



HAL
open science

Détection et extraction des bruits de type grenaille des boîtes de vitesses par approche cyclostationnaire angle/temps

Sophie Baudin

► **To cite this version:**

Sophie Baudin. Détection et extraction des bruits de type grenaille des boîtes de vitesses par approche cyclostationnaire angle/temps. Mécanique [physics.med-ph]. INSA de Lyon, 2014. Français. NNT : 2014ISAL0118 . tel-02918026

HAL Id: tel-02918026

<https://theses.hal.science/tel-02918026>

Submitted on 20 Aug 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

DETECTION ET EXTRACTION DES BRUITS DE TYPE GRENAILLE DES BOITES DE VITESSES PAR APPROCHE CYCLOSTATIONNAIRE ANGLE/TEMPS

CONFIDENTIEL PSA

Présentée devant
l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

pour obtenir
le GRADE DE DOCTEUR

École doctorale :
Mécanique, Énergétique, Génie Civil, Acoustique

Spécialité :
GÉNIE MÉCANIQUE

par
Sophie BAUDIN

Thèse soutenue le 11 décembre 2014 devant la Commission d'examen

Jury

ROBERT BOND RANDALL	Professeur Émerite	Président
JEAN-LUC DION	Maître de conférences HDR	Rapporteur
MOHAMED EL BADAoui	Professeur	Rapporteur
CÉCILE CAPDESSUS	Maître de conférences	Examinateur
JOËL PERRET-LIAUDET	Maitre de conférences HDR	Examinateur
OLIVIER SAUVAGE	Docteur	Examinateur
DIDIER RÉMOND	Professeur	Directeur de thèse
JÉRÔME ANTONI	Professeur	Directeur de thèse

LaMCoS - CNRS UMR 5259 - INSA de Lyon
18-20 rue des Sciences, 69621 Villeurbanne Cedex (FRANCE)

INSA Direction de la Recherche - Ecoles Doctorales – Quinquennal 2011-2015

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	CHIMIE DE LYON http://www.edchimie-lyon.fr Sec : Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3 ^e etage 04 72 43 80 46 Insa : R. GOURDON secretariat@edchimie-lyon.fr	M. Jean Marc LANCELIN Université de Lyon – Collège Doctoral Bât ESCPE 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 13 95 directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE http://edeea.ec-lyon.fr Sec : M.C. HAVGOUDOUKIAN Ecole-doctorale.eea@ec-lyon.fr	M. Gérard SCORLETTI Ecole Centrale de Lyon 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60.97 Fax : 04 78 43 37 17 Gerard.scorletti@ec-lyon.fr
E2M2	EVOLUTION, ECOSYSTEME, MICROBIOLOGIE, MODELISATION http://e2m2.universite-lyon.fr Sec : Safia AIT CHALAL Bat Atrium- UCB Lyon 1 04.72.44.83.62 Insa : S. REVERCHON Safia.ait-chalal@univ-lyon1.fr	M. Fabrice CORDEY Laboratoire de Géologie de Lyon Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Géode – Bureau 225 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.72.44.83.74 Sylvie.reverchon-pescheux@insa-lyon.fr fabrice.cordev@univ-lyon1.fr
EDISS	INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES- SANTE http://www.ediss-lyon.fr Sec : Safia AIT CHALAL Bat Atrium – UCB Lyon 1 04 72 44 83 62 Insa : Safia.ait-chalal@univ-lyon1.fr	Mme Emmanuelle CANET-SOULAS INSERM U1060, CarMeN lab, Univ. Lyon 1 Bâtiment IMBL 11 avenue Jean Capelle INSA de Lyon 696621 Villeurbanne Tél : 04.72.11.90.13 Emmanuelle.canet@univ-lyon1.fr
INFOMATHS	INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES http://infomaths.univ-lyon1.fr Sec : Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3 ^e etage infomaths@univ-lyon1.fr	Mme Sylvie CALABRETTO LIRIS – INSA de Lyon Bat Blaise Pascal 7 avenue Jean Capelle 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72. 43. 80. 46 Fax 04 72 43 16 87 Sylvie.calabretto@insa-lyon.fr
Matériaux	MATERIAUX DE LYON http://ed34.universite-lyon.fr Sec : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry Ed.materiaux@insa-lyon.fr	M. Jean-Yves BUFFIERE INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Saint Exupéry 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 71.70 Fax 04 72 43 85 28 Ed.materiaux@insa-lyon.fr
MEGA	MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE http://mega.universite-lyon.fr Sec : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry mega@insa-lyon.fr	M. Philippe BOISSE INSA de Lyon Laboratoire LAMCOS Bâtiment Jacquard 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72 .43.71.70 Fax : 04 72 43 72 37 Philippe.boisse@insa-lyon.fr
ScSo	ScSo* http://recherche.univ-lyon2.fr/scso/ Sec : Viviane POLSINELLI Brigitte DUBOIS Insa : J.Y. TOUSSAINT viviane.polsinelli@univ-lyon2.fr	Mme Isabelle VON BUELTZINGLOEWEN Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04.78.77.23.86 Fax : 04.37.28.04.48 isavonb@dbmail.com

*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

Remerciements

Avant tout, mes remerciements s'adressent aux nombreuses personnes rencontrées durant ces trois années et qui ont contribué, ou pas, à l'avancement de ces travaux.

Je tiens tout d'abord à remercier Didier RÉMOND, Jérôme ANTONI et Olivier SAUVAGE pour leur encadrement et la confiance qu'ils m'ont accordée. Merci pour le temps que vous m'avez consacré malgré des emplois du temps souvent acrobatiques. Vos conseils, vos remarques constructives et vos qualités humaines m'ont permis d'avancer dans de très bonnes conditions. Merci sincèrement à tous les trois pour m'avoir fait partager votre passion des sciences, j'ai vraiment beaucoup appris à vos côtés.

J'adresse mes remerciements à Bob RANDALL pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse. Je remercie Jean-Luc DION et Mohamed EL BADAOUI pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant d'en être les rapporteurs. Je remercie également Cécile CAPDESSUS et Joël PERRET-LIAUDET d'avoir accepté de faire partie de ce jury de thèse. Merci à vous de m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier Georges HUGUENY et Pascal VEUILLET du Centre d'Etude et de Réalisation des Prototypes (CEReP) de l'INSA de Lyon pour leur aide sur la partie expérimentale et leur disponibilité pour la réalisation des pièces nécessaires. Merci également à Claude COURTOIS pour sa disponibilité. Merci à Clarisse BEAU pour son aide précieuse sur l'exploitation du banc. Une pensée particulière pour Laurence GENTY.

Mes remerciements s'adressent également à Mikaël PREVEL pour son suivi de ce travail, ses conseils et sa participation aux sessions d'écoute. Merci également à Mélanie DE PERSON, Karim YAKHOU, Cédric ROUGIER, Olivier BALENGHIEN et Olivier SAUVAGE d'avoir accepté de participer aux sessions d'écoute et pour l'intérêt porté à ce travail.

J'en arrive aux équipes dont j'ai eu la chance de faire partie durant ces trois années.

Merci tout d'abord aux différents directeurs d'équipe/de laboratoire pour leur accueil : Laurent ROTA à PSA, Régis DUFOUR puis Georges JACQUET-RICHARDET au LaMCoS, Jean-Louis GUYADER puis Etienne PARIZET au LVA.

Un grand merci aux membres de l'équipe DCS du LaMCoS, aux membres de l'équipe SMMS de PSA et aux membres du LVA pour leur accueil et leur bonne humeur. Merci à Adeline BOURDON et Jose GOMEZ pour nos échanges sur les « problèmes angulaires ». Merci à Dany ABOUD pour nos discussions sur la cyclostationnarité angle/temps. Merci à Zahia ACHOUI qui facilite bien des choses. Remerciements particuliers aux doctorants, post-doctorants et à mes co-bureaux avec qui j'ai passé de très bons moments, au bureau, aux pauses déjeuners ou en dehors. Vous êtes trop nombreux pour vous citer mais le coeur y est... De bons souvenirs également lors des congrès ; merci notamment aux doctorants du LAUM pour les nombreux moments passés avec vous.

Mes remerciements s'adressent également à l'équipe enseignante du Master Ingénierie Acoustique de l'université Paris 6 et à Christophe AYRAULT et Philippe BEQUIN du LAUM pour m'avoir donné le goût de la recherche et l'envie de poursuivre avec cette thèse.

Pour terminer, merci à mes proches pour leurs encouragements constants lors de ces trois années et pour les nombreux moments m'ayant permis de penser à autre chose qu'au bruit de grenaille. Merci à ceux qui sont venus ce 11 décembre 2014 et à ceux qui y étaient en pensée. Un grand merci particulier à mes parents, à Julien, à Gian, pour tout.

Résumé

Les couples d'engrenages présents dans les boîtes de vitesses automobiles sont une source de bruit importante à prendre en compte et à maîtriser. L'acyclisme du moteur observable en entrée de boîte a notamment pour conséquence de provoquer des impacts entre les dents des engrenages non chargés, à l'origine du bruit de grenaille.

Ce travail de thèse s'intéresse aux cas de grenaille dits périodiques, dont l'apparition et la sévérité dépendent, entre autres, des conditions de fonctionnement régime/charge. Pour détecter la présence et quantifier la sévérité de ce bruit, il est nécessaire de construire des indicateurs pertinents et dédiés, où il est particulièrement intéressant de conserver la dualité des informations temporelles (relatives aux voies de transfert des phénomènes vibratoires) et angulaires (relatives aux cycles de la machine) mesurées sur des boîtes en montée de régime. Une extension de l'approche cyclostationnaire classique est ainsi exploitée et la cohérence spectrale ordre/fréquence, distribution « ordre cyclique [evt/tr] vs. fréquence [Hz] », est utilisée afin de définir un indicateur de sévérité du bruit de grenaille.

Deux campagnes d'essais ont été réalisées afin de valider la pertinence de cet indicateur, utilisant un banc d'essais qui permet d'imposer des montées en régime et de générer un acyclisme. Dans la première campagne d'essais, un pignon fou est instrumenté à l'aide d'un codeur optique afin de mesurer la vitesse relative pignon fou/pignon menant qui est utilisée comme référence pour détecter l'apparition des impacts. La comparaison avec l'indicateur proposé, calculé à partir du signal vibratoire d'un accéléromètre positionné sur le carter de boîte, démontre sa capacité à détecter effectivement des chocs. Des sessions d'écoute ont été organisées afin de comparer le ressenti d'auditeurs qualifiés pour faire des évaluations subjectives à l'évolution des valeurs données par l'indicateur, à partir d'une seconde campagne d'essais. Cet indicateur apparaît représentatif du ressenti des auditeurs.

Une fois la grenaille détectée et quantifiée globalement en intensité, il est intéressant d'extraire sa composante du signal global mesuré. Pour cela, une extension du filtre de Wiener cyclique pour des signaux cyclostationnaires angle/temps est proposée. Le signal extrait étant supposé être généré uniquement par les impacts produisant le bruit de grenaille, les impulsions extraites sont exploitées afin d'estimer la fonction de transfert entre les points d'excitation et le capteur localisé sur le carter de boîte. Cette fonction de transfert est comparée à celle obtenue par une seconde méthode, également développée dans le cadre de cette thèse, qui consiste en une extraction de la partie déterministe de l'excitation à l'aide d'un filtre en peigne dans le domaine des ordres, puis en une identification aveugle de la réponse impulsionnelle dans le domaine cepstral.

Table des matières

Table des matières	i
Notations	vii
Introduction générale	1
1 Bruit et vibrations des boîtes de vitesses automobiles	5
1.1 Introduction	7
1.2 Présentation des boîtes de vitesses automobiles	7
1.2.1 Fonctionnement global d'une boîte de vitesses à commande manuelle	7
1.2.1.1 Chaîne cinématique de transmission	7
1.2.1.2 Boîte de vitesses à commande manuelle	8
1.2.2 Acyclisme(s) transmis en entrée de boîte	10
1.2.2.1 Acyclisme(s) moteur	11
1.2.2.2 Excitation en acyclisme de la boîte de vitesses	11
1.2.3 Principaux bruits des boîtes de vitesses	12
1.2.3.1 Définition de l'Erreur de Transmission	12
1.2.3.2 Bruit de sirène	13
1.2.3.3 Bruits de chocs	14
1.3 Le bruit de grenaille : état de l'art et objectifs	14
1.3.1 Description du phénomène	15
1.3.1.1 Rôle de l'acyclisme	15
1.3.1.2 Paramètres influents	16
1.3.1.3 Perception sonore du bruit de grenaille	16
1.3.2 Modélisation et simulation du bruit de grenaille	17
1.3.3 Moyens expérimentaux	20
1.3.3.1 Bancs d'essais par joint de Cardan : exemple du banc du LaMCoS	20
1.3.3.2 Excitateur électrodynamique de translation	21
1.3.3.3 Banc BACY développé par RENAULT	22
1.3.4 Criticité et traitement du bruit de grenaille	24
1.3.4.1 Cotation subjective par tests perceptifs	24
1.3.4.2 Critère « 5 faces » - indicateur accélérométrique	25

1.3.4.3	Eléments pour la maîtrise du bruit de grenaille en conception	25
1.3.5	Bilan intermédiaire : contexte des travaux	26
1.4	Simulation d'un signal vibratoire de boîte de vitesses	26
1.4.1	Allure théorique d'un spectre d'engrènement	26
1.4.1.1	À régime stabilisé	26
1.4.1.2	À régime variable	27
1.4.2	Simulation des phénomènes vibratoires	28
1.4.2.1	Montée en régime avec acyclisme	28
1.4.2.2	Fonction de transfert (modèle élémentaire)	30
1.4.2.3	Excitation déterministe : signal de sirène	30
1.4.2.4	Excitation aléatoire : signal de grenaille	30
1.4.3	Méthodes d'analyse de signaux vibratoires de machines tournantes	32
1.4.3.1	Echantillonnage à pas d'angle constant	32
1.4.3.2	Analyse par représentation à deux dimensions	35
1.4.3.3	Notion de cyclo-non-stationnarité	36
1.5	Conclusion	37
2	Identification d'une fonction de transfert en contexte non-stationnaire	39
2.1	Introduction	41
2.2	Etat de l'art	41
2.2.1	Analyse modale opérationnelle	41
2.2.2	Analyse cepstrale	43
2.2.2.1	Définitions et propriétés principales	43
2.2.2.2	Analyse modale opérationnelle basée sur le cepstre	44
2.2.3	Analyse modale opérationnelle en condition non-stationnaire	45
2.3	Estimation de fonction de transfert par exploitation des domaines temporels et angulaires	46
2.3.1	Etape 1 : extraction de la partie déterministe de l'excitation $d(t)$	46
2.3.1.1	Diagrammes de Campbell	47
2.3.1.2	Filtre en peigne appliqué à l'extraction des sirènes ($d(t)$)	48
2.3.2	Etape 2 : identification aveugle de $h(t)$	50
2.3.2.1	Estimation du module $ H(f) $	50
2.3.2.2	Estimation de la phase $\phi(f)$	52
2.3.3	Remarques sur l'estimation de $H(f)$	53
2.3.3.1	Influence de l'extraction des harmoniques d'ordre	53
2.3.3.2	Influence de la dégradation de la vitesse de rotation instantanée	54
2.3.4	Etape 3 : Blanchiment	56
2.3.4.1	Blanchiment avec $H(f)$	56
2.3.4.2	Discussion sur l'égalisation de l'amplitude	56
2.4	Identification aveugle de la fonction de transfert d'une boîte de vitesses en fonctionnement	57
2.4.1	Configuration des essais	57
2.4.2	Résultats expérimentaux	58

2.4.3	Discussion - limites de la méthode	60
2.4.3.1	Itération de la méthode	60
2.4.3.2	Influence observable de la vitesse de rotation sur l'estimation de $ H(f) $	60
2.5	Conclusion	61
3	Cyclostationnarité angle/temps	63
3.1	Introduction	65
3.2	Positionnement du problème : de la cyclostationnarité à la cyclo-non-stationnarité	66
3.2.1	Cyclostationnarité : définitions	66
3.2.1.1	Cyclostationnarité au sens strict	67
3.2.1.2	Cyclostationnarité à l'ordre 1 et à l'ordre 2	67
3.2.1.3	Cycloergodicité	68
3.2.2	Estimateurs cyclostationnaires	68
3.2.2.1	Caractérisation à l'ordre 1	69
3.2.2.2	Caractérisation à l'ordre 2	69
3.2.3	Intérêt d'une approche angle/temps	72
3.2.3.1	Cyclostationnarité en angle	72
3.2.3.2	Dualité angle/temps : état de l'art	73
3.2.4	Signaux cyclo-non-stationnaires	75
3.3	Apport de solutions à l'analyse cyclo-non-stationnaire par approche angle/temps	76
3.3.1	Cas particulier : les signaux cyclostationnaires angle/temps	77
3.3.1.1	Définition des processus cyclostationnaires angle/temps	77
3.3.1.2	Fonction d'autocorrélation angle/temps	77
3.3.1.3	Corrélation et Cohérence spectrale ordre/fréquence	78
3.3.2	Adaptation de l'estimateur de Welch	79
3.3.3	Limites du cadre cyclostationnaire angle/temps	81
3.4	Validation de l'approche et application à la détection du bruit de grenaille	82
3.4.1	Validation sur simulation	82
3.4.1.1	Régime stationnaire	82
3.4.1.2	Régime non-stationnaire	83
3.4.1.3	Comparaison corrélation et cohérence spectrale ordre/fréquence	84
3.4.2	Application à la détection du bruit de grenaille	85
3.4.2.1	Observation de la cohérence spectrale ordre/fréquence pour $\alpha_\theta = 2$ evt/tr pour les différentes composantes	86
3.4.2.2	Méthode de détection du bruit de grenaille	88
3.4.2.3	Discussion sur la robustesse de l'indicateur	91
3.5	Conclusion	92
4	Application expérimentale : détection du bruit de grenaille	95
4.1	Introduction	97
4.2	Instrumentation interne d'une boîte de vitesses par codeur optique	97
4.2.1	Mise en place des essais	98

4.2.1.1	Instrumentation interne de la boîte de vitesses	98
4.2.1.2	Instrumentation externe et configuration des essais	100
4.2.2	Exploitation des signaux codeurs	101
4.2.2.1	Erreur géométrique et erreur de quantification : état de l'art	101
4.2.2.2	Détection de la présence de grenaille par la vitesse relative pignon fou/pignon menant	103
4.2.2.3	Mesure de la durée des impacts	104
4.2.3	Validation de la méthode de détection : comparaison avec la vitesse relative	105
4.2.3.1	Observation de l'indicateur de présence de grenaille	106
4.2.3.2	Influence de la composante cyclostationnaire d'ordre 1	108
4.2.3.3	Bilan sur la validation	110
4.2.4	Détection à partir des vitesses angulaires instantanées	110
4.2.4.1	Exploitation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre se- condaire	110
4.2.4.2	Exploitation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre pri- maire	112
4.2.4.3	Bilan sur l'exploitation des vitesses angulaires instantanées	113
4.3	Application sur boîte de vitesses de série	114
4.3.1	Organisation des sessions d'écoute	114
4.3.1.1	Configuration des mesures	115
4.3.1.2	Session d'écoute avec bouton ON/OFF	115
4.3.1.3	Session d'écoute avec curseur	116
4.3.2	Exploitation des sessions d'écoute	117
4.3.2.1	Estimation de l'indicateur de sévérité	117
4.3.2.2	Validation de l'indicateur par comparaison avec l'interface curseur	119
4.3.2.3	Etablissement d'un seuil de détection	122
4.3.3	Exploitation de la campagne d'essais sur boîte BE4 complète	127
4.3.3.1	Répétabilité	127
4.3.3.2	Comparaison montée/descente en régime	127
4.3.3.3	Influence du rapport engagé	129
4.3.3.4	Influence du couple imposé en sortie	129
4.4	Conclusion	130
5	Extraction de la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps	133
5.1	Introduction	135
5.2	Méthode d'extraction d'une source cyclostationnaire angle/temps	136
5.2.1	Extraction de source cyclostationnaire : état de l'art	136
5.2.2	Extraction de source cyclostationnaire angle/temps	138
5.2.2.1	Généralisation de la méthode MCR	139
5.2.2.2	Validation sur simulation	140
5.2.3	Application à l'extraction de la contribution du bruit de grenaille	143

5.2.3.1	Méthode MCR-ATCS pour l'extraction du bruit de grenaille .	143
5.2.3.2	Estimation de la fonction de transfert	146
5.3	Application expérimentale : Extraction du bruit de grenaille	147
5.3.1	Boîte de vitesses instrumentée avec un codeur optique interne	148
5.3.1.1	Application de la méthode MCR-ATCS	148
5.3.1.2	Comparaison entre la vitesse relative et la contribution extraite	150
5.3.1.3	Evaluation du caractère parcimonieux de la contribution extraite	151
5.3.2	Boîte de vitesses de série	153
5.3.2.1	Extraction de la contribution du bruit de grenaille	153
5.3.2.2	Estimation d'une fonction de transfert	155
5.4	Conclusion	158
Conclusion générale		161
A Etude expérimentale		165
A.1	Description du banc de boîte de vitesses automobile	165
A.2	Campagne d'essais sur boîte de vitesses BE4 série	167
A.3	Campagne d'essais sur BE4 avec instrumentation interne par codeur optique . .	169
A.4	Ré-échantillonnage angulaire par méthode de comptage	172
B Expression de la corrélation spectrale ordre/fréquence		175
C Interfaces réalisées pour les sessions d'écoute		177
C.1	Interface avec bouton ON/OFF	178
C.2	Interface avec curseur	179
D Expression du filtre $G(f)$ de la méthode MCR-ATCS		181
E Estimation d'une fonction de transfert sous hypothèse cyclostationnaire angle/temps		183
Bibliographie		185

Notations

α_θ	Ordre cyclique [evt/tr]
α_t	Fréquence cyclique [Hz]
Δt	Pas d'échantillonnage temporel [s]
$\Delta\theta$	Pas d'échantillonnage angulaire [rad]
$\gamma_{xx}(\alpha_\theta, f)$	Cohérence spectrale ordre/fréquence du signal $x(t)$
$\gamma_{xx}(\alpha_t, f)$	Cohérence spectrale du signal $x(t)$
$\mathbb{E}[x(t)]$	Espérance mathématique de $x(t)$
τ	Décalage temporel, appelé <i>quéfrence</i> dans le domaine cepstral [s]
Θ	Période cyclique angulaire [rad]
θ	- Variable générique angulaire [rad] - Fonction définie sur le domaine temporel : $t \mapsto \theta(t)$ Le contexte permettra de faire la différence entre la fonction et la variable.
f	Fréquence spectrale [Hz]
f^θ	Fréquence en angle, également appelée ordre [evt/tr]
f_e	Fréquence d'échantillonnage [Hz]
$R_{xx}(\theta, \tau)$	Fonction d'autocorrélation angle/temps du signal $x(t)$
$R_{xx}(t, \tau)$	Fonction d'autocorrélation du signal $x(t)$
$S_{xx}(\alpha_\theta, f)$	Corrélation spectrale ordre/fréquence du signal $x(t)$
$S_{xx}(\alpha_t, f)$	Corrélation spectrale du signal $x(t)$
T	Période cyclique temporelle [s]
t	- Variable générique temporelle [s] - Fonction définie sur le domaine angulaire : $\theta \mapsto t(\theta)$ Le contexte permettra de faire la différence entre la fonction et la variable.
x	Signal fonction de la variable temporelle t

Notations

$X(f)$ Transformée de Fourier du signal $x(t)$

x_θ Signal fonction de la variable angulaire θ

$X_\theta(f_\theta)$ Transformée de Fourier du signal $x_\theta(\theta)$

Introduction générale

Contexte automobile

La maîtrise du bruit et des vibrations émis par les véhicules est une nécessité d'actualité pour les constructeurs automobiles, afin d'une part de satisfaire les exigences des clients et d'autre part de respecter les normes imposées par les législateurs. La prise en compte des phénomènes acoustiques et vibratoires intervient ainsi le plus tôt possible dans les processus de conception et nécessite des actions se poursuivant jusqu'aux étapes de production et d'après-vente.

Le bruit généré par les transports routiers peuvent se diviser en trois catégories : le bruit du groupe motopropulseur (moteur, boîte de vitesses et embrayage), le bruit de l'interaction pneu-chaussée et le bruit aérodynamique. A basse vitesse, en ville principalement, les bruits issus du groupe motopropulseur sont majoritaires. Les efforts globalement réalisés sur les émissions sonores engendrent l'émergence de nouveaux bruits auparavant masqués, tels que ceux issus des boîtes de vitesses. Cet organe de liaison entre le moteur et les roues du véhicule permet d'utiliser au mieux la puissance du moteur par l'intermédiaire d'engrenages. Les bruits émis par ces systèmes tournants sont une source d'inconfort voire d'inquiétude pour les clients et incitent ainsi les constructeurs à s'intéresser spécifiquement aux phénomènes mis en jeu pour ces bruyances.

Les signaux acoustiques et vibratoires mesurables sur les boîtes de vitesse sont aussi porteurs d'information sur leur état de fonctionnement. Leur analyse devrait ainsi permettre d'améliorer la conception initiale des boîtes, en plus de leur diagnostic précis. L'enjeu est alors de pouvoir détecter, le plus précocement possible sur site de production, les boîtes qui seront trop bruyantes ou auront une probabilité trop grande de dysfonctionnement.

Parmi les bruyances de boîte, de nombreux travaux ont porté sur le bruit de « sirène », lié aux variations périodiques des efforts d'engrènement sur les pignons. A l'inverse, le bruit de « grenaille », problématique majeure et d'actualité, reste un sujet difficile à maîtriser. L'acyclisme observable en entrée de boîte, intrinsèque au fonctionnement des moteurs à pistons, induit des fluctuations de vitesse des pignons menants, solidaires de leur arbre. En raison du jeu interdentures et des multiples paramètres influençant la dynamique des pignons fous (pignons libres de tourner autour de leur arbre), des phases de contact permanent, de vol libre et de chocs se produisent entre les dents des engrenages non engagés. Ce sont ces vibro-impacts qui génèrent le bruit de grenaille.

Le risque de grenaille augmente significativement avec les tendances actuelles de conception des véhicules. En particulier, l'utilisation de moteurs trois cylindres à fort acyclisme, l'utilisation d'huiles de très faible viscosité, l'hybridation des chaînes de traction et les conditions de fonctionnement associées tendent à favoriser l'apparition du bruit de grenaille. Or la complexité dynamique des systèmes en jeu, les difficultés de prédire « sur plan » la sensibilité d'une boîte à la grenaille et sa nature instationnaire et large bande en font une bruyance aujourd'hui encore mal maîtrisée.

C'est dans ce contexte que le groupe PSA Peugeot Citroën a engagé une collaboration à l'INSA de Lyon avec le Laboratoire de Mécanique des Contacts et des Structures (LaMCoS) et le Laboratoire Vibrations Acoustique (LVA), dans le cadre d'un financement CIFRE. Depuis le sujet initialement établi, les motivations et objectifs se sont recentrés sur les points indiqués ci-dessous.

Objectifs des travaux de thèse

Au sein du groupe PSA Peugeot Citroën, seules des séances d'écoute de signaux microphoniques sont actuellement possibles pour détecter la présence et juger la sévérité du bruit de grenaille. L'observation que l'on sait faire de la grenaille est ainsi parcellaire, peu précise et très coûteuse à obtenir. Le principal objectif de ces travaux consiste donc en la proposition d'un indicateur et de critères robustes pour la maîtrise du bruit de grenaille, à différents stades du cycle de conception et de vie d'un véhicule. Afin de balayer un large panel de points de fonctionnement, les tests des boîtes sont réalisés en procédant à des montées en régime. Sur des signaux mesurés en conditions de fonctionnement non-stationnaires, l'enjeu est alors de réussir à différencier la grenaille des autres sources d'excitation, afin d'établir un indicateur spécifique à cette seule bruyance. L'intérêt est en particulier porté sur les cas difficilement détectables avec certitude à l'oreille, où la composante de grenaille peut être masquée par d'autres bruits. Suite à sa détection, un enjeu supplémentaire concerne l'extraction du signal de grenaille afin d'accéder à sa seule contribution.

Un autre besoin est enfin de pouvoir alimenter des modèles de simulation numérique des boîtes de vitesses, qui peuvent nécessiter des identifications expérimentales de paramètres. Le second objectif de ces travaux concernera ainsi l'identification de grandeurs utiles aux différentes modélisations qui servent en conception organique. Les conditions de vitesses imposées par les montées en régime permettent de balayer un large spectre de fréquences et ainsi d'exciter largement les résonances de la structure. Les méthodes proposées devront ainsi permettre d'estimer le spectre des transferts à partir de mesures en conditions non-stationnaires.

Ces deux objectifs ont notamment en commun de recourir à l'analyse de signaux non-stationnaires mesurés sur une boîte de vitesses en fonctionnement. Afin de pleinement profiter de la richesse des signaux mesurables, on propose de s'intéresser conjointement aux différents domaines de représentation pertinents pour les phénomènes physiques en jeu : le temps/les fréquences, variables d'expression des transfert vibratoires, et l'angle/les ordres, variables

d'expression du fonctionnement cyclique de ces systèmes tournants.

Organisation du mémoire

Ce mémoire de thèse est articulé autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la problématique du bruit et des vibrations des boîtes de vitesses en fonctionnement. L'intérêt est centré sur le bruit de grenaille, où un état de l'art sur l'origine de ce phénomène, les paramètres influents, les principales modélisations et l'analyse expérimentale est présenté. Cette étude bibliographique permet alors de dégager les caractéristiques du signal de grenaille et d'affiner les objectifs en fonction des besoins identifiés. Afin de développer des méthodes d'analyse et de les illustrer adéquatement, une simulation simplifiée d'un signal vibratoire produit par une boîte de vitesses en fonctionnement est proposée.

Le deuxième chapitre du mémoire est consacré à l'objectif d'identification de paramètres physiques d'origine expérimentale. Pour cela, une méthode exploitant successivement les domaines angulaires et temporels (ou ordre et fréquence) est proposée. La composante périodique de l'excitation, représentant un phénomène déterministe, est tout d'abord supprimée par un filtrage en peigne dans le domaine des ordres, puis l'analyse cepstrale est exploitée afin d'identifier le transfert opérant entre la contribution résiduelle, représentative de phénomènes aléatoires, et le capteur.

Le troisième chapitre présente une extension récente du concept de cyclostationnarité permettant de tirer parti conjointement des domaines temporels et angulaires. L'intérêt d'une telle approche et le cadre théorique s'y rapportant sont exposés, démontrant la possibilité de définir des concepts équivalents dans le cas non-stationnaire sous condition de connaître la relation angle-temps. Contrairement à la cyclostationnarité classique où la corrélation spectrale dépend de deux variables exprimées dans le même domaine (fréquence/fréquence ou ordre/ordre), l'approche cyclostationnaire angle/temps permet de définir une distribution ordre/fréquence. Les phénomènes cycliques sont ainsi caractérisés par un ordre cyclique exprimé en nombre d'évènements par tour, tandis que les phénomènes porteurs sont analysés par la fréquence spectrale en Hertz. La corrélation spectrale ordre/fréquence ainsi introduite est exploitée afin, notamment, de proposer un indicateur de détection et de sévérité du bruit de grenaille à partir de signaux vibratoires.

Une validation en deux temps de cet indicateur est proposée dans le quatrième chapitre. Une première campagne d'essais, avec une instrumentation spécifique dans une boîte de vitesses, exploite des signaux issus de codeurs optiques afin de mesurer la vitesse relative entre un pignon fou et un pignon menant d'un rapport non engagé. Cette mesure sert de référence pour détecter l'apparition des impacts générant le bruit de grenaille. La comparaison avec l'indicateur proposé sur un signal vibratoire permet de valider sa capacité à détecter la présence des chocs.

Afin de valider quantitativement les valeurs prises par l'indicateur, des écoutes de signaux

microphoniques et vibratoires sont organisées à partir d'une seconde campagne d'essais. La comparaison avec le ressenti des auditeurs montre que l'indicateur donne une indication fiable sur l'évolution de l'intensité des impacts. Enfin, ces tests perceptifs peuvent permettre de distinguer deux types de critères à lui associer, un premier seuil indiquant les situations où la grenaille est présente sans doute permis et un autre les situations où la grenaille est détectable sans pour autant être audible ou gênante.

A partir des portions de signal où la grenaille est détectée, il est intéressant d'en extraire sa contribution du signal complet mesuré. Le cinquième chapitre propose une généralisation d'une méthode d'extraction, basée sur le filtre de Wiener cyclique, exploitant la cyclostationnarité d'ordre 2. L'approche cyclostationnaire angle/temps permettant de prendre en compte les variations de vitesse instantanées, le filtre ainsi construit extrait correctement les impacts recherchés. La contribution extraite est alors utilisée afin d'estimer la fonction de transfert du système, en supposant que les impulsions extraites sont directement associables à la réponse impulsionnelle. Les résonances ainsi identifiées sont enfin comparées à celles obtenues par la méthode introduite au chapitre 2.

Enfin, une conclusion générale donne une synthèse des travaux effectués et dresse des perspectives envisagées à cette étude. Cinq annexes viennent compléter le corps du manuscrit.

Chapitre 1

Bruit et vibrations des boîtes de vitesses automobiles

Les systèmes à engrenages nécessaires aux transmissions de puissance mécanique, et plus spécifiquement les boîtes de vitesses automobiles, sont une source de bruit importante à prendre en compte et à maîtriser.

A partir d'un état de l'art sur les sources potentielles de bruit, les objectifs de cette thèse sont précisés : ils concernent en particulier la construction d'un indicateur de détection et de sévérité du bruit de grenaille.

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Présentation des boîtes de vitesses automobiles	7
1.2.1	Fonctionnement global d'une boîte de vitesses à commande manuelle	7
1.2.2	Acyclisme(s) transmis en entrée de boîte	10
1.2.3	Principaux bruits des boîtes de vitesses	12
1.3	Le bruit de grenaille : état de l'art et objectifs	14
1.3.1	Description du phénomène	15
1.3.2	Modélisation et simulation du bruit de grenaille	17
1.3.3	Moyens expérimentaux	20
1.3.4	Criticité et traitement du bruit de grenaille	24
1.3.5	Bilan intermédiaire : contexte des travaux	26
1.4	Simulation d'un signal vibratoire de boîte de vitesses	26
1.4.1	Allure théorique d'un spectre d'engrènement	26
1.4.2	Simulation des phénomènes vibratoires	28
1.4.3	Méthodes d'analyse de signaux vibratoires de machines tournantes	32
1.5	Conclusion	37

1.1 Introduction

Afin de définir les objectifs de ce travail de thèse, ce chapitre est consacré à la problématique du bruit et des vibrations des boîtes de vitesses en fonctionnement. Les signaux acoustiques et vibratoires émis par ces systèmes tournants sont potentiellement porteurs d'information sur leur état de fonctionnement ; leur analyse doit ainsi permettre d'améliorer le diagnostic et la conception initiale des boîtes.

La première partie sera consacrée à une présentation générale du fonctionnement des boîtes de vitesses à commande manuelle, où le vocabulaire technique sera introduit. Les bruits typiques de boîtes ainsi que leurs origines seront décrits, avant de se focaliser sur le bruit de grenaille. Une section sera dédiée à la notion d'acyclisme qui est à l'origine de ce bruit.

La deuxième partie est consacrée à un état de l'art sur le bruit de grenaille, d'un point de vue modélisation, moyens d'essais, diagnostic et traitement. Un bilan intermédiaire permettra de souligner les besoins industriels qui seront au cœur des motivations de ce travail de thèse.

