\{ \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} \right\} = & j\pi I_{\alpha\beta} f_s e^{+j\psi_i} \delta(f - f_s) \\
 & - j\pi I_{\alpha\beta} f_s e^{-j\psi_i} \delta(f + f_s) \\
 & + j\pi I^+ e^{j\psi_i} (f_s + f_{osc}) \delta(f - f_s - f_{osc}) \\
 & - j\pi \bar{I}^+ e^{-j\psi_i} (f_s + f_{osc}) \delta(f + f_s + f_{osc}) \\
 & + j\pi I^- e^{j\psi_i} (f_s - f_{osc}) \delta(f - f_s + f_{osc}) \\
 & - j\pi \bar{I}^- e^{-j\psi_i} (f_s - f_{osc}) \delta(f + f_s - f_{osc})
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

$$TF_f \left\{ \frac{d\phi_{r\alpha}(t)}{dt} \right\} = \begin{aligned} & j\pi f_s \Phi_{\alpha\beta} e^{j\psi_\phi} \delta(f - f_s) \\ & - j\pi f_s \Phi_{\alpha\beta} e^{-j\psi_\phi} \delta(f + f_s) \\ & + j\pi \Phi^+ e^{j\psi_\phi} (f_s + f_{osc}) \delta(f - f_s - f_{osc}) \\ & - j\pi \bar{\Phi}^+ e^{-j\psi_\phi} (f_s + f_{osc}) \delta(f + f_s + f_{osc}) \\ & + j\pi \Phi^- e^{j\psi_\phi} (f_s - f_{osc}) \delta(f - f_s + f_{osc}) \\ & - j\pi \bar{\Phi}^- e^{-j\psi_\phi} (f_s - f_{osc}) \delta(f + f_s - f_{osc}) \end{aligned} \quad (B.5)$$

## B.4 Expression intermédiaire des paramètres des composantes harmoniques des grandeurs d'état

$$\left\{ \begin{aligned} I^+ &= -\frac{e^{j(\psi_\phi - \psi_i)}}{2} \frac{N_{I^+}}{D_+} \\ I^- &= -\frac{e^{j(\psi_\phi - \psi_i)}}{2} \frac{N_{I^-}}{D_-} \\ \Phi^+ &= \frac{1}{2} \frac{N_{\Phi^+}}{D_+} \\ \Phi^- &= \frac{1}{2} \frac{N_{\Phi^-}}{D_-} \end{aligned} \right. \quad (B.6)$$

$$\left\{ \begin{aligned} N_{I^+} &= n_p \Omega_{osc} \Phi_{\alpha\beta} [2\pi(f_s + f_{osc})a_3 + j(a_2 + a_5 a_3)] \\ N_{I^-} &= n_p \bar{\Omega}_{osc} \Phi_{\alpha\beta} [2\pi(f_s - f_{osc})a_3 + j(a_2 + a_5 a_3)] \\ N_{\Phi^+} &= n_p \Omega_{osc} \Phi_{\alpha\beta} (2\pi(f_s + f_{osc}) + j(a_1 + a_3 a_4)) \\ N_{\Phi^-} &= n_p \bar{\Omega}_{osc} \Phi_{\alpha\beta} (2\pi(f_s - f_{osc}) + j(a_1 + a_3 a_4)) \\ D_+ &= [2\pi(f_s + f_{osc})]^2 - 2\pi(f_s + f_{osc})\omega_0 - a_1 a_5 + a_2 a_4 \\ &\quad + j(2\pi(a_1 + a_5)(f_s + f_{osc}) - \omega_0(a_4 a_3 + a_1)) \\ D_- &= [2\pi(f_s - f_{osc})]^2 - 2\pi(f_s - f_{osc})\omega_0 - a_1 a_5 + a_2 a_4 \\ &\quad + j(2\pi(a_1 + a_5)(f_s - f_{osc}) - \omega_0(a_4 a_3 + a_1)) \end{aligned} \right. \quad (B.7)$$

## B.5 Expression complète des paramètres des composantes harmoniques des grandeurs du modèle

$$Z = \frac{\Phi_{\alpha\beta} n_p^2 M_{sr}}{2jL_r} \frac{1}{2j\pi f_{osc} J_{mas} + f_1} \left[ \frac{N_{z1}}{\bar{D}_-} - \frac{N_{z2}}{D_+} \right] \quad (B.8)$$

$$\left\{ \begin{aligned} N_{z1} &= \Phi_{\alpha\beta} (2\pi(f_s - f_{osc})a_3 - j(a_2 + a_5 a_3)) \\ &\quad + I_{\alpha\beta} (2\pi(f_s - f_{osc}) - j(a_1 + a_3 a_4)) e^{j(\psi_i - \psi_\phi)} \\ N_{z2} &= \Phi_{\alpha\beta} (2\pi(f_s + f_{osc})a_3 + j(a_2 + a_5 a_3)) \\ &\quad + I_{\alpha\beta} (2\pi(f_s + f_{osc}) + j(a_1 + a_3 a_4)) e^{j(\psi_\phi - \psi_i)} \end{aligned} \right. \quad (B.9)$$

## B.6 Expression du complexe $Z$ avec le système mécanique de l'entraînement de test

$$Z = \frac{\Phi_{\alpha\beta} n_p^2 M_{sr}}{2jL_r} \frac{G \left( -\frac{4\pi^2}{\omega_{n,N}} f_{osc}^2 + \frac{4\pi j \xi_N}{\omega_{n,N}} f_{osc} + 1 \right)}{(2\pi j J_{mas} f_{osc} + f_{mas}) \left( -\frac{4\pi^2}{\omega_{n,D}} f_{osc}^2 + \frac{4\pi j \xi_D}{\omega_{n,D}} f_{osc} + 1 \right)} \left[ \frac{N_{z1}}{\bar{D}_-} - \frac{N_{z2}}{D_+} \right] \quad (\text{B.10})$$

## Annexe C

# Étude des modulations d'un signal par la transformée de Hilbert

### C.1 Composantes spectrales de l'enveloppe complexe et de la fréquence instantanée pour des signaux modulés

#### C.1.1 Modulation d'amplitude

Considérons, pour simplifier, la modélisation d'un courant statorique modulé en amplitude (C.1). La transformée de Fourier  $X(f)$  du signal  $x(t)$  est donnée en (C.2). Dans cette étude, le cas  $f_d = f_s$  ne sera pas considéré.

$$x(t) = A [1 + \alpha \cos(2\pi f_d t)] \cos(2\pi f_s t) \quad (\text{C.1})$$

$$X(f) = A \left[ \delta(f) + \frac{\alpha}{2} [\delta(f - f_d) + \delta(f + f_d)] \right] * TF_f \{ \cos(2\pi f_s t) \} \quad (\text{C.2})$$

Considérons le cas d'une modulation lente telle que  $f_s > f_d$ . En utilisant l'expression du filtre de Hilbert dans le domaine fréquentiel (2.23), on en déduit la TF du signal analytique  $Z_{TH}(f)$  (C.3).

$$Z_{TH}(f) = A \left[ \delta(f - f_s) + \frac{\alpha}{2} [\delta(f - f_s - f_d) + \delta(f - f_s + f_d)] \right] \quad (\text{C.3})$$

Considérons le cas inverse d'une modulation d'amplitude telle que  $f_s < f_d$ . La TF du signal analytique s'exprime selon (C.4).

$$Z_{TH}(f) = A \left[ \delta(f - f_s) + \frac{\alpha}{2} [\delta(f - f_s - f_d) + \delta(f + f_s - f_d)] \right] \quad (\text{C.4})$$

A partir de (C.3) et (C.4), une expression générale de la TF du signal analytique est établie, quelle que soit la fréquence de la modulation d'amplitude, différente

de  $f_s$  (C.5). On retrouve alors l'expression générique du signal analytique dans le domaine temporel (C.6).

$$Z_{TH}(f) = A \left[ \delta(f - f_s) + \frac{\alpha}{2} \delta(f - f_s - f_d) + \frac{\alpha}{2} \delta[f - \text{sign}(f_s - f_d) (f_s - f_d)] \right] \quad (\text{C.5})$$

avec :

$$\text{sign}(f_s - f_d) = \begin{cases} +1 & \text{si } f_s - f_d > 0 \\ -1 & \text{si } f_s - f_d < 0 \end{cases}$$

$$z_{TH}(t) = A \left[ e^{2j\pi f_s t} + \frac{\alpha}{2} e^{2j\pi f_s t + f_d t} + \frac{\alpha}{2} e^{2j\pi \text{sign}(f_s - f_d) (f_s - f_d) t} \right] \quad (\text{C.6})$$

#### C.1.1.1 Modulation lente

Posons tout d'abord  $f_s > f_d$ . La TF de l'enveloppe complexe du signal analytique  $a_{TH}(t) = z_{TH}(t)e^{-j2\pi f_s t}$  s'exprime comme (C.7).

$$A_{TH}(f) = A \left[ \delta(f) + \frac{\alpha}{2} [\delta(f - f_d) + \delta(f + f_d)] \right] \Leftrightarrow a(t) = A [1 + \alpha \cos(2\pi f_d t)] \quad (\text{C.7})$$

Par ailleurs, le signal analytique temporel (C.6) pouvant alors s'écrire comme (C.8), on en déduit directement que la fréquence instantanée est une constante de valeur  $f_s$ . Elle ne fait donc pas apparaître de composantes spectrales relatives à la modulation d'amplitude.

$$z_{TH}(t) = A [1 + \alpha \cos(2\pi f_d t)] e^{2j\pi f_s t} \quad (\text{C.8})$$

#### C.1.1.2 Modulation rapide

A l'inverse, posons maintenant  $f_s < f_d$ . La TF de l'enveloppe complexe du signal analytique s'exprime comme (C.9).

$$A_{TH}(f) = A \left[ \delta(f) + \frac{\alpha}{2} [\delta(f - f_d) + \delta(f + 2f_s - f_d)] \right] \quad (\text{C.9})$$

Il apparaît clairement une composante spectrale, supplémentaire par rapport au cas de la modulation lente, de fréquence  $-2f_s + f_d$ . En effet, si les conditions du théorème de Bedrosian sont respectées, il n'existe qu'une composante continue et un harmonique de fréquence  $f_d$  dans la TF de l'enveloppe complexe du signal  $z_{TH}(t)$ .

Pour l'analyse des courants statoriques d'une machine, la phase instantanée  $\Psi_{TH}(t)$  est généralement inconnue. En conséquence, l'enveloppe complexe est obtenue à partir du module du signal analytique. Un exemple du calcul du module d'un signal analytique est décrit dans [Tra95]. Le module du signal analytique est alors obtenu par  $|z_{TH}(t)| = \sqrt{z_{TH}(t)\bar{z}_{TH}(t)}$ . Cependant, nous devons tenir compte ici de trois composantes spectrales. Dans les calculs, comme la profondeur de modulation est faible  $\alpha \ll 1$ , les termes proportionnels à  $\alpha^2$  seront négligés (C.10).

De la même manière, le développement limité à l'ordre 1 de la racine carrée (C.11) [Hau00] est calculé pour approximer l'enveloppe complexe (C.12). Il apparaît alors clairement un harmonique sur l'enveloppe complexe de fréquence  $|2f_s - f_d|$ .

$$|z_{TH}(t)| = A\sqrt{1 + \alpha \cos[2\pi(2f_s - f_d)t] + \alpha \cos(2\pi f_d t)} \quad (\text{C.10})$$

$$\sqrt{1+x} \simeq 1 + x \quad \text{pour } x \rightarrow 0 \quad (\text{C.11})$$

$$|z_{TH}(t)| \simeq A \left[ 1 + \frac{\alpha}{2} \cos[2\pi(2f_s - f_d)t] + \frac{\alpha}{2} \cos(2\pi f_d t) \right] \quad (\text{C.12})$$

Étudions la phase instantanée  $\Psi_{TH}(t)$  (C.13).

$$\Psi_{HT}(t) = 2\pi f_s t + \arctan \left[ -\frac{\alpha \cos(2\pi f_s t) \sin(2\pi(f_s - f_d)t)}{1 + \alpha \cos(2\pi f_s t) \cos(2\pi(f_d - f_s)t)} \right] \quad (\text{C.13})$$

En considérant toujours  $\alpha \ll 1$ , nous pouvons effectuer un développement limité de l'arctangente et de la fonction inverse en 0 à l'ordre 1 (C.14) [Hau00]. En négligeant les termes proportionnels à  $\alpha^2$ , nous en déduisons l'expression de la phase (C.15) et de la fréquence instantanée (C.16).

$$\arctan \left( \frac{1}{1-x} \right) \simeq \arctan(1+x) \simeq 1+x \quad \text{pour } x \rightarrow 0 \quad (\text{C.14})$$

$$\Psi_{TH}(t) \simeq 2\pi f_s t + \frac{\alpha}{2} \sin(2\pi f_d t) - \frac{\alpha}{2} \sin(2\pi(2f_s - f_d)t) \quad (\text{C.15})$$

$$FI(t) \simeq f_s + \frac{\alpha f_d}{2} \cos(2\pi f_d t) - \frac{\alpha(2f_s - f_d)}{2} \cos(2\pi(2f_s - f_d)t) \quad (\text{C.16})$$

Finalement, en cas de modulation rapide d'amplitude, l'enveloppe complexe et la fréquence instantanée font apparaître des harmoniques de fréquences  $f_d$  et  $|2f_s - f_d|$ , cette dernière n'existant sur aucune des grandeurs en cas de modulation lente.