La troisième partie propose une simulation d'un signal vibratoire de boîte de vitesses soumise à une montée en régime. Cette simulation sera utilisée comme fil rouge dans ce mémoire pour illustrer les méthodes proposées. Cette partie est de plus consacrée à une introduction aux méthodes d'analyse des signaux vibratoires. Le principe de ré-échantillonnage angulaire, classiquement utilisé pour l'analyse de signaux issus de systèmes tournants, sera présenté. Un point sur l'analyse en deux dimensions et la cyclo-non-stationnarité permettra de mettre en évidence les manques actuels d'outils d'analyse pour détecter et extraire le signal de grenaille seul, à partir d'un signal vibratoire mesuré sur une boîte de vitesses en fonctionnement.

1.2 Présentation des boîtes de vitesses automobiles

Cette partie a pour objectif de se familiariser avec le fonctionnement des boîtes de vitesses à commande manuelle, d'introduire le vocabulaire associé et de distinguer les principales sources de bruit.

1.2.1 Fonctionnement global d'une boîte de vitesses à commande manuelle

1.2.1.1 Chaîne cinématique de transmission

La chaîne cinématique de transmission représente l'ensemble des éléments (embrayage, boîte de vitesses, arbres de transmission) qui relie le moteur aux roues du véhicule (figure 1.1).

La boîte de vitesses est l'organe de liaison permettant d'utiliser au mieux la puissance du moteur par l'intermédiaire d'engrenages. Les boîtes de vitesses utilisées en automobile sont dites à engrenages en prise constante. Il en existe différents types, qui se distinguent par les technologies adoptées pour transmettre le couple moteur aux roues du véhicule :

- les boîtes manuelles à deux arbres parallèles (les plus couramment utilisées en automobile),

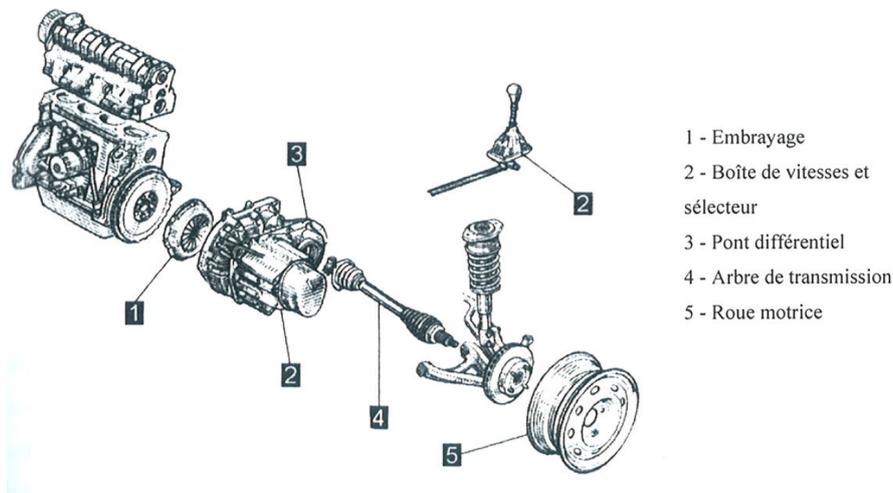


FIGURE 1.1: Schéma éclaté d'une chaîne cinématique de transmission [BAR 04].

- les boîtes à trois arbres,
- les boîtes automatiques,
- les boîtes séquentielles,
- les boîtes à engrenages épicycloïdaux.

Nous nous intéresserons dans la suite uniquement au fonctionnement d'une boîte de vitesses à commande manuelle ayant servi pour nos expérimentations. Le lecteur intéressé pourra se référer au document [HUL 89] pour davantage de détails.

1.2.1.2 Boîte de vitesses à commande manuelle

La boîte de vitesses considérée (boîte BE) équipe depuis de nombreuses années les véhicules de moyenne gamme des marques Peugeot et Citroën (figure 1.2 (a)). Elle est constituée d'une suite d'engrenages élémentaires en prise constante montés sur deux arbres parallèles (arbres primaire et secondaire) [PAI 01]. La puissance motrice est appliquée en entrée de boîte sur l'arbre primaire qui porte les pignons moteurs continuellement en prise avec les pignons récepteurs situés sur l'arbre secondaire. Cette boîte comprend cinq couples d'engrenages (cinq rapports) à dentures hélicoïdales. La figure 1.2 (b), inspirée de la référence [KAD 11a], donne une représentation schématique de la boîte dans le cas du deuxième rapport engagé. Pour chaque couple d'engrenages, l'un des deux pignons, appelé pignon menant, est taillé dans la masse de l'arbre porteur. Le pignon qui lui fait face est libre de tourner sur son arbre et est appelé « pignon fou ». L'enclenchement d'un rapport consiste à rendre solidaire un pignon fou à son arbre, tandis que les autres pignons fous continuent de tourner librement. Cet enclenchement se fait par l'intermédiaire d'un manchon de crabotage, pièce liée en rotation à l'arbre du pignon fou, mais pouvant être déplacée latéralement pour permettre l'engagement des crabots du pignon fou et du manchon. Cette opération est réalisée à l'aide d'un synchroniseur, qui a pour mission d'égaliser les vitesses du pignon fou et du manchon. La

figure 1.3 issue de la référence [HUL 89] donne un exemple de montage d'un synchroniseur. Ces systèmes mécaniques compliqués ne seront pas pris en compte dans ces travaux pour l'étude du bruit de grenaille.

L'arbre secondaire contient également un pignon qui compose l'engrènement avec le différentiel, ce qui permet le partage de la puissance entre les deux roues motrices grâce à un effet différentiel dans l'entraînement des roues.

Cette boîte de vitesses a la particularité d'avoir la pignonnerie de 5^e en dehors du carter principal, compris dans le carter de 5^e.

Le rapport de marche arrière (non représenté sur la figure 1.2 (b)) nécessite un étage supplémentaire pour inverser le sens de rotation en sortie de boîte et est composé d'un couple d'engrenages à dentures droites. Son enclenchement se fait sans l'aide d'un synchroniseur, d'où l'éventuel phénomène de « craquement » lorsque le rapport n'est pas engagé à l'arrêt.

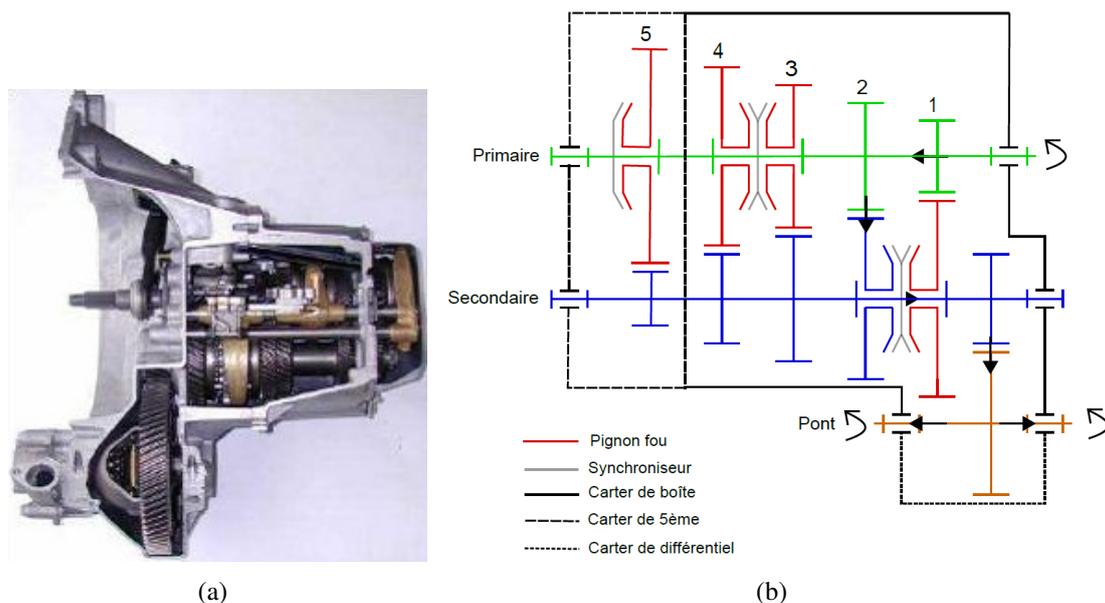


FIGURE 1.2: (a) : Vue en coupe de la boîte BE [PAI 01]. (b) : Représentation schématique de la boîte BE en 2^e rapport engagé.

Entre le moteur et la boîte de vitesses se situe l'embrayage. La figure 1.4 montre un éclaté d'embrayage classique avec ses composants [LIG 02a]. Sa fonction primaire est de permettre le désaccouplement entre le moteur et la chaîne cinématique. A l'état embrayé, le couple transite par le vilebrequin jusqu'à l'arbre primaire de boîte via la friction pressée entre le volant moteur et le plateau de pression. A l'état débrayé, le plateau de pression (situé dans le mécanisme)

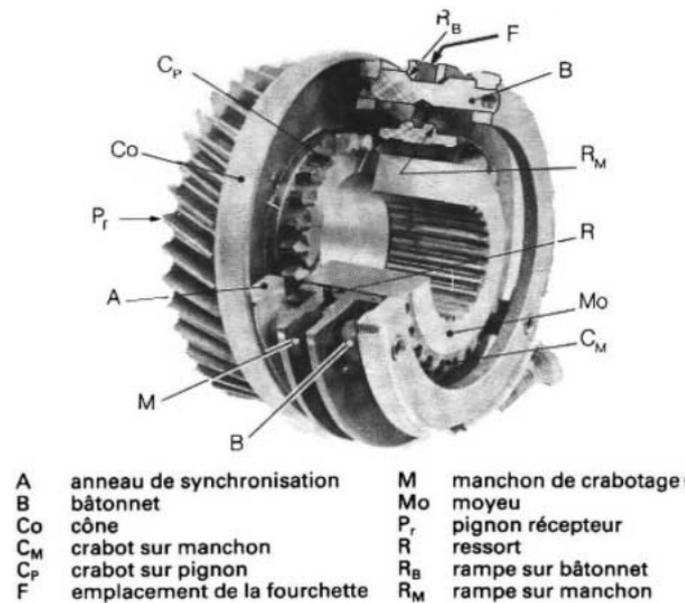


FIGURE 1.3: Exemple de synchroniseur [HUL 89].

s'écarte du volant moteur, désolidarisant la friction et rendant impossible le passage du couple vers l'arbre primaire de boîte. Un des rôles du système d'embrayage est de filtrer en partie les fluctuations instantanées du couple moteur, correspondant au phénomène d'« acyclisme ».

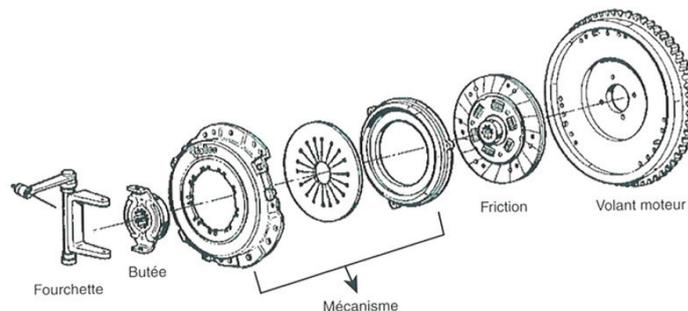


FIGURE 1.4: Eclaté d'un embrayage classique avec ses composants [LIG 02a].

1.2.2 Acyclisme(s) transmis en entrée de boîte

Ligier et Baron [LIG 02a] définissent l'acyclisme comme la non-uniformité de rotation du vilebrequin pendant un cycle de fonctionnement. Il est généralement quantifié selon une variation de positions angulaires, de vitesses angulaires ou d'accélération angulaires.

1.2.2.1 Acyclisme(s) moteur

Dans le cas d'un moteur thermique à combustion interne, le mouvement des systèmes pistons-bielles-manivelles généré par les différentes phases de combustion et de détente entraînent des variations de déplacement, de vitesse ou d'accélération angulaire de son vilebrequin. Le couple global au niveau du volant moteur apparaît alors comme la superposition d'un couple moyen constant et d'un couple oscillant définissant l'acyclisme moteur qualifié de « naturel ». Dans le cas d'un moteur thermique à quatre cylindres, quatre temps, il y a deux explosions par tour du vilebrequin. L'ordre le plus énergétique observable dans les groupes motopulseurs (GMP) est celui lié à cet « évènement » explosion, donc à la fréquence double de la fréquence de rotation du moteur et classiquement noté H2 (pour Harmonique d'ordre 2). Dans ses travaux de thèse, Barthod [BAR 04] souligne l'importance de considérer plus amplement la complexité du spectre et notamment l'importance des harmoniques H2 et H4 sur l'apparition et la perception du bruit de grenaille.

À cet acyclisme naturel du moteur s'ajoutent d'autres phénomènes sources dont [LIG 02a] :

- les irrégularités de la combustion créées par les écarts de pression de combustion des gaz entre les cylindres, augmentant les niveaux de l'ordre 0.5,
- les phénomènes de balourd, les mauvais équilibrages ou les mésalignements de l'attelage mobile, entraînant la production de composantes sur l'ordre 1.
- la/les résonances en torsion se produisant au niveau du vilebrequin.

1.2.2.2 Excitation en acyclisme de la boîte de vitesses

L'acyclisme observable en entrée de la boîte de vitesses dépend non seulement de l'architecture du moteur mais également du point de fonctionnement (charge et régime moteur) et du couplage au reste de la chaîne cinématique, constituée de l'embrayage, de la boîte de vitesses et des transmissions. Les trois premiers modes de torsion de la chaîne (dont les déformées sont schématisées à la figure 1.5 [LIG 02a]) sont appelés mode d'« à-coups », mode de « batteuse » et mode de « graillonnement ». Ce troisième mode, généralement situé entre 60 et 80 Hz, génère des chocs entre certaines pièces internes à la boîte (dentures, synchroniseurs, baladeurs) générant des vibrations larges bandes associées au bruit de grenaille problématique pour les clients.

Dans nos travaux, on considèrera une excitation en acyclisme de la boîte de vitesses sous forme de variation de déplacement, de vitesse ou d'accélération angulaire du vilebrequin. L'accélération angulaire est la grandeur la plus directement corrélée avec les niveaux d'efforts dynamiques. La composante d'excitation moteur H2 étant le plus souvent majoritaire, la variation généralement considérée est celle portée par ce seul harmonique.

L'acyclisme, bien que partiellement filtré par la friction d'embrayage, est à l'origine du bruit de grenaille. Ce point sera davantage détaillé à la section 1.3.1.1.

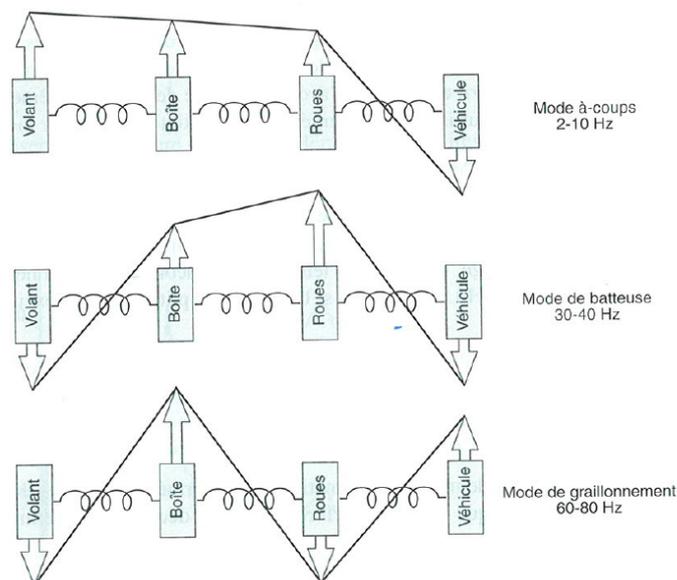


FIGURE 1.5: Déformées des trois premiers modes de la chaîne cinématique [LIG 02a].

1.2.3 Principaux bruits des boîtes de vitesses

Comme la plupart des mécanismes, les boîtes de vitesses génèrent des vibrations et donc du bruit lors de leur fonctionnement. L'ouvrage de Ligier et Baron [LIG 02a] [LIG 02b] que nous avons déjà cité donne aussi une description assez complète et détaillée des problèmes vibro-acoustiques rencontrés lors de la conception des chaînes de traction automobiles.

Dans une transmission de puissance par engrenages, deux localisations sont considérées comme le siège des sources principales d'excitation : les zones d'engrènement et les roulements des paliers. La majeure partie des auteurs s'accorde à reconnaître l'engrènement comme principale source de bruit. Ainsi, parmi les différents bruits perceptibles d'une boîte de vitesses en fonctionnement normal ressortent les bruits de sirène (bruit généré par le processus d'engrènement du rapport de boîte engagé) et les bruits de choc (choc point mort, creeping, grenaille). Nous allons tout d'abord définir l'Erreur de Transmission, grandeur couramment utilisée pour caractériser les excitations à l'origine des nuisances sonores et niveaux vibratoires d'une transmission par engrenage.

1.2.3.1 Définition de l'Erreur de Transmission

L'Erreur de Transmission est une grandeur largement décrite dans la littérature [RÉM 93] [BAR 95]. Elle caractérise l'écart entre la position réelle de la roue menée et la position théorique qu'elle occuperait si les engrenages étaient géométriquement parfaits et non déformables.

On distingue différents types d'Erreur de Transmission en fonction du contexte d'analyse. L'erreur de transmission quasi-statique sans charge donne une indication sur la qualité

géométrique de réalisation des dentures. Sous charge, l'Erreur de Transmission quasi-statique permet de visualiser les effets des déformations élastiques des dentures et des arbres/carters ainsi que des corrections de denture éventuelles. Si la vitesse ou l'inertie deviennent importantes, l'Erreur de Transmission peut être qualifiée de dynamique et permet alors de caractériser le comportement de la transmission.

L'Erreur de Transmission sous ses différentes formes représente donc à la fois une synthèse géométrique de l'homocinétisme de la transmission par engrenage mais également une image de l'excitation dynamique introduite par ce mécanisme.

1.2.3.2 Bruit de sirène

Le bruit de sirène (ou sirènement, ou bruit d'engrènement) est essentiellement lié aux variations périodiques des efforts d'engrènement sur les dentures des pignons. De nombreux auteurs décrivent les principaux paramètres influant sur le bruit d'engrènement [MAR 78] [RÉM 91] [CAP 92] [BAR 95] [ELB 99] [YAK 99]. Les déformations élastiques des dentures ainsi que l'évolution du nombre de dents en contact apparaissent comme la principale source d'excitation à la fréquence d'engrènement. Ceci induit une erreur de transmission quasi-statique sous charge et une évolution de la rigidité globale de l'engrènement, qui sont les paramètres physiques qui permettent de caractériser et surtout de modéliser la liaison entre deux engrenages. Les différentes modélisations du comportement dynamique de l'engrenage proposées dans la littérature se distinguent principalement par la manière de prendre en compte ces fluctuations de rigidité d'engrènement.

Le spectre du bruit de sirène est ainsi concentré sur la fréquence d'engrènement (c'est-à-dire le produit entre le nombre de dents du pignon menant et la fréquence de rotation de l'arbre primaire) et ses harmoniques. A vitesse de rotation variable, ceci se traduit d'un point de vue sonore par un sifflement modulé en fréquence et éventuellement en amplitude, rappelant le bruit d'une sirène. Le sirènement est particulièrement audible en marche arrière, rapport très souvent composé de pignons à dentures droites.

Le bruit de sirène peut être en grande partie traité par des modifications géométriques des dentures.

D'un point de vue des modèles numériques, de nombreux travaux, dont les thèses de Bard [BAR 95], Bourdon [BOU 97] et Yakhou [YAK 99], ont été menés en vue de la maîtrise de la sirène d'engrènement. La méthodologie globale consiste à linéariser le problème de vibrations autour d'un état quasi-statique sous charge, calculé au préalable, et à appliquer des excitations dynamiques déterminées par une simulation d'erreur de transmission sous charge.

D'un point de vue expérimental, en phase de développement, le bruit de sirène peut être caractérisé sur des bancs organiques permettant l'estimation d'Erreurs de Transmission sous charge. En bout de chaîne de production, ce bruit est enfin contrôlé dans les usines du groupe PSA par l'utilisation d'un système de diagnostic permettant de rejeter les boîtes trop « bruyantes » [PRé 10].

1.2.3.3 Bruits de chocs

Différents bruits de chocs peuvent également être générés au niveau des boîtes de vitesses en fonction des situations de fonctionnement du véhicule. On distinguera ici les bruits de creeping, de choc point mort et de grenaille, proches dans le ressenti sonore et dans leur origine physique.

Le bruit de creeping apparaît surtout au niveau du rapport de pont lorsque le couple résistant est faible. Barthod [BAR 04] indique la configuration de 1^{er} ou 2^e rapport engagé avec une vitesse lente du véhicule comme sensible au creeping.

Au point mort, les impacts entre les dents des engrenages génèrent le bruit dit de choc point mort (*idle gear noise* en anglais), qualifié à la référence [LIG 02a] de « grognement sourd plutôt rythmé ». Ce bruit disparaît lorsqu'on débraye et est ainsi facilement identifiable en situation.

Le bruit de grenaille¹ ou gaillonnement (*rattle noise* en anglais) est dû aux impacts entre les dents des engrenages non chargés lorsqu'un des rapports de boîte est engagé. Il est à noter toutefois que certains auteurs considèrent les chocs de l'ensemble des pièces de la boîte, dont les systèmes de synchronisation et les fourchettes de changement de vitesse. Dans la suite nous considérerons la définition du bruit de grenaille comme uniquement les chocs au niveau des pignons fous. En raison de l'acyclisme généré par le moteur et visible en entrée de boîte, les pignons fous non solidaires de leur arbre vibrent au sein de leur jeu de denture fonctionnel (jeu nécessaire au fonctionnement et parfois amplifié par des erreurs de fabrication ou par l'usure) et des chocs se produisent, générant des vibrations à large spectre fréquentiel. Il est admis que ces impacts ne détériorent pas les engrenages, les contacts se produisant au niveau des engrenages non chargés. Cependant, le bruit rayonné suite à ces impacts contraint les constructeurs automobiles à se préoccuper sérieusement de ce phénomène. La section suivante sera consacrée à la description de ce bruit.

1.3 Le bruit de grenaille : état de l'art et objectifs

Le phénomène de grenaille est principalement généré par l'acyclisme moteur (correspondant à la non uniformité de vitesse de rotation du vilebrequin observable au cours d'un cycle moteur et qui n'est que partiellement réduit ou filtré en entrée de boîte) pouvant être amplifié par les premiers modes propres de la chaîne cinématique.

1. La dénomination « bruit de grenaille » correspond également à un type de bruit électronique, aussi appelé bruit de Schottky ou bruit quantique (*shot noise* en anglais), à ne pas confondre avec notre bruit de grenaille d'intérêt (*rattle noise* en anglais).

1.3.1 Description du phénomène

1.3.1.1 Rôle de l'acyclisme

La section 1.2.2 a mis en évidence différentes causes possibles de l'acyclisme transmis en entrée de boîte de vitesses : l'acyclisme moteur, les désalignements, les résonances de l'attelage mobile, etc... Dans la suite nous considérerons directement l'excitation s'appliquant sur l'arbre primaire de boîte, l'acyclisme pouvant alors avoir n'importe quelle origine en amont.

Les phases successives du mouvement relatif entre les dentures d'un couple d'engrenages non chargés soumis à l'acyclisme durant un tour de vilebrequin sont illustrées à la figure 1.6, inspirée de la référence [JOH 91]. Par souci de simplification, l'acyclisme est supposé sur cette illustration être composé uniquement de l'harmonique H2.

Durant la première phase du cycle, le pignon menant entraîne le pignon fou suivant l'acyclisme imposé en entrée de boîte : il y a un contact permanent entre les dentures. A l'instant B, le pignon menant décélère plus vite que le pignon fou car le couple de trainée dû essentiellement à la lubrification est insuffisant. Un décollement de dentures se produit et le pignon fou entre dans une phase de « vol libre », où son mouvement est uniquement conditionné par le couple de trainée. Au point C, le pignon fou est rattrapé par le pignon menant et un choc rétro se produit (est représenté ici le cas d'un choc élastique où l'intégralité de l'énergie est absorbée lors du contact). Pendant la phase D, le pignon menant continue de décélérer en entraînant le pignon fou : il y a de nouveau contact permanent. A l'instant E, la décélération devient moins importante que le couple de trainée, d'où un nouveau décollement de denture, une phase de vol libre puis un choc direct au point F, et un cycle peut recommencer.

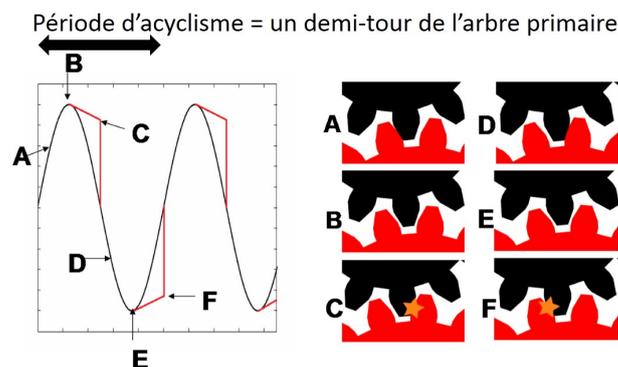


FIGURE 1.6: Illustration du phénomène de chocs de dentures. (courbe noire) : vitesse relative du pignon menant ; (courbe rouge) : vitesse relative du pignon fou.

Ce schéma présente un cycle théorique possible parmi d'autres variantes. En réalité, si l'amplitude d'excitation est faible ou si la trainée est importante, il peut se produire des chocs unilatéraux. À l'inverse, si l'excitation est très importante ou la trainée faible, des rebonds peuvent apparaître après les chocs [BAR 03]. Il est ainsi classique de distinguer des situations de gre-

naïlle à impacts simples (chocs périodiques sur les flancs directs ou rétros), doubles (alternance périodique entre choc direct et choc rétro) ou chaotiques (chocs sur les flancs directs et rétros sans périodicités). Wang [WAN 01] indique le cas chaotique comme produisant les niveaux de grenaille les plus intenses, donc les cas les plus sévères, a priori facilement détectables, sur lesquels nous ne centrerons pas nos développements.

1.3.1.2 Paramètres influents

L'apparition des vibro-impacts dépend notamment du point de fonctionnement régime/charge. Develay [DEV 00] distingue trois situations assez souvent critiques :

- sous faible charge : manifestation en accélération ou décélération lente dans une plage de régime de 3000 à 4000 tr/min,
- sous forte charge : apparition à la reprise du couple moteur en bas régime,
- déclenchement lors de sollicitations de couple, au lever de pied, et en retenue dans une légère descente.

L'apparition ou le niveau du bruit de grenaille pourra de plus dépendre de la mise en route d'accessoires tels que la climatisation ou les éclairages qui provoquent une augmentation de la charge moteur (et de l'acyclisme) parfois suffisante pour basculer dans un état grenailant.

Certains paramètres de conception influent notablement sur l'apparition et/ou le niveau du bruit de grenaille [SIK 08] :

- le niveau global d'acyclisme (soit l'amplitude de l'excitation),
- la nature de la boîte (en particulier le nombre de pièces en mouvements) et son architecture,
- l'inertie des pignons fous,
- le jeu entre dentures, jeu fonctionnel,
- le couple de trainée (résultant du barbotage du pignon fou dans l'huile),
- la température, jouant sur la viscosité de l'huile et ainsi sur le couple de trainée et apportant plus ou moins d'amortissement aux vibro-impacts.

1.3.1.3 Perception sonore du bruit de grenaille

Les vibrations générées par les chocs entre pignons se propagent notamment par voie solidienne jusqu'au carter de boîte, par l'intermédiaire des lignes d'arbres et des roulements. Le rayonnement des vibrations du carter vers l'habitacle se fait ensuite soit par voie solidienne soit par voie aérienne. En plus de considérer le niveau sonore mesurable, il convient de considérer également le ressenti, soit dans notre cas la perception du bruit de grenaille : idéalement on cherche à formuler des critères de sévérité qui intègrent ces aspects perceptifs.

Johnson [JOH 91] a mis en évidence la difficulté du choix du type de signal pour étudier la perception sonore du bruit de grenaille : le niveau des vibrations du carter dépend du carter lui-même et de la localisation du capteur, et les chocs identifiables par les vibrations ne le seront pas forcément dans l'habitacle ; à l'inverse, bien que le signal microphonique soit plus représentatif de ce que le conducteur entend, il ignore les transmissions solidiennes. Ses travaux

ayant pour objectif l'aide à la conception d'une transmission, Johnson choisit de travailler avec des signaux vibratoires. Dans cette étude visant à étudier les principaux paramètres influençant la perception subjective de grenaille, les auditeurs doivent évaluer sur une échelle graduée de 1 à 6 la gêne ressentie à l'écoute de divers stimuli auditifs. Parmi les paramètres testés, le maximum de la valeur efficace de la vibration carter pondérée A et la valeur maximale du facteur de crête sont retenus pour construire un indicateur traduisant l'impression subjective du bruit de grenaille.

Plus récemment, Barthod [BAR 04] [BAR 05] a également étudié l'influence de certains paramètres physiques sur la perception globale du bruit de grenaille, à partir d'un test de dissemblance. Le facteur de sonie (c'est-à-dire le niveau sonore perçu) du bruit de grenaille apparaît prépondérant, le niveau sonore du bruit global (bruit de fond plus grenaille) restant inchangé. Il est ainsi intéressant de remarquer que l'utilisation d'un sonomètre ne peut permettre de détecter l'apparition de la grenaille, bien que l'oreille humaine détecte une émergence dans un bruit de fond. Une étude permettant un parallèle vers d'autres bruits impulsionnels de type « choc mécanique » a mis en évidence l'influence de la signature temporelle du bruit sur la gêne ressentie, en particulier l'amplitude et le temps de descente des impulsions. La gêne ressentie lors d'une exposition à des bruits impulsionnels est alors mise en équation en fonction de ces deux paramètres [BAR 04]. L'intégration d'autres paramètres tels que la cadence de répétition, le contenu fréquentiel ou encore le niveau de bruit de fond permettrait de se rapprocher davantage de la gêne engendrée par le bruit de grenaille.

Dans nos travaux, des tests perceptifs ont été mis en place dans le but de valider l'indicateur de sévérité proposé. Afin de prendre en compte aussi bien les transmissions aériennes que solidiennes, des signaux microphoniques et accélérométriques sont écoutés. Sur différentes conditions de fonctionnement et donc d'apparition et de niveaux de bruit de grenaille, les auditeurs sont tout d'abord invités à indiquer l'instant où ils commencent à percevoir de la grenaille. Dans un second temps et sur les mêmes signaux acoustiques et vibratoires, l'auditeur indique, à l'aide d'un curseur, l'évolution de la sévérité perçue. Ces tests et les résultats associés sont détaillés au chapitre 4.

1.3.2 Modélisation et simulation du bruit de grenaille

Dans la littérature, différentes approches sont proposées pour modéliser le phénomène de grenaille, à travers des modèles phénoménologiques ou bien des modélisations globales de la boîte. Une première exigence est de pouvoir retrouver les différentes situations décrites au paragraphe 1.3.1.1, à savoir un contact permanent, un contact sur une seule face, un contact intermittent chaotique, etc.

Mason *et al.* [MAS 09] proposent un système 1D régi par l'équation temporelle suivante :

$$\ddot{\Phi}(t) + \delta\dot{\Phi}(t) + 2\kappa B(\Phi(t)) = 4\pi\delta - 4\pi^2\varepsilon \cos(2\pi t) - 2\pi\delta\varepsilon \sin(2\pi t) \quad (1.1)$$

où Φ représente le déplacement relatif en rotation des deux dentures, δ un coefficient

d'amortissement, κ un coefficient de raideur, ε l'amplitude de la force appliquée (l'excitation ici correspond à une excentricité), $4\pi\delta$ un couple constant et B la fonction non-linéaire modélisant le contact. Ce type de modèle simplifié permet de retrouver des situations de vol libre, de contact permanent (situations silencieuses), de chocs périodiques ou encore de chocs chaotiques. Il montre qu'on a dès ce stade une dynamique complexe, par exemple illustrée à la figure 1.7 donnant un diagramme de bifurcation associé.

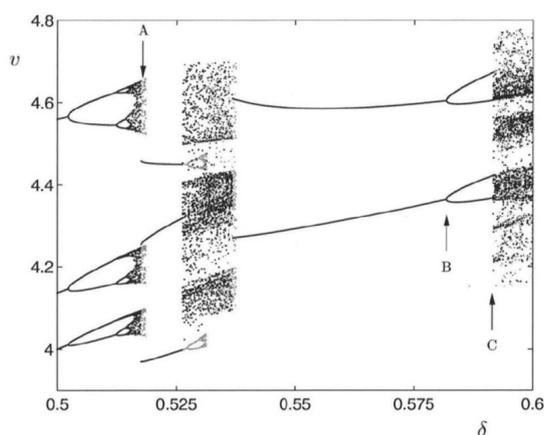


FIGURE 1.7: Exemple de diagramme de bifurcation issu de [MAS 09], construit à partir du modèle (1.1).

Kadmiri [KAD 11c] [KAD 12] a présenté dans ses travaux de thèse un modèle de vibro-impacts simplifié pour simuler le phénomène de grenaille. Il s'agit d'un modèle local à un degré de liberté formulé dans le domaine temporel, décrivant le comportement dynamique du pignon fou à l'aide d'une analogie entre le problème en rotation (système à engrenages) et son équivalent en translation, où les vibro-impacts des dentures des pignons fous sont modélisés comme une masse évoluant entre deux plaques animées d'un mouvement de translation (figure 1.8). Le modèle permet de reproduire les situations de vol libre, de contact permanent et de choc.

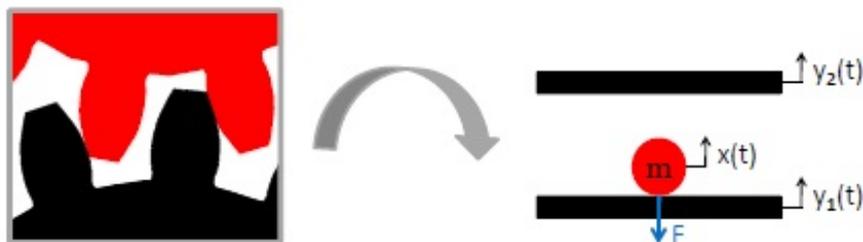


FIGURE 1.8: Modèle simplifié pour les vibro-impacts : analogie rotation/translation [KAD 11b].

La dissipation au cours du choc est décrite par un coefficient de restitution r reliant les

vitesse du point avant et après le choc : $V^+ = rV^-$. Ce modèle est donc basé sur l'hypothèse que les temps d'impact sont petits devant la période d'excitation. Mis en équation, ce modèle s'exprime en fonction de la masse équivalente du pignon fou, du jeu inter dentures, de la vitesse de rotation, de l'amplitude de l'acyclisme, du couple de trainée et du coefficient de restitution. Les premiers paramètres sont des paramètres de conception, tandis que le couple de trainée et le coefficient de restitution doivent être mesurés sur un système réel. Cette approche nécessite donc des moyens expérimentaux dédiés pour se rendre utile en conception.

Dans ses travaux de thèse, Develay [DEV 00] propose une modélisation de la chaîne cinématique en torsion depuis le volant moteur jusqu'aux roues, avec l'utilisation de modèles par éléments finis et/ou discrets de type inertie, raideur ou poutre en torsion (figure 1.9). La détermination des réponses transitoires est obtenue à l'aide d'un schéma d'intégration de type Newmark implicite auquel est préalablement associée une méthode de sous-structuration afin de limiter les temps de calcul.

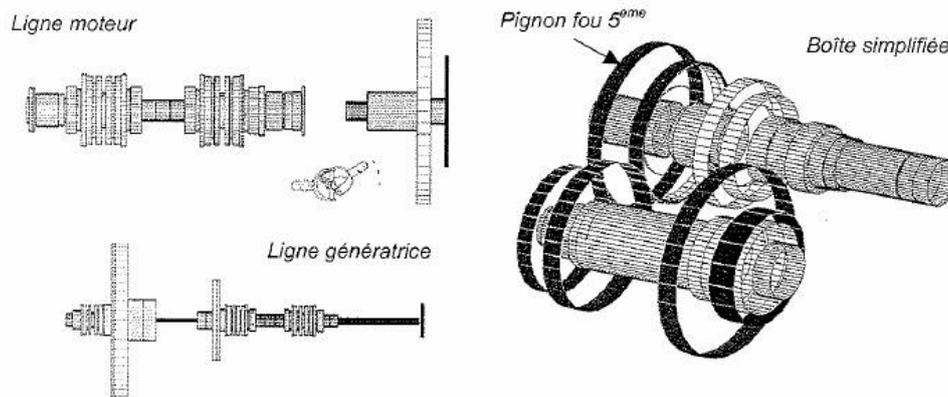


FIGURE 1.9: Eléments du modèle de simulation en torsion [DEV 00].

Plus récemment, les travaux de thèse de Chauvineau [CHA 13] ont porté sur une approche globale pour représenter le comportement dynamique des boîtes de vitesses à l'aide d'une modélisation semi-analytique. L'objectif est de savoir prédire les conditions d'apparition du bruit de grenaille et de pouvoir ainsi dimensionner les boîtes de vitesses en conséquence. La méthode des Eléments Finis est utilisée pour modéliser les arbres et le carter de boîte tandis que les liaisons d'engrenage et les pertes mécaniques sont approchées analytiquement. La liaison d'engrenage est prise en compte à l'aide d'un modèle de Kelvin-Voigt dont les paramètres (raideur, amortissement et jeu) sont fonction de la position et permettent de simuler des phases de contact, de vol libre et des chocs. Cette approche semi-analytique présente l'avantage de se rapprocher du système réel en conception tout en ayant des temps de calcul raisonnables. Pour être validé il doit néanmoins être confronté à des résultats expérimentaux, posant là encore la question des observations et des signaux utiles à considérer.

1.3.3 Moyens expérimentaux

D'un point de vue expérimental, les difficultés principales dans les montages reposent sur le contrôle des excitations en acyclisme, ainsi que sur l'identification et la hiérarchisation des éléments de la boîte responsables du bruit.

1.3.3.1 Bancs d'essais par joint de Cardan : exemple du banc du LaMCoS

Une première possibilité de génération d'une excitation acyclique repose sur l'utilisation d'un joint de Cardan à angle variable, dont un schéma de principe est donné en figure 1.10. L'amplitude de l'acyclisme dépend alors de l'angle de désalignement entre l'arbre d'entrée et l'arbre de sortie. La vitesse angulaire de l'arbre de sortie $\dot{\theta}_2$ s'obtient, à partir de l'équation du mouvement de la liaison cardan, par [BAR 04] :

$$\dot{\theta}_2 = \left(\frac{\cos(\beta)}{1 - \sin^2(\beta) \cdot \cos^2(\theta_1)} \right) \cdot \dot{\theta}_1 \quad (1.2)$$

où $\dot{\theta}_1$ est la vitesse angulaire de l'arbre d'entrée, θ_1 sa position et β l'angle de désalignement. Ce type de banc génère un acyclisme dont les harmoniques impairs sont tous nuls. Bien que seul l'harmonique H2 soit généralement considéré, ses multiples (H4, H6,...) apparaissent dans des proportions variables en fonction de l'angle de désalignement : plus l'angle de désalignement augmente, plus le contenu fréquentiel de l'acyclisme est riche.

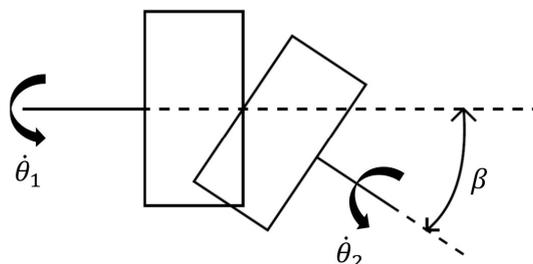


FIGURE 1.10: Schéma de principe d'un joint de Cardan à angle variable.

Le banc du LaMCoS utilisé lors de ces travaux est un exemple de banc d'acyclisme composé d'un joint de Cardan à angle variable qui permet d'introduire un désalignement entre l'axe moteur et l'axe d'entrée de la boîte. Ce banc d'essais de chaîne cinématique permet de soumettre à divers tests une boîte de vitesses dans les conditions de fonctionnement proches des conditions de fonctionnement réelles d'une automobile. Il est composé de trois parties distinctes : un générateur d'acyclisme, une chaîne cinématique et un ensemble de dissipation d'énergie et de freinage.

Le générateur d'acyclisme (figure 1.11 (a)) est constitué d'un moteur électrique à courant continu asservi en vitesse de rotation. Une roue d'inertie rapportée sur l'axe du moteur empêche

que les vibrations de torsion ne s'appliquent sur le moteur. L'ensemble repose sur un bâti pouvant pivoter de $\pm 16^\circ$ par rapport au bâti principal. La liaison entre l'axe du moteur et l'axe d'entrée de la boîte est réalisée à l'aide d'un joint de Cardan vérifiant la contrainte de fonctionnement « vitesse de rotation \times angle d'articulation ≤ 20000 ».

La chaîne cinématique (figure 1.11 (b)) comprend, outre son dispositif de mesure, la boîte de vitesses fixée à une équerre liée au bâti, un arbre de transmission et une roue d'inertie équivalente à une roue d'un véhicule. Les satellites du différentiel de la boîte sont soudés sur les deux planétaires, ce qui permet de transmettre l'intégralité de la puissance via l'unique arbre de transmission.

L'ensemble de dissipation d'énergie et de freinage (figure 1.11 (c)) comprend un moteur à courant continu asservi en couple et un filtre mécanique passe-bas composé d'un arbre de torsion de faible raideur et d'une roue d'inertie importante permettant d'isoler la chaîne cinématique des vibrations de l'ensemble du dispositif de freinage.

Le banc repose sur un châssis mécano-soudé, isolé du sol par six plots anti-vibratiles.

L'annexe A rappelle le fonctionnement du banc et détaille les campagnes d'essais réalisées dans ces travaux.

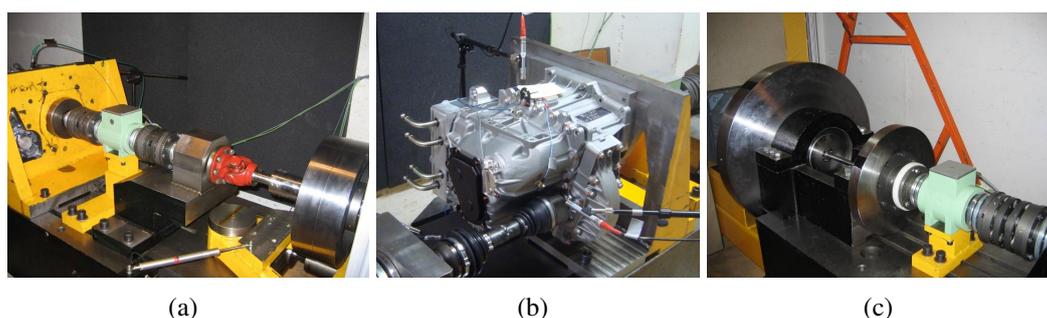


FIGURE 1.11: (a) : De droite à gauche : roue d'inertie, joint de Cardan (en rouge), capteur de couple (en vert), équerre pour fixer la boîte de vitesses (en jaune). (b) : Boîte de vitesses et arbre de transmission. (c) : De gauche à droite : filtre mécanique passe-bas (grande roue d'inertie et arbre), roue véhicule, capteur de couple de sortie (en vert).

Ce banc a été conçu lors des travaux de thèse de Couderc [COU 97], dont le manuscrit sur l'étude théorique et expérimentale du comportement dynamique en torsion des chaînes cinématiques de transmission automobiles en donne une description plus complète. Ce banc a ensuite été utilisé pour l'étude du bruit de grenaille dans le cadre des travaux de thèse de Develay [DEV 00]. Les résultats expérimentaux ont permis de valider le modèle numérique évoqué à la section 1.3.2.

1.3.3.2 Excitateur électrodynamique de translation

Barthod souligne que les bancs d'excitation en acyclisme par joint de Cardan ne permettent pas de maîtriser le contenu fréquentiel de l'excitation, en particulier l'amplitude et la phase

des harmoniques H4, H6, H8... Un moyen d'essais conçu pour étudier précisément l'influence des harmoniques est détaillé dans les références [BAR 04] et [BAR 07]. Pour s'affranchir de la composante continue du couple d'excitation, le choix est fait de travailler au point mort et l'acyclisme est alors imposé sous forme d'oscillations angulaires à l'arbre primaire de la boîte. Un exciteur électrodynamique de translation relié à la boîte par un bras de levier est utilisé. Avec ce type de configuration les arbres ne sont pas en rotation donc tous les phénomènes dynamiques liés sont perdus.

Un banc d'expérimentation similaire est utilisé dans les travaux de Dion *et al.* [DIO 09] pour l'étude du choc point mort ; la figure 1.12 (a) en donne une représentation schématique. Seul un couple d'engrenage est conservé. Des résultats de simulation d'un modèle non-linéaire à un degré de liberté en rotation sont bien corrélés avec les résultats expérimentaux ; les deux approches mettent en évidence des cas d'impacts simples et des cas de rebonds en fonction du niveau de l'excitation (figure 1.12 (b)).

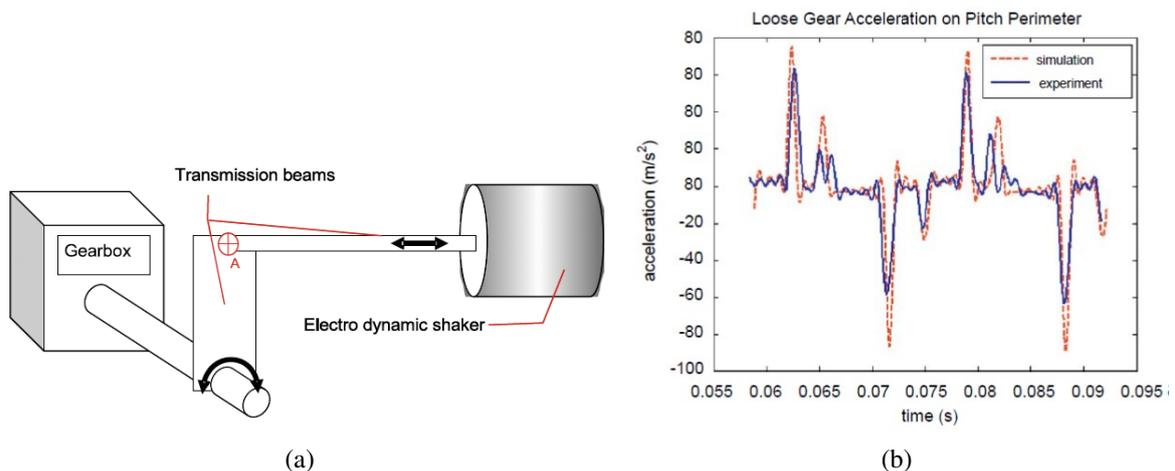


FIGURE 1.12: (a) Représentation schématique de l'architecture du dispositif expérimental avec exciteur électrodynamique. (b) Exemple de comparaison de résultats calcul/essais. [DIO 09]

1.3.3.3 Banc BACY développé par RENAULT

RENAULT dispose d'un banc d'acyclisme nommé « BACY » qui permet de mettre une boîte de vitesses dans des conditions représentatives de leur fonctionnement sur véhicule et bien contrôlées (figure 1.13 (a)). Le moteur thermique est remplacé par une génératrice électrique qui permet d'imposer des excitations dont l'acyclisme est bien maîtrisé.

Dans ses travaux de thèse [KAD 11a], Kadmiri a imposé par la génératrice une loi en vitesse reproduisant un acyclisme purement harmonique, de la forme $\Omega(t) = \Omega + A \sin(\omega t)$ avec $\omega = 2\Omega \frac{2\pi}{60}$, où Ω correspond à la vitesse de rotation de l'arbre moteur. Ses essais sont effectués pour un régime stationnaire de ralenti à $\Omega = 750$ tr/min et pour des amplitudes d'acyclisme A allant de 50 à 125 tr/min. Ces essais ont pour objectif de pouvoir valider et recalibrer les paramètres

du modèle de type vibro-impact présenté à la partie 1.3.2. Deux codeurs optiques incrémentaux à arbre creux de résolution 2048 tops par tour sont ainsi utilisés : l'un est placé en bout d'arbre primaire et l'autre est positionné sur le pignon fou du rapport de 2^e situé sur l'arbre secondaire (figure 1.13 (b)). L'instrumentation par codeurs optiques permet ici d'estimer les vitesses angulaires du pignon menant et du pignon fou du rapport de 2^e et de déterminer la vitesse relative entre ces pignons. La figure 1.14 (a) présente les vitesses angulaires des pignons menant et fou pour $\Omega = 750$ tr/min et $A = 50$ tr/min. La mesure synchrone des vitesses angulaires du pignon menant et du pignon fou permet de déterminer directement la vitesse relative entre ces pignons, qui correspond à la différence entre la vitesse angulaire du pignon menant et la vitesse angulaire du pignon fou rapportée à celle du pignon menant (figure 1.14 (b)). Cette vitesse relative permet de détecter la présence effective des chocs. En fonction de l'amplitude de l'acyclisme appliquée en entrée de boîte, les différentes configurations classiques d'apparition de chocs sont observées, telles qu'une alternance entre des chocs flancs actifs et rétros à la périodicité de quatre chocs par tour du pignon menant, jusqu'à une configuration de rebonds sur chacun des flancs. A partir des instants d'impulsion détectés par les codeurs optiques, Kadmiri utilise des accéléromètres placés sur le carter de boîte pour identifier la fonction de transfert entre une impulsion et la réponse vibratoire du carter, sous l'hypothèse que la réponse vibratoire du carter est amortie avant le choc suivant. Les résultats expérimentaux confirment le caractère large bande du bruit généré par les impacts, avec une excitation étendue jusqu'à 8 kHz.

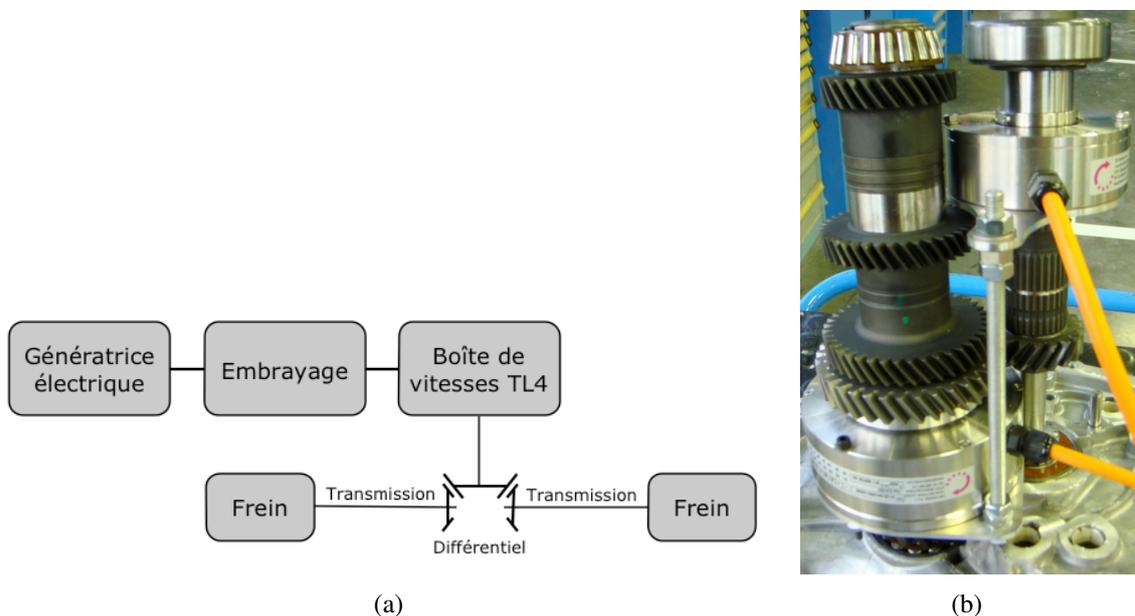


FIGURE 1.13: (a) Représentation schématique de l'architecture du BACY. (b) Boîte instrumentée avec codeurs optiques sur le banc spécifique de Renault. [KAD 11a]

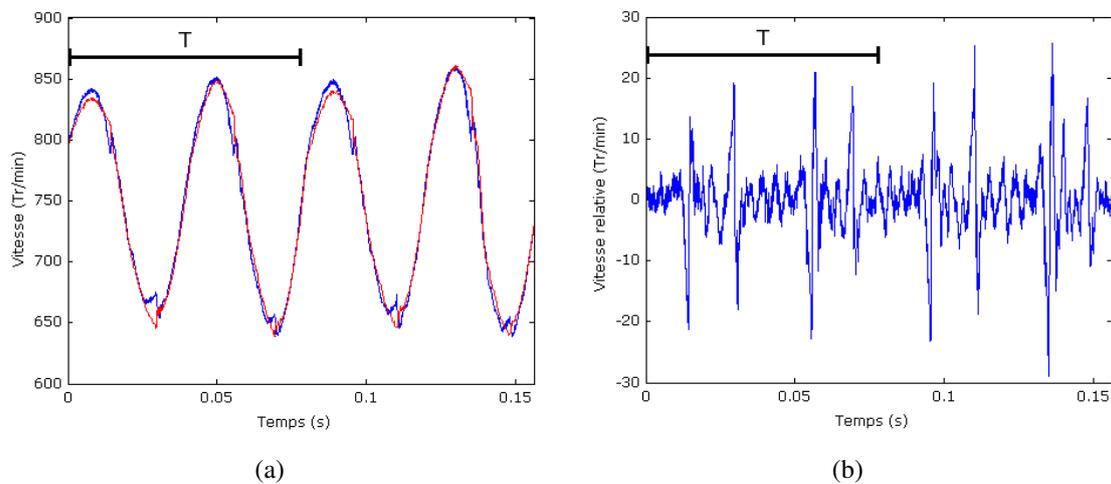


FIGURE 1.14: (a) Vitesses angulaires du pignon menant (bleu) et du pignon fou (rouge) pour $\Omega = 750$ tr/min et $A=50$ tr/min. (b) Vitesse relative entre le pignon menant et le pignon fou. la période T correspond à un tour du pignon menant. [KAD 11a]

1.3.4 Criticité et traitement du bruit de grenaille

1.3.4.1 Cotation subjective par tests perceptifs

L'appréciation des bruits de boîte est fonction des situations de vie dans le véhicule. Le bruit de grenaille, pouvant apparaître de manière imprévisible, est ainsi souvent perçu comme un dysfonctionnement mécanique, d'où sa criticité en clientèle. Un moyen d'évaluer sa criticité lors des phases de validation (avant la fin du cycle de conception) est de réaliser des tests perceptifs par des jurys, entraînés à coter l'importance du bruit. Un exemple d'échelle de cotation subjective est donnée à la figure 1.15. En pratique aujourd'hui à PSA c'est essentiellement par l'écoute du bruit *in situ* que la présence de grenaille et sa sévérité sont appréciés. C'est notamment ce processus de caractérisation/cotation/spécification objective que l'on souhaite faire progresser avec nos travaux.

Appréciation du client ou de l'essayeur en position de client globale	Situation intolérable		N'accepte pas le défaut		Insatisfaction		Acceptation	Satisfaction		Supériorité
	Refuse d'utiliser ou d'acheter le véhicule en l'état		Regrette son achat ou se considère lésé		Forte insatisfaction	Insatisfaction	Est tout juste satisfait	Est satisfait	Est très satisfait	Est comblé
	Exige la correction immédiate		Demande la correction		Souhaite la correction		Fait des remarques		Fait des compliments	cite en exemple
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

FIGURE 1.15: Echelle de cotation subjective PSA.

1.3.4.2 Critère « 5 faces » - indicateur accélérométrique

La référence [KAD 11a] mentionne le critère « 5 faces » M_f du groupe Renault comme un critère « métier » permettant d'évaluer le bruit de grenaille à partir des réponses vibratoires en cinq points du carter de boîte. Il correspond au niveau de nuisance exprimé en décibels à partir de la moyenne de cinq réponses accélérométriques :

$$M_f = 20 \log \left(\frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 \frac{\gamma_{\text{Efficace}}^{(i)}}{\gamma_{\text{Ref}}} \right) \quad (1.3)$$

avec $\gamma_{\text{Efficace}}^{(i)}$ la valeur efficace de la vibration du carter au point i et $\gamma_{\text{Ref}} = 1 \text{ m/s}^2$. Cette définition donne un indicateur du niveau global des vibrations des cinq faces accessibles du carter, mais ne permet pas de différencier les multiples sources de bruit et n'est en rien spécifique au bruit de grenaille.

1.3.4.3 Eléments pour la maîtrise du bruit de grenaille en conception

Les paragraphes précédents ont cité de multiples paramètres influents sur l'apparition et le niveau du bruit de grenaille. Le présent paragraphe expose ce qui est réalisé en pratique pour la maîtrise de ce bruit. Les solutions d'atténuation de ce bruit peuvent être classées en deux catégories, celles agissant à l'intérieur et celles agissant à l'extérieur de la boîte de vitesses [DEV 00].

L'approche "externe" consiste à réguler les oscillations provenant du couple moteur ou à déplacer les fréquences critiques de la chaîne cinématique correspondantes à la gamme d'excitation du moteur. Les préconisations métiers au sein du groupe PSA pour prévenir l'apparition de grenaille sont actuellement des seuils de niveaux acycliques à ne pas dépasser. Les irrégularités du couple moteur sont en partie régulées par l'utilisation d'un volant d'inertie placé à l'extrémité du vilebrequin. Un système plus élaboré de double volant amortisseur (DVA) tend à déplacer les fréquences critiques de la chaîne vers les bas régimes. Cette solution consiste à scinder le volant moteur classique en deux volants liés par un système raideur/amortisseur [LEC 06]. Le surcoût engendré en fait un dispositif rarement utilisé pour les véhicules d'entrée et de moyenne gamme, comme par exemple sur la boîte BE d'intérêt, prise comme application principale dans nos travaux.

L'autre approche consiste à agir directement à la source, en particulier pour limiter la violence des impacts. Les systèmes à rattrapage de jeu permettent de réduire l'accélération angulaire relative des dentures en assurant un rattrapage mécanique du jeu d'engrènement par l'intermédiaire d'un système à double ou triple dentures. Différents types de dispositifs sont décrits dans la thèse de Develay : des expérimentations sur le banc d'acyclisme présenté à la section 1.3.3.1 a permis d'en démontrer leur efficacité pour certaines conditions d'excitation [DEV 00]. Une seconde solution consiste à intercaler entre les deux pignons des engrenages un matériau absorbant les chocs qui doit répondre aux contraintes d'usure, de température, d'humidité et de pression d'engrènement. Une autre possibilité consiste à augmenter la viscosité

de l'huile. Ces différentes possibilités ont cependant pour inconvénient majeur de diminuer le rendement de la boîte et sont rarement mises en pratique.

1.3.5 Bilan intermédiaire : contexte des travaux

Le risque de bruit de grenaille augmente significativement avec les tendances actuelles de conception des GMP et des véhicules. En particulier, l'allègement des véhicules, l'hybridation des chaînes de traction, l'utilisation de moteurs trois cylindres à forts acyclismes mais également la plus grande variété de points de fonctionnement utilisés tend à favoriser l'apparition du bruit de grenaille et en fait une source de bruit à prendre en compte et à maîtriser dès la conception du véhicule.

Cependant cette partie a entre autres illustré la complexité dynamique des systèmes en jeu et les difficultés de prédire « sur plan » la sensibilité d'une boîte de vitesses à la grenaille. D'une part, la source interne qu'est le niveau d'acyclisme transmis en entrée de boîte dépend notamment de la motorisation et du filtrage réalisé par l'embrayage, avec l'utilisation éventuelle d'un DVA voire de systèmes plus complexes. D'autre part, les multiples paramètres internes à la boîte de vitesses jouant sur l'apparition et le niveau de grenaille, tels que les jeux interdentures, le couple de trainée, l'inertie des pignons fous, etc., rendent difficiles la prédiction, sur des modèles mêmes raffinés, du niveau effectif de grenaille émis en fonction du point de fonctionnement. On notera en particulier la sensibilité de la grenaille à des paramètres difficilement modélisables comme l'amortissement.

Un enjeu pratique d'autant plus déterminant est alors de pouvoir, efficacement et spécifiquement, détecter et quantifier la sévérité du bruit de grenaille avec un indicateur et des critères à lui associer, à partir de signaux mesurables sur une boîte de vitesses en fonctionnement. Les cas chaotiques de grenaille étant les plus sévères en termes d'intensité sonore et vibratoire, leur détection ne constitue pas un enjeu : nous allons donc nous focaliser dans la suite sur les cas de grenaille dits périodiques pour lesquels des développements d'analyse poussés sont d'autant plus nécessaires.

1.4 Simulation d'un signal vibratoire de boîte de vitesses

Afin d'aider le développement et afin d'illustrer les méthodes issues de ces travaux de thèse, nous proposons une simulation simplifiée d'un signal vibratoire produit par une boîte de vitesses en fonctionnement. Pour ce faire, il convient de s'intéresser à l'allure théorique des spectres générés par les excitations propres aux systèmes à engrenages.

1.4.1 Allure théorique d'un spectre d'engrènement

1.4.1.1 À régime stabilisé

L'allure théorique d'un signal vibratoire d'engrenages à vitesse de rotation stabilisée est décrite assez largement dans la littérature [RAN 82], [CAP 92], [ELB 99] et [RAN 11]. Les

principales caractéristiques pour un engrenage simple étage (composé uniquement de deux arbres portant chacun un pignon) sont reportées dans cette section.

La déformation des dentures sous charge, les erreurs de profil et l'usure généralisée sur chacune des dents induisent un signal périodique, dont la fréquence est appelée fréquence d'engrènement et est égale à la fréquence de rotation du pignon moteur multipliée par le nombre de dents Z_1 de ce pignon. En raison de la rotation des pignons, ce signal est modulé en amplitude et en fréquence par deux signaux périodiques, dont les fréquences sont égales à la fréquence de rotation de chacun des pignons. La modulation de fréquence est en général beaucoup moins importante que la modulation d'amplitude et est principalement due à des variations dans la vitesse de rotation. La modulation d'amplitude peut être due à l'excentricité d'un pignon ou à des erreurs de pas. Elle se traduit par des bandes latérales autour des harmoniques de la fréquence d'engrènement, à des multiples de la fréquence de rotation des pignons moteur (f_1) et récepteur (f_2) (figure 1.16). Il est à noter qu'en pratique le spectre du signal vibratoire d'un engrenage sera observé par un capteur plus ou moins éloigné et sera affecté par la réponse impulsionnelle de la structure mécanique reliant la source au capteur ; les caractéristiques présentées ici peuvent être interprétées comme les effets proche de la source excitatrice.

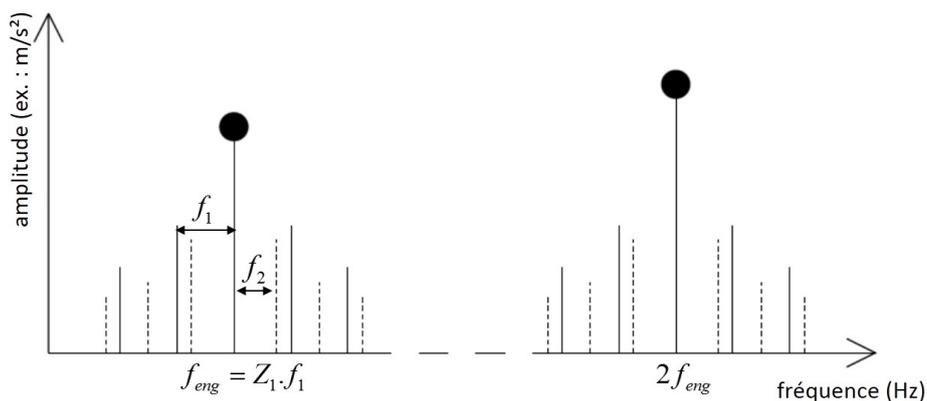


FIGURE 1.16: Allure typique d'un spectre du signal vibratoire d'un engrenage, par exemple détaillé dans [ELB 99].

1.4.1.2 À régime variable

A régime variable, on observe une évolution de l'amplitude du signal vibratoire en fonction du régime. La fréquence d'engrènement, qui varie avec la vitesse de rotation du pignon menant, n'est plus localisée sur le spectre en fréquence. Son évolution peut être observée sur des représentations à deux dimensions, par exemple de type temps-fréquence ou diagramme de Campbell (vitesse de rotation vs. fréquence). Des exemples de diagramme de Campbell d'un signal vibratoire mesuré en montée de régime sont présentés au chapitre 2. D'un point de vue perceptif, l'évolution de la fréquence d'engrènement et de ses harmoniques lors d'une montée en régime caractérise le bruit de sirène.

Pour localiser les phénomènes d'engrènement il convient d'observer le signal sur un spectre d'ordre (ou spectre de « fréquence d'angle ») gradué en nombre d'évènements par tour (evt/tr), après transformée de Fourier d'un signal échantillonné ou ré-échantillonné en angle. Les méthodes d'obtention du signal à pas d'angle constant seront présentées à la section 1.4.3.1. En considérant un échantillonnage angulaire synchronisé sur l'arbre primaire portant le pignon moteur de Z_1 dents, la raie principale du spectre d'ordre est localisée à Z_1 evt/tr. L'excentricité du pignon moteur se retrouve à l'ordre 1 evt/tr. L'excentricité du pignon récepteur est mise en évidence par des raies aux multiples du rapport de réduction Z_1/Z_2 . La référence [REN 10] montre que ces observations, habituellement associées à un signal accélérométrique, se retrouvent également sur le spectre en ordre de la vitesse de rotation instantanée. D'autre part, en présence d'acyclisme, les ordres entiers pairs, correspondant aux harmoniques H2, H4, H6, etc. de la fréquence de rotation seront également amplifiés.

1.4.2 Simulation des phénomènes vibratoires

A partir de l'observation de l'allure théorique des spectres d'engrenage, nous proposons une simulation simplifiée d'un signal vibratoire de boîte de vitesses qui servira d'illustration aux développements présentés dans les chapitres suivants.

Nous considérons le modèle convolutif suivant :

$$x(t) = h(t) * (d(t) + s(t) + r(t)) + b(t) \quad (1.4)$$

où $h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du système mécanique, $d(t)$ la partie déterministe de l'excitation, $s(t)$ et $r(t)$ deux composantes de la partie aléatoire de l'excitation et $b(t)$ le bruit additif représentant le bruit de mesure. Deux composantes d'excitations aléatoires sont définies afin de dissocier les cas de grenaille dits périodiques du reste. Dans ce modèle, on considère une unique réponse impulsionnelle où le transfert à partir des excitations déterministes et aléatoires est donc supposé identique. Ce point sera davantage discuté au chapitre 2, traitant de l'estimation de la fonction de transfert en conditions non-stationnaires.

Ce signal sera échantillonné à 40960 Hz, ce qui correspond à la fréquence d'échantillonnage utilisé lors de nos campagnes d'essais.

1.4.2.1 Montée en régime avec acyclisme

On considère ici une rampe de vitesse avec un acyclisme composé des harmoniques H2, H4 et H6 de la fréquence de rotation. La définition de la loi de vitesse non-stationnaire fait appel à la notion de fréquence instantanée, qui correspond à la sinusoïde qui suit au mieux le signal au cours du temps. En notant $f(t)$ la fréquence instantanée de la rampe, la vitesse angulaire instantanée (en [rad/s]) s'écrit :

$$\dot{\theta}(t) = 2\pi f(t) + \sum_n H_n(t) \cdot \sin\left(n2\pi\left(\frac{f(W) - f(0)}{2W}t^2 + f(0)t\right)\right), \quad n = 2, 4 \text{ et } 6 \quad (1.5)$$

où W correspond à la durée du signal et $H_n(t)$ correspond à l'amplitude de l'harmonique d'ordre n .

Dans cette simulation une rampe de vitesse de 700 à 4000 tr/min est considérée avec une montée en $W = 20$ s (figure 1.17). La référence [LIG 02a] propose une estimation de l'intensité des harmoniques H2, H4 et H6 constituant le couple d'excitation. Les amplitudes relatives entre ces harmoniques dépendent en particulier du type de motorisation (Diesel ou essence) et de la charge du moteur. Dans cette simulation on considère une évolution linéaire des amplitudes et les harmoniques H4 et H6 sont d'amplitude relative respectivement égales à 40% et 6% de celle de H2. La figure 1.18 montre le niveau d'acyclisme des harmoniques H2, H4 et H6 exprimé en accélération angulaire en fonction de la vitesse de rotation.

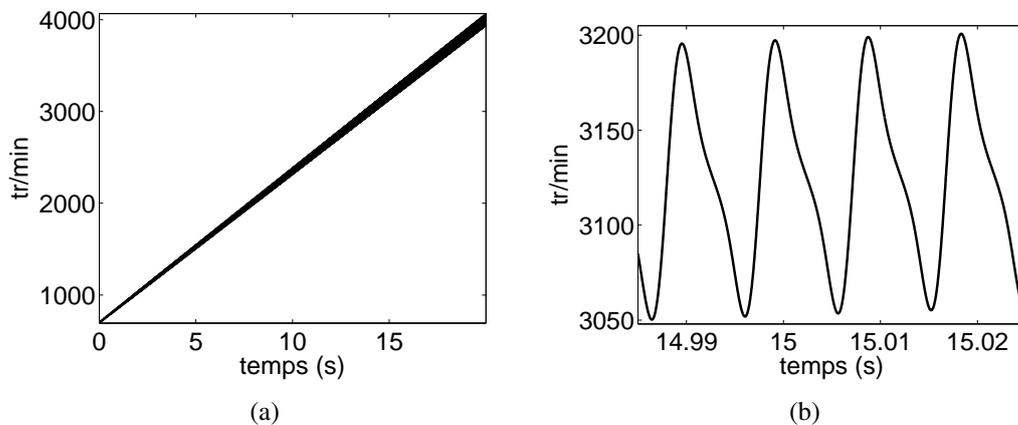


FIGURE 1.17: Rampe de vitesse simulée (a) et zoom (b) pour visualiser l'acyclisme.