### C.1.2 Modulation de phase

Considérons, pour simplifier, la modélisation d'un courant statorique modulé en phase (C.17). La transformée de Fourier  $X(f)$  du signal  $x(t)$  est donnée en (C.18), en considérant  $\beta \ll 1$ .

$$x(t) = A \cos(2\pi f_s t + \beta \sin(2\pi f_d t)) \quad (\text{C.17})$$

$$\begin{aligned} X(f) = & \frac{A}{2} [\delta(f - f_s) + \delta(f + f_s)] \\ & + \frac{A\beta}{4} [\delta(f - f_s - f_d) - \delta(f - f_s + f_d)] \\ & + \frac{A\beta}{4} [\delta(f + f_s + f_d) - \delta(f + f_s - f_d)] \end{aligned} \quad (\text{C.18})$$

### C.1.2.1 Modulation lente

Considérons le cas d'une modulation lente de phase telle que  $f_s > f_d$ . Les conditions du théorème de Bedrosian étant respectées par le signal  $x(t)$ , le signal analytique  $z_{TH}(t)$  s'exprime alors selon (C.19).

$$z_{TH}(t) = Ae^{j(2\pi f_s t + \beta \sin(2\pi f_d t))} \quad (C.19)$$

Il est clair que, dans ce cas, l'enveloppe complexe est une constante  $A$ , donc ne faisant pas apparaître d'harmonique relatif à la modulation de phase. De plus, la fréquence instantanée se calcule directement (C.20). Celle-ci ne comporte alors qu'une composante spectrale de fréquence  $f_d$ .

$$FI_{TH}(t) = f_s + \beta f_d \cos(2\pi f_d t) \quad (C.20)$$

### C.1.2.2 Modulation rapide

Considérons maintenant le cas d'une modulation rapide telle que  $f_s < f_d$ . La TF du signal analytique est donnée en (C.21). L'expression temporelle  $z_{TH}(t)$  étant exprimée en (C.22).

$$Z_{TH}(f) = A \left[ \delta(f - f_s) + \frac{\beta}{2} [\delta(f - f_s - f_d) - \delta(f + f_s - f_d)] \right] \quad (C.21)$$

$$z_{TH}(t) = Ae^{j2\pi f_s t} + A\beta \sin(2\pi f_s t) e^{j(2\pi f_d t + \frac{\pi}{2})} \quad (C.22)$$

Pour étudier l'amplitude et la phase instantanées, le signal analytique doit s'exprimer sous la forme  $z_{TH}(t) = A_{TH}(t)e^{j\Psi_{TH}(t)}$ . Comme nous avons  $\beta \ll 1$ , les termes proportionnels à  $\beta^2$  sont négligés et le développement limité à l'ordre 1 de la racine carrée est exprimable (C.23).

$$\begin{cases} A_{HT}(t) \simeq A \left[ 1 + \frac{\beta}{2} (\cos(2\pi f_d t) - \cos(2\pi(2f_s - f_d)t)) \right] \\ \Psi_{HT}(t) = 2\pi f_s t + \arctan \left[ \frac{\beta \sin(2\pi f_s t) \cos(2\pi(f_d - f_s)t)}{1 - \beta \sin(2\pi f_s t) \sin(2\pi(f_d - f_s)t)} \right] \end{cases} \quad (C.23)$$

On remarque alors, contrairement au cas de la modulation lente de phase, que l'amplitude instantanée contient un harmonique de fréquence  $f_d$  et un harmonique de fréquence  $|2f_s - f_d|$ .

Considérant toujours  $\beta \ll 1$ , comme dans le cas de la modulation rapide d'amplitude, nous pouvons effectuer un développement limité de l'arctangente et de la fonction inverse en 0 à l'ordre 1 (C.14). En négligeant les termes proportionnels à  $\beta^2$ , nous en déduisons l'expression de la phase (C.24) et de la fréquence instantanées (C.25).

$$\Psi_{TH}(t) \simeq 2\pi f_s t + \frac{\beta}{2} \sin(2\pi f_d t) + \frac{\beta}{2} \sin(2\pi(2f_s - f_d)t) \quad (C.24)$$

$$FI(t) \simeq f_s + \frac{\beta f_d}{2} \cos(2\pi f_d t) + \frac{\beta(2f_s - f_d)}{2} \cos(2\pi(2f_s - f_d)t) \quad (C.25)$$



Finalement, en cas de modulation rapide de phase, l'enveloppe complexe et la fréquence instantanée font apparaître des harmoniques de fréquences  $f_d$  et  $|2f_s - f_d|$ , cette dernière n'existant sur aucune des grandeurs en cas de modulation lente.

## C.2 Distribution de Wigner-Ville de signaux modulés

Pour simplifier les démonstrations, les signaux modulés seront considérés stationnaires, c'est-à-dire que la fréquence fondamentale et les fréquences de modulation sont constantes. De plus, les démonstrations seront effectuées lorsque le signal complexe est obtenu à partir de la transformée de Hilbert.

### C.2.1 Modulations d'amplitude

Considérons un signal modulé en amplitude tel que défini en (C.1). Nous avons montré que le signal analytique pouvait s'exprimer de manière générique selon (C.6). Nous pouvons alors exprimer le noyau (Kernel) de la DWV du signal (C.26), ainsi que la DWV (C.27), en négligeant les termes proportionnels à  $\alpha^2$ .

$$K_{z_{TH}}(t, \tau) = A^2 e^{j2\pi f_s \tau} + A^2 \alpha \left[ \cos(2\pi f_d t) e^{j2\pi \left(f_s + \frac{f_d}{2}\right) \tau} + \cos \left( 2\pi \left[ (1 - \text{sign}(f_s - f_d)) f_s + \text{sign}(f_s - f_d) f_d \right] t \right) \times e^{j2\pi \left[ (1 + \text{sign}(f_s - f_d)) \frac{f_s}{2} - \text{sign}(f_s - f_d) \frac{f_d}{2} \right] \tau} \right] \quad (\text{C.26})$$

$$W_{z_{TH}}(t, f) = A^2 \delta(f - f_s) + A^2 \alpha \left[ \cos(2\pi f_d t) \delta \left( f - f_s - \frac{f_d}{2} \right) + \cos \left( 2\pi \left[ (1 - \text{sign}(f_s - f_d)) f_s + \text{sign}(f_s - f_d) f_d \right] t \right) \times \delta \left( f - (1 + \text{sign}(f_s - f_d)) \frac{f_s}{2} + \text{sign}(f_s - f_d) \frac{f_d}{2} \right) \right] \quad (\text{C.27})$$

Considérons tout d'abord le cas d'une modulation lente telle que  $f_s > f_d$ . La DWV s'exprime alors selon (C.28). Les composantes latérales du fondamental, localisées aux fréquences  $f_s \pm \frac{f_d}{2}$ , oscillent à la fréquence de la modulation d'amplitude  $f_d$  et sont en phase.

$$W_{z_{TH}}(t, f) = A^2 \delta(f - f_s) + A^2 \alpha \cos(2\pi f_d t) \delta \left( f - f_s - \frac{f_d}{2} \right) + A^2 \alpha \cos(2\pi f_d t) \delta \left( f - f_s + \frac{f_d}{2} \right) \quad (\text{C.28})$$

Considérons maintenant le cas d'une modulation rapide d'amplitude telle que  $f_s < f_d$ . Dans ce cas, la DWV en (C.29) fait apparaître des composantes relatives à la modulation, localisées aux fréquences  $f_s + \frac{f_d}{2}$  et  $\frac{f_d}{2}$ , oscillant respectivement aux fréquences  $f_d$  et  $|2f_s - f_d|$ .

$$\begin{aligned} W_z(t, f) = & A^2 \delta(f - f_s) \\ & + A^2 \alpha \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \\ & + A^2 \alpha \cos(2\pi(2f_s - f_d)t) \delta\left(f - \frac{f_d}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{C.29})$$