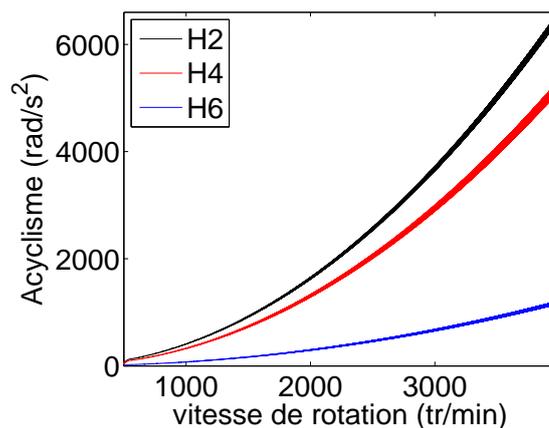


FIGURE 1.18: Niveau d'acyclisme en rad/s^2 en fonction de la vitesse instantanée pour les harmoniques H2 (noir), H4 (rouge) et H6 (bleu) de la vitesse de rotation.

1.4.2.2 Fonction de transfert (modèle élémentaire)

On considère ici le cas élémentaire d'un système mécanique à une seule résonance dont la réponse impulsionnelle est donnée par :

$$h(t) = e^{-\zeta 2\pi f_0 t} \sin(2\pi f_0 t) , t \geq 0 \quad (1.6)$$

où f_0 et ζ représentent, respectivement, la fréquence propre du système et le taux d'amortissement dont les valeurs sont données dans le tableau 1.1.

1.4.2.3 Excitation déterministe : signal de sirène

Dans le cas des boîtes de vitesses, la partie déterministe de l'excitation correspond essentiellement au bruit de sirène qui se caractérise par un spectre de raies, les plus énergétiques correspondant aux multiples de la fréquence d'engrènement des pignons. La composante déterministe $d(t)$ représentant un phénomène cyclique en angle, nous la modélisons par une série de Fourier dont les fonctions de base sont exprimées dans le domaine angulaire. Pour simuler la modulation d'amplitude engendrée par les conditions instantanées de fonctionnement, les coefficients de Fourier sont exprimés en fonction de la vitesse de rotation $\dot{\theta}(t)$. En notant Θ la période cyclique angulaire en radians, la partie déterministe se modélise ainsi de la façon suivante :

$$d(t) = \sum_{k \in \mathbb{N}^*} c_k(\dot{\theta}(t)) e^{j2\pi k \frac{\theta(t)}{\Theta}}$$

Dans cet exemple on simulera les raies liées à la fréquence d'engrènement (avec $\Theta = 2\pi/Z_1$) ainsi que celles liées à une excentricité éventuelle du pignon menant (avec $\Theta = 2\pi$). Pour simuler une modulation d'amplitude linéaire avec la variation de régime de rotation, on pose $c_k(\dot{\theta}(t)) = \dot{\theta}(t)C/k^2$. Les valeurs de C utilisées dans la simulation sont indiquées au tableau 1.1. En particulier, afin de simuler la présence d'acyclisme, on distinguera les valeurs de C en fonction de la parité des harmoniques.

La figure 1.19 donne une représentation temps/fréquence obtenue par transformée de Fourier à court terme du signal de sirène simulé, où l'échelle de couleur est exprimée en dB.

ζ	f_0	C pour $\Theta = 2\pi$ et k impair	C pour $\Theta = 2\pi$ et k pair	C pour $\Theta = 2\pi/Z_1$
0,3	1968	0,002	0,01	0,004

TABLE 1.1: Valeurs utilisées dans la simulation.

1.4.2.4 Excitation aléatoire : signal de grenaille

La partie aléatoire de l'excitation représente les chocs possibles entre les pièces des éléments de la boîte, générant les bruits indiqués à la section 1.2.3.3. Dans notre simulation on restreint

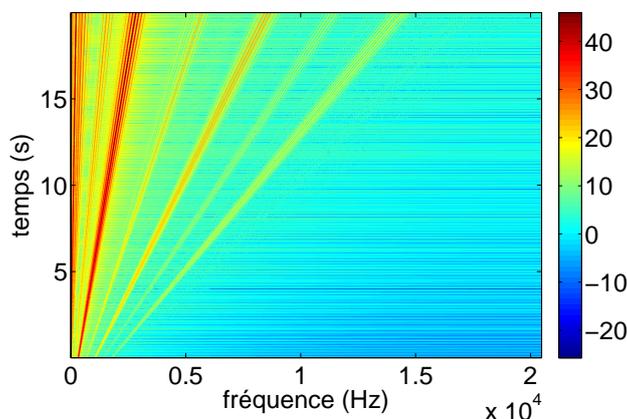


FIGURE 1.19: Représentation temps-fréquence de la partie déterministe $d(t)$ de l'excitation simulée (sirènes). Echelle de couleur en dB.

dans $s(t)$ cette excitation aléatoire au seul bruit de grenaille généré par les chocs périodiques au niveau des pignons fous. Le cas de chocs alternés entre flanc direct et flanc rétro est considéré (cas représenté à la figure 1.6). Le signal sera composé d'une forme d'onde se répétant périodiquement mais dont l'amplitude présente des variations aléatoires. La composante $s(t)$ est ainsi modélisée par une somme de distributions de Dirac prenant des valeurs non nulles aux instants où la dérivée de la vitesse de rotation s'annule :

$$s(t) = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < T/2 \\ A(\dot{\theta}(t)) \cdot \sum_k \delta(t - t_k) & \text{avec } t_k \text{ tel que } \ddot{\theta}(t_k) = 0 \text{ pour } t \geq T/2 \end{cases}$$

où $A(\dot{\theta}(t))$ prend des valeurs aléatoires entre -1 et 1 (avec une alternance entre signes positif et négatif pour simuler l'alternance des chocs flancs direct et rétro) et est modulé en amplitude avec une évolution linéaire en fonction du régime. Un des objectifs de ces simulations de signaux « synthétiques » étant de détecter l'apparition de la grenaille, $s(t)$ est mis à 0 sur la première moitié de la montée en régime (figure 1.20 (a)) ; on a alors une simulation d'un cas d'apparition brusque du bruit de grenaille. La figure 1.20 (b) montre un zoom du signal $(h * s)(t)$ observé sur trois tours de l'arbre moteur et focalisé autour du numéro du tour où commence le bruit de grenaille. Sur la portion présentant des impacts, on peut observer les 4 impulsions par tour d'arbre avec une alternance entre un choc flanc direct et un choc flanc rétro. Les amplitudes des impulsions sont choisies aléatoirement pour simuler des chocs plus ou moins intenses, voire même une absence de choc sur un des flancs.

La composante $r(t)$ représente ici les autres sources d'excitation aléatoires et est simulée par un bruit blanc dont l'amplitude varie linéairement avec la vitesse de rotation. Le bruit additionnel $b(t)$, qui représente le bruit induit par la chaîne de mesure, sera également assimilé à un bruit blanc, simulé en pratique par une loi normale centrée dont l'amplitude est constante.

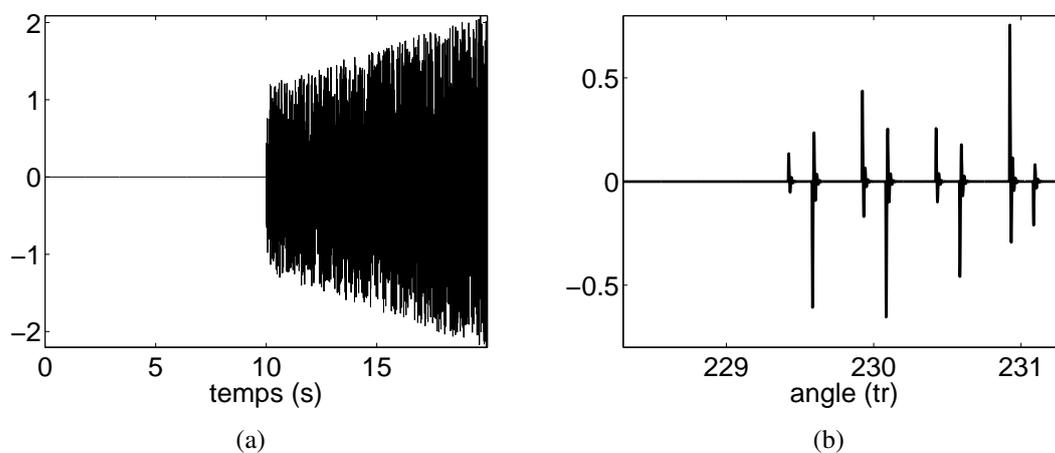


FIGURE 1.20: (a) Observation en temps de la composante $(h*s)(t)$. (b) Zoom observé en angle, pour un extrait pris sur la plage d'apparition des impacts.

1.4.3 Méthodes d'analyse de signaux vibratoires de machines tournantes

L'analyse des signaux mesurables sur une boîte de vitesses en fonctionnement est un point clé pour le diagnostic des boîtes. Pour détecter l'apparition et juger de la sévérité du bruit de grenaille, les signaux vibratoires constituent un vecteur d'information qui nécessite des traitements adaptés, notamment au caractère cyclique des processus causant les « événements » auxquels on s'intéresse. Randall propose dans son ouvrage [RAN 11] une synthèse des méthodes de diagnostic basées sur l'analyse vibratoire. Nous rappellerons dans cette partie l'analyse en deux dimensions de type temps-fréquence ou angle/ordre, classiquement utilisée pour l'observation des signaux non-stationnaires, et nous introduirons la notion de cyclo-non-stationnarité, beaucoup plus récente, qui sera au cœur des travaux présentés dans ce manuscrit.

La cinématique des systèmes à engrenages, et plus généralement des machines tournantes, est fondamentalement liée à des repères et événements angulaires. Nous allons donc commencer par présenter la notion d'échantillonnage ou ré-échantillonnage angulaire.

1.4.3.1 Echantillonnage à pas d'angle constant

Pour conserver au mieux le caractère cyclique des signaux vibratoires acquis sur les machines tournantes, les signaux sont couramment analysés dans le domaine angulaire. Il faut pour cela obtenir un signal échantillonné à pas d'angle constant, soit par acquisition directe en angle soit par ré-échantillonnage angulaire. Ces méthodes d'obtention de signal angulaire ont fait l'objet de nombreuses études depuis une vingtaine d'années. Des descriptifs détaillés pourront notamment être trouvés dans les références [FYF 97], [BON 04a], [LI 05], [AND 10]. Nous rappellerons simplement ici les principes généraux et les précautions d'usage. L'échantillonnage angulaire direct seul nécessite un système d'acquisition cadencé par une horloge externe et ne permet pas de disposer du signal temporel : nous nous concentrerons

donc plutôt ici sur les méthodes de ré-échantillonnage angulaire.

Principe du ré-échantillonnage angulaire

Le ré-échantillonnage angulaire, et plus généralement la connaissance fine du fonctionnement du système tournant, nécessite la connaissance de la fonction reliant l'angle et le temps, en général obtenue à l'aide d'un codeur angulaire solidaire de l'arbre de référence qui délivre un signal carré de R impulsions par tour. La fonction angle/temps sera donc considérée comme connue pour des positions d'arbre correspondant à un incrément angulaire constant $2\pi/R$. Le cas particulier du top-tour fournit une seule impulsion par tour. Dans le cas de faibles fluctuations de vitesse et pour des signaux d'engrenage, Bonnardot [BON 04a] montre la possibilité de déterminer la position de l'arbre à partir des signaux accélérométriques, sans utilisation de codeurs angulaires. Une première méthode est basée sur une démodulation autour de la fréquence d'engrènement et une seconde est basée sur les similitudes par utilisation du cepstre. Ces méthodes ne seront pas détaillées davantage ici parce qu'elles ne tolèrent que des faibles fluctuations autour d'une vitesse moyenne stable et que nous envisageons des situations plus sévères pour nos applications automobiles.

La figure 1.21 présente le principe du ré-échantillonnage angulaire *a posteriori*. La fonction angle/temps est connue avec une résolution angulaire $\Delta\theta = 2\pi/R$ et le signal analogique $x(t)$ est discrétisé avec un pas d'échantillonnage temporel Δt . On suppose ici que les échantillons connus de la fonction angle/temps ont le même pas angulaire que les échantillons souhaités dans le signal angulaire : on cherche à connaître $x_\theta[k]$ aux points d'échantillonnage $k\Delta\theta$. Dans ce cas, la fonction angle/temps permet directement de relier les angles $\theta = \theta_i$ aux instants $t = t_i$ correspondants. Dans le cas général, le temps t_i ne correspondra pas à un échantillon temporel $[n]$ mesuré et la valeur du signal $x[t_i]$ sera alors obtenue par interpolation. Le signal à pas angulaire constant est ainsi déterminé par $x_\theta[\theta_i] = x[t_i]$. Une comparaison de méthodes d'interpolation (linéaire, cubique polynomiale et spline cubique) est donnée à la référence [FYF 97], la méthode par spline cubique donnant les résultats les plus précis.

Le ré-échantillonnage implique le respect des conditions de Nyquist-Shannon. Bonnardot [BON 04a] mentionne la possibilité d'utiliser un second filtre anti-repliement configuré selon la plus basse fréquence de rotation instantanée et selon le nombre d'échantillons par tour R_2 désiré après ré-échantillonnage. Une alternative consiste à choisir R_2 de façon à ce que l'intervalle temporel entre deux échantillons angulaires soit toujours plus petit que l'intervalle $\Delta t = 1/f_e$ entre deux échantillons temporels. Le cas critique est alors obtenu pour la plus petite vitesse de rotation. En notant Ω la fréquence de rotation en Hz, il faut alors vérifier $1/(\Omega_{min} \cdot R_2) \ll \Delta t$. On obtient ainsi la condition sur R_2 pour vérifier le théorème de Nyquist-Shannon dans le domaine angulaire :

$$R_2 \gg \frac{1}{\Omega_{min} \cdot \Delta t} \quad (1.7)$$

En notant $\Delta\theta_2 = \frac{2\pi}{R_2}$, l'équation (1.7) s'écrit également sous forme de condition sur le pas

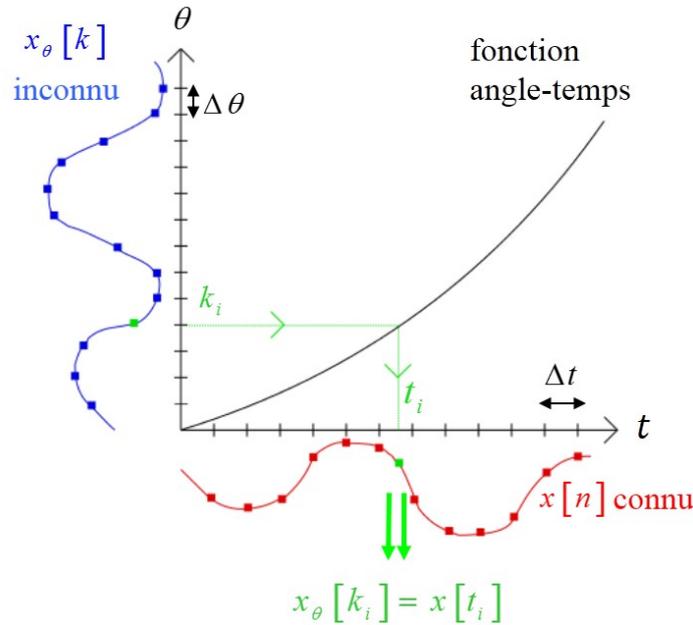


FIGURE 1.21: Schéma de principe du ré-échantillonnage angulaire a posteriori.

d'échantillonnage angulaire :

$$\Delta\theta_2 \ll \Omega_{min} \cdot 2\pi \cdot \Delta t \quad (1.8)$$

Une interpolation sera alors nécessaire pour passer du pas d'angle $\Delta\theta$ imposé par le codeur angulaire au pas $\Delta\theta_2$ vérifiant les conditions de Nyquist-Shannon.

Méthodes d'obtention de la fonction angle-temps

Les méthodes d'obtention de l'estimation de la position de l'arbre de référence (ou plus généralement de la vitesse angulaire instantanée) à partir de codeurs angulaires sont présentées aux références [LI 05] [AND 10].

La première méthode consiste à acquérir, en temporel et en parallèle du signal d'intérêt $x[n]$, le signal venu du codeur angulaire noté $c[n]$. Le codeur délivre un signal carré avec R fronts montants par tour de son arbre de référence, soit tous les $2\pi/R$ radians. La fréquence instantanée des impulsions du codeur est donnée par

$$f_{imp} = R\Omega$$

Afin de se rapprocher de la forme du créneau, le signal $c[n]$ doit contenir au moins trois échantillons entre deux fronts montants du codeur. Le cas critique étant obtenu pour la plus grande vitesse de rotation Ω_{max} , on obtient une condition sur la fréquence d'échantillonnage f_e :

$$f_e \geq 3R\Omega_{max} \quad (1.9)$$

Chaque front montant détecté dans le signal $c[n]$, en général par interpolation, permet de relier l'angle $\theta_n = n \frac{2\pi}{R}$ (en radians) au temps t_n (en secondes) du front montant. A partir de la fonction angle/temps ainsi obtenue, il est possible d'estimer la vitesse de rotation instantanée de l'arbre de référence :

$$\dot{\theta}(t_n) = \left. \frac{d\theta(t)}{dt} \right|_{t=t_n}$$

Une seconde méthode (rappelée à l'annexe A, section A.4) consiste à compter le nombre de tops d'une horloge haute fréquence entre deux fronts montants du codeur. La figure 1.22 schématise un exemple de signal carré issu du codeur angulaire ainsi que les tops horloge. Le

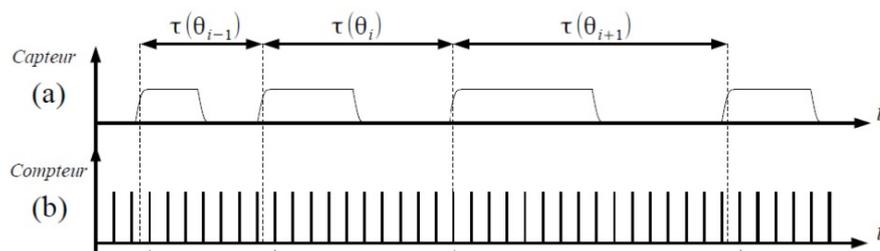


FIGURE 1.22: (a) : Signal carré du codeur angulaire. (b) : Tops horloge. [AND 10]

compteur sera incrémenté à chaque passage de front montant et le temps entre deux fronts montants sera alors obtenu par différence entre les valeurs successives.

Andre *et al.* proposent dans la référence [AND 10] une comparaison entre ces deux méthodes (signal analogique et comptage) et un échantillonnage angulaire direct. Il est montré que pour les deux méthodes le ré-échantillonnage présente des résultats comparables à l'échantillonnage angulaire direct, même pour des vitesses variables. On peut noter que l'utilisation du signal analogique nécessite de travailler avec des fréquences d'échantillonnage élevées pour satisfaire la condition (1.9) mais présente l'avantage de ne nécessiter aucun dispositif de mesure particulier (alors que la seconde méthode requiert un compteur).

L'obtention de la vitesse angulaire instantanée à l'aide de codeurs optiques est sujette à des difficultés récemment décrites aux références [AND 11], [AND 13], [LEC 13]. Cet aspect sera davantage détaillé au chapitre 4, section 4.2.2.1.

1.4.3.2 Analyse par représentation à deux dimensions

Pour l'analyse de signaux non-stationnaires, des représentations à deux dimensions sont couramment utilisées. L'analyse temps-fréquence permet de détecter des changements de contenu fréquentiel associés à un instant précis dans le signal. Plusieurs types de transformation peuvent être utilisés, tels que la transformée de Fourier à court terme, la distribution de Wigner-Ville ou encore la transformée en ondelettes [RAN 11]. Rémond [RÉM 91] a par

exemple développé un algorithme de Transformée en Ondelettes Rapide pour l'analyse du bruit d'engrènement. La figure 1.23 (a) donne une représentation temps-fréquence par transformée de Fourier à court terme du signal simulé $x(t)$, représenté sur la bande $[0\ 8000]$ Hz (soit une bande utile pour la grenaille). On peut en particulier observer les raies de sirène et une augmentation globale de l'amplitude du spectre lors de la montée en régime. Cependant cette augmentation d'amplitude ne permet pas de différencier l'apparition de grenaille de la modulation long terme générée par la montée en régime et introduite dans la simulation de chaque composante de l'excitation. D'autres représentations à deux dimensions, telles que fréquence-régime (aussi appelée diagramme de Campbell) ou angle-ordre par exemple sont utilisées pour compléter l'analyse des signaux d'engrenages. La figure 1.23 (b) donne une représentation angle-ordre du signal $x_\theta(\theta)$ obtenu après ré-échantillonnage angulaire du signal $x(t)$. Les raies de sirène sont alors localisées à des ordres constants, la plus énergétique étant ici la raie à $Z_1 = 43$ evt/tr. L'excitation $s(t)$ représentant les cas périodiques de grenaille va apparaître à l'ordre 2 evt/tr, un « évènement » correspondant à un couple d'impacts flanc direct/flanc rétro. De nouveau, l'apparition de la grenaille ne peut pas être détectée par une simple observation de l'amplitude de l'ordre 2 evt/tr puisque cet ordre correspond également à un harmonique de la sirène. On voit bien ici la difficulté, par des méthodes classiquement utilisées pour l'analyse des signaux non-stationnaires, de différencier, dans un signal vibratoire, la composante « grenaille » des autres sources excitatrices.

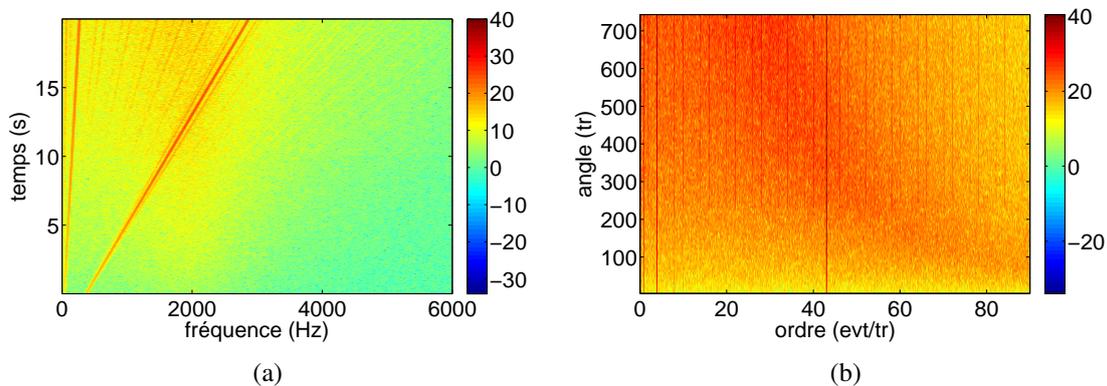


FIGURE 1.23: (a) Représentation temps-fréquence du signal $x(t)$ simulé. (a) Représentation angle-ordre après ré-échantillonnage angulaire. Echelle de couleur en dB.

1.4.3.3 Notion de cyclo-non-stationnarité

L'analyse cyclostationnaire, aujourd'hui appliquée avec succès à des cas industriels, consiste à exploiter l'évolution périodique des paramètres statistiques d'un signal vibratoire. Les machines tournantes telles que les boîtes de vitesses sont des mécanismes à géométrie périodique en rotation, qui par construction évoluent cycliquement et produisent ainsi des signaux potentiellement cyclostationnaires. Ces dernières années de nombreux travaux ont

démontré l'intérêt des outils cyclostationnaires au second ordre pour l'analyse de signaux vibratoires [RAN 01] [ANT 07b]. Ces outils – et les bases théoriques les supportant – nécessitent cependant des conditions de régime stabilisé. En pratique, cette restriction n'est pas compatible avec l'analyse de signaux issus de systèmes soumis à des conditions non prévisibles de fonctionnement (telles que les éoliennes par exemple) ou à des systèmes volontairement soumis à des conditions non-stationnaires (telles que les chaînes de traction d'automobiles) et on parle alors de signaux cyclo-non-stationnaires. Ceux-ci présentent notamment une modulation d'amplitude due aux conditions de fonctionnement instantanées, traitée aux références [DAH 10] et [ANT 13]. D'Elia *et al.* [D'E 10] ont démontré expérimentalement l'intérêt d'une distribution « ordre cyclique (evt/tr) vs. fréquence (Hz) » pour l'analyse des signaux cyclo-non-stationnaires. Cette approche se fonde sur la prise en compte conjointe des phénomènes cycliques liés à la variable angulaire et des phénomènes porteurs liés à la variable temporelle. Le bruit de grenaille (ou du moins le cas dit périodique du bruit de grenaille) est un exemple de signal pouvant être qualifié de « cyclostationnaire angle/temps » : étant généré par des chocs au niveau des dentures des engrenages il est de nature impulsionnelle en temps, et l'apparition des chocs étant liée à la rotation de l'arbre d'entrée de la boîte de vitesses, il est cyclique en angle. Cette nouvelle classe de « cyclostationnarité angle/temps » récemment définie à la référence [ANT 14] permet d'étendre les propriétés de la classe « cyclostationnaire » à des signaux aujourd'hui difficilement analysables et inclus dans la classe des signaux « cyclo-non-stationnaires ». L'extension du concept de cyclostationnarité à une analyse des signaux en régime non-stationnaire fera ainsi l'objet du chapitre 3.

1.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté un état de l'art de notre problématique de bruits et vibrations générés par les boîtes de vitesses, en se focalisant plus spécifiquement sur le cas des chocs entre les dents des engrenages non chargés. La maîtrise du bruit de grenaille ainsi généré constitue en effet un enjeu actuel pour l'industrie automobile, en raison notamment du développement remarquable des nouveaux concepts de chaînes de traction et des conditions de fonctionnement associées. Actuellement, au sein du groupe PSA, seules des séances d'écoute des signaux microphoniques sont possibles pour détecter la présence et juger la sévérité du bruit de grenaille. Il apparaît donc tout à fait essentiel de proposer un outil d'analyse, sous forme d'indicateur, permettant de détecter à partir d'un signal vibratoire l'apparition de ce bruit et d'en quantifier la sévérité.

Dans l'apparition du bruit de grenaille, on distingue les situations qualifiées de périodiques de celles dites chaotiques. Ces dernières se produisant dans les cas les plus sévères d'acyclisme, leur détection est aisée et ne nécessite pas des outils d'analyse spécifiques. La suite des travaux sera donc focalisée sur les cas dits périodiques. Le « critère 5 faces » présenté à la section 1.3.4.2 donne une valeur moyenne (c'est-à-dire un indicateur scalaire) à partir des signaux temporels mesurés en conditions de régime stabilisé. Il n'est donc pas adapté à des mesures en montée de régime où l'objectif est de détecter l'instant d'apparition du bruit de grenaille,

et où un indicateur de type courbe (indicateur vectoriel) semble plus adapté. D'autre part, un tel indicateur donne une information du niveau vibratoire global, sans distinguer les différentes sources possibles. Nous souhaitons dans notre étude réussir à différencier la grenaille des autres sources d'excitation, afin d'établir un indicateur spécifique à cette seule bruyance.

Des représentations en deux dimensions, de type temps-fréquence, régime-fréquence, angle-ordre, etc., sont classiquement utilisées pour l'analyse de signaux non-stationnaires. Ces représentations ne permettent en revanche pas de distinguer, comme nous le souhaitons, la grenaille des autres types de source. En effet, dans une représentation angle/ordre, la composante liée à la grenaille, se retrouvant par exemple à l'ordre 2 evt/tr, est confondue avec les harmoniques de sirène ; dans les représentations temps-fréquence, observer le seul niveau du spectre ne permet pas non plus de distinguer l'apport lié uniquement aux chocs générant la grenaille. L'analyse cyclostationnaire permet quant à elle de prendre en compte les cycles produits lors du fonctionnement des systèmes tournants, mais n'est pas directement applicable sur des signaux mesurés en montée de régime. Apparaît alors clairement le besoin d'outils originaux, permettant de conserver à la fois les caractéristiques périodiques et large bande du bruit de grenaille. L'approche « cyclostationnaire angle/temps » proposée sera présentée au chapitre 3. La mesure de signaux vibratoires en montée de régime peut de plus être exploitée pour estimer une fonction de transfert du système en fonctionnement. L'intérêt est non seulement de pouvoir alimenter des modèles numériques, mais également de pouvoir blanchir les signaux en pré-traitement et d'aider l'interprétation des représentations en fréquence en donnant accès à une signature spectrale des effets des transferts mécaniques du système étudié. Avant le développement d'indicateurs spécifiques à la grenaille, une méthode d'identification des transferts est proposée dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Identification d'une fonction de transfert en contexte non-stationnaire

L'identification de paramètres modaux en régime de fonctionnement transitoire est une nécessité pratique, permettant d'exploiter les tests réalisés sur les boîtes de vitesses en un temps limité.

Une méthode originale d'identification aveugle exploitant alternativement les domaines temporels et angulaires est proposée dans ce chapitre, avec une application expérimentale sur un signal vibratoire mesuré en montée de régime.

Un intérêt pratique dans le contexte de nos recherches sur le bruit de grenaille est d'accéder à une signature spectrale des transferts mécaniques liés aux structures non tournantes de la boîte de vitesses.

Sommaire

2.1	Introduction	41
2.2	Etat de l'art	41
2.2.1	Analyse modale opérationnelle	41
2.2.2	Analyse cepstrale	43
2.2.3	Analyse modale opérationnelle en condition non-stationnaire	45
2.3	Estimation de fonction de transfert par exploitation des domaines temporels et angulaires	46
2.3.1	Etape 1 : extraction de la partie déterministe de l'excitation $d(t)$	46
2.3.2	Etape 2 : identification aveugle de $h(t)$	50
2.3.3	Remarques sur l'estimation de $H(f)$	53
2.3.4	Etape 3 : Blanchiment	56
2.4	Identification aveugle de la fonction de transfert d'une boîte de vitesses en fonctionnement	57
2.4.1	Configuration des essais	57
2.4.2	Résultats expérimentaux	58
2.4.3	Discussion - limites de la méthode	60
2.5	Conclusion	61

2.1 Introduction

Pour des structures complexes telles que les systèmes à engrenages et plus précisément les boîtes de vitesses automobiles, la mise au point de simulations numériques nécessite souvent des identifications de paramètres physiques d'origine expérimentale, comme des transferts vibroacoustiques, des coefficients d'amortissement, etc. Ce chapitre présente une méthode d'estimation de la fonction de transfert d'une boîte de vitesses à partir de conditions de fonctionnement non-stationnaires. Un premier objectif est de pouvoir estimer globalement et rapidement les fréquences de résonance de la structure, de manière à mieux interpréter nos indicateurs de détection du bruit de grenaille (cartographies de cohérence spectrale, présentées aux chapitres 3 et 4). L'estimation de la fonction de transfert permet d'autre part de blanchir le signal en pré-traitement avant l'emploi de méthodes d'analyse spécifiques. De manière plus générale, nous exploitons ici des moyens d'analyse de signaux non-stationnaires afin de proposer une méthode d'estimation de fonction de transfert pouvant être utilisée dans un contexte industriel pour accéder à des paramètres modaux.

La première partie de ce chapitre est consacrée à un rapide état de l'art sur l'analyse modale opérationnelle. Le cepstre, outil exploité dans notre méthode, est ensuite défini puis présenté dans le contexte de l'identification aveugle. Le cas particulier des conditions de fonctionnement non-stationnaires est enfin introduit.

La méthode proposée, exploitant alternativement les caractéristiques des domaines temporels et angulaires, est détaillée dans la deuxième partie avec une application sur la simulation « fil rouge » introduite au chapitre 1. La première étape consiste à extraire, dans le domaine des ordres, la partie déterministe de l'excitation. Le cepstre du signal résiduel est ensuite utilisé pour identifier la réponse impulsionnelle de la structure. La troisième étape consiste à blanchir le signal initial à partir de la fonction de transfert estimée.

La troisième partie propose une application expérimentale de la méthode, sur une boîte de vitesses en montée de régime. Les informations utiles qu'on en retire, ainsi que les limites en termes de type de modèle considéré (Single Input Single Output) et d'indépendance du transfert envers la vitesse de rotation, sont enfin discutées.

2.2 Etat de l'art

2.2.1 Analyse modale opérationnelle

L'analyse modale opérationnelle (AMO) vise à estimer les paramètres modaux tels que les fréquences de résonance, l'amortissement et les formes modales d'une structure en situation de fonctionnement. Le système étant en situation de fonctionnement, seules les réponses mesurées du système sont connues, les entrées sont inconnues et on parle alors d'identification aveugle. Ce point constitue une différence majeure avec l'analyse modale expérimentale (AME) où la structure est placée en condition de laboratoire et l'excitation est connue, voire pilotée (utilisation d'un marteau d'impact par exemple pour générer une excitation impulsionnelle). L'AMO tente de palier les limites de l'AME, qui sont principalement la difficulté d'analyser

des grandes structures en condition de laboratoire (citons le cas des éoliennes par exemple) et l'impossibilité de reproduire des excitations parfaitement représentatives en termes de largeur de bande ou d'amplitude en comparaison de celles effectivement appliquées sur le système en condition de fonctionnement réel. L'AMO permet quant à elle d'analyser le système avec ses conditions aux limites réelles et avec une excitation permettant d'estimer les propriétés modales *en situation* de la structure. Notre objectif étant d'estimer une fonction de transfert sur une boîte de vitesse en fonctionnement, nous nous intéresserons dans la suite uniquement à l'analyse modale opérationnelle.

Hanson [HAN 06] dresse un état de l'art des techniques d'analyse modale opérationnelle, avec pour hypothèses communes un système linéaire et stationnaire.

Brincker *et al.* [BRI 00] ont introduit la méthode non paramétrique appelée « Frequency Domain Decomposition ». Elle consiste à calculer la décomposition en valeurs singulières de la matrice des densités spectrales de puissance auto et croisées des signaux vibratoires mesurés, sous l'hypothèse d'une excitation blanche en fréquence et en espace. Cette méthode divise la réponse spectrale en un ensemble de systèmes à un degré de liberté, chacun considéré linéaire et correspondant à un mode individuel, et permet d'obtenir la fréquence propre et le vecteur propre de chaque mode identifié. Le développement vers la méthode « Enhanced Frequency Domain Decomposition » permet de plus d'estimer l'amortissement par méthode de *curve fitting*. La méthode « Stochastic Subspace Identification » (SSI) est une méthode paramétrique temporelle cherchant à identifier un modèle d'espace d'états stochastiques, uniquement à partir des données mesurées. On distingue la méthode « Covariance Driven-SSI » qui utilise des covariances entre les signaux mesurés, de la méthode « Data Driven-SSI » qui utilise directement les réponses mesurées [OVE 91].

La méthode p-LSCF (« Polyreference Least Squares Complex Frequency domain ») présentée par Peeters *et al.* [PEE 04] via l'algorithme PolyMAX permet de différencier facilement les pôles instables, estimés avec des amortissements négatifs, des pôles stables (c'est-à-dire les modes réels du système). Cette méthode a été initialement introduite pour l'AME mais est également appliquée en AMO en remplaçant les transformées de Fourier par des auto- et inter- spectres.

Une difficulté de l'AMO, en particulier dans le cas des machines tournantes, est de pouvoir s'affranchir de l'effet des excitations harmoniques dans le signal mesuré. Ces excitations déterministes peuvent en effet masquer les résonances propres du système ou être faussement interprétées comme des modes propres. Des méthodes telles que la moyenne synchrone ou la soustraction de bruit non supervisée (SANC pour Self Adaptive Noise Cancellation), rappelées à la référence [RAN 11], permettent de séparer les composantes déterministes des composantes aléatoires. Antoni *et al.* [ANT 04b] proposent deux autres méthodes de différenciation, l'une basée sur les statistiques d'enveloppe et une seconde basée sur la différence de temps de corrélation entre un signal harmonique et un signal aléatoire. Dion *et al.* [DIO 12] proposent une méthode de détection des composantes harmoniques intitulée « Optimized Spectral Kurtosis », basée sur la différence de valeur entre le kurtosis d'un signal sinusoïdal et le kurtosis d'un signal aléatoire.