### C.2.2 Modulations de phase

Considérons un signal modulé en phase tel que défini en (C.17). Nous avons montré que la TF du signal pouvait être approximée selon (C.18). A partir de là, nous pouvons établir une expression générale de la TF du signal analytique (C.30).

$$Z_{TH}(f) = A\delta(f - f_s) + \frac{A\beta}{2}\delta(f - f_s - f_d) - \frac{A\beta}{2}\delta\left[f - \text{sign}(f_s - f_d)(f_s - f_d)\right] \quad (\text{C.30})$$

Dans le calcul du noyau de la DWV (C.31), les termes proportionnels à  $\beta^2$  sont négligés. On obtient alors l'expression générique de la DWV d'un signal modulé en phase (C.32).

$$\begin{aligned} K_{z_{TH}}(t, \tau) = & A^2 e^{j2\pi f_s \tau} + A^2 \beta \left[ \cos(2\pi f_d t) e^{j2\pi\left(f_s + \frac{f_d}{2}\right)\tau} \right. \\ & - \cos\left(2\pi\left[(1 - \text{sign}(f_s - f_d))f_s + \text{sign}(f_s - f_d)f_d\right]t\right) \\ & \left. \times e^{j2\pi\left[(1 + \text{sign}(f_s - f_d))\frac{f_s}{2} - \text{sign}(f_s - f_d)\frac{f_d}{2}\right]\tau} \right] \end{aligned} \quad (\text{C.31})$$

$$\begin{aligned} W_{z_{TH}}(t, f) = & A^2 \delta(f - f_s) + A^2 \beta \left[ \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \right. \\ & - \cos\left(2\pi\left[(1 - \text{sign}(f_s - f_d))f_s + \text{sign}(f_s - f_d)f_d\right]t\right) \\ & \left. \times \delta\left(f - (1 + \text{sign}(f_s - f_d))\frac{f_s}{2} + \text{sign}(f_s - f_d)\frac{f_d}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{C.32})$$

Considérons tout d'abord le cas d'une modulation lente telle que  $f_s > f_d$ . La DWV s'exprime alors selon (C.33). Les composantes latérales du fondamental, localisées aux fréquences  $f_s \pm \frac{f_d}{2}$ , oscillent à la fréquence de la modulation d'amplitude  $f_d$  et sont en opposition de phase.

$$\begin{aligned} W_{z_{TH}}(t, f) = & A^2 \delta(f - f_s) \\ & + A^2 \beta \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \\ & - A^2 \beta \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s + \frac{f_d}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{C.33})$$

Considérons maintenant le cas d'une modulation rapide de phase telle que  $f_s < f_d$ . Dans ce cas, la DWV en (C.34) fait apparaître des composantes relatives à la modulation, localisées aux fréquences  $f_s + \frac{f_d}{2}$  et  $\frac{f_d}{2}$ , oscillant respectivement aux fréquences  $f_d$  et  $|2f_s - f_d|$ .

$$\begin{aligned}
 W_{z_{TH}}(t, f) = & A^2 \delta(f - f_s) \\
 & + A^2 \beta \cos(2\pi f_d t) \delta\left(f - f_s - \frac{f_d}{2}\right) \\
 & - A^2 \beta \cos(2\pi(2f_s - f_d)t) \delta\left(f - \frac{f_d}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{C.34}$$



# Bibliographie

- [Abr64] M. Abramowitz, I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, Dover Publications, New York, ninth ed., 1964.
- [Aco00] G. G. Acosta, C. J. Verucchi, E. R. Gelso, *A current monitoring system for diagnosing electrical failures in induction motors*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 20, no. 4, Mai 2000, pp. 953-965.
- [AFN96] Norme AFNOR, *Maintenance industrielle, Tome 1 - Méthodes et outils*, 2nde édition, AFNOR, Paris, 1996.
- [Aki06] B. Akin, U. Orguner, H. A. Toliyat and M. Rayner, *Phase-sensitive detection of motor fault signatures in the presence of noise*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 6, Juin 2006, pp. 2539-2550.
- [Alg95] P. L. Alger, *Induction machines - Their behavior and uses*, 2nde édition, Gordon and Breach publishers, Basel, Suisse, 1995.
- [All02] J. M. Aller, A. Bueno, T. Pagà, *Power system analysis using space-vector transformation*, IEEE Transactions on power systems, vol. 17, no. 4, Novembre 2002, pp. 957-965.
- [And08] R. N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli, F. M. Sargos, *Eccentricity fault diagnosis of a dual-stator winding induction machine drive considering the slotting effects*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, Décembre 2008, pp. 4238-4251.
- [Ark05] M. Arkan, H. Çaliss, M. E. Tağluk, *Bearing and misalignment fault detection in induction motors by using the space vector angular fluctuation signal*, Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik), vol. 87, no. 4, Juin 2005, pp. 197-206.
- [Art00] N. Arthur, J. Penman, *Induction machine condition monitoring with higher order spectra*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, Octobre 2000, pp. 1031-1041.
- [Asc03] G. Asch, *Acquisition de données - Du capteur à l'ordinateur*, 2nde édition, Dunod, Paris, 2003.
- [Aug01] D. Augeix, *Analyse vibratoire des machines tournantes*, Techniques de l'Ingénieur, ref. BM 5 145, Janvier 2001.
- [Auv87] J. Auvray, *Traitement des signaux*, Techniques de l'ingénieur, ref R 305 1, Avril 1987.

- [Bac02] S. Bachir, *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*, Thèse de doctorat de l'université de Poitiers, 2002.
- [Bed63] E. Bedrosian, *A product theorem for Hilbert transforms*, Proceedings of the IEEE, vol. 51, no. 5, Mai 1963, pp. 868-869.
- [Ben02a] M. Benidir, *Théorie et traitement du signal, volume 1 - Représentation des signaux et des systèmes*, Dunod, Paris, 2002.
- [Ben02b] F. Ben Ammar, *Mise en oeuvre et industrialisation du contrôle vectoriel de flux*, Techniques de l'ingénieur, réf. D 3 564, 2002.
- [Ben03] H. Ben Attia, *Détection et localisation de défauts mécaniques d'un entraînement électrique à vitesse variable*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [Bel08] A. Bellini, F. Immovilli, R. Rubini, C. Tassoni, *Diagnosis of bearing faults of induction machines by vibration or current signals : a critical comparison*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Octobre 2008, pp. 1-8.
- [Big95] R. Bigret, J. L. Féron, C. Pachaud, *Diagnostic, maintenance, disponibilité des machines tournantes - modèles, mesurages, analyses des vibrations*, Masson, Paris, 1995.
- [Blo05] M. Blodt, J. Faucher, B. Dagues, M. Chabert, *Mechanical load fault detection in induction motors by stator current time-frequency analysis*, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Mai 2005, pp. 1881-1888.
- [Blo06a] M. Blodt, *Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives, Application of stator current time-frequency analysis and parameter estimation*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [Blo06b] M. Blodt, M. Chabert, J. Regnier, J. Faucher, *Mechanical load fault detection in induction motors by stator current time-frequency analysis*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 6, Novembre - Décembre 2006, pp. 1454-1463.
- [Blo08a] M. Blodt, D. Bonacci, J. Regnier, M. Chabert, J. Faucher, *On-line monitoring of mechanical faults in variable-speed induction motor drives using the Wigner distribution*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 522-533, Février 2008.
- [Blo08b] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, G. Rostaing, *Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, Avril 2008, pp. 1813-1822.
- [Boa92a] B. Boashash, *Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal - Part 1 : Fundamentals*, Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 4, Avril 1992, pp. 520-538.
- [Boa92b] B. Boashash, *Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal - Part 2 : Algorithms and applications*, Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 4, Avril 1992, pp. 540-568.