Une méthode d'AMO basée sur le cepstre a été développée par Gao et Randall [GAO 96a] et étendue par Hanson *et al.* pour la prise en compte d'excitations cyclostationnaires [HAN 07a]. Les signaux mesurés ne sont alors plus analysés ni dans le domaine temporel ni dans le domaine fréquentiel, mais dans le domaine des quéfrenes.

2.2.2 Analyse cepstrale

Le cepstre est un concept introduit par Bogert en 1963 pour la détection d'échos [BOG 63]. Les signaux d'engrenages présentent des motifs récurrents, en particulier lorsqu'il y a présence d'un défaut, pouvant être considérés comme des échos multiples. Randall est un des précurseurs de l'analyse ceptrale pour le diagnostic des machines tournantes [RAN 80], également utilisée, par exemple, dans les travaux de thèse de Capdessus [CAP 92] et El Badaoui [ELB 99].

2.2.2.1 Définitions et propriétés principales

Plusieurs définitions du cepstre sont proposées dans la littérature [FOU 92]. Nous utiliserons ici la plus courante :

$$\tilde{x}(\tau) = TF^{-1}[\ln |X(f)|] \quad (2.1)$$

où $X(f)$ correspond à la transformée de Fourier de $x(t)$.

Le cepstre correspond donc à un « spectre de spectre » et une terminologie propre lui est consacrée, basée sur des anagrammes des termes d'analyse spectrale. On parlera ainsi de quéfrence pour τ (variable générique du cepstre, qui a donc la dimension d'un temps), de lifrage ou encore de rahmonique.

Si $x(t)$ est un signal à énergie finie, c'est-à-dire vérifiant $\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt < \infty$, on parle de cepstre d'énergie.

Si $x(t)$ est un signal à puissance finie, c'est-à-dire vérifiant $\lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{W} \int_W |x(t)|^2 dt < \infty$, on parle de cepstre de puissance.

Ce concept a été généralisé avec le cepstre complexe défini par :

$$\hat{x}(\tau) = TF^{-1}[\ln(X(f))] \quad (2.2)$$

où $\ln(X)$ correspond au logarithme complexe tel que $\ln(X) = \ln |X| + i \cdot \arg(X)$, $\arg(X)$ étant la version « déballée » de l'argument de X , c'est-à-dire une fonction uniforme reconstituée à partir de sa valeur principale modulo 2π [FOU 92].

On peut remarquer que le cepstre complexe nécessite de débiller au préalable la phase de la fonction de manière à ce qu'elle soit une fonction continue en fréquence. Cette opération peut être difficile (comme par exemple dans le cas d'un signal d'engrènement où la phase varie trop vite) et il est ainsi souvent plus simple d'utiliser le cepstre de puissance ou d'énergie, aussi

appelés « cepstre réel » [RAN 11].

Il convient de remarquer que le cepstre se distingue de l'autocorrélation par l'introduction du logarithme, qui transforme notamment le produit de convolution $x(t) = h(t) * e(t)$ en une addition $\tilde{x}(\tau) = \tilde{h}(\tau) + \tilde{e}(\tau)$. Pour une position donnée d'un capteur, en négligeant le bruit, le cepstre d'un signal accélérométrique est donc la somme du cepstre de la réponse impulsionnelle (qui sera confiné proche de l'origine) et du cepstre de l'excitation. Ceci est notamment évoqué par Randall [RAN 11], qui met en évidence une certaine indépendance du cepstre vis-à-vis de la position du capteur.

2.2.2.2 Analyse modale opérationnelle basée sur le cepstre

Le cepstre du signal mesuré étant la somme du cepstre de l'excitation et de celui de la réponse impulsionnelle, si le cepstre de l'excitation est connu alors celui de la réponse impulsionnelle peut être séparé grâce à une simple soustraction. Dans le contexte aveugle où l'entrée est inconnue, il est nécessaire de traduire des informations supplémentaires pour séparer les deux cepstres.

Une analogie entre les domaines temporel/fréquentiel et fréquentiel/quéffrentiel permet de comprendre la répartition des composantes du signal dans le cepstre [HAN 06]. Un signal temporel qui varie peu a un spectre contenant uniquement des basses fréquences ; la composante continue d'un signal temporel se retrouve en particulier à la fréquence nulle. Par analogie, si l'excitation présente un spectre de fréquence suffisamment plat, large bande, alors son cepstre sera confiné aux basses quéffrences. A l'inverse, un système mécanique qui présentera des résonances et anti-résonances se succédant rapidement aura un cepstre plus riche en quéffrence, se distinguant alors de la plage quéffrentielle occupée par l'excitation. Pour illustrer cela, la figure 2.1 présente le cepstre de la réponse impulsionnelle $h(t)$ et de l'excitation aléatoire $r(t)$, tout deux introduits au chapitre 1 section 1.4.2. On observe que pour l'excitation aléatoire, l'amplitude du cepstre est quasi-nulle pour les quéffrences $\tau > 0$; le cepstre de la somme $h(t) + r(t)$ sera donc dominé par le cepstre de la réponse impulsionnelle pour les quéffrences strictement positives. Il convient de remarquer que l'hypothèse d'excitation blanche en fréquence, à la base des techniques classiques d'AMO, peut être relaxée en une hypothèse de spectre plat, qui donnera un cepstre non nul aux (2, 3, ...) premiers échantillons quéffrentiels (au lieu du seul premier échantillon quéffrentiel pour une excitation blanche). En pratique, ce type d'excitation correspond par exemple à des sources impulsionnelles (tels que les impacts générant le bruit de grenaille) ou aléatoires.

L'idée d'exploiter le cepstre dans le cadre de l'AMO a été développée par Gao et Randall [GAO 96a] [GAO 96b]. Des techniques d'identification (la méthode de Levenberg-Marquardt et la technique Ibrahim Time Domain) ont été adaptées et appliquées sur le cepstre du signal mesuré de façon à extraire les pôles et les zéros de la fonction de transfert, aux portions de quéffrence dominées par le cepstre de la réponse impulsionnelle.

En utilisant les propriétés cyclostationnaires de l'excitation pour identifier le système, Hanson *et al.* [HAN 07a] [HAN 07b] donnent un exemple d'analyse modale expérimentale où l'ex-

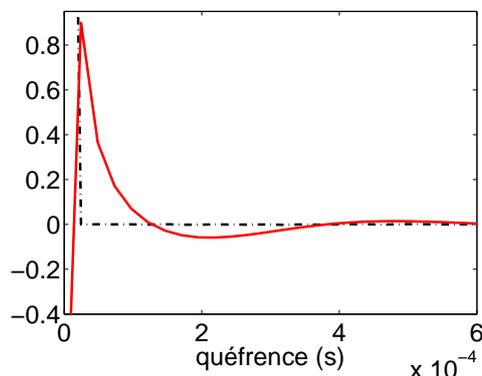


FIGURE 2.1: Cepstres de $r(t)$ (pointillés noirs) et de $h(t)$ (rouge).

plaitation conjointe de la cyclostationnarité et du cepstre permettent de faire une hypothèse moins restrictive que l'excitation blanche et de pouvoir traiter des systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output). En supposant qu'une seule source est cyclostationnaire à la fréquence cyclique α_r , et que donc les densités spectrales cycliques des autres sources et du bruit sont nulles en α_r , le système MIMO est réduit en un système SIMO (Single Input Multiple Output). Les techniques d'identification aveugle sont alors appliquées sur le cepstre cyclique du signal mesuré, défini par :

$$\hat{c}_x^{\alpha_r}(\tau) = TF^{-1}[\ln(S_x^{\alpha_r}(f))] \quad (2.3)$$

où $S_x^{\alpha_r}(f)$ correspond à la densité spectrale cyclique du signal mesuré (se référer au chapitre 3 section 3.2.2 pour la définition des outils de cyclostationnarité).

Les méthodes d'AMO présentées jusqu'ici trouvent des applications sur machines tournantes. Le cepstre a ainsi également été employé par Randall *et al.* [RAN 12] pour supprimer les excitations harmoniques, en pré-traitement des techniques d'OMA, en particulier à l'aide d'un « lifrage » passe-bas exponentiel. Notre intérêt va maintenant porter sur l'application de l'AMO sur des systèmes soumis à des conditions de fonctionnement non-stationnaires, comme notre cas de boîte de vitesses fonctionnant en montée de régime.

2.2.3 Analyse modale opérationnelle en condition non-stationnaire

La méthode présentée à la référence [JAN 06] a été développée pour identifier les résonances de signaux mesurés sur un moteur en montée de régime, en combinant le suivi d'ordre avec l'algorithme PolyMAX. Cette méthode extrait automatiquement les harmoniques les plus énergétiques de l'excitation (les ordres du moteur) en termes d'amplitude et de phase, par méthode de suivi d'ordre. Les fréquences de résonance et amortissements de la structure sont ensuite estimés par application de l'algorithme PolyMAX sur chaque ordre extrait.

Notre objectif est d'estimer, à partir de mesures en régime non-stationnaire, une fonction

de transfert de la boîte de vitesses en fonctionnement. Nous nous intéressons en particulier à l'identification des fréquences de résonance de la structure mais pas à l'obtention des déformées modales. La méthode doit être rapide et facilement adaptable en milieu industriel, ce qui implique notamment une certaine économie d'instrumentation. L'état de l'art a montré l'avantage de l'utilisation du cepstre, qui fait l'hypothèse d'une excitation à spectre plat au lieu de l'hypothèse d'excitation blanche à la base des techniques d'AMO classiques. Dans le cas des boîtes de vitesses, les chocs (périodiques ou non) générant le bruit de grenaille produisent une excitation large bande à spectre plat. Les raies de sirène (la composante déterministe de l'excitation) devront en revanche être supprimées pour ne pas être faussement identifiées comme des résonances du système. Une méthode d'extraction par filtre en peigne dans le domaine des ordres est proposée. La section suivante présente la méthode avec une illustration sur la simulation « fil rouge » introduite au chapitre 1.

2.3 Estimation de fonction de transfert par exploitation des domaines temporels et angulaires

L'objectif de cette section est de présenter une méthode d'estimation de la réponse impulsionnelle $h(t)$ du modèle convolutif introduit au chapitre 1 :

$$x(t) = h(t) * [d(t) + s(t) + r(t)] + b(t)$$

où seul $x(t)$ est supposé connu. Nous sommes donc face à un problème d'identification aveugle d'un système en condition non-stationnaire.

Comme précédemment indiqué au chapitre 1, nous considérons un même transfert pour toutes les excitations. La figure 2.2 donne une représentation schématique de la boîte de vitesses avec la localisation de points d'excitations possibles. Les points d'excitation de la source déterministe $d(t)$ sont localisés au niveau des engrenages chargés et ceux de l'excitation aléatoire $s(t)$ (simulant les cas dits périodiques de grenaille) au niveau des engrenages non engagés. L'excitation aléatoire $r(t)$ simule les autres sources d'excitations aléatoires, trouvant notamment leur origine au niveau de la pignonnerie de la boîte de vitesses (chocs au niveau des systèmes de synchronisation et des fourchettes de changement de vitesse par exemple). Par ce modèle, on suppose que le transfert entre ces points d'excitations et l'accéléromètre positionné sur le carter de boîte est identique quel que soit le point de la source.

2.3.1 Etape 1 : extraction de la partie déterministe de l'excitation $d(t)$

La première étape menant à l'estimation de la fonction de transfert consiste à extraire la partie déterministe de l'excitation afin de se ramener à une hypothèse d'excitation à spectre plat (hypothèse non vérifiée par les raies de sirène).

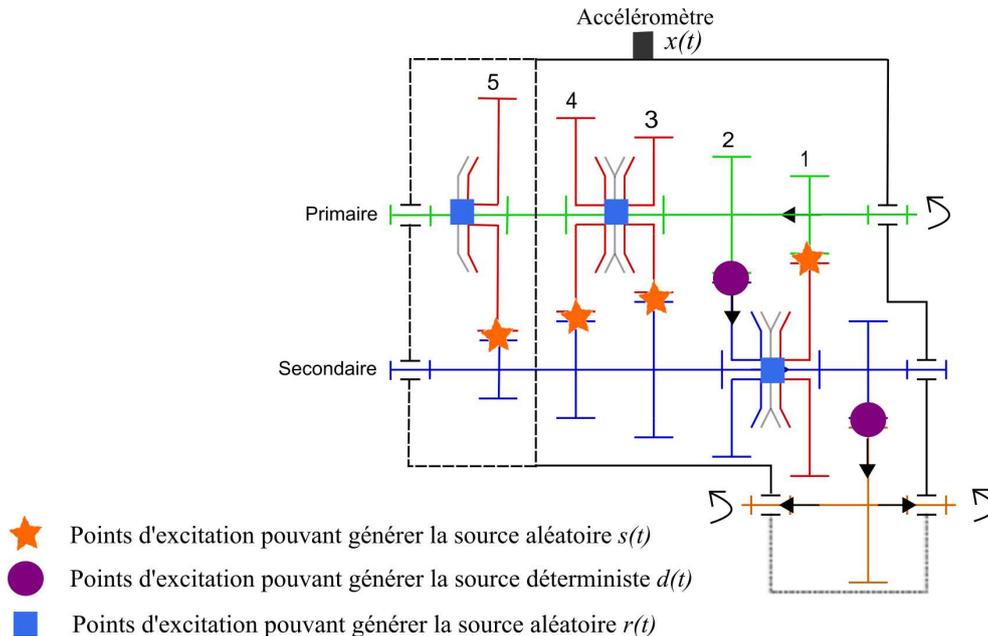


FIGURE 2.2: Représentation schématique de la boîte BE en 2^e rapport engagé, avec indication de quelques points possibles d'excitation des différentes sources.

2.3.1.1 Diagrammes de Campbell

Un diagramme de Campbell représente la réponse spectrale d'un système en fonction de sa vitesse instantanée. Pour un signal vibratoire échantillonné à pas de temps constant le spectre sera exprimé en Hertz, tandis que dans le cas d'un échantillonnage à pas d'angle constant le spectre sera exprimé en nombre d'évènements par tour.

La figure 2.3 (a) présente le diagramme de Campbell en Hertz vs. tr/min du signal $x(t)$ sur la bande $[0 - 6000]$ Hz avec une résolution fréquentielle de 10 Hz et des pas de 8 tr/min. On observe que les composantes des harmoniques d'ordre varient linéairement avec la vitesse de rotation et que la résonance est quant à elle localisée à une fréquence fixe. La présence d'un codeur angulaire de résolution $R = 60$ tops/tr est simulée en entrée de boîte. Cette résolution correspond à la plus petite résolution des codeurs angulaires utilisés pour les validations expérimentales (cf. annexe A) et est également proche des 58 dents (60-2) de la couronne de démarrage montée sur le volant moteur qui pourrait être utilisée pour une application industrielle. La fonction angle/temps (cf. la partie 1.4.3.1 du chapitre 1) est alors connue aux échantillons angulaires $k.2\pi/R$, avec k entier. Afin d'effectuer un ré-échantillonnage angulaire synchronisé sur la rotation de l'arbre primaire en vérifiant la condition de Nyquist-Shannon donnée par l'équation (1.7), la fonction angle/temps est interpolée jusqu'à simuler un codeur de résolution $R_2 = 3576$ tops/tr. Dans tous ces travaux, les interpolations seront réalisées par des splines cubiques, la bibliographie préconisant cette méthode [FYF 97].

On obtient ainsi le signal $x_\theta(\theta)$ échantillonné à pas d'angle constant, dont le diagramme de Campbell (représenté en fréquence d'angle en evt/tr vs. tr/min) est donné à la figure 2.3 (b). On

observe que les composantes harmoniques d'ordre sont maintenant localisées à des fréquences angulaires fixes et que la résonance apparaît sous forme d'hyperbole. Ces observations se démontrent à partir du passage du domaine temporel au domaine angulaire [RÉM 07].

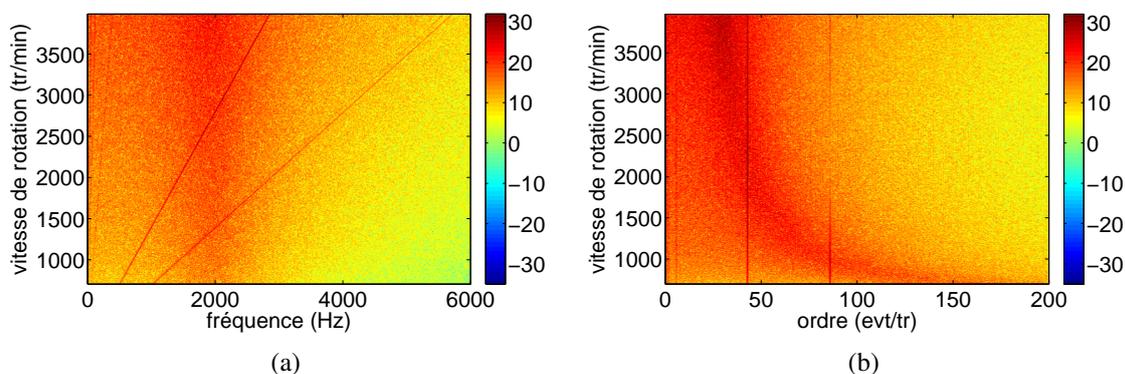


FIGURE 2.3: (a) Diagramme de Campbell en Hz vs. tr/min de $x(t)$. (b) Diagramme de Campbell en evt/tr vs. tr/min de $x_\theta(\theta)$.

2.3.1.2 Filtre en peigne appliqué à l'extraction des sirènes ($d(t)$)

L'observation du diagramme de Campbell du signal ré-échantillonné en angle permet naturellement une extraction d'ordre afin de supprimer les composantes déterministes de l'excitation.

Pour des signaux cyclostationnaires, un filtrage en peigne est équivalent à un moyennage synchrone [ANT 04a], outil classiquement employé pour séparer les composantes déterministes des composantes aléatoires. Comme indiqué à la section 1.4.3.3 du chapitre 1, le signal $x_\theta(\theta)$ n'est pas qualifié de cyclostationnaire mais de cyclo-non-stationnaire. Un moyennage synchrone ne peut donc pas être appliqué ici, en particulier à cause de la modulation d'amplitude engendrée par les conditions de fonctionnement variables. Nous proposons donc un filtre en peigne construit « à la main ».

Le filtre en peigne doit avoir un gain unitaire aux fréquences angulaires $f_\theta = k/\Theta$ (k entier positif), un gain nul en dehors de ces fréquences et une phase nulle. On considère le filtre suivant :

$$H_f(f_\theta) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2\pi \cdot f_\theta \cdot \Theta))^p, \quad p > 1 \quad (2.4)$$

où le paramètre p permet de gérer la sélectivité. L'objectif étant d'extraire la partie déterministe de l'excitation, on prendra $\Theta = 2\pi$, comme introduit dans la simulation des raies de sirènes : on extrait alors les multiples de 1 evt/tr. On remarquera que l'équation (2.4) n'est pas directement équivalente à une moyenne synchrone dans le domaine angulaire, dont la correspondance s'écrirait sous la forme d'une fonction de Dirichlet. La figure 2.4 (a) donne le module et la

phase du filtre $H_f(f_\theta)$ considérés sur la bande $[42,5 - 43,5]$ evt/tr, avec $p = 100$ (la sélectivité p est ici choisie visuellement en observant la largeur des ordres à extraire).

Il convient de remarquer que l'ordre 2 evt/tr étant généré à la fois par les raies de sirène $d(t)$ et par la composante de grenaille $s(t)$ générée par les chocs périodiques, cette dernière composante sera également supprimée par le filtrage en peigne.

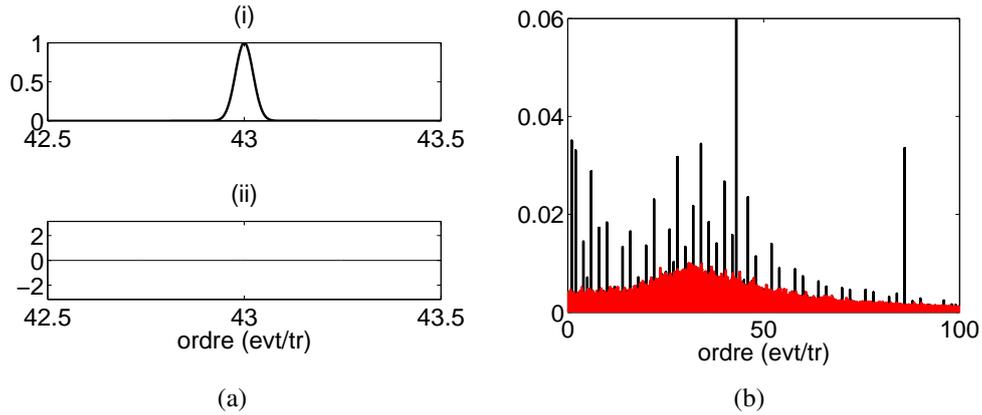


FIGURE 2.4: (a) Module (i) et phase (ii) du filtre en peigne. (b) Spectre en ordre du signal avant (noir) et après (rouge) extraction des ordres.

Notons $X_\theta(f_\theta)$ la transformée de Fourier du signal $x_\theta(\theta)$. Le signal filtré dans le domaine des fréquences angulaires est donné par :

$$F_\theta(f_\theta) = H_f(f_\theta)X_\theta(f_\theta) \quad (2.5)$$

Pour éliminer les ordres multiples de $2\pi/\Theta$ evt/tr, on calcule $X_\theta^f(f_\theta)$ tel que :

$$X_\theta^f(f_\theta) = X_\theta(f_\theta) - F_\theta(f_\theta)$$

Après transformée de Fourier inverse pour obtenir le signal filtré en angle puis passage dans le domaine temporel, on accède au signal

$$x_f(t) \simeq h(t) * r(t) + b(t) \quad (2.6)$$

L'équation (2.6) n'est pas réellement une égalité car l'extraction des ordres conduit également à la suppression d'une partie de la réponse du système, lorsqu'il y a concordance entre un ordre et une fréquence de résonance, et à une suppression du bruit.

Une méthode similaire de suppression d'excitation harmoniques par passage dans le domaine des ordres est présentée par Groover et al. [GRO 05] avec une application sur machine tournante en régime stabilisé. Il est notamment mentionné que mettre à zéro l'amplitude des ordres à supprimer est problématique si une fréquence de résonance est localisée très proche

d'un harmonique à extraire. Dans notre cas, nous considérons que la variation de vitesse de rotation est suffisamment grande pour négliger cet aspect et aucun bruit n'est rajouté pour compenser la mise à zéro des ordres extraits. En effet, comme mentionné précédemment, les phénomènes de résonance mécanique sont étalés dans le domaine des ordres tandis que le filtre en peigne est appliqué pour supprimer des composantes discrètes.

La figure 2.4 (b) donne une comparaison du spectre en ordre du signal avant et après application du filtre en peigne et valide ainsi l'extraction des composantes harmoniques de l'excitation.

2.3.2 Etape 2 : identification aveugle de $h(t)$

L'étape suivante consiste à identifier la réponse impulsionnelle du système et a fortiori à accéder à sa fonction de transfert. Sa connaissance est en particulier utile pour identifier les résonances de la structure, estimer ses amortissements (supposés modaux) ou encore alimenter et valider des modèles numériques.

2.3.2.1 Estimation du module $|H(f)|$

Suite à l'état de l'art réalisé sur les techniques d'identification aveugle, nous choisissons d'utiliser le cepstre [HAN 06]. Différentes composantes d'un signal peuvent être utilement localisées dans le cepstre :

- le premier échantillon du cepstre contient la partie blanche du signal (tout comme l'auto-corrélation d'un bruit blanc qui aura l'essentiel de son énergie confinée à l'origine),
- une excitation large bande à spectre plat est localisée sur les premières quéfrences, proche de l'origine,
- le cepstre d'un signal composé d'harmoniques contient des pics sur une large bande de quéfrence et fait ressortir leur périodicité,
- la réponse impulsionnelle d'un système se retrouve dans les basses quéfrences,
- le bruit est distribué sur l'ensemble des quéfrences.

La première étape présentée à la section 2.3.1 a permis d'extraire les parties harmoniques de l'excitation et d'obtenir une estimation de $x_f(t) = h(t) * r(t) + b(t)$. Son cepstre $\tilde{x}_f(\tau)$ est donné en figure 2.5.

En mettant à 0 le premier échantillon du cepstre de $x_f(t)$ (qui correspond à l'excitation aléatoire $r(t)$) et en lissant par fenêtrage les quéfrences ne contenant que du bruit (ici estimées au-delà des 300 premiers échantillons environ), on obtient une estimation du cepstre de la réponse impulsionnelle. Le liftrage est ici réalisé avec une fenêtre plate sur les 150 premiers échantillons puis une demi fenêtrage de Hanning sur les 150 échantillons suivants. Un liftrage avec une exponentielle décroissante pourrait également être appliqué [RAN 12].

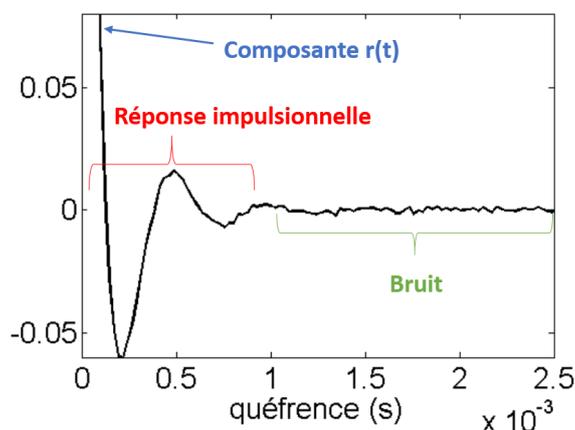


FIGURE 2.5: Cepstre de $x_f(t)$.

Par définition du cepstre de puissance (équation (2.1)), le module de la fonction de transfert est estimé par :

$$|H(f)| = e^{TF[\tilde{h}(\tau)]} \quad (2.7)$$

La figure 2.6 (a) donne une comparaison du module théorique de la fonction de transfert considérée avec celui obtenu par la méthode du cepstre en considérant d'une part un système sans ajout de bruit additif ($b(t) = 0$) et d'autre part avec prise en compte du bruit additif avec un rapport signal à bruit de 20 dB. Les trois modules sont normalisés à énergie unitaire et représentés sur la bande de fréquence $[0 - f_e/2]$ Hz.

Dans le cas de l'estimation sur le système non bruité, on observe que le module est très bien estimé sur l'ensemble de la bande fréquentielle : la fréquence de résonance est bien identifiée et les niveaux d'amplitude sont bien retrouvés. Dans le cas où on considère le bruit additif $b(t)$, la fréquence de résonance est bien identifiée mais les amplitudes sont moins bien retrouvées au delà de 5000 Hz, avec par exemple un écart d'environ 4 dB à 10000 Hz. Cette observation semble d'être due au fait qu'on considère un système avec une unique résonance localisée à 1968 Hz, ce qui implique qu'en haute fréquence le spectre du signal $x_f(t)$ n'est pratiquement dû qu'au bruit large bande $b(t)$. La figure 2.6 (b) considère un cas de fréquence de résonance à 6968 Hz. On observe que l'estimation sur la simulation avec $b(t)$ est améliorée, les amplitudes sont mieux retrouvées. On remarquera en revanche que le module estimé reste plus bruité que le module théorique car les basses fréquences conservées après filtrage passe-bas contiennent également du bruit, elles ne contiennent pas uniquement la réponse impulsionnelle.

Pour l'application industrielle d'intérêt, les modes propres des boîtes de vitesses étant assez nombreux sur une large bande fréquentielle, nous nous considérons en situation favorable par rapport au bruit additif.

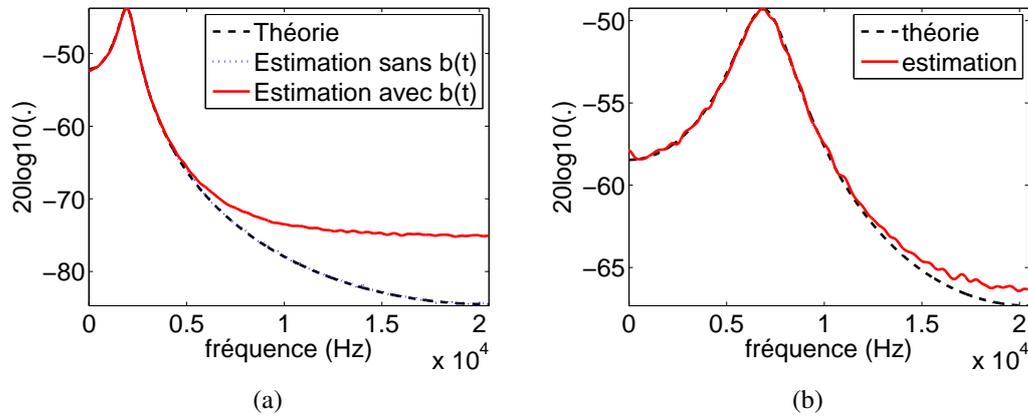


FIGURE 2.6: Comparaison du module théorique (tirets noirs) avec le module estimé pour un cas sans bruit additif (pointillés bleus) et un cas de rapport signal à bruit de 20 dB (courbes rouges) pour un système avec une unique résonance à 1968 Hz (a) puis à 6968 Hz (b). Les modules sont normalisés à énergie unitaire.

2.3.2.2 Estimation de la phase $\phi(f)$

A partir de la connaissance du module et en l'absence d'autres informations utiles, l'estimation de la phase peut se faire en exploitant l'hypothèse de système à minimum de phase¹.

A temps continu, le système introduit au chapitre 1 (page 30) est par construction à minimum de phase, c'est-à-dire que sa réponse impulsionnelle et son inverse sont causaux et stables. Pour conserver un système à phase minimale après discrétisation de $h(t)$ en $h[n]$, il convient de décaler d'un échantillon $h[n]$ et de mettre à 0 le dernier échantillon. Un tel système n'est alors plus physique car une discontinuité est créée en $n = 0$, mais il permet de tester et expliquer correctement la méthode proposée dans ce chapitre.

Par construction, le système considéré ici est donc à minimum de phase. Nous supposons par la suite que nos systèmes mécaniques d'intérêt peuvent être considérés à minimum de phase, hypothèse assez classique et entre autres proposée dans les références [GAO 96b] et [HAN 06].

Cela implique que la phase de la fonction de transfert $\phi(f)$ est reliée à son module par transformée de Hilbert [OPP 75] :

$$\phi(f) = TH[\ln |H(f)|] \quad (2.8)$$

Les figures 2.7 (a) et (b) donnent une comparaison de la phase théorique (courbe noire) du système considéré avec celle obtenue par la méthode du cepstre en considérant d'une part un système sans ajout de bruit additif ($b(t) = 0$) et d'autre part avec prise en compte du bruit additif

1. Un système est dit à minimum de phase si sa réponse impulsionnelle et son inverse sont causaux et stables.

avec un rapport signal à bruit de 20 dB. Comme pour l'estimation du module, l'estimation de la phase dans le cas du système avec $f_0 = 1968$ Hz (figure (a)) est bonne dans le cas non bruité alors qu'elle est mal reconstruite au delà d'environ 3000 Hz lorsque du bruit additif est considéré. Lorsque la fréquence est décalée vers les hautes fréquences (ici à $f_0 = 6968$ Hz, figure (b)), l'estimation avec prise en compte du bruit additif est améliorée et la phase est alors estimée correctement bien que plus bruitée.

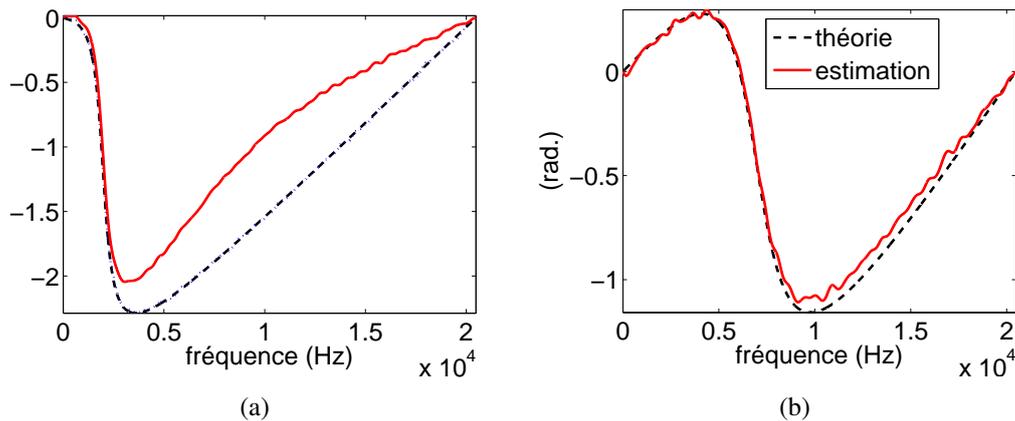


FIGURE 2.7: Comparaison de la phase théorique (tirets noirs) avec la phase estimée pour un cas sans bruit additif (pointillés bleus) et un cas de rapport signal à bruit de 20 dB (courbes rouges) pour un système avec une résonance à 1968 Hz (a) et à 6968 Hz (b). Les modules sont normalisés à énergie unitaire.

Par transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert ainsi estimée en module puis en phase, on obtient la réponse impulsionnelle identifiée par la méthode du cepstre (figure 2.8).

Cette étape d'identification aveugle permet donc d'estimer correctement le module et la phase de la fonction de transfert à partir des excitations aléatoires que génèrent les chocs – notamment dans les cas de grenaille chaotique. Cette fonction de transfert peut alors être utilisée pour connaître des résonances et amortissements de la structure et, à partir de ces éléments, pour blanchir le signal en éliminant la contribution de $h(t)$.

2.3.3 Remarques sur l'estimation de $H(f)$

Avant de passer à l'étape du blanchiment, nous allons observer l'influence de l'étape d'extraction des harmoniques d'ordre et d'un ajout de bruit à la vitesse de rotation instantanée simulée.

2.3.3.1 Influence de l'extraction des harmoniques d'ordre

L'état de l'art réalisé sur les techniques d'AMO en conditions de fonctionnement stationnaires mentionne la nécessité de supprimer au préalable les excitations déterministes afin de ne

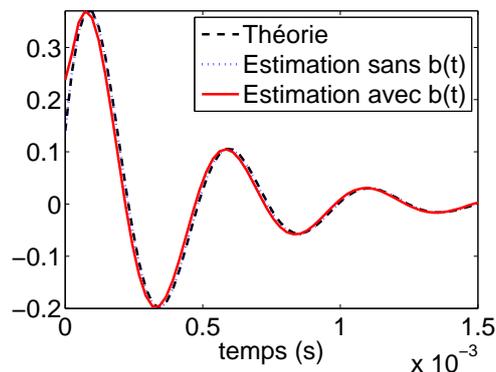


FIGURE 2.8: Comparaison de la réponse impulsionnelle théorique (tirets noirs) avec celle estimée pour un cas sans bruit additif (pointillés bleus) et un cas de rapport signal à bruit de 20 dB (courbe rouge) pour un système avec une résonance à 1968 Hz. Les réponses impulsionnelles sont normalisées à énergie unitaire.

pas identifier faussement des résonances liées à ces excitations. Dans le cas de fonctionnement non-stationnaire, et en particulier dans notre cas de montée en régime, la partie déterministe (les raies de sirène) balaye une large plage fréquentielle (cf. figures 1.19 ou 2.3 (a)), elles ne sont pas localisées à des fréquences fixes en Hertz comme dans le cas stationnaire. Nous souhaitons donc voir si la suppression des ordres est tout de même nécessaire ou s'ils peuvent ici être considérés comme des excitations large bande.