- [Bog63] B. P. Boger, M. J. R. Healy, J. W. Tukey, *The quefreny analysis of time series for echoes : Cepstrum, pseudo-autocovariance, cross-cepstrum and saphe cracking*, Proceedings of Symposium Time series analysis, 1963, pp. 209-243.
- [Bol04] F. Bolaers, O. Cousinard, P. Marconnet, L. Rasolofondraibe, *Advanced detection of rolling bearing spalling from de-noising vibratory signals*, Control Engineering Practice, vol. 12, no. 2, Février 2004, pp. 181-190.
- [Bon05] F. Bonnans, P. Rouchon, *Commande et optimisation des systèmes dynamiques*, Éditions de l'école Polytechnique, Palaiseau, 2005.
- [Bos03] V. Bostan, M. Cuibus, C. Ilas, R. Magureanu, *High performance sensorless solutions for induction motor control*, Power Electronics Specialist Conference, vol. 2, Juin 2003, pp. 556-561.
- [Bou06] H. Bourlès, *Systèmes linéaires - de la modélisation à la commande*, Hermès sciences publications, Lavoisier, Paris, 2006.
- [Bus97] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, G. L. Skibinski, *The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 2, Mars-Avril 1997, pp. 567-576.
- [Cab96] M. F. Cabanas, M. G. Melero, J. G. Aleixandre, M. G. Muniz, J. Solares, *Effects of shaft misalignment on the current, axial flux, and airgap torque of induction motors*, Proceedings ELECTRIMACS, Septembre 1996, pp. 1045-1050.
- [Cam86] J. R. Cameron, W. T. Thomson, A. B. Dow, *Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors*, IEE Proceedings, vol. 133, no. 3, Mai 1986, pp. 155-163.
- [Can05] S. Canat, *Contribtuion à la modélisation dynamique d'ordre non entier de la machine asynchrone à cage*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [Car93] A. J. Marques Cardoso, E. S. Saraiva, *Computer-aided detection of air-gap eccentricity in operating three-phase induction motors by park's vector approach*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 5, Septembre - Octobre 1993, pp. 897-901.
- [Car97] A. J. M. Cardoso, A. M. S. Mendes, *Converter fault diagnosis in variable speed DC drives, by Park's vector approach*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol. 2, Juillet 1997, pp. 497-500.
- [Car05] R. Cardenas, R. Peña, J. Proboste, G. Asher, J. Clare, *MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, Décembre 2005, pp. 710-718.
- [Cas03a] R. Casimir, *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes*, Thèse de doctorat de l'école Centrale de Lyon, 2003.
- [Cas03b] F. Castanié, *Analyse spectrale*, Hermes, Paris, 2003.

- [Che63] D. K. Cheng, *Analysis of linear systems*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading (MA), 1963.
- [Che96] Z. Chen, J. C. Cuneo, J. J. Mecholsky Jr., S. Hu, *Damage processes in  $Si_3N_4$  bearing material under contact loading*, Wear, vol. 198, no. 1-2, Octobre 1996, pp. 197-207.
- [Che04] L. Cheng, S. Zhihuan, L. Ping, *Bearing fault detection via wavelet packet transform and rough set theory*, 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, Juin 2004, pp. 1663-1666.
- [Cir05] M. Cirrincione, M. Pucci, *An MRAS-based sensorless high-performance induction motor drive with a predictive adaptive model*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, Avril 2005, pp. 532-551.
- [Coh92] A. Cohen, *Ondelettes et traitement numérique du signal*, Masson, Paris, 1992.
- [Cou93] L. W. Couch, *Digital and analog communication systems*, Prentice Hall, New Jersey, 4eme édition, 1993.
- [Cru01] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, *Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 5, Septembre - Octobre 2001, pp. 1227-1233.
- [Cui00] M. Cuibus, V. Bostan, S. Ambrosii, C. Ilas, R. Magureanu, *Luenberger, Kalman and neural network observers for sensorless induction motor control*, 3rd International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 3, Août. 2000, pp. 1256-1261.
- [Dat01] R. Datta, V. T. Ranganathan, *A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, no. 4, Août 2001, pp. 786-793.
- [Dau92] I. Daubechies, *Ten Lectures on Wavelets*, Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, Pennsylvania, 1992.
- [Dau99] G. Dauphin-Tanguy, *Les bond graphs et leur application en mécatronique*, Techniques de l'Ingénieur, ref. S 7 222, Septembre 1999.
- [Dau00] G. Dauphin-Tanguy, *Les Bond Graphs*, Editions hermès, Paris, 2000.
- [Den85] J. P. Den Hartog, *Mechanical vibrations*, Dover books on engineering, Dover Publications, New York, 1985.
- [Did04] G. Didier, *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*, Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre 2004.
- [Dor97] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, 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, no. 1, Janvier-Février 1997, pp. 24-34.



- [Dro04] J. P. Dron, F. Bolaers, L. Rasolofondraibe, *Improvement of the sensitivity of the scalar indicators (crest factor, kurtosis) using a de-noising method by spectral subtraction : application to the detection of defects in ball bearings*, Journal of Sound and Vibration, vol. 270, no. 1-2, Février 2004, pp. 61-73.
- [Dub90] B. Dubuisson, *Diagnostic et reconnaissance des formes*, Hermes, Paris, 1990.
- [Dur91] P. Durand, *Analyse bispectrale des processus linéaires - quadratiques à spectre de raies*, 13e colloque du Groupe de Recherche et d'Etudes du traitement de Signal et des Images (GRETSI), Septembre 1991, pp. 173-176.
- [Dur99] M. Durnerin, *Une stratégie pour l'interprétation en analyse spectrale. Détection et caractérisation des composantes d'un spectre.*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.
- [Eng95] R. H. Engelmann, W. H. Middendorf, *Handbook of Electric Motors*, Marcel Dekker, New York, 1995.
- [Ere04] L. Eren, M. J. Devaney, *Bearing damage detection via wavelet packet decomposition of the stator current*, IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, vol. 53, no. 2, Avril 2004, pp. 431-436.
- [Fac95] J. W. A. Fackrell, S. McLaughlin, P. R. White, *Bicoherence estimation using the direct method. Part 1 : Theoretical considerations*, Appl. Signal Process., vol. 3, 1995, pp. 155-168.
- [Fey65a] R. P. Feynman, R. B. Leighton, M. Sands, *The Feynman Lectures on Physics - Volume I*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1965.
- [Fey65b] R. P. Feynman, R. B. Leighton, M. Sands, *The Feynman Lectures on Physics - Volume II*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1965.
- [Fla98] P. Flandrin, *Temps-fréquence*, 2nde édition, Collection Traitement du signal, Hermes, Paris, 1998.
- [For07a] B. de Fornel, J. P. Louis, *Identification et observation des actionneurs électriques 1 - Mesures et identification*, Hermes, Paris, 2007.
- [For07b] B. de Fornel, J. P. Louis, *Identification et observation des actionneurs électriques 1 - Exemples d'observateurs*, Hermes, Paris, 2007.
- [Fos07] A. Fossard, J. M. Biannic, *Gouvernabilité et observabilité des systèmes linéaires*, Techniques de l'ingénieur, réf. S 7 135, 2007.
- [Gab46] D. Gabor, *Theory of communication*, Journal IEE, vol. 93, no. 3, Novembre 1946, pp. 429-457.
- [Gan03] G. Gandanegara, *Méthodologie de conception systémique en génie électrique à l'aide de l'outil Bond Graph - Application à une chaîne de traction ferroviaire*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [Gar06] L. Garbuio, *Etude du phénomène de lubrification électroactive à l'aide d'actionneurs piézoélectriques - Application à la réduction des forces de*