La méthode est donc appliquée sans extraire au préalable les ordres, c'est-à-dire sans appliquer la première étape. Le module et la phase ainsi obtenus sont comparés à la figure 2.9 à ceux du modèle théorique et à ceux obtenus avec l'étape 1, pour le cas du système avec $f_0 = 6968$ Hz et en considérant le bruit additif. On observe que l'estimation du module et de la phase n'est pas correcte, des résonances artificielles de la structure sont rajoutées. Ceci confirme bien que les harmoniques d'ordre, même si les variations de fonctionnement leur font balayer la bande de fréquences d'intérêt, ne peuvent pas être considérés comme une excitation blanche. En effet, contrairement à une excitation large bande, les ordres n'excitent pas simultanément toutes les fréquences.

2.3.3.2 Influence de la dégradation de la vitesse de rotation instantanée

Lors des expérimentations, nous avons pu constater du bruit sur les signaux provenant des codeurs angulaires. Pour observer son influence sur l'estimation de la fonction de transfert, nous ajoutons ici à la vitesse de rotation $\theta(t)$ un bruit blanc représentatif de nos observations expérimentales, simulé par une loi normale centrée d'écart type 0,1 (figure 2.10 (a)). La figure 2.10 (b) montre que l'influence sur l'estimation de $|H(f)|$ est négligeable, les différences d'amplitude sont inférieures à 0,5 dB. L'information de vitesse est utilisée une première fois pour passer dans le domaine angulaire afin d'extraire les ordres, puis lors du retour dans le domaine temporel. Ces deux étapes faisant intervenir cette vitesse sont donc suffisamment

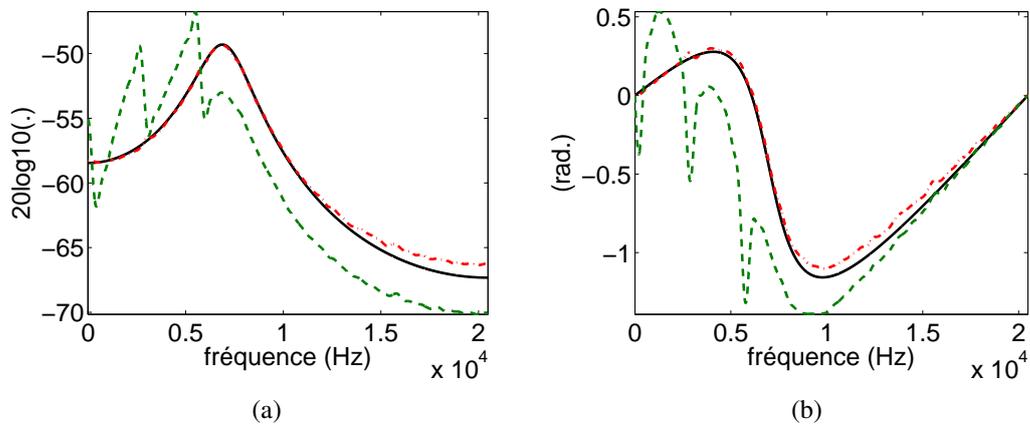


FIGURE 2.9: Comparaison du module (a) et de la phase (b) de la fonction de transfert théorique (noir) et estimée avec (pointillés rouges) et sans (tirets verts) extraction des harmoniques d'ordres. Les modules sont normalisés à énergie unitaire.

robustes pour que l'influence du bruit observé lors des essais ne perturbe pas l'estimation de la fonction de transfert.

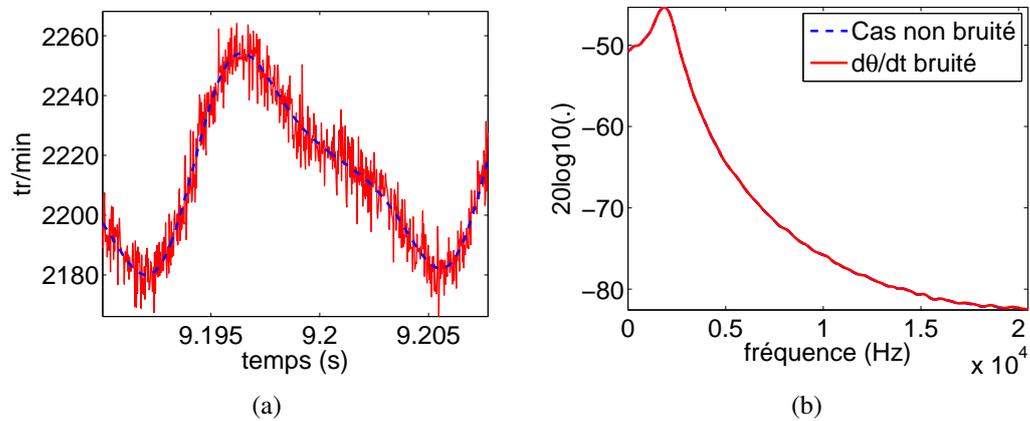


FIGURE 2.10: (a) Vitesse angulaire instantanée non bruitée (tirets bleus) et bruitée (rouge). (b) Comparaison de $|H(f)|$ estimé dans le cas de la vitesse angulaire non bruitée (tirets bleus) et bruitée (rouge).

Remarque : Pour l'illustration de la méthode nous avons considéré une loi de vitesse représentative des montées en régime appliquées lors des tests des boîtes de vitesses. Cette méthode n'est cependant pas limitée à un tel cas. A la référence [BAU 13] la méthode est par exemple appliquée pour une loi de vitesse de la forme $\hat{\theta} = A \sin(2\pi f_0 t) + Bt + C$.

2.3.4 Etape 3 : Blanchiment

Le diagramme de Campbell présenté à la figure 2.3 (a) montre que l'on peut envisager deux types de blanchiment, d'égalisation :

- un selon le transfert de la structure (égalisation selon l'axe des fréquences),
- un selon l'axe de la vitesse de rotation.

Ces blanchiments font appel à l'hypothèse implicite que l'on peut séparer les composantes dépendantes de la fréquence de celles dépendantes de la vitesse de rotation.

2.3.4.1 Blanchiment avec $H(f)$

L'estimation de $H(f)$ permet de blanchir le signal, ce qui consiste à annuler l'influence du transfert (résonant) dans le signal.

Le filtre inverse $H^{-1} = \frac{1}{H}$ est classiquement utilisé. Par construction, ce filtre est stable et causal en raison de l'hypothèse de système à minimum de phase. Un tel filtre a de grandes valeurs lorsque $|H(f)|$ a des valeurs proches de 0, donc en particuliers aux extremums basses et hautes fréquences, ce qui a pour effet néfaste d'amplifier ces composantes fréquentielles dans le signal blanchi. Une alternative serait d'utiliser un filtre inverse régularisé [MAR 04] :

$$H^{inv} = \frac{H^*}{|H|^2 + f_b} \quad (2.9)$$

où f_b est un facteur de bruit qui permet de compenser les inégalités d'amplification sur l'ensemble de la bande fréquentielle. En contrepartie un tel filtre n'est pas causal en général.

La figure 2.11 présente le diagramme de Campbell du signal $x_b(t) = x(t) * h^{-1}(t)$ blanchi avec le filtre inverse classique. Les résultats sont représentés jusqu'à 6000 Hz, ce qui correspond environ à la limite d'identification correcte de la fonction de transfert dans le cas bruité (cf partie 2.3.2). En comparaison avec la figure 2.3 (a), une bonne égalisation est observée sur toute cette bande fréquentielle, la résonance du système a bien été annulée. Dans ce cas-ci l'amplification des basses fréquences par le filtre inverse classique n'est pas significative et l'utilisation d'un filtre inverse régularisé n'apporte pas d'amélioration visible.

Cette étape de blanchiment permet d'obtenir une estimation des composantes de l'excitation.

2.3.4.2 Discussion sur l'égalisation de l'amplitude

Dans le cas des signaux non-stationnaires l'amplitude des vibrations varie avec la vitesse. Ces modulations d'amplitude peuvent être à la fois liées à des variations dans l'excitation et dans le transfert. Dans ce modèle une variation proportionnelle avec la vitesse est considérée et appliquée à l'excitation (aux composantes $d(t)$, $s(t)$ et $r(t)$). A la référence [ABB 14b], Abboud *et al.* proposent un blanchiment de l'axe fréquentiel combiné à une égalisation de l'énergie compensant les variations de vitesse de rotation, en vue d'améliorer l'analyse d'enveloppe pour le

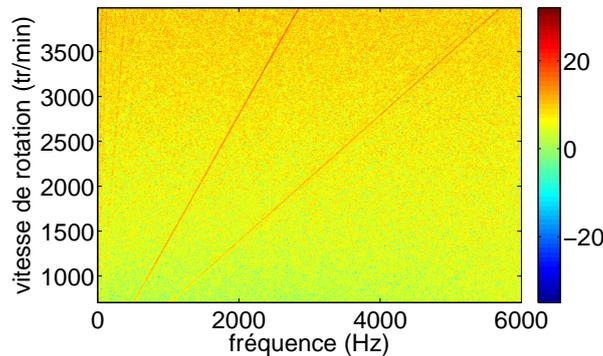


FIGURE 2.11: Diagramme de Campbell du signal blanchi $x_b(t) = x(t) * h^{-1}(t)$.

diagnostic des roulements. La possibilité de « blanchiment » du signal du point de vue de la vitesse ne sera pas investiguée dans ce travail mais concernera une des perspectives de l'étude. La modulation d'amplitude, caractéristique des signaux cyclo-non-stationnaires, sera en revanche discutée au chapitre 3.

2.4 Identification aveugle de la fonction de transfert d'une boîte de vitesses en fonctionnement

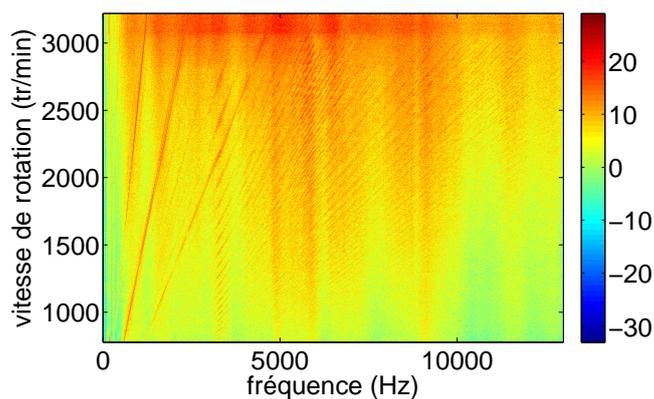
La méthode d'identification aveugle de la fonction de transfert en contexte non-stationnaire est maintenant appliquée à un signal vibratoire mesuré sur une boîte de vitesses automobile.

2.4.1 Configuration des essais

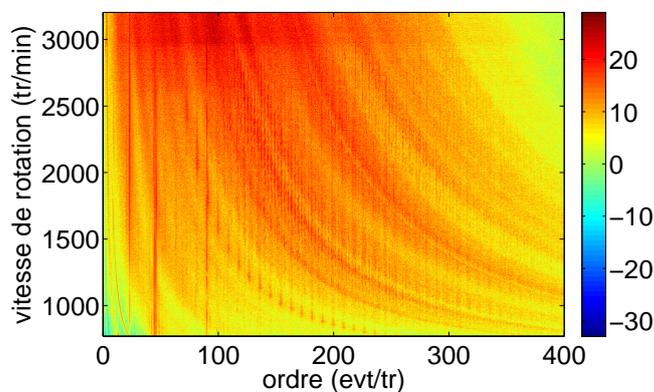
Le banc d'essais utilisé, permettant une sollicitation en acyclisme, a été présenté à la section 1.3.3.1. L'application de la méthode est ici présentée sur une boîte BE du groupe PSA, dont le détail de la campagne d'essais réalisée est donné en annexe A, section A.2. L'application de la méthode sera ici présentée sur une mesure avec un désalignement du joint de Cardan de 3° , le 4^e rapport de boîte engagé, avec application d'une rampe de vitesse de 750 tr/min à 3200 tr/min en 30 s et un couple en sortie de 200 Nm. On considère le signal vibratoire de l'accéléromètre positionné sur la face supérieure du carter de boîte, dont la plage de fréquence s'étend de 0,5 à 10000 Hz avec une précision sur la sensibilité de $\pm 5\%$. Pour estimer la vitesse angulaire instantanée, on acquiert le signal analogique du codeur angulaire de résolution 60 tops/tr positionné sur l'arbre du banc entre le moteur électrique et la boîte de vitesses. Les signaux de l'accéléromètre et du codeur angulaire sont échantillonnés à $f_e = 40960$ Hz, après filtrage anti-repliement à 13889 Hz. Toutes ces conditions satisfont les contraintes évoquées précédemment, en particulier sur l'échantillonnage.

2.4.2 Résultats expérimentaux

La figure 2.12 (a) présente le diagramme de Campbell du signal accélérométrique mesuré. Les harmoniques d'ordre augmentent linéairement avec la vitesse et les résonances de la structure sont localisées à des fréquences constantes. Après ré-échantillonnage angulaire les harmoniques d'ordre sont localisés à des fréquences d'angle constantes et les résonances de la structure apparaissent sous forme d'hyperboles (figure 2.12 (b)).



(a)



(b)

FIGURE 2.12: (a) Diagramme de Campbell en Hz vs. tr/min de $x(t)$ mesuré. (b) Diagramme de Campbell en evt/tr vs. tr/min de $x_\theta(\theta)$, après ré-échantillonnage angulaire de $x(t)$.

La méthode présentée à la section précédente est appliquée sur le signal mesuré $x(t)$ supposé de la forme suivante :

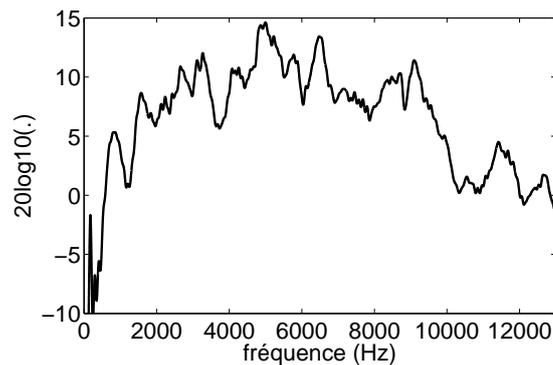
$$x(t) = h(t) * [d(t) + s(t) + r(t)] + b(t) \quad (2.10)$$

L'extraction des harmoniques d'ordre est effectuée avec un filtre en peigne (éq. (2.4)) afin d'extraire tous les ordres les plus énergétiques, c'est-à-dire en particulier ici tous les multiples

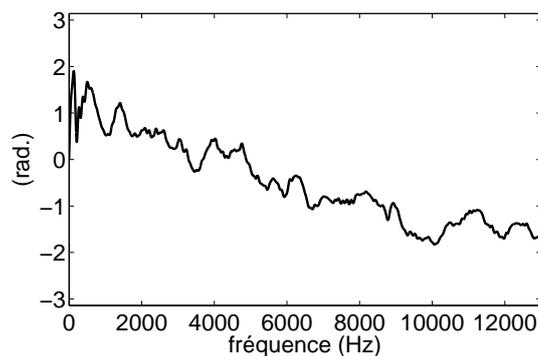
du rapport de réduction et certains ordres entiers d'évènement par tour. La sélectivité du filtre est choisie visuellement, donnant la valeur $p = 100$.

Après cette extraction de la composante déterministe $d(t)$ et de la composante périodique de la grenaille $s(t)$, un signal SISO (Single Input Single Output) est considéré, en supposant $r(t)$ une excitation large bande à spectre plat. De plus on suppose que la charge est constante et donc que le transfert mécanique $h(t)$ est le même pour l'ensemble de la durée de la mesure, indépendamment de la vitesse de rotation. Ces hypothèses seront discutées dans les paragraphes suivants.

La figure 2.13 présente le module et la phase de la fonction de transfert $H(f)$ estimée. La figure 2.14 donne une comparaison des diagrammes de Campbell du signal mesuré (a) puis blanchi avec $H(f)$ (b). Les composantes basses fréquences sont amplifiées par le filtre inverse utilisé comme mentionné à la section 2.3.4.1. Il subsiste des résidus mais une grande partie des résonances est bien supprimée avec le blanchiment, ce qui permettra bien de séparer sources d'excitation et transferts mécaniques au niveau des interprétations physiques.



(a)



(b)

FIGURE 2.13: (a) Module et (b) phase de la fonction de transfert $H(f)$ estimée.

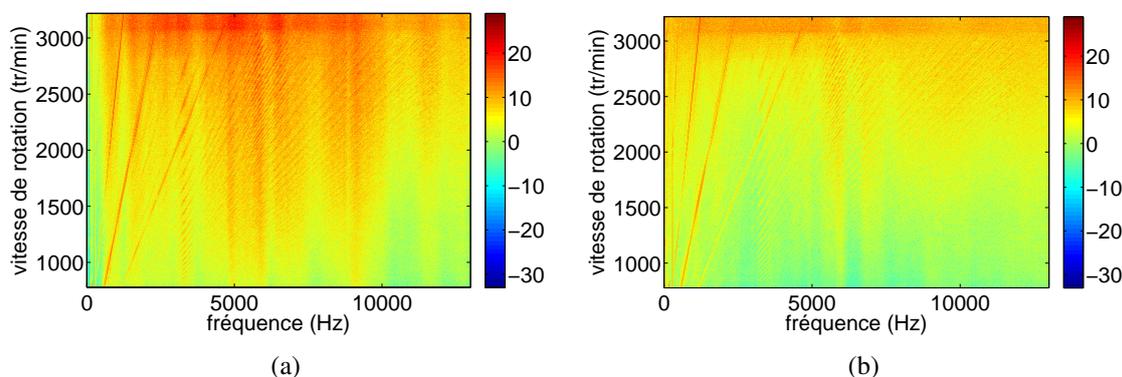


FIGURE 2.14: (a) Diagramme de Campbell en Hz vs. tr/min de $x(t)$ mesuré. (b) Même représentation après blanchiment avec $H(f)$ estimé.

2.4.3 Discussion - limites de la méthode

Après l'observation des résultats sur signaux réels, nous allons maintenant nous concentrer sur les limites de la méthode proposée.

2.4.3.1 Itération de la méthode

Une idée pour annuler les résidus liés au transfert après le premier blanchiment pourrait être d'itérer la méthode. La figure 2.15 présente une comparaison des cepstres du signal mesuré et du signal blanchi, tous deux après extraction des harmoniques d'ordre. Sur le cepstre du signal initial on observe des oscillations en basse fréquence qui correspondent aux échantillons utilisés pour estimer le module de la fonction de transfert. Sur le cepstre du signal blanchi ces oscillations ne sont plus présentes, le cepstre est quasiment plat en basse fréquence : la méthode d'identification aveugle ne peut donc pas être itérée.

La méthode ne pouvant être itérée, les résidus de résonance de structure présents après blanchiment pourraient être attribués à la simplicité du modèle considéré où une excitation est convoluée à une unique réponse impulsionnelle : en réalité dans une boîte de vitesses on a toujours plusieurs points d'excitation même pour une unique sortie. L'hypothèse SISO n'est donc pas suffisante pour correctement modéliser le système et un signal MISO (Multiple Input Single Output) de la forme $x(t) = \sum_i h_i(t) * r_i(t)$ devrait plutôt être considéré (après application du filtre en peigne). Une perspective à ce travail serait donc d'étendre cette approche à un tel système.

2.4.3.2 Influence observable de la vitesse de rotation sur l'estimation de $|H(f)|$

Pour observer l'influence de la vitesse de rotation, le module $|H(f)|$ est estimé sur deux portions du signal de la montée en régime, de 770 à 1570 tr/min puis de 2400 à 3200 tr/min (figure 2.16). Sur les fréquences inférieures à 500 Hz, les oscillations observées indiquent que

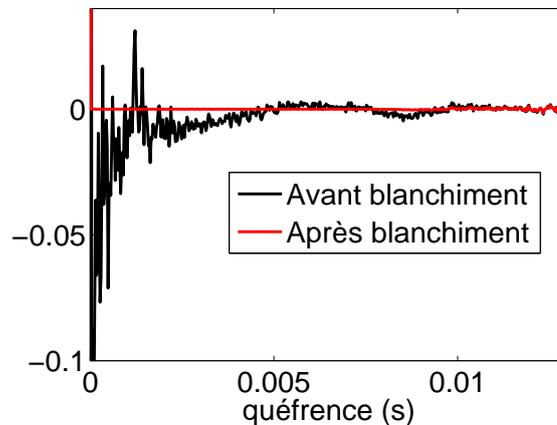


FIGURE 2.15: Comparaison des cepstres avant (noir) et après (rouge) blanchiment par la fonction de transfert estimée (et pour les deux cas, après extraction des harmoniques d'ordre).

l'estimation de $H(f)$ ne semble pas exploitable en basse fréquence. Au-delà de 500 Hz, seules deux résonances à 3290 Hz et 4860 Hz sont identifiées sur les deux portions considérées, sinon les observations diffèrent. Globalement l'estimation sur la fin de la montée en régime permet de mettre en évidence plus de modes, seul celui à 5870 Hz est mieux détectable sur le début du signal. Les écarts d'amplitude atteignent jusqu'à 5 dB autour de 2800 Hz. Ces écarts observés peuvent être attribués d'une part à une dépendance de la réponse impulsionnelle à la vitesse de rotation, qui pourrait alors s'écrire $h(t, \dot{\theta})$, ainsi qu'à des variations dans l'excitation, qui ne semble pas homogène sur l'ensemble de la montée en régime. L'estimation sur le signal complet, superposée sur la figure 2.16, est proche de l'estimation sur la fin de la montée en régime. L'énergie étant plus importante en fin de montée en régime, il est en effet cohérent que l'estimation de $H(f)$ soit plus représentative dans les hauts régimes.

2.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté une nouvelle méthode de séparation des composantes de l'excitation et du transfert basée sur l'exploitation des domaines temporels et angulaires pour des signaux non-stationnaires. Une méthode d'identification aveugle par le cepstre est appliquée. Il est par ailleurs montré que la partie déterministe de l'excitation ne peut pas être considérée comme une excitation blanche ou large bande même dans des cas sévères de non-stationnarité, ce qui motive l'utilisation des méthodes plus spécifiques proposées ici.

Cette approche permet d'estimer rapidement la fonction de transfert globale d'un système et d'accéder ainsi aux fréquences de résonance, utiles par exemple dans notre travail pour l'interprétation des sorties des outils de détection de la grenaille (cf. chapitres 3 et 4). Un blanchiment du signal par cette fonction de transfert pourrait de plus servir de pré-traitement des signaux. La démarche a été appliquée avec satisfaction sur la boîte de vitesses en

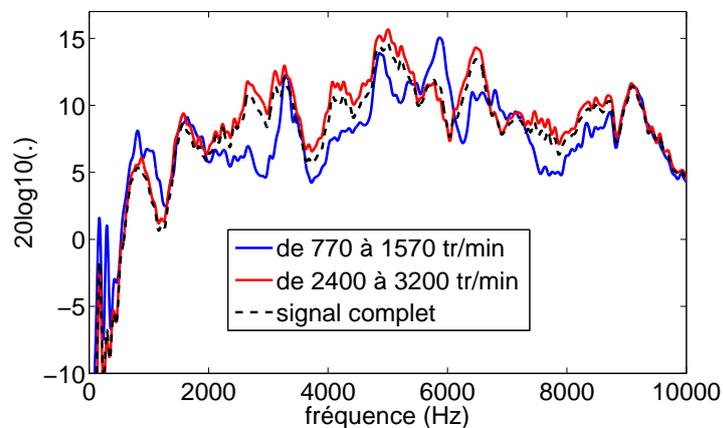


FIGURE 2.16: Comparaison du module de la fonction de transfert estimée sur 2 portions de signal (bleu : 770 à 1570 tr/min, rouge : 2400 à 3200 tr/min) et sur le signal complet (tirets noir).

fonctionnement, cas pratique et proche de l'application industrielle. En suite à cette étude il pourrait être intéressant d'appliquer la méthode de Janssens *et al.* [JAN 06], où les fréquences et amortissements sont estimés à partir des harmoniques d'ordre extraits (correspondant ici aux raies de sirènes), afin de comparer avec notre méthode d'identification à partir de la composante aléatoire de l'excitation.

Les limites de la méthode proposée ont été discutées à partir des résultats expérimentaux. Pour avoir une estimation plus fine du transfert on pourrait tout d'abord appliquer l'estimation sur des portions successives de signal. Ces portions ne peuvent cependant pas être trop fines pour garantir un effet négligeable du filtre en peigne sur l'estimation de $H(f)$. Les croisements fréquentiels de $d(t)$ et des résonances de la structure peuvent par exemple être contrôlés visuellement à l'aide des diagrammes de Campbell. L'estimation pourrait d'autre part être améliorée en considérant un système soumis à plusieurs excitations convoluées à plusieurs transferts. Développer une méthode MISO prenant en compte un tel système constitue une perspective de ce travail. Des perspectives et améliorations de cette méthode concernent de plus l'étude d'autres hypothèses pour l'estimation de la phase, qui est un problème récurrent en mécanique, et l'égalisation de l'amplitude des signaux vibratoires par rapport à la vitesse de rotation. Cette modulation d'amplitude est une caractéristique des signaux cyclo-non-stationnaires, au cœur du chapitre suivant.

Chapitre 3

Cyclostationnarité angle/temps

Les signaux mesurables sur des boîtes de vitesses en montée de régime appartiennent à la classe des signaux cyclo-non-stationnaires.

Sous certaines hypothèses, les propriétés de l'analyse cyclostationnaire peuvent être étendues pour l'analyse de tels signaux, en définissant une nouvelle classe de processus qualifiés de cyclostationnaires angle/temps.

La cohérence spectrale ordre/fréquence, outil d'ordre 2, est exploitée dans ce chapitre afin de proposer un indicateur de détection et de sévérité du bruit de grenaille.

Sommaire

3.1	Introduction	65
3.2	Positionnement du problème : de la cyclostationnarité à la cyclo-non-stationnarité	66
3.2.1	Cyclostationnarité : définitions	66
3.2.2	Estimateurs cyclostationnaires	68
3.2.3	Intérêt d'une approche angle/temps	72
3.2.4	Signaux cyclo-non-stationnaires	75
3.3	Apport de solutions à l'analyse cyclo-non-stationnaire par approche angle/temps	76
3.3.1	Cas particulier : les signaux cyclostationnaires angle/temps	77
3.3.2	Adaptation de l'estimateur de Welch	79
3.3.3	Limites du cadre cyclostationnaire angle/temps	81
3.4	Validation de l'approche et application à la détection du bruit de grenaille	82
3.4.1	Validation sur simulation	82
3.4.2	Application à la détection du bruit de grenaille	85
3.5	Conclusion	92

3.1 Introduction

Les machines tournantes telles que les boîtes de vitesses sont des mécanismes à géométrie périodique en rotation, qui par construction évoluent cycliquement et produisent ainsi des processus potentiellement cyclostationnaires. L'analyse cyclostationnaire consiste à exploiter l'évolution périodique des paramètres statistiques d'un signal, par exemple vibratoire, sous l'hypothèse de conditions de régime stabilisé. En pratique, cette restriction n'est pas compatible avec l'analyse de signaux issus de systèmes soumis à des conditions aléatoires de fonctionnement (telles que les éoliennes par exemple) ou à des systèmes volontairement soumis à des conditions non-stationnaires (telles que les motorisations d'automobiles) et on parle alors de processus cyclo-non-stationnaires.

L'objectif de ce chapitre est de présenter une approche récemment proposée pour étendre le concept cyclostationnaire à des signaux en régime non-stationnaire, dans le but d'établir un indicateur de détection et de sévérité du bruit de grenaille. Cette approche se fonde sur la prise en compte conjointe des phénomènes cycliques liés à la variable angulaire et des phénomènes porteurs liés à la variable temporelle. Le bruit de grenaille (ou du moins le cas dit périodique du bruit de grenaille) est un exemple de signal pouvant être qualifié de « cyclostationnaire angle/temps » : étant généré par des chocs au niveau des dentures des engrenages il est de nature impulsionnelle en temps, et l'apparition des chocs étant liée à la rotation de l'arbre d'entrée de la boîte de vitesses, il est cyclique en angle. Cette nouvelle classe de « cyclostationnarité angle/temps » permet d'étendre les propriétés de la classe « cyclostationnaire » à des signaux aujourd'hui difficilement analysables et inclus dans la classe des signaux « cyclo-non-stationnaires ».

La première partie de ce chapitre est consacrée à la problématique de la dualité des domaines temporels et angulaires. Un état de l'art de l'analyse cyclostationnaire est proposé : les limites des approches temporelles et angulaires sont alors mises en évidence.

Une approche considérant une exploitation conjointe des domaines temporels et angulaires est proposée dans une deuxième partie, permettant d'analyser certains signaux cyclo-non-stationnaires qui manquent actuellement d'outils d'analyse. La corrélation spectrale ordre/fréquence, nécessitant une estimation de la vitesse angulaire instantanée, permet ainsi de caractériser les phénomènes cycliques en nombre d'évènement par tour et les phénomènes porteurs en Hertz.

L'extension de l'estimateur de Welch est validée dans la troisième partie, par comparaison, pour un cas de régime stabilisé, avec l'estimateur de la corrélation spectrale largement utilisé en analyse cyclostationnaire. Un indicateur de détection du bruit de grenaille, basé sur la cohérence spectrale estimée aux multiples de l'ordre 2 evt/tr, est proposé. Son intérêt est démontré sur la simulation d'un signal vibratoire d'une boîte de vitesses en fonctionnement, introduite au chapitre 1.

3.2 Positionnement du problème : de la cyclostationnarité à la cyclo-non-stationnarité

Cette partie a pour objectif de mettre en évidence le manque de méthode d'analyse permettant de conserver à la fois l'information temporelle et l'information angulaire des processus stochastiques.

3.2.1 Cyclostationnarité : définitions

La description et l'analyse des processus stochastiques (ou aléatoires) passent par la définition d'outils statistiques. Les processus stationnaires sont les plus évidents à décrire, puisque leurs propriétés statistiques sont indépendantes du temps. Benett [BEN 58] a introduit à la fin des années 1950 les processus cyclostationnaires (CS), qui appartiennent à la classe plus large des processus non-stationnaires, mais possèdent en plus des propriétés invariantes par translation d'un cycle. Les premières applications de la cyclostationnarité ont été réalisées dans le domaine des télécommunications en particulier par Gardner [GAR 90]. Ce concept a notamment été utilisé pour la détection de signaux en présence de bruit, pour l'identification de filtres non-linéaires ou encore pour la séparation de signaux par l'exploitation de leur fréquence cyclique [GAR 94].

Les machines tournantes sont des mécanismes à géométrie périodique en rotation, qui par construction évoluent cycliquement et produisent ainsi des signaux potentiellement cyclostationnaires. L'extension des outils classiques de traitement du signal (moyenne, autocorrélation, densité spectrale de puissance...) au cas cyclostationnaire permet ainsi de mieux appréhender les caractéristiques de ce type de processus. Les thèses de Antoni [ANT 00] et Bonnardot [BON 04a] ou encore les références [CAP 00] et [ANT 09] sont en particulier dédiées à cette problématique. L'hypothèse de cyclostationnarité permet de prendre en considération de la non-stationnarité qui porte de l'information perdue lorsque le signal est étudié sous l'hypothèse de stationnarité.

La figure 3.1 [LAF 11] montre un exemple de signal cyclostationnaire, bruit mesuré près d'un moteur quatre cylindres où apparaît un motif répétitif induit par le cycle à quatre temps du moteur. Le cycle ne se répétant pas à l'identique, l'analyse cyclostationnaire à l'ordre 1 consiste à étudier le motif moyen (partie périodique de période cyclique T) tandis que l'analyse cyclostationnaire à l'ordre 2 consiste à étudier les « périodicités cachées », révélées dans l'énergie du signal.

Dans un premier temps, considérons un fonctionnement stable du système où les fluctuations de vitesse sont négligées, afin de rappeler quelques définitions de la cyclostationnarité dans le domaine temporel.

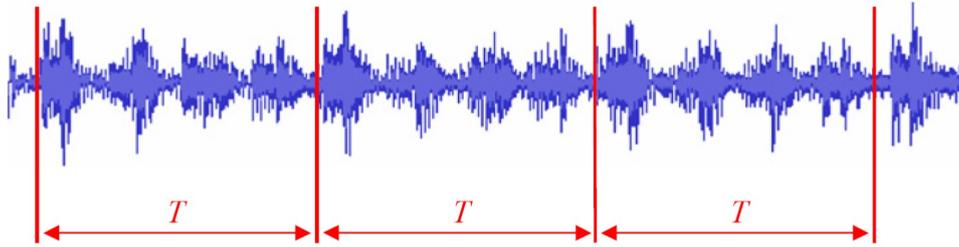


FIGURE 3.1: Exemple de signal acoustique cyclostationnaire d'un moteur quatre cylindres en condition de fonctionnement stabilisé [LAF 11].

3.2.1.1 Cyclostationnarité au sens strict

Soit $X(t)$ un processus aléatoire composé de réalisations particulières $x(t)$.

Définition 1 *Le processus $X(t)$ est cyclostationnaire au sens strict par rapport à la période T si sa densité de probabilité est périodique de période T :*

$$P_X(t) = P_X(t + nT) \quad \forall (t, n) \in \mathbb{R} \times \mathbb{Z} \quad (3.1)$$

La période T est appelée période cyclique et son inverse $\alpha_t = \frac{1}{T}$ est appelé fréquence cyclique.

La définition de la stationnarité au sens strict se retrouve à partir de la définition 1 en supprimant la notion de périodicité :

Définition 2 *Un processus est stationnaire au sens strict si sa densité de probabilité est invariante par translation temporelle :*

$$P_X(t) = P_X(t + \delta t) \quad \forall (t, \delta t) \in \mathbb{R}^2 \quad (3.2)$$

Comme tout signal stationnaire vérifie forcément (3.1), la classe des processus stationnaires est incluse dans celle des signaux cyclostationnaires.

Un processus aléatoire peut présenter plusieurs périodes de cycles ; on parlera alors de polycyclostationnarité. Sur le signal de la figure 3.1 par exemple, plutôt qu'un cycle moteur complet de quatre explosions, on pourrait aussi essayer de considérer que le processus étudié est une explosion (peu importe le cylindre) et s'intéresser ainsi à une cyclostationnarité en $T/4$ au lieu de T .

3.2.1.2 Cyclostationnarité à l'ordre 1 et à l'ordre 2

En pratique, la cyclostationnarité sera caractérisée à partir de descripteurs statistiques appelés moments. Un processus est dit cyclostationnaire d'ordre n par rapport à la période T si son moment d'ordre n existe et est une fonction périodique de période T . Les descripteurs d'ordre un et deux sont les plus couramment employés en mécanique vibratoire.