- frottement sec dans un moteur à combustion interne*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [Gra06] Y. Granjon, *Automatique - systèmes linéaires, non linéaires, à temps continu, à temps discret, représentation d'état : cours et exercices corrigés*, Dunod, Paris, 2006.
- [Gul03] H. Guldemir, *Detection of airgap eccentricity using line current spectrum of induction motors*, Electric Power Systems Research, vol. 64, no. 2, Février 2003, pp. 109-117.
- [Gup71] S. C. Gupta, *Transform and state variable methods in linear systems*, Huntington, New-York, 1971.
- [Guy96] R. A. Guyer, *Rolling Bearings Handbook and Troubleshooting Guide*, Chilton Book Compagny, Radnor, Pennsylvania, 1996.
- [Har78] F. Harris, *On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform*, Proceedings of the IEEE, vol.66, no. 1, Janvier 1978, pp. 51-83.
- [Har91] T. A. Harris, *Rolling bearing analysis*, Wiley, New-York, 3rd ed., 1991.
- [Hau00] J. P. Haug, *Mathématiques pour l'étudiant scientifique. Tome 1*, EDP Sciences, Les Ulis, 2000.
- [Hus07] R. Husson, C. Iung, J. F. Aubry, J. Daafouz, D. Wolf, *Automatique - Du cahier des charges à la réalisation de systèmes*, Dunod, Paris, 2007.
- [IEEE85a] IEEE Motor reliability working group, *Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I*, IEEE Transactions on Industry applications, vol. IA-21, no. 4, Juillet-Août 1985, pp. 853-864.
- [IEEE85b] IEEE Motor reliability working group, *Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part II*, IEEE Transactions on Industry applications, vol. IA-21, no. 4, Juillet-Août 1985, pp. 865-872.
- [Ibr08] A. Ibrahim, M. El Badaoui, F. Guillet, F. Bonnardot, *A new bearing fault detection method in induction machines based on instantaneous power factor*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, Décembre 2008, pp. 4252-4259.
- [Ign05] V. Ignatova, P. Granjon, S. Bacha, F. Dumas *Classification and characterization of three phase voltage dips by space vector methodology*, International conference on future power system, Novembre 2005, pp. 1-6.
- [Jun06] J. H. Jung, J. J. Lee and B. H. Kwon, *Online diagnosis of induction motors using MCSA*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 6, Decembre 2006, pp. 1842-1852.
- [Kah98] J. P. Kahane, P. G. Lemarié-Rieusset, *Série de Fourier et ondelettes*, Cassini, Cambridge, 1998.
- [Kar00] D. C. Karnopp, D. L. Margolis, R. C. Rosenberg, *System dynamics : modeling and simulation of mechatronic systems*, Wiley, New-York, 4th ed., 2006.

- [Kay88] S. M. Kay, *Modern Spectral Estimation : Theory and Application*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988.
- [Kia07] S. H. Kia, H. Heano, G. A. Capolino, *A high-resolution frequency estimation method for three-phase induction machine fault detection*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 4, Août 2007, pp. 2305-2314.
- [Kli97] G. B. Kliman, W. J. Premerlani, B. Yazici, R. A. Koegl, J. Mazereeuw, *Sensorless, online motor diagnostics*, IEEE Computer Applications in Power, vol. 10, no. 2, Avril 1997, pp. 39-43.
- [Kni05] A. M. Knight, S. P. Bertani, *Mechanical fault detection in a medium-sized induction motor using stator current monitoring*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, Décembre 2005, pp. 753-760.
- [Ler60] R. Lerner, *A matched filter detection system for complicated Doppler shifted signals*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 6, no. 3, Juin 1960, pp. 373-385.
- [Li00] B. Li, M. Y. Chow, Y. Tipsuwan, J. C. Hung, *Neural-Network-Based motor rolling bearing fault diagnosis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, Octobre 2000, pp. 1060-1069.
- [Li06] W. D. Li, C. K. Mechefske, *Detection of induction motor faults : a comparison of stator current, vibration and acoustic methods*, Journal of Vibration and Control, vol. 12, no. 2, Février 2006, pp. 165-188.
- [Li07] H. Li, Y. Zhang, *Bearing localized fault detection based on Hilbert-Huang transformation*, 4th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, vol. 4, Août 2007, pp. 138-142.
- [Lim90] T. C. Lim, R. Singh, *Vibration transmission through rolling element bearings, part II : System studies*, Journal of Sound and Vibration, vol. 139, no. 2, Juin 1990, PP. 201-225.
- [Lin03] T. Lindh, J. Ahola, J. K. Kamarainen, V. Kyrki, J. Partanen, *Bearing damage detection based on statistical discrimination of stator current*, Proc. IEEE Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Aout 2003, pp 177-181.
- [Mal00] S. Mallat, *Une exploration des signaux en ondelettes*, Éditions de l'École Polytechnique, Palaiseau, 2000.
- [Max00] J. Max, J. L. Lacoume, *Méthodes et techniques de traitement du signal*, 5eme edition, Dunod, Paris, 2000.
- [McC99] A. C. McCormick, A. K. Nandi, *Bispectral and trispectral features for machine condition monitoring*, IEE Proceedings - Vision, Image and Signal Processing, vol. 146, no. 5, pp. 229-234, Octobre 1999.
- [McI03] S. A. McInerny, Y. Dai, *Basic vibration signal processing for bearing fault detection*, IEEE Transactions on Education, vol. 46, no. 1, Février 2003, pp. 149-156.