Définition 3 *Un processus aléatoire est dit cyclostationnaire à l'ordre 1 par rapport à la période T si son moment d'ordre 1 - son espérance mathématique - $m_X(t)$ est périodique de période T :*

$$m_X(t) = \mathbb{E}[X(t)] = m_X(t + nT) \quad \forall (t, n) \in \mathbb{R} \times \mathbb{Z} \quad (3.3)$$

Définition 4 *Un processus aléatoire est dit cyclostationnaire à l'ordre 2 par rapport à la période T si ses moments d'ordre 2 existent et sont périodiques de période T . En particulier, sa fonction d'autocorrélation instantanée $R_{XX}(t, \tau)$ est périodique de période T :*

$$R_{XX}(t, \tau) = \mathbb{E}[X(t)X^*(t - \tau)] = R_{XX}(t + nT, \tau) \quad \forall (t, \tau, n) \in \mathbb{R}^2 \times \mathbb{Z} \quad (3.4)$$

3.2.1.3 Cycloergodicité

Les définitions de la cyclostationnarité supposent connues plusieurs réalisations $x(t)$ du même processus aléatoire $X(t)$. Or en pratique, les signaux mesurés correspondent à une seule réalisation de durée finie. L'analyse des signaux réels nécessite donc très souvent l'hypothèse de cycloergodicité qui autorise l'étude statistique d'un processus aléatoire cyclostationnaire à partir d'une seule de ses réalisations [GAR 94].

Dans le cas des processus stationnaires, l'hypothèse d'ergodicité permet de substituer aux moyennes statistiques des moyennes temporelles ; la notion de cycloergodisme fait quant à elle appel à la notion de moyenne synchrone.

Définition 5 *Un processus aléatoire $X(t)$ est cycloergodique de période T si et seulement si, pour toute fonction non stochastique g , la moyenne temporelle synchrone $\langle g(X(t)) \rangle_T$ converge vers un signal certain.*

En pratique, la cycloergodicité ne peut pas être formellement vérifiée car cela nécessiterait de posséder plusieurs réalisations du même processus. Dans la suite l'hypothèse de cycloergodicité sera donc admise : on considèrera une seule réalisation $x(t)$ d'un processus $X(t)$ composé d'un nombre suffisant de cycles, dont chacun des cycles peut être considéré comme une réalisation particulière.

3.2.2 Estimateurs cyclostationnaires

Les signaux cyclostationnaires peuvent s'écrire sous forme de série de Fourier [GAR 75] :

$$x(t) = \sum_k c_k(t) e^{j2\pi k \alpha_r t} \quad (3.5)$$

où les coefficients de Fourier $c_k(t)$ sont des signaux aléatoires conjointement stationnaires et les fonctions de base sont exprimées dans le domaine temporel et dépendent de la fréquence cyclique α_r . L'indice t dans cette notation nous permettra de différencier dans la suite cette fréquence cyclique exprimée en Hertz de l'ordre cyclique α_θ exprimé en nombre d'évènements par tour.

3.2.2.1 Caractérisation à l'ordre 1

La caractérisation de la cyclostationnarité à l'ordre 1 consiste à estimer la composante périodique d'un signal cyclostationnaire, associée à des phénomènes de nature déterministe. L'outil adéquat est la moyenne synchrone, introduite précédemment pour définir la cycloergodicité.

L'estimation de la moyenne synchrone du signal à temps discret $x[n]$ de durée L finie, observée sur K cycles de $N = \frac{L}{K}$ échantillons chacun est donnée par [ANT 04a] :

$$\hat{m}_x[n] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x[m + kN] \quad (3.6)$$

avec $m = n - \lfloor \frac{n}{N} \rfloor N$ où $\lfloor z \rfloor$ correspond à la plus grande valeur entière inférieure ou égale à z .

Il convient de remarquer que la moyenne temporelle synchrone d'un signal cyclostationnaire reste un signal, alors que la moyenne temporelle d'un signal stationnaire est un scalaire.

Dans le cas de signaux poly-cyclostationnaires, la moyenne synchrone permet d'extraire chaque composante périodique dans la contribution déterministe du signal. Pour nos systèmes mécaniques d'intérêt, la moyenne synchrone permet entre autres de séparer les composantes périodiques d'un engrenage ou d'une ligne d'arbre.

Le calcul de la moyenne synchrone nécessite la connaissance de la périodicité de la composante d'intérêt, pouvant être déterminée par le cepstre par exemple. La période doit être strictement constante au cours du signal, ce qui rend naturel le calcul de la moyenne synchrone dans le domaine angulaire pour avoir un nombre de points constant par tour de l'arbre de référence (suppression de l'effet des fluctuations de vitesse sur l'échantillonnage). La section 3.2.3.1 traitera de la cyclostationnarité dans le domaine angulaire.

3.2.2.2 Caractérisation à l'ordre 2

La cyclostationnarité à l'ordre 2 est essentiellement issue de phénomènes de nature aléatoire et concerne les signaux dont l'énergie est périodique. La caractérisation de la cyclostationnarité à l'ordre 2 peut s'effectuer à la fois dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel.

La caractérisation de la cyclostationnarité à l'ordre 2 dans le domaine temporel fait appel à l'estimation de la fonction d'autocorrélation instantanée (forme assymétrique) :

$$R_{xx}(t, \tau) = \mathbb{E}[x(t)x^*(t - \tau)] \quad (3.7)$$

Un signal cyclostationnaire au second ordre vérifie $R_{xx}(t, \tau) = R_{xx}(t + T, \tau)$ pour tout t , T étant la période cyclique.

En centrant la fonction d'autocorrélation instantanée on obtient la fonction d'autocovariance synchrone :

$$C_{xx}(t, \tau) = R_{xx}(t, \tau) - \mathbb{E}[x(t)]\mathbb{E}[x^*(t - \tau)] \quad (3.8)$$

Pour un signal cyclostationnaire, la fonction d'autocovariance synchrone est obtenue en retranchant la moyenne synchrone c'est-à-dire la partie périodique du signal. Dans la suite on s'intéressera à l'exploitation de la fonction d'autocorrélation instantanée, à partir du signal contenant donc à la fois la cyclostationnarité d'ordre 1 et d'ordre 2.

La fonction d'autocorrélation instantanée admet une décomposition en série de Fourier, dont les coefficients $R_x^{\alpha_t}(\tau)$ forment l'autocorrélation cyclique du signal :

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha_t} R_x^{\alpha_t}(\tau) e^{2\pi j \alpha_t t} \quad (3.9)$$

Si cette autocorrélation cyclique est non nulle uniquement pour la valeur $\alpha_t = 0$, l'autocorrélation instantanée ne dépend pas de t et le signal est stationnaire. Si elle est non nulle pour des valeurs discrètes de α_t , l'autocorrélation instantanée est périodique et le signal est cyclostationnaire à l'ordre 2. Si elle est non nulle quel que soit α_t , le signal est non-stationnaire.

La transformée de Fourier de l'autocorrélation cyclique donne la densité spectrale cyclique

$$S_x^{\alpha_t}(f) = \mathcal{F}_{\tau \rightarrow f} \{R_x^{\alpha_t}(\tau)\} \quad (3.10)$$

à partir de laquelle le cepstre cyclique est défini (cf. équation (2.3)).

A partir de l'autocorrélation du signal, la caractérisation de la cyclostationnarité à l'ordre 2 peut s'effectuer dans le domaine fréquentiel par transformation de Fourier par rapport à la variable de retard τ qui donnera sa fréquence spectrale f (qui représente la porteuse) et par transformation de Fourier par rapport à la variable temporelle t qui donnera sa fréquence cyclique α_t . Cette fréquence cyclique découle des propriétés de cyclostationnarité du signal. Une représentation en fréquences spectrale et cyclique est donnée par la corrélation spectrale :

$$S_{xx}(\alpha_t, f) = \mathcal{F}_{t \rightarrow \alpha_t} \left\{ \mathcal{F}_{\tau \rightarrow f} \{R_{xx}(t, \tau)\} \right\} \quad (3.11)$$

qui peut également s'exprimer sous la forme :

$$S_{xx}(\alpha_t, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{W} \mathbb{E} \left[\mathcal{F}_W \{x(t)\}^* \mathcal{F}_W \{x(t) e^{-j2\pi \alpha_t t}\} \right] \quad (3.12)$$

où \mathcal{F}_W désigne la transformée de Fourier sur un intervalle de temps W fini.

Pour mesurer l'intensité de la corrélation entre les incréments spectraux $X(f)$ et $X(f + \alpha_t)$ on utilise la cohérence spectrale $\gamma_{xx}(\alpha_t, f)$ définie par :

$$\gamma_{xx}(\alpha_t, f) = \frac{S_{xx}(\alpha_t, f)}{[S_{xx}(0, f) S_{xx}(0, f + \alpha_t)]^{1/2}} \quad (3.13)$$

Comme indiqué par Antoni [ANT 07a], la cohérence spectrale présente l'avantage d'être indépendante du spectre de puissance du signal. Elevée au carré, $|\gamma_{xx}(\alpha_t, f)|^2$ est normalisée

entre 0 et 1. Dans le cas des processus stationnaires, la fonction de cohérence $\gamma_{xy}(f)$ donne une mesure du degré de similarité en fréquence existant entre deux signaux temporels. La généralisation au cas des processus cyclostationnaires permet l'analyse aux fréquences cycliques $\alpha_t \neq 0$. Pour une fréquence cyclique α_t donnée, une cohérence spectrale proche de 1 indique que le signal est fortement cyclostationnaire à cette fréquence cyclique. A l'inverse, une cohérence proche de 0 indique que le signal n'est pas cyclostationnaire pour cette fréquence cyclique α_t .

Dans cette section les outils sont présentés à partir de l'autocorrélation, on obtient alors des « auto »-corrélations et « auto »-cohérences spectrales. Ces grandeurs sont généralisables à deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ distincts. Une valeur de cohérence spectrale $\gamma_{xy}(\alpha_t, f)$ proche de 1 indiquera alors que les deux signaux sont fortement conjointement cyclostationnaires à la fréquence cyclique α_t .

D'autres outils de caractérisation de la cyclostationnarité à l'ordre 2 existent et sont largement décrits dans la littérature [ANT 07a] [PRU 09]. Nous nous sommes volontairement focalisés ici uniquement sur les outils qui seront dans la suite étendus dans le cadre de l'approche cyclostationnaire angle/temps présentée à la section 3.3 et exploitée pour la détection et l'extraction du bruit de grenaille.

Antoni [ANT 07a] donne une comparaison de différents estimateurs pour la corrélation spectrale, avec des considérations pratiques en termes de résolution ou de longueur de recouvrement par exemple. L'estimateur le plus couramment utilisé en raison de son efficacité algorithmique est le périodogramme cyclique moyenné (appelé méthode de Welch [WEL 67] lorsque $\alpha_t = 0$). Soit $w[n]_{n=0}^{N_w-1}$ une fenêtre de longueur N_w échantillons et soit $w_k[n] = w[n - kR_d]$ sa version décalée de R_d échantillons, où R_d est pris entre 1 et N_w pour permettre un recouvrement entre les blocs adjacents. Le périodogramme cyclique moyenné est alors défini par :

$$\hat{S}_{xx}(\alpha_t, f) = \frac{1}{KW} \sum_{k=0}^{K-1} \text{TFTD} \{w_k[n]x[n]\}^* \text{TFTD} \{w_k[n]x[n]e^{-j2\pi\alpha_t n}\} \quad (3.14)$$

avec

$$\text{TFTD} \{w_k[n]x[n]\} = \Delta t \sum_{n=0}^{N_w-1} w_k[n]x[n]e^{j2\pi n f \Delta t} \quad (3.15)$$

la transformée de Fourier à temps discret (TFTD) de la k^e séquence $w_k[n]x[n]$, où Δt est la période d'échantillonnage temporelle, K est le nombre total de segments moyennés, choisi comme étant le plus grand entier plus petit ou égal à $(N - N_w)/R_d + 1$, où N est le nombre d'échantillons temporels et $W = N\Delta t$.

A partir de l'estimateur de la corrélation spectrale on peut estimer la cohérence spectrale :

$$\hat{\gamma}_{xx}(\alpha_t, f) = \frac{\hat{S}_{xx}(\alpha_t, f)}{[\hat{S}_{xx}(0, f)\hat{S}_{xx}(0, f + \alpha_t)]^{1/2}} \quad (3.16)$$

La référence [ANT 07a] indique les précautions à prendre dans les choix des paramètres afin de réduire le biais de l'estimateur. La condition de calibrage impose $\|w\|^2 = \sum_n w[n]^2 = 1$. Pour limiter les interférences entre les fréquences cycliques adjacentes (*cyclic leakage*), la longueur de recouvrement pour les fenêtres de Hanning et Hamming doit vérifier $R_d \leq N_w/3$. La résolution en fréquence cyclique dépend alors essentiellement de la durée d'acquisition en vérifiant $\Delta\alpha_t \sim 1/(N\Delta t)$. En d'autres termes, plus le temps d'acquisition est long, plus la résolution en fréquence cyclique pourra être fine. Antoni [ANT 09] indique que la variance de l'estimateur décroît selon le produit $W\Delta f$, il convient donc de vérifier la condition $W\Delta f \gg 1$, ou de façon équivalente $\Delta f \gg \Delta\alpha_t$. Les signaux d'intérêt pour la corrélation spectrale étant aléatoires, ils ne nécessitent pas une résolution fine en fréquence, ce qui est compatible avec cette dernière condition.

3.2.3 Intérêt d'une approche angle/temps

La cyclostationnarité en temps, telle que définie précédemment, suppose un fonctionnement parfaitement stabilisé de la machine, avec un nombre d'échantillons temporels constant pour chaque cycle.

3.2.3.1 Cyclostationnarité en angle

En pratique, la cyclostationnarité est ici directement liée à la génération de cycles par le fonctionnement naturel des machines tournantes. Ces cycles sont alors intrinsèquement reliés à une variable angulaire et non à une variable temporelle, ce qui permet de prendre en considération d'éventuelles fluctuations de la vitesse angulaire.

En effet, même à régime constant, les systèmes d'intérêt sont généralement susceptibles de présenter des fluctuations de vitesse liées à leur condition de fonctionnement [AND 11]. La durée des cycles successifs présents dans le signal n'est alors plus constante en temps. Bonnardot [BON 04a] parle alors de « cyclostationnarité floue ». Dans ce cas, il convient d'analyser les signaux dans le domaine angulaire, avec une acquisition directement à pas d'angle constant ou en ré-échantillonnant le signal après acquisition temporelle (cf. Chapitre 1, section 1.4.3.1). Ceci garantit ainsi un nombre d'échantillons constant pour chaque cycle et permet d'analyser le signal à partir d'outils cyclostationnaires considérés dans le domaine angulaire. La fonction d'autocorrélation $R_{xx}(\theta, \tau_\theta)$ est alors exprimée en fonction de la variable angulaire θ et du décalage angulaire τ_θ . Par double transformée de Fourier sur ces variables angulaires, la corrélation spectrale $S_{xx}(\alpha_\theta, f_\theta)$ est obtenue en fonction de la fréquence d'angle cyclique α_θ et de la fréquence d'angle f_θ , toutes deux généralement appelées « ordre » et exprimées en nombre d'évènement par tour (evt/tr).

Dans le cas particulier où la vitesse de rotation est constante, la cyclostationnarité en angle est équivalente à la cyclostationnarité en temps.

Les signaux cyclostationnaires en angle peuvent s'écrire sous forme de série de Fourier [ANT 04a] :

$$x(\theta) = \sum_k c_k(\theta) e^{jk\alpha_\theta\theta} \quad (3.17)$$

où les coefficients de Fourier $c_k(\theta)$ sont des signaux aléatoires conjointement stationnaires en angle et les fonctions de base sont exprimées dans le domaine angulaire et dépendent de l'ordre cyclique α_θ .

3.2.3.2 Dualité angle/temps : état de l'art

La cyclostationnarité définie en angle permet de conserver le caractère cyclique des processus dans des cas où la cyclostationnarité en temps ne peut pas être considérée en raison de fluctuations de vitesse. Les outils de cyclostationnarité en angle ne permettent en revanche pas de conserver l'information fréquentielle en Hertz des phénomènes porteurs, la variable f_θ étant exprimée en nombre d'évènement par tour tout comme l'ordre cyclique α_θ . Or pour notre problématique de bruit de grenaille, et plus généralement pour les systèmes que nous qualifierons d'« angle/temps », il convient de conserver à la fois la périodicité angulaire des impacts mais également leur nature fréquentielle en Hertz : ni la cyclostationnarité en temps ni la cyclostationnarité en angle ne nous permettent de réaliser cette caractérisation angle/temps (ou ordre/fréquence). La figure 3.2 illustre ce propos à l'aide d'une simulation d'un signal composé d'impulsions périodiques en angle s'appliquant à un système caractérisé par sa fonction de transfert mécanique (en temps). La figure (a) correspond à l'observation du signal dans le domaine temporel sur une durée de 0,06 s. Une augmentation de 1200 tr/min de la vitesse de rotation est simulée entre les figures (a) et (c). On observe que le contenu fréquentiel des impulsions est inchangé mais le signal ne présente pas de périodicités, en raison d'une part de l'espacement non constant entre les impulsions et d'autre part de la modulation d'amplitude liée aux conditions de fonctionnement instantanées. L'observation du même signal en angle avant (b) et après (d) augmentation de la vitesse de rotation met en évidence la période cyclique des impulsions mais les changements du contenu fréquentiel (un étalement des impulsions est observé) et la modulation d'amplitude ne permettent pas de définir un cycle à proprement parler. La caractérisation d'un tel signal ne peut donc être faite ni dans le domaine temporel ni dans le domaine angulaire, où les deux variables de la corrélation spectrale sont exprimées dans la même unité (Hz/Hz ou evt/tr/evt/tr).

D'Elia *et al.* [D'E 10] ont démontré expérimentalement l'intérêt d'une distribution « ordre cyclique vs. fréquence » pour l'analyse de tels signaux. La méthode fait appel à un double ré-échantillonnage pour étendre la méthode de Welch. Le premier échantillonnage permet de balayer successivement les fréquences cycliques α_θ en ordre. Pour chacune de ces fréquences cycliques, le signal est ré-échantillonné en temps avant d'effectuer la transformée de Fourier. Ce double ré-échantillonnage permet d'obtenir une corrélation spectrale « synchronisée », dont la fréquence caractérisant les phénomènes porteurs est exprimée en [Hz], et l'ordre cyclique caractérisant les phénomènes cycliques est exprimée en [evt/tr]. Une telle distribution permet ainsi l'exploitation conjointe des domaines temporels et angulaires. L'intérêt d'une telle analyse est montré sur un signal accélérométrique placé sur une boîte de vitesses soumise à une montée en régime et présentant un défaut d'engrenage et de roulement.

Une constatation similaire est effectuée par Urbanek *et al.* [URB 12] qui proposent également la conservation des deux domaines d'analyse. Leur approche consiste à filtrer le si-

3. Cyclostationnarité angle/temps

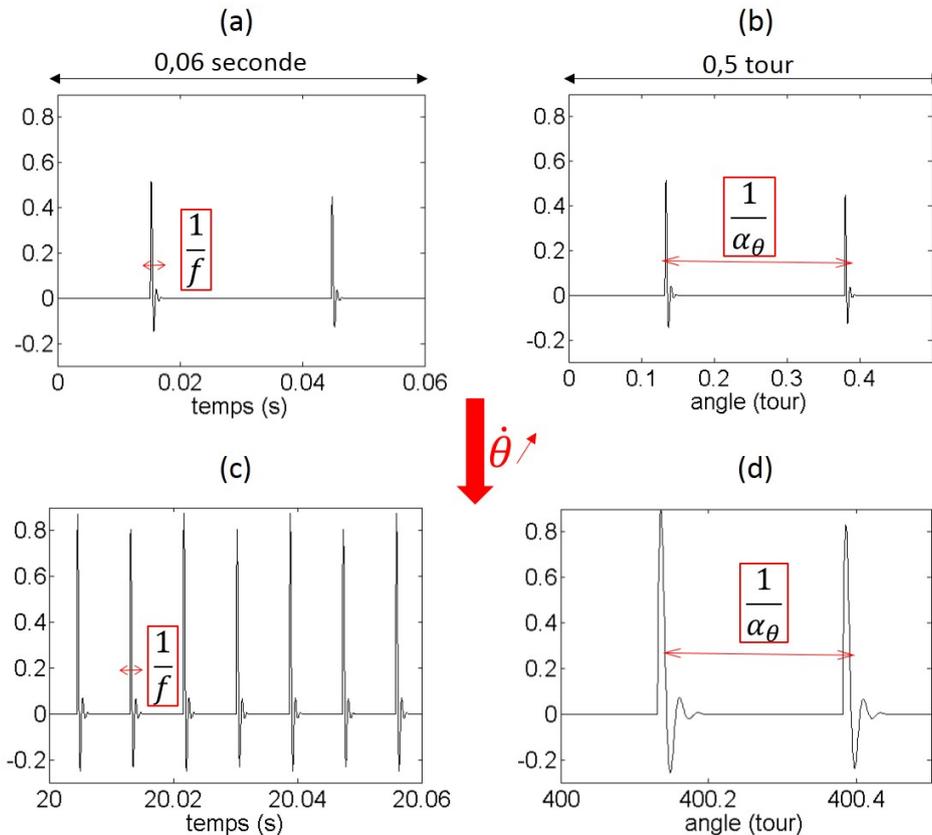


FIGURE 3.2: Réponse à une impulsion observée en temps (a) et après simulation d'une augmentation de vitesse de rotation (b). Réponse à une impulsion observée en angle (c) et après simulation d'une augmentation de vitesse de rotation (d).

gnal temporel par bande de fréquence, puis les signaux temporels filtrés sont ré-échantillonnés en angle. Les outils de cyclostationnarité en angle peuvent alors être appliqués et donnent une information du contenu cyclique pour les plages de fréquence successives considérées. La pertinence de la méthode est montrée par une application sur un signal vibratoire mesuré sur une éolienne en fonctionnement présentant un défaut de roulement.

Une alternative au concept de cyclostationnarité est proposée par Capdessus *et al.* [CAP 13], avec toujours l'objectif de conserver l'information fréquentielle des phénomènes porteurs dans l'étude des phénomènes périodiques. L'approche, appelée *Speed Transform*, consiste à décomposer le signal sur une base de sinus dont la fréquence varie avec le temps, au lieu d'une base de sinus à fréquence fixe classiquement utilisée en analyse de Fourier. Cette méthode est cependant pour l'instant limitée à des variations de vitesse linéaires pour garantir l'orthogonalité des fonctions de base.

Napolitano [NAP 07] a introduit la classe des processus spectralement corrélés (*Spectrally correlated processes*), généralisant la classe des processus quasi-cyclostationnaires. La figure 3.3 donne l'allure du spectre bifréquentiel de Loève pour ces deux types de processus. Dans le cas des processus quasi-cyclostationnaires, le support du spectre bifréquentiel est composé de

droites de pente unitaire. La généralisation au cas spectralement corrélé introduit des courbes de relation $f_2 = \Psi_n(f_1)$. Le degré de corrélation existant entre deux composantes spectrales est caractérisée par la densité de corrélation spectrale bifréquentielle. Dans le cas où la relation $f_2 = \Psi_n(f_1)$ est inconnue, la densité de corrélation spectrale bifréquentielle ne peut être estimée avec fiabilité que si l'écart de la non-stationnarité par rapport à la quasi-cyclostationnarité n'est pas trop sévère. Autrement dit, le biais et la variance de l'estimateur restent faible si le support du spectre bifréquentiel de Loève peut localement être approché par des droites de pente unitaire. D'un point de vue de l'estimation, cette approche ne semble donc pas convenir à l'analyse de mesures réalisées sur des boîtes de vitesses en fonctionnement, où nous ne nous limitons pas a priori sur les lois de vitesses.

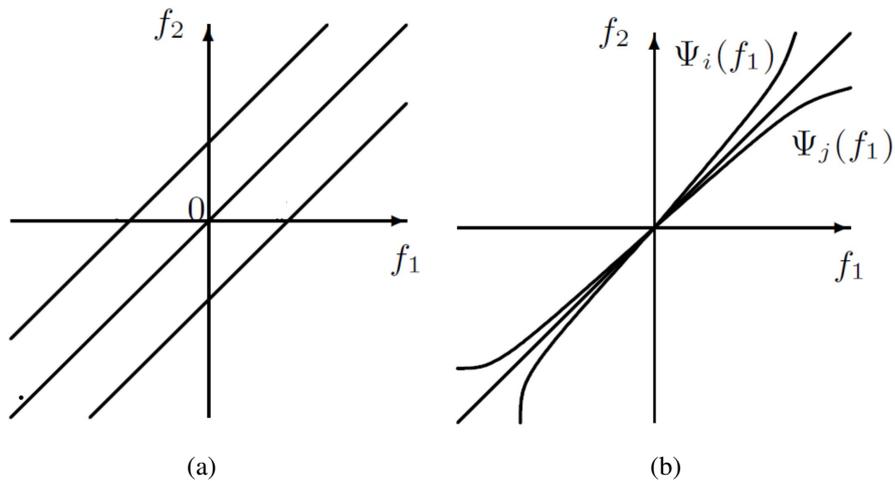


FIGURE 3.3: Support dans le plan (f_1, f_2) du spectre bifréquentiel de Loève, dans le cas d'un processus quasi-cyclostationnaire (a) et d'un processus spectralement corrélé (b) [NAP 07].

Les approches basées sur la cyclostationnarité proposées dans [D'E 10] et [URB 12] semblent tout à fait adéquates à la caractérisation du bruit de grenaille. En revanche, ces approches manquent de justification théorique : un cadre théorique d'analyse cyclostationnaire angle/temps est proposé à la section 3.3.1. Avant cela, définissons les processus cyclo-non-stationnaires dans lesquels s'inscrivent les processus cyclostationnaires angle/temps.

3.2.4 Signaux cyclo-non-stationnaires

La notion de cyclo-non-stationnarité a récemment été introduite par Antoni *et al.* à la référence [ANT 13], où les processus cyclo-non-stationnaires sont définis comme suit :

Définition 6 Soit Θ le cycle et $\bar{\theta}$ un reste tels que $\theta = k\Theta + \bar{\theta}$ avec k le plus grand entier plus petit ou égal au rapport θ/Θ . Un processus aléatoire est dit cyclo-non-stationnaire selon l'angle θ avec un cycle Θ et suivant une variable de séquençement λ , si sa distribution de probabilité est fonction de $\bar{\theta}$ et λ .

Dans l'application présentée à cette référence (et également dans notre cas d'étude), la variable de séquençage λ correspond à la vitesse angulaire instantanée $\dot{\theta}$. Dans le cas d'une vitesse de rotation constante $\dot{\theta} = \Omega_0$, la densité de probabilité sera périodique selon θ , de période Θ , ce qui correspond à la définition d'un processus cyclostationnaire. La classe des processus cyclostationnaires est donc bien incluse dans celle des processus cyclo-non-stationnaires, comme indiqué à la figure 3.4.

D'un point de vue de la description en série de Fourier, aucune des équations (3.5) ou (3.17) ne peut convenir. En effet, les coefficients d'un signal cyclo-non-stationnaire seront aléatoires et conjointement non-stationnaires en temps. En revanche, les fonctions de base seront non-périodiques en temps et doivent être exprimées dans le domaine angulaire pour exhiber des périodicités. Distinguer l'approche temporelle de l'approche angulaire ne peut donc pas convenir à l'analyse des signaux cyclo-non-stationnaires. L'approche proposée à la section suivante considère ainsi une série de Fourier séparant explicitement les domaines temporels et angulaires.

Moins formellement, la dépendance en $\dot{\theta}$ est un point de séparation entre l'hypothèse de cyclostationnarité et celle de cyclo-non-stationnarité. L'illustration présentée à la figure 3.2 montre un exemple de signal cyclo-non-stationnaire. Des impulsions sont générées périodiquement en angle, ce qui introduit une modulation périodique du signal, mais le signal est non-stationnaire au long terme en raison de l'amplification de son amplitude. Dans certaines applications, comme par exemple un signal vibratoire mesuré sur un moteur à combustion lors d'une montée en régime, le contenu fréquentiel des motifs peut également évoluer avec la vitesse de rotation. Les propriétés de l'analyse cyclostationnaire ne peuvent donc pas s'étendre à la classe des processus cyclo-non-stationnaires. L'absence d'outils d'analyse explique ainsi le faible nombre effectif de travaux appliqués sur ce domaine et en fait un vaste champ de recherche.

3.3 Apport de solutions à l'analyse cyclo-non-stationnaire par approche angle/temps

La cyclostationnarité définie en angle permet de conserver le caractère cyclique des signaux dans des cas où la cyclostationnarité en temps ne peut pas être considérée en raison de fluctuations de vitesse. Les outils de cyclostationnarité en angle ne permettent en revanche pas de conserver l'information fréquentielle en Hertz des phénomènes porteurs. Pour ne pas choisir entre une cyclostationnarité en temps ou une cyclostationnarité en angle, mais plutôt tirer parti de ces deux domaines conjointement, nous proposons donc une approche appelée « cyclostationnarité angle/temps ».

3.3.1 Cas particulier : les signaux cyclostationnaires angle/temps

Les processus angle/temps ont été récemment introduits par Antoni *et al.* à la référence [ANT 14].

3.3.1.1 Définition des processus cyclostationnaires angle/temps

Pour décrire des phénomènes cycliques en régime non-stationnaire, nous proposons l'approche suivante : le domaine angulaire est utilisé pour décrire les modulations périodiques, tandis que le domaine temporel décrit les phénomènes porteurs. A partir des équations (3.5) et (3.17), nous écrivons le signal cyclostationnaire angle/temps (CS-AT) sous forme de la série de Fourier suivante :

$$x(t) = \sum_k c_k(t) e^{jk\alpha_\theta \theta(t)} \quad (3.18)$$

où les coefficients de Fourier $c_k(t)$, exprimés dans le domaine temporel, sont aléatoires conjointement stationnaires et les fonctions de base sont exprimées dans le domaine angulaire. La constante de temps du système est de plus supposée inférieure à la plus petite durée temporelle du cycle¹. Ce point sera davantage investigué à la section 3.3.3 traitant des limites de cette approche. Il convient de remarquer qu'à l'inverse des signaux cyclo-non-stationnaires où les coefficients de Fourier sont supposés conjointement non-stationnaires, considérer des coefficients conjointement stationnaires permet d'étendre les propriétés de cyclostationnarité des signaux.

Nous nous intéressons dans la suite à la caractérisation à l'ordre 2 des processus cyclostationnaires angle/temps. En effet, notre composante d'intérêt qu'est le bruit de grenaille est aléatoire, en raison d'une part des amplitudes aléatoires liées à l'intensité variable des chocs et d'autre part aux éventuelles petites variations aléatoires de durée des cycles qui peuvent apparaître en raison des différents jeux inter-dentures et de la position angulaire du pignon fou lors du choc.

Le lecteur pourra trouver une généralisation de la moyenne synchrone, outil d'ordre 1, proposée par Abboud *et al.* à la référence [ABB 14a].

3.3.1.2 Fonction d'autocorrélation angle/temps

Une fonction d'autocorrélation considère deux instants temporels (ou angulaires), exprimés dans la même unité. Pour introduire la dualité angle/temps, on considère ici deux instants temporels dépendants de la position angulaire θ , afin d'exprimer la fonction d'autocorrélation en fonction de la variable angulaire θ et du décalage temporel τ :

$$R_{xx}(\theta, \tau) = \mathbb{E}[x(t(\theta))x^*(t(\theta) - \tau)] \quad (3.19)$$

Les phénomènes constants en temps (les phénomènes dits porteurs, par exemple traduits par la réponse impulsionnelle $h(t)$) sont analysés par τ (exprimé en secondes) tandis que les

1. En pratique, cela revient à supposer que la réponse du système est amortie avant le début du cycle suivant.

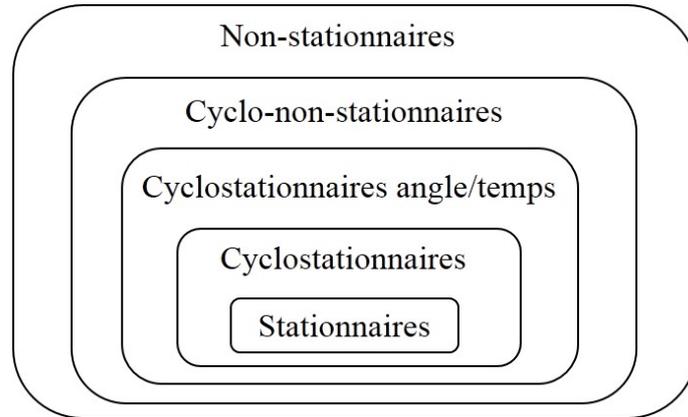


FIGURE 3.4: Représentation schématique des inclusions de différentes classes de processus.

phénomènes cycliques en angle restent étudiés en θ (exprimé en radians). La différence avec le cas cyclostationnaire se trouve dans la fonction $t(\theta)$ qui indique qu'on considère le temps pour une valeur de θ donnée, alors que dans le cas cyclostationnaire t est une variable considérée comme indépendante de θ . L'introduction explicite de cette fonction supposée inversible $\theta \mapsto t(\theta)$ est un point clé des développements mis en oeuvre.

Un signal sera cyclostationnaire angle/temps au second ordre si sa fonction d'auto-corrélation angle/temps est périodique selon θ :

$$R_{xx}(\theta, \tau) = R_{xx}(\theta + \Theta, \tau) \quad (3.20)$$

avec Θ la période cyclique exprimée en radians. Comme dans le cas cyclostationnaire, la fonction d'autocovariance $C_{xx}(\theta, \tau)$ sera obtenue en retranchant la partie cyclostationnaire angle/temps du premier ordre à la fonction d'autocorrélation.

3.3.1.3 Corrélation et Cohérence spectrale ordre/fréquence

A partir de l'expression de la fonction d'autocorrélation en θ et τ donnée à l'équation (3.19), une double transformée de Fourier permet d'analyser le signal par la corrélation spectrale ordre/fréquence :

$$S_{xx}(\alpha_\theta, f) = \mathcal{F}_{\theta \rightarrow \alpha_\theta} \left\{ \mathcal{F}_{\tau \rightarrow f} \{R_{xx}(\theta, \tau)\} \right\} \quad (3.21)$$

En remarquant que la variable d'intégration θ dépend elle-même du temps et en posant alors le changement de variable $\theta = \theta(t)$, la corrélation spectrale ordre/fréquence s'exprime sous la forme :

$$S_{xx}(\alpha_\theta, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\mathcal{F}_W \{x(t)\}^* \mathcal{F}_W \{x(t)\dot{\theta}(t) e^{-j\alpha_\theta \theta(t)}\} \right] \quad (3.22)$$

où $\dot{\theta}(t) = \frac{d\theta}{dt}$ correspond à la vitesse angulaire instantanée et $\Phi(W) = \int_W \dot{\theta}(t) dt$ à la longueur du secteur angulaire couvert pendant l'intervalle de temps W . La démonstration de l'expression de

la corrélation spectrale ordre/fréquence, proche de celle proposée par Antoni *et al.* [ANT 14], est donnée en annexe B.

En comparaison avec l'équation (3.12), le noyau $e^{-j\alpha_\theta\theta(t)}$ de l'équation (3.22) permet la prise en compte explicite de la variation de vitesse instantanée et donc l'évolution continue de la fréquence cyclique en Hertz en fonction du temps. Pour garantir la cohérence d'unité entre les transformées de Fourier, l'ordre α_θ est sans unité et $\theta(t)$ s'exprime en radians. Intuitivement cela revient à considérer une fréquence cyclique $\alpha_t(t)$ qui dépend du temps et donc de la vitesse angulaire instantanée, contrairement au cas cyclostationnaire où la fréquence cyclique α_t est constante. Il est important de noter que la corrélation spectrale ordre/fréquence s'exprime en fonction du signal temporel : son estimation ne nécessitera donc pas de ré-échantillonnage angulaire.