- [Men08] E. Mendel, L. Z. Mariano, I. Drago, S. Loureiro, T. W. Rauber, F. M. Varella, R. J. Batista, *Automatic bearing fault pattern recognition using vibration signal analysis*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Juin-Juillet 2008, pp. 955-960.
- [Mev92] B. Mevel, *Comportement dynamique des roulements à billes*, Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 1992.
- [Mis03] M. Misiti, Y. Misiti, G. Oppenheim, J. M. Poggi, *Les ondelettes et leurs applications*, Hermes, Paris, 2003.
- [Mit00] D. J. Mitchell, J. J. Mecholsky Jr., J. H. Adair, *All-steel and  $Si_3N_4$ -steel hybrid rolling contact fatigue under contaminated conditions*, Wear, vol. 239, no. 2, Avril 2000, pp. 176-188.
- [Moh06a] S. Mohamed, T. Tettey, T. Marwala, *An extension neural network and genetic algorithm for bearing fault classification*, International Joint Conference on Neural Networks, Juillet 2006, pp. 3942-3948.
- [Moh06b] A. R. Mohanty, C. Kar, *Fault detection in a multistage gearbox by demodulation of motor current waveform*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, Août 2006, pp. 1285-1297.
- [Moh07] Y. A-R. I. Mohamed, *Design and implementation of a robust current-control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 4, Août 2007, pp. 1981-1988.
- [Mor90] M. Moret, *Roulements et butées à billes et à rouleaux*, Techniques de l'Ingénieur, ref. B5 370, Mai 1990.
- [Mor06] Y. Mori, *Electronique pour le traitement du signal, volume 2 - Notions de signal et de bruit*, Hermes, Lavoisier, Paris, 2006.
- [Mou06] B. H. Mouna, S. Lassaad, *Direct stator field oriented control of speed sensorless induction motor*, IEEE International Conference on Industrial Technology, Décembre 2006, pp. 961-966.
- [Nan01] S. Nandi, S. Ahmed, H. A. 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, no. 3, Septembre 2001, pp. 253-260.
- [Nan02] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, H. A. Toliyat, *Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition*, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 17, no. 3, Septembre 2002, pp. 392-399.
- [Nan05] S. Nandi, H. A. Toliyat, *Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines - a review*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, Décembre 2005, pp. 719-729.
- [Nik87] C. L. Nikias, M. R. Raghuveer, *Bispectrum estimation : A digital signal processing framework*, Proceedings of the IEEE, vol. 75, no. 7, Juillet 1987, pp. 869-891.

- [Oba00] R. R. Obaid, T. G. Habetler, D. J. Gritter, *A simplified technique for detecting mechanical faults using stator current in small induction motors*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Octobre 2000, pp. 479-483.
- [Oba03a] R. R. Obaid, T. G. Habetler, *Current-based algorithm for mechanical fault detection in induction motors with arbitrary load conditions*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Octobre 2003, pp. 1347-1351.
- [Oba03b] R. R. Obaid, T. G. Habetler, *Effect of load on detecting mechanical faults in small induction motors*, IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives Août 2003, pp. 307-311.
- [Oba03c] R. R. Obaid, T. G. Habetler, J. R. Stack, *Stator current analysis for bearing damage detection in induction motors*, Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Août 2003, pp. 182-187.
- [OBr03] M. J. O'Brien, N. Presser, E. Y. Robinson, *Failure analysis of three  $Si_3N_4$  balls used in hybrid bearings*, Engineering Failure Analysis, vol. 10, no. 4, Aout 2003, pp. 453-473.
- [Ond06] O. Ondel, *Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur - machine asynchrone*, Thèse de doctorat de l'École Centrale de Lyon, 2006.
- [Oht96] H. Ohta, K. Kobayashi, *Vibrations of hybrid ceramic ball bearings*, Journal of Sound and Vibrations, vol. 192, no. 2, 1996, pp. 481-493.
- [Orl89] T. Orłowska, *Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives*, IEE Proceedings on Control Theory and Applications, vol. 136, no. 6, Novembre 1989, pp. 324-330.
- [Pan09] Y. Pan, J. Chen, L. Guo, *Robust bearing performance degradation assessment method based on improved wavelet packet - support vector data description*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 23, no. 3, Avril 2009, pp. 669-681.
- [Peñ02] R. Peña Eguiluz, *Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire*, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [Pes01] B. Pesquet-Popescu, J. C. Pesquet, *Ondelettes et applications*, Techniques de l'ingénieur, réf. TE 5 215, 2001.
- [Pic97] B. Picinbono, *On instantaneous amplitude and phase signal*, IEEE Transactions on signal processing, vol. 45, no. 3, Mars 1997, pp. 552-560.
- [Pla00] D. Placko, *Mesure et instrumentation, volume 1 - De la physique du capteur au signal électrique*, Hermes, Paris, 1998.

- [Pon08] O. Poncelas, J. A. Rosero, J. Cusido, J. A. Ortega, L. Romeral, *Design and application of Rogowski coil current sensor without integrator for fault detection in induction motors*, International Symposium on Industrial Electronics, Juin-Juillet 2008, pp. 558-563.
- [Pre92] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C, The art of scientific computing, Second Edition*, Cambridge University Press, Cambridge, 1992.
- [Rai02] B. Raison, G. Rostaing, O. Butscher, C. S. Maroni, *Investigations of algorithms for bearing fault detection in induction drives*, 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'02), vol. 2, Novembre 2002, pp. 1696-1701.
- [Rai07] V. K. Rai, A. R. Mohanty, *Bearing fault diagnosis using FFT of intrinsic mode functions in Hilbert Huang transform*, Journal of Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 21, no. 6, Aout 2007, pp. 2607-2615.
- [Raj06] S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, R. G. Harley, *Detection of rotor faults in brushless DC motors operating under nonstationary conditions*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 6, Novembre-Décembre 2006, pp. 1464-1477.
- [Ros07] S. M. Ross, *Initiation aux probabilités*, Traduction de la 7e édition américaine, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 2007.
- [Ros08] J. Rosero, J. A. O. Romeral, L. Romeral, E. Rosero, *Short circuit fault detection in PMSM by means of empirical mode decomposition (EMD) and wigner ville distribution (WVD)*, 23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Février 2008, pp. 98-103.
- [Sal97] G. Salles, *Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone*, Thèse de doctorat de l'Université Lyon 1, 1997.
- [Sal98] G. Salles, G. Grellet, F. Filippetti, H. Yahoui, *Study of monitoring load failure of an actuator system*, The European Physical Journal - Applied Physics, vol. 4, no. 3, Décembre 1998, pp. 203-211.
- [Sam07] B. Samanta, K. R. Al-Balushi, *Artificial neural network based fault diagnosis of rolling element bearings using time-domain features*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 17, no. 2, Mars 2003, pp. 317-328.
- [Sch95a] R. R. Schoen, T. G. Habetler, *Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 4, Juillet-Août 1995, pp. 900-906.
- [Sch95b] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, R. G. Bartheld, *Motor bearing damage detection using stator current monitoring*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 6, Novembre-Décembre 1995, pp. 1274-1279.
- [Seg06] G. Séguier, F. Notelet, *Électrotechnique industrielle*, 3eme édition, Lavoisier, Paris, 2006.

- [Sek08] S. Seker, S. Güllülü, E. Ayaz, *Transfer function approach based upon wavelet transform for bearing damage detection in electrical motors*, International Symposium on Industrial Electronics, Juin-Juillet 2008, pp. 749-752.
- [Sil05] J. L. H. Silva, A. J. M. Cardoso, *Bearing failures diagnosis in three-phase induction motors by extended Park's vector approach*, 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Novembre 2005, pp. 2591-2596.
- [Smi07] H. R. Smith, E. Wiedenbrug, M. Lind, *Rotating element bearing diagnostics in a nuclear power plant : comparing vibration and torque techniques*, International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Septembre 2007, pp. 17-22.
- [Sta04a] J. R. Stack, T. G. Habetler, R. G. Harley, *Fault classification and fault signature production for rolling element bearings in electric machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 3, Mai-Juin 2004, pp. 735-739.
- [Sta04b] J. R. Stack, R. G. Harley, T. G. Habetler, *An amplitude modulation detector for fault diagnosis in rolling element bearings*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 5, Octobre 2004, pp. 1097-1102.
- [Sta05] J. R. Stack, T. G. Habetler, R. G. Harley, *Experimentally generating faults in rolling element bearings via shaft current*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 1, Janvier-Fevrier 2005, pp. 25-29.
- [Sta06] J. R. Stack, T. G. Habetler, R. G. Harley, *Fault-signature modeling and detection of inner-race bearing faults*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 1, Janvier-Février 2006, pp. 61-68.
- [Str08] E. G. Strangas, S. Aviyente, S. S. H. Zaidi, *Time-frequency analysis for efficient fault diagnosis and failure prognosis for interior permanent-magnet AC motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, Décembre 2008, pp. 4191-4199.
- [Sun02] Q. Sun, Y. Tang, *Singularity analysis using continuous wavelet transform for bearing fault diagnosis*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 16, no. 6, Novembre 2002, pp. 1025-1041.
- [Tav87] P. J. Tavner, J. Penman, *Condition monitoring of electrical machines*, Wiley and sons, New-York, 1987.
- [Tho94] W. T. Thomson, *On-line current monitoring to detect electrical and mechanical faults in three-phase induction motor drives*, International Conference on Life Management of Power Plants, Décembre 1994, pp. 66-73.
- [Tra95] B. Tacer et P. J. Loughlin, *Instantaneous frequency and time-frequency distributions*, International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 2, Mai 1995, pp. 1013-1016.
- [Tra08a] B. Trajin, J. Regnier, J. Faucher, *Bearing fault indicator in induction machine using stator current spectral analysis*, Power Electronics Machine and Drives Conference, Avril 2008, pp. 592-596.

- [Tra08b] B. Trajin, J. Regnier, J. Faucher, *Indicator for bearing fault detection in asynchronous motors using stator current spectral analysis*, International Symposium on Industrial Electronics, Juin-Juillet 2008, pp. 570-575.
- [Tra08c] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier, J. Faucher, *Space vector analysis for the diagnosis of high frequency amplitude and phase modulations in induction motor stator current*, 5th International Conference on Condition Monitoring and Machinery Failure Prevention Technologies, Juillet 2008, pp. 1423-1431.
- [Tra08d] B. Trajin, J. Regnier, J. Faucher, *Detection of bearing faults in asynchronous motors using Luenberger speed observer*, 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON), Novembre 2008, pp. 3073-3078.
- [Tra08e] B. Trajin, *Détection automatique et diagnostic des défauts de roulements dans une machine asynchrone par analyse spectrale des courants statoriques*, Conférence des jeunes chercheurs en génie électrique (JCGE), Décembre 2008, pp. 220-225.
- [Tra09a] B. Trajin, J. Regnier, J. Faucher, *Comparison between vibration and stator current analysis for the detection of bearing faults in asynchronous drives*, IET Electric Power Applications, (à paraître).
- [Tra09b] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier, J. Faucher, *Wigner distribution of amplitude and phase wide-band modulations in induction motor stator current*, 6th International Conference on Condition Monitoring and Machinery Failure Prevention Technologies, Juin 2009, pp. 91-100.
- [Tra09c] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier, J. Faucher, *Wigner distribution for the diagnosis of high frequency amplitude and phase modulations on stator currents of induction machine*, 7th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Septembre 2009 (à paraître).
- [Tra09d] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier, J. Faucher, *Hilbert versus Concordia transform for three-phase machine stator current time-frequency monitoring*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 23, no. 8, Novembre 2009, pp. 2648-2657.
- [Tra09e] B. Trajin, J. Regnier, J. Faucher, *Comparison between stator current and estimated mechanical speed for the detection of bearing wear in asynchronous drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 11, Novembre 2009, pp. 4700-4709.
- [Vas90] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Oxford Science Publications, Oxford, 1990.
- [Vas92] P. Vas, *Electrical Machines and Drives - A space-vector theory approach*, Oxford Science Publications, Oxford, 1992.
- [Ver82] S. P. Verma, R. Natarajan, *Effects of eccentricity in induction machines*, International Conference on Electrical Machines, vol. 3, Septembre 1982, pp. 930-933.



- [Vil48] J. Ville, *Théorie et applications de la notion de signal analytique*, Câbles et Transmissions, vol. 2, no. 1, 1948, pp. 61-74.
- [Vra04] V. Vrabie, P. Granjon, C. Maroni, B. Leprettre, *Application of spectral kurtosis to bearing fault detection in induction motors*, 5th International Conference on acoustical and vibratory surveillance methods and diagnostic techniques, Octobre 2004, pp. 168-176.
- [Wan01] Z. Wang, P. K. Willett, *All-purpose and plug-in power-law detectors for transient signals*, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, no. 11, Novembre 2001, pp. 2454-2466.
- [Wan08] H. Wang ; P. Chen, *Sequential diagnosis for rolling bearing using fuzzy neural network*, IEEE-ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Juillet 2008, pp. 56-61.
- [Whi59] D. C. White, H. H. Woodson, *Electromechanical energy conversion*, Wiley, New-York, 1959.
- [Wig32] E. Wigner, *On the quantum correction for thermodynamic equilibrium*, Physical Review, vol. 40, no. 5, Juin 1932, pp. 749-759.
- [Yan81] S. J. Yang, *Low-noise electrical motors*, Monographs in electrical and electronic engineering, Clarendon press, Oxford, 1981.
- [Yan02] D. M. Yang, A. F. Stronach, P. MacConnell, J. Penman, *Third-order spectral techniques for the diagnosis of motor bearing condition using artificail neural networks*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 16, no. 2-3, Mars 2002, pp. 391-411.
- [Zar06] J. Zarei, J. Poshtan, *An advanced Park's vectors approach for bearing fault detection*, IEEE International Conference on Industrial Technology, Décembre 2006, pp. 1472-1479.
- [Zar07] J. Zarei, J. Poshtan, *Bearing fault detection using wavelet packet transform of induction motor stator current*, Tribology International, vol. 40, no. 5, Mai 2007, pp. 736-769.
- [Zha03] H. Zhang, S. J. Wang, Q. S. Zhang, G. F. Zhai, *The research on rolling element bearing fault based on wavelet packets transform*, 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'03), Novembre 2003, pp. 1745-1749.
- [Zha04] H. Zhang, G. F. Zhai, *Extraction of failure characteristics of rolling element bearing based on wavelet transform under strong noise*, International Conference on Industrial Technology, Décembre 2004, pp. 713-717.
- [Zha05] T. X. Zhang, X. J. Guo, Z. Wang, *On the application of envelope-wavelet analysis in the fault diagnosis of rolling bearing*, Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, Aout 2005, pp. 1778-1782.
- [Zha08] Y. Zhang, S. Ai, *EMD based envelope analysis for bearing faults detection*, 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Juin 2008, pp. 4257-4260.

- [Zho00] R. Zhou, J. S. Lai, *Low-speed performance comparison of induction motor sensorless control methods*, 7th Workshop on Computers in Power Electronics, Juillet 2000, pp. 247-252.