Nous interprétons la présence de la pondération $\dot{\theta}$ (dans $\mathcal{F}_W\{x(t)\dot{\theta}(t)e^{-j\alpha_\theta\theta(t)}\}$) comme une condition nécessaire pour garantir la conservation d'énergie, en lien avec la modulation d'amplitude des signaux.

La corrélation spectrale ordre/fréquence donnera donc une indication de la corrélation entre les incréments spectraux $\mathcal{F}_W\{x(t)\}$ et $\mathcal{F}_W\{x(t)\dot{\theta}(t)e^{-j\alpha_\theta\theta(t)}\}$ à la fréquence f .

Similairement au cas cyclostationnaire, on peut définir la cohérence spectrale ordre/fréquence par :

$$\gamma_{xx}(\alpha_\theta, f) = \frac{S_{xx}(\alpha_\theta, f)}{[S_{xx}(0, f)S_{x_{\alpha_\theta}x_{\alpha_\theta}}(0, f)]^{1/2}} \quad (3.23)$$

où

$$x_{\alpha_\theta} = x(t)\dot{\theta}(t)e^{-j\alpha_\theta\theta(t)}\frac{W}{\Phi} \quad (3.24)$$

La section 3.4.1.3 donne une comparaison sur simulation d'un cas pratique entre la corrélation et la cohérence spectrale ordre/fréquence. Pour notre application de détection de bruit de grenaille, nous utiliserons la cohérence spectrale qui présente l'avantage d'être normalisée par rapport à l'énergie du spectre.

3.3.2 Adaptation de l'estimateur de Welch

Comme dans le cas cyclostationnaire, la corrélation spectrale ordre/fréquence peut en pratique être estimée à partir du périodogramme cyclique moyenné. Soit $w[n]_{n=0}^{N_w-1}$ une fenêtre de longueur N_w échantillons et soit $w_k[n] = w[n - kR_d]$ sa version décalée de R_d échantillons, où R_d est pris entre 1 et N_w pour permettre un recouvrement entre les blocs adjacents. L'estimation par périodogramme cyclique moyenné s'exprime de la façon suivante :

$$\hat{S}_{xx}(\alpha_\theta, f) = \frac{1}{K\Phi\|w\|^2} \sum_{k=0}^{K-1} \text{TFTD}[w_k[n]x[n]]^* \text{TFTD}[w_k[n]x[n]\dot{\theta}[n]e^{-j\alpha_\theta\theta[n]}] \quad (3.25)$$

où TFTD est la transformée de Fourier à temps discret (cf. éq. (3.15)), K est le plus grand entier plus petit ou égal à $(N - N_w)/R_d + 1$ (où N est le nombre d'échantillons temporel) et

3. Cyclostationnarité angle/temps

où $\|w\|^2 = \sum_n w[n]^2$ correspond à l'énergie de la fenêtre. La présence du facteur $1/\|w\|^2$ dans l'expression (3.25) est une alternative à la condition de calibrage $\|w\|^2 = 1$.

A partir de l'estimation (3.25) on peut également obtenir une estimation de la cohérence spectrale ordre/fréquence, avec l'introduction de la notation $x_{\alpha_\theta}[n] = x[n]\dot{\theta}[n]e^{-j\alpha_\theta\theta[n]}W/\Phi$. La cohérence spectrale ordre/fréquence s'estime alors par :

$$\hat{\gamma}_{xx}(\alpha_\theta, f) = \frac{\hat{S}_{xx}(\alpha_\theta, f)}{[\hat{S}_{xx}(0, f)\hat{S}_{x_{\alpha_\theta}x_{\alpha_\theta}}(0, f)]^{1/2}} \quad (3.26)$$

Similairement au cas cyclostationnaire où l'on vérifie $\Delta\alpha_t \sim 1/(N\Delta t)$, la résolution en ordre cyclique est inversement proportionnelle au secteur angulaire parcouru durant l'intervalle de temps W , soit $\Delta(\alpha_\theta/2\pi) \sim 1/\Phi(W)$. En remarquant que $\Phi(W) = \int_W \dot{\theta}(t)dt$, la résolution en ordre cyclique doit vérifier :

$$\frac{2\pi}{W\dot{\theta}_{max}} < \Delta\alpha_\theta \sim \frac{1}{\int_W \dot{\theta}(t)dt} < \frac{2\pi}{W\dot{\theta}_{min}} \quad (3.27)$$

avec $\dot{\theta}_{min}$ et $\dot{\theta}_{max}$ respectivement les vitesses angulaires minimale et maximale, exprimées en [rad/s].

Les conditions $R_d \leq N_w/3$ (longueur de recouvrement des fenêtres de Hanning et Hamming) et $W\Delta f \gg 1$, recommandées pour le cas cyclostationnaire (cf. section 3.2.2.2), restent valables pour l'estimateur cyclostationnaire angle/temps.

Toutes les figures présentées dans ce mémoire sont obtenues en prenant soin de vérifier ces conditions. A titre d'exemple, des valeurs numériques sont notamment indiquées à la figure 3.13.

Soit H_0 l'hypothèse indiquant l'absence de composante cyclostationnaire angle/temps à l'ordre cyclique α_θ . Similairement au cas cyclostationnaire, l'hypothèse H_0 est rejetée avec un seuil de signification λ sur l'intervalle de fréquence I_f si

$$|\hat{\gamma}_{xx}(\alpha_\theta, f)|^2 \geq \frac{\Sigma}{2} \chi_{1-\lambda, 2}^2 \quad \forall f \in I_f \quad (3.28)$$

où $\chi_{1-\lambda, 2}^2$ correspond à la loi χ^2 avec deux degrés de liberté et une probabilité $1 - \lambda$ et où

$$\Sigma = \sum_{k=-K+1}^{K-1} \mathcal{R}_w[kR_d]^2 \cdot \frac{K - |k|}{K^2} \quad (3.29)$$

avec $\mathcal{R}_w[l] = \sum_n w[n-l]w[n]$ la fonction d'autocorrélation de la fenêtre $w[n]$. Il est intéressant de remarquer que le seuil (3.28) est indépendant de la fréquence, en raison de la normalisation propre à la cohérence spectrale. Le lecteur pourra trouver plus de détails à la référence [ANT 07a] pour le cas cyclostationnaire.

3.3.3 Limites du cadre cyclostationnaire angle/temps

Un signal est cyclostationnaire angle/temps à l'ordre 2 si sa fonction d'autocorrélation est périodique en θ :

$$R_{xx}(\theta, \tau) = R_{xx}(\theta + \Theta, \tau)$$

Pour que ceci soit vérifié, il faut nécessairement que la longueur de corrélation soit petite devant la périodicité. Reprenons l'exemple des impulsions excitant un système mécanique tournant, caractérisé par sa réponse impulsionnelle. Si le système n'est pas suffisamment amorti (donc la constante de temps trop longue) ou que la vitesse de rotation est trop élevée (donc les impulsions trop rapprochées en temps), alors le système n'est pas revenu à l'équilibre lorsque le motif suivant est déclenché. La figure 3.5 illustre ce point : le chevauchement des impulsions en fin de signal (b) détériore le motif observable sur le début du signal (a). En effet, la réponse vibratoire du système n'est pas amortie avant l'apparition de l'impulsion suivante. Pour notre application sur boîte de vitesses, l'hypothèse que le temps de relaxation du système reste court devant la durée du cycle ne semble pas trop restrictive. Si nécessaire, dans le cas d'un système trop réverbérant, une solution pratique consistera à limiter la vitesse de rotation afin d'allonger la durée temporelle des cycles.

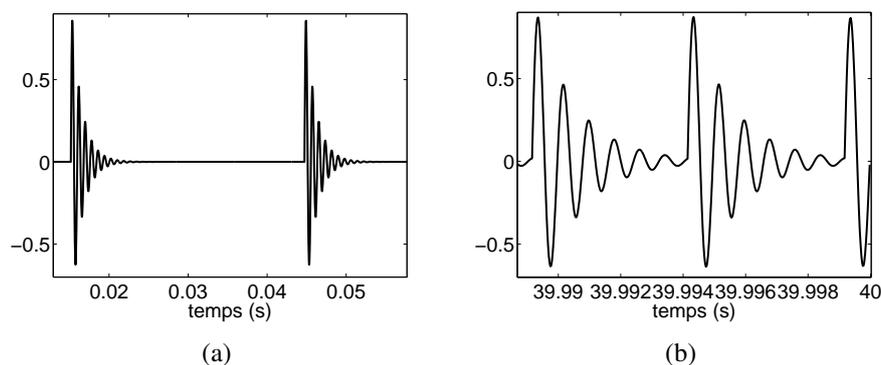


FIGURE 3.5: Réponse à une impulsion observée en temps (a) et après simulation d'une augmentation de vitesse de rotation (b), en adaptant la fenêtre d'observation à environ deux impulsions.

D'autre part, les développements proposés dans cette section sont conduits en négligeant la modulation d'amplitude à long terme, qui a pour effet de détruire les propriétés de cyclostationnarité du signal. Si l'amplitude du signal est modulée en fonction de la vitesse de rotation, alors d'un cycle à l'autre l'amplitude évolue : il conviendrait donc de rendre préalablement le signal stationnaire en termes d'énergie afin que le signal exhibe effectivement des périodicités. La compensation de cette modulation d'amplitude constitue une perspective de ces travaux. Les outils cyclostationnaires angle/temps seront ici, pour la détection et l'extraction du bruit de grenaille, appliqués sur des portions successives de signal où la variation de vitesse est relativement faible (de l'ordre de 2% à 10% de la valeur moyenne environ) et où la modulation d'amplitude sera donc considérée négligeable.

3.4 Validation de l'approche et application à la détection du bruit de grenaille

Maintenant que le cadre théorique de la cyclostationnarité angle/temps a été présenté, cette partie va illustrer son intérêt et présentera la méthode de détection du bruit de grenaille sur la simulation de référence introduite au chapitre 1.

3.4.1 Validation sur simulation

Cette partie va illustrer les développements proposés, en commençant par comparer l'estimation de la corrélation spectrale ordre/fréquence (équation (3.25)) et la corrélation spectrale classique (équation (3.14)) pour un cas de régime de vitesse stationnaire. L'excitation simule des chocs (quatre par tour) d'amplitude aléatoire, convoluée par une réponse impulsionnelle en sinus amortie de fréquence propre $f_0 = 1968$ Hz et de taux d'amortissement $\zeta = 0,3$. Un zoom du signal de sortie $x(t)$ ainsi simulé est donné à la figure 3.6, où on observe quatre impulsions sur une rotation.

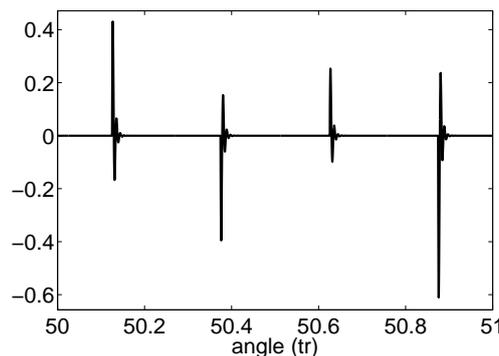


FIGURE 3.6: Zoom (sur un tour) du signal $x(t)$ simulé.

3.4.1.1 Régime stationnaire

Pour comparer l'approche cyclostationnaire angle/temps avec l'approche cyclostationnaire, considérons un cas de régime stabilisé à 1000 tr/min. En Hertz, la périodicité de quatre chocs par tour d'arbre donne une fréquence cyclique $\alpha_t = 1000 * 4/60$ Hz soit $\alpha_t \simeq 66,6$ Hz. En nombre d'évènement par tour, l'ordre cyclique vaut $\alpha_\theta = 4$ evt/tr. La figure 3.7 (a) donne le module de la corrélation spectrale $|\hat{S}_{xx}(\alpha_t, f)|$ du signal $x(t)$ simulé, où $\Delta\alpha_t = 0,2$ Hz et $\Delta f = 80$ Hz, et la figure (b) le module de la corrélation spectrale ordre/fréquence $|\hat{S}_{xx}(\alpha_\theta, f)|$, où $\Delta\alpha_\theta = 0,012$ evt/tr et $\Delta f = 80$ Hz. Pour les deux estimateurs, on observe que l'énergie est bien localisée à la fréquence (ou l'ordre) cyclique et avec les mêmes amplitudes. Pour mieux comparer les amplitudes obtenues dans les deux cas, la figure 3.7 (c) compare les modules des

deux corrélations spectrales, à la fréquence cyclique $\alpha_t \simeq 66,6$ Hz pour le cas cyclostationnaire et à l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 4$ evt/tr pour le cas cyclostationnaire angle/temps. On observe que les deux amplitudes obtenues sont très proches : par comparaison avec l'estimateur cyclostationnaire, ceci valide donc l'estimateur proposé à la section 3.3.2. D'autre part, on remarquera que le maximum de l'énergie des corrélations est situé autour de la fréquence de résonance de la réponse impulsionnelle (1968 Hz).

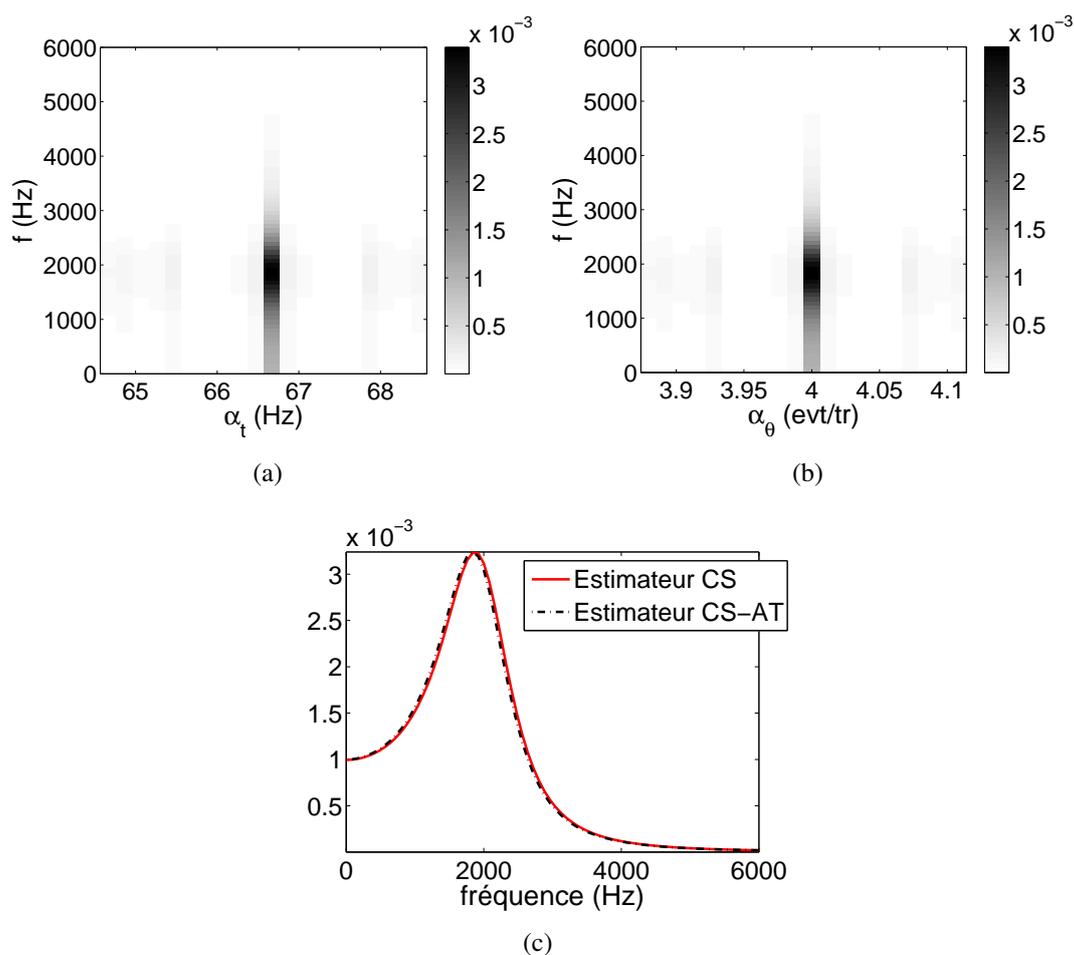


FIGURE 3.7: Estimation de $|\hat{S}_{xx}(\alpha_t, f)|$ (a) et $|\hat{S}_{xx}(\alpha_\theta, f)|$ (b), pour l'exemple d'un régime stabilisé. (c) Comparaison de $|\hat{S}_{xx}(\alpha_t = 66.6 \text{ Hz}, f)|$ (rouge) et $|\hat{S}_{xx}(\alpha_\theta = 4 \text{ evt/tr}, f)|$ (tirets noirs). Paramètres utilisés : fenêtre de Hanning, recouvrement de 66,6% (soit $2/3$), $N_w = 256$.

3.4.1.2 Régime non-stationnaire

Pour illustrer l'intérêt de l'approche angle/temps, considérons maintenant un cas de régime faiblement non-stationnaire, avec une variation de vitesse de 990 à 1010 tr/min en 5 s (soit une variation de 2% de la vitesse moyenne). La figure 3.8 (a) donne le module de la corrélation

3. Cyclostationnarité angle/temps

spectrale $|\hat{S}_{xx}(\alpha_t, f)|$ obtenue pour cette simulation. La fréquence cyclique α_t des impulsions (toujours au nombre de quatre par rotation d'un tour) ne peut plus être prédite théoriquement comme un scalaire puisque la vitesse de rotation varie. Ceci est illustré à la figure 3.8 (a), où l'énergie de la corrélation n'est pas localisée à une fréquence cyclique mais est dispersée, bien que la variation de vitesse de rotation soit ici faible. Intuitivement, on comprend bien qu'au lieu de considérer une fréquence cyclique α_t scalaire pour caractériser les périodicités, il faudrait la considérer dépendante du temps, sous forme de vecteur de fréquence cyclique $\alpha_t(t)$. Ce point est à la base de l'approche cyclostationnaire angle/temps, dont l'estimation de la corrélation spectrale ordre/fréquence est donnée à la figure 3.9 (a). Les périodicités sont caractérisées par l'ordre cyclique dont l'énergie se retrouve bien localisée à l'ordre $\alpha_\theta = 4$ evt/tr et les phénomènes porteurs, liés à la réponse impulsionnelle, restent caractérisés par l'axe des ordonnées en Hertz. D'autre part, le ré-échantillonnage angulaire du signal simulé permet d'estimer une corrélation spectrale (par estimateur cyclostationnaire), dépendante de l'ordre cyclique α_θ et de la fréquence d'angle f_θ , tout deux exprimés en nombre d'évènement par tour, dont le module est donné à la figure 3.8 (b). L'énergie de la corrélation se retrouve bien localisée à l'ordre 4 evt/tr mais l'axe des ordonnées n'étant plus gradué en Hertz, la caractérisation des phénomènes porteurs n'est évidemment plus possible.

Cet exemple illustre l'intérêt de l'approche cyclostationnaire angle/temps qui permet de conserver une caractérisation conjointe dans les domaines temporel et angulaire (ou fréquence et ordre).

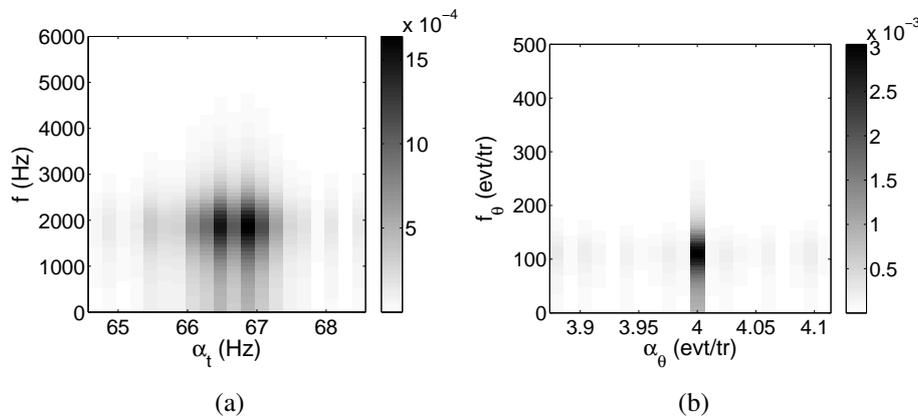


FIGURE 3.8: Estimation de $|\hat{S}_{xx}(\alpha_t, f)|$ (a) et $|\hat{S}_{xx}(\alpha_\theta, f_\theta)|$ (b) dans le cas d'une variation de régime de 2% de la vitesse moyenne. Paramètres utilisés : fenêtre de Hanning, recouvrement de 66,6%, $N_w = 256$.

3.4.1.3 Comparaison corrélation et cohérence spectrale ordre/fréquence

Afin de comparer les estimations par corrélation spectrale ordre/fréquence et cohérence spectrale ordre/fréquence, la figure 3.9 donne respectivement le module (a) et le module au carré (b) de ces grandeurs, pour la simulation avec une variation de vitesse de 2% de la vitesse moyenne. On observe que la cohérence spectrale (figure (b)) n'est pas dépendante de l'énergie

du spectre du signal mais caractérise bien le caractère large bande de l'excitation. En effet, la division à l'équation (3.26) par $\hat{S}_{xx}(0, f)$ et $\hat{S}_{x_{\alpha_\theta} x_{\alpha_\theta}}(0, f)$, que l'on peut assimiler à deux auto-spectres, implique un blanchiment intrinsèque de la cohérence. Son estimation s'interprète ainsi comme une indication d'un rapport signal à bruit. De plus, sa valeur étant normalisée entre 0 et 1 (ici, dans ce cas non bruité, l'amplitude vaut 1 à l'ordre cyclique d'intérêt), la cohérence peut adéquatement être utilisée pour définir le seuil d'un indicateur. Notre objectif principal concernant la définition d'un indicateur de présence et de sévérité du bruit de grenaille, nous utiliserons dans la suite l'estimateur de la cohérence spectrale ordre/fréquence (plutôt que celui de la corrélation).

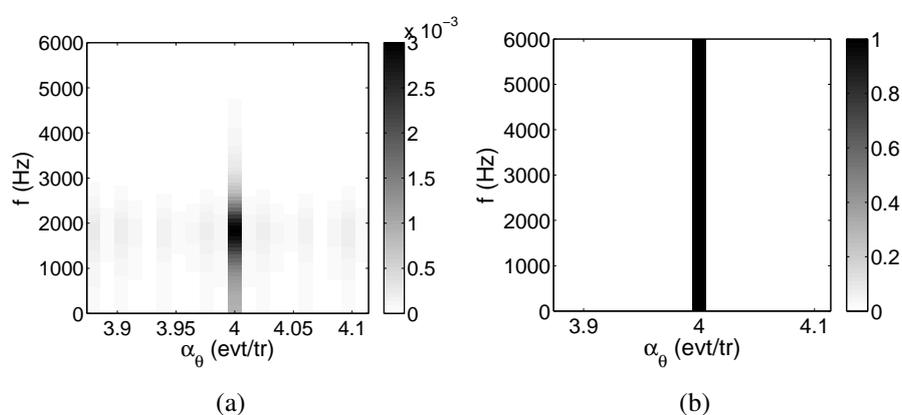


FIGURE 3.9: Estimation de $|\hat{S}_{xx}(\alpha_\theta, f)|$ (a) et $|\hat{y}_{xx}(\alpha_\theta, f)|^2$ (b) dans le cas d'une variation de régime de 2% de la vitesse moyenne. Paramètres utilisés : fenêtre de hanning, recouvrement de 66,6%, $N_w = 256$.

L'intérêt de la cohérence spectrale ordre/fréquence étant démontré, la section suivante va présenter, sur la simulation introduite au chapitre 1, la méthode de construction de l'indicateur de détection du bruit de grenaille.

3.4.2 Application à la détection du bruit de grenaille

La composante $s(t)$ simulée (cf. chapitre 1, section 1.4.2.4) représente un cas d'apparition périodique du bruit de grenaille. Les chocs apparaissent, sur la bande de signal choisie dans la simulation, lorsque la dérivée de la vitesse de rotation s'annule (soit aux extremums locaux de la vitesse de rotation). En raison de la présence d'harmoniques H4 et H6 de la fréquence de rotation, la rampe de vitesse n'a pas une évolution sinusoïdale mais est constituée d'une somme de sinusoïdes, comme le montre la figure 1.17 (b). L'écart (temporel ou angulaire) entre un choc flanc direct suivi d'un choc flanc rétro, ne sera pas égal à l'écart entre un choc flanc rétro suivi d'un choc flanc direct (cf. l'agrandissement présenté à la figure 1.20 (b)). Par tour de l'arbre primaire, il se produit donc quatre chocs, mais pour définir un cycle il faudra considérer une paire « choc flanc direct plus choc flanc rétro » ; ce point est mis en évidence à la figure 3.10,

où on observe alors deux évènements par tour d'arbre primaire, un évènement correspondant à une paire de chocs.

Dans la suite, pour construire l'indicateur de grenaille, nous allons donc nous intéresser plus spécifiquement à l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 2$ evt/tr et à ses harmoniques.

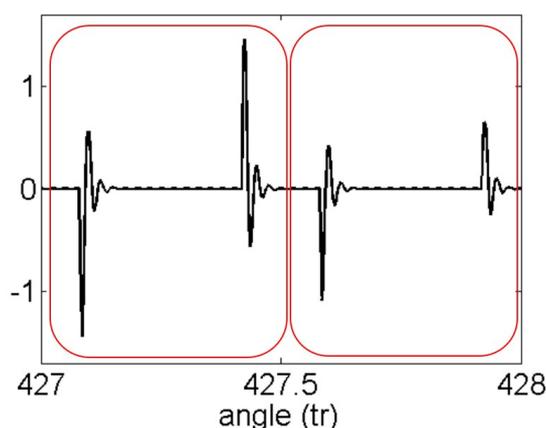


FIGURE 3.10: Zoom (sur un tour d'arbre primaire) de la composante $s(t)$ simulée et mise en évidence des cycles considérés (contours rouges).

3.4.2.1 Observation de la cohérence spectrale ordre/fréquence pour $\alpha_\theta = 2$ evt/tr pour les différentes composantes

Rappelons le modèle utilisé introduit à l'équation 1.4 :

$$x(t) = h(t) * (d(t) + s(t) + r(t)) + b(t)$$

où $d(t)$ correspond à l'excitation déterministe simulant la sirène, $s(t)$ à l'excitation aléatoire simulant les cas dits périodiques de grenaille et $r(t)$ à l'excitation représentant les autres phénomènes aléatoires.

Pour introduire la construction de l'indicateur, nous allons commencer par observer des cartographies de cohérences spectrales pour l'ordre $\alpha_\theta = 2$ evt/tr pour chaque composante. Pour construire les cartographies, le signal considéré (par exemple $(h * s)(t)$), est divisé en D portions contenant toutes le même nombre d'échantillons angulaires. On a donc, pour chaque portion, le même nombre de tour d'arbre primaire. En supposant que pour chaque portion successive du signal la modulation d'amplitude est négligeable (critère vérifié visuellement, par exemple à la figure 3.11 (b)) et que le temps de relaxation est court devant la durée des cycles (condition prise en compte dans le choix du coefficient d'amortissement de $h(t)$), les segments considérés sont supposés cyclostationnaires angle/temps. On peut donc estimer une cohérence spectrale ordre/fréquence pour chaque portion de signal. Ce principe est résumé à la figure 3.11 sur le signal $(h * s)(t)$ simulé. Nous allons ici calculer la cohérence spectrale

ordre/fréquence uniquement à l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 2$ evt/tr. Les résultats seront présentés sous forme de cartographie ayant en abscisse l'axe angulaire (en tours)² et en ordonnée l'axe fréquentiel (en Hertz). Une telle cartographie permet d'observer l'évolution fréquentielle d'un ordre cyclique donné (ici, 2 evt/tr) lors de la montée en régime. Une telle cartographie n'est pertinente que si le phénomène d'intérêt est bien localisé à l'ordre cyclique d'intérêt, sans dispersion, ce que permet l'approche proposée (cf. section 3.4.1.2).

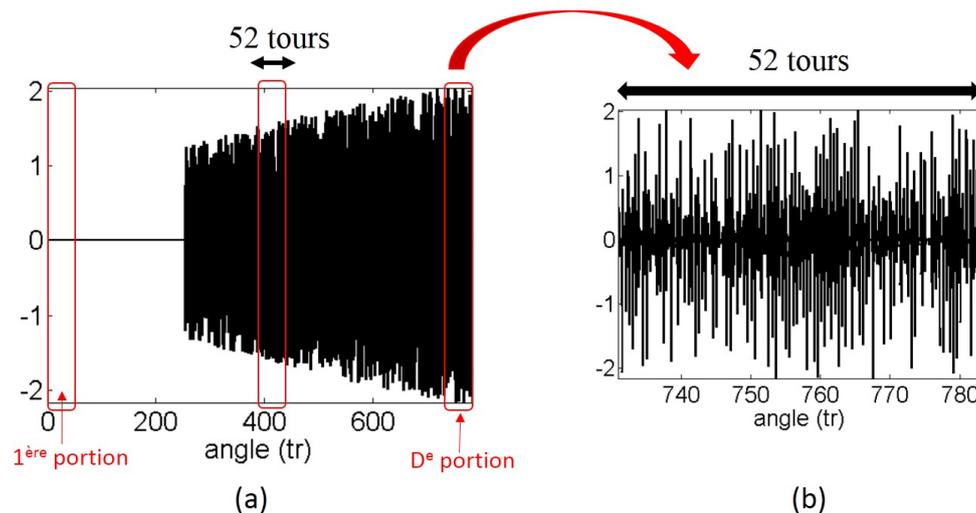


FIGURE 3.11: Composante de grenaille $(h*s)(t)$ (a) et zoom sur la D^e portion considérée (b).

La figure 3.12 (a) présente la cartographie pour la composante de grenaille $(h*s)(t)$, où chaque portion (ici, $D = 15$) est constituée de 52 tours de l'arbre primaire. L'amplitude du module au carré de la cohérence est représentée en niveaux de gris entre 0 et 1. On observe qu'à partir de la 5^e portion, l'amplitude de la cohérence révèle de l'énergie à l'ordre cyclique 2 evt/tr sur l'ensemble de la bande fréquentielle. La 5^e portion correspond aux angles entre 208 et 260 tours de l'arbre primaire, ce qui correspond bien à la première portion où les chocs apparaissent dans la simulation (cf. figure 1.20 (b)). La figure 3.12 (b) présente la cartographie pour la composante de sirène $(h*d)(t)$. On observe que le contenu fréquentiel de l'ordre cyclique 2 evt/tr évolue, sous forme de raies, au cours de la montée en régime. Sur la cartographie de la composante $(h*r)(t)$, donnée à la figure 3.12 (c), aucune énergie n'est révélée sur l'ensemble de la montée en régime et l'ensemble de la bande fréquentielle : aucune périodicité d'ordre 2 evt/tr n'est en effet introduite dans la simulation de la composante $r(t)$. La grenaille peut donc être différenciée des autres excitations par son caractère large bande, mis en évidence à l'ordre cyclique 2 evt/tr.

Remarque 1 La composante cyclostationnaire angle/temps d'ordre 1 n'est pas supprimée ici

2. L'axe des abscisses pourrait tout aussi bien être gradué en tr/min ou en rad/s² par exemple, l'idée étant de suivre un marqueur de l'évolution du « régime » du système.

3. Cyclostationnarité angle/temps

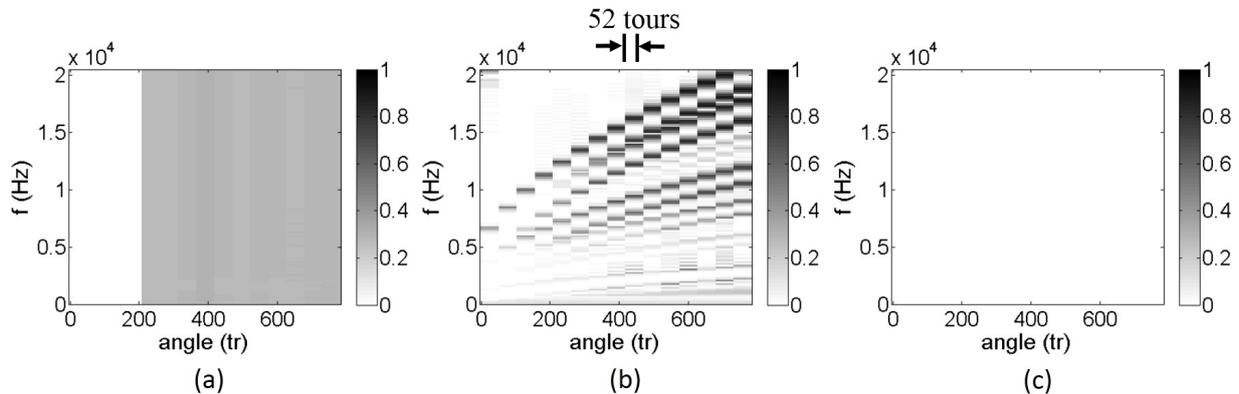


FIGURE 3.12: Représentation angle-fréquence, pour $D = 15$ portions successives du signal total, de $|\hat{\gamma}_{ss}(\alpha_\theta = 2, f)|^2$ (a), $|\hat{\gamma}_{dd}(\alpha_\theta = 2, f)|^2$ (b), $|\hat{\gamma}_{rr}(\alpha_\theta = 2, f)|^2$ (c), où s correspond à la grenaille, d à la sirène et r aux autres excitations aléatoires. Paramètres utilisés : fenêtre de hanning, recouvrement de 66,6%, $N_w = 256$.

avant l'application des outils d'ordre 2. On vérifiera sa contribution (a priori faible) dans la partie expérimentale.

3.4.2.2 Méthode de détection du bruit de grenaille

Le section précédente a montré la différenciation possible de la grenaille par la prise en compte de la largeur de bande de l'ordre 2 evt/tr.

De plus, un lien entre le kurtosis et les estimateurs cyclostationnaires a récemment été établi par Borghesani *et al.* [BOR 14]. Les indicateurs dérivés du kurtosis renseignent sur l'impulsivité du signal [DYE 78]. La référence [BOR 14] montre une équivalence entre une valeur élevée du kurtosis, donc une certaine impulsivité du signal, et la présence de nombreux harmoniques de la fréquence cyclique dans le spectre d'enveloppe. Avec nos outils développés dans le cadre de la cyclostationnarité angle/temps, cela signifie que plus le nombre d'harmoniques de l'ordre cyclique est élevé, plus le signal est impulsif. Le signal de grenaille étant impulsif, le contenu des ordres multiples de 2 evt/tr est donc attendu énergétique sur l'ensemble de la bande fréquentielle. Ceci est vérifié à la figure 3.13 (a) représentant le module au carré d'une portion de la cohérence spectrale ordre/fréquence de la composante $(s * h)(t)$ sur les bandes $[0-f_e/2]$ Hz et $[0,5-10,5]$ evt/tr.

Dans le cas de la composante de sirène (figure 3.13 (b)), on observe que l'énergie aux ordres multiples de 2 evt/tr est localisée sur certaines portions de fréquence uniquement, le signal de sirène n'étant pas large bande.

Pour tirer parti au mieux des caractéristiques de la grenaille, il convient alors de considérer à la fois le contenu large bande en fréquence et multi-harmonique en ordre cyclique.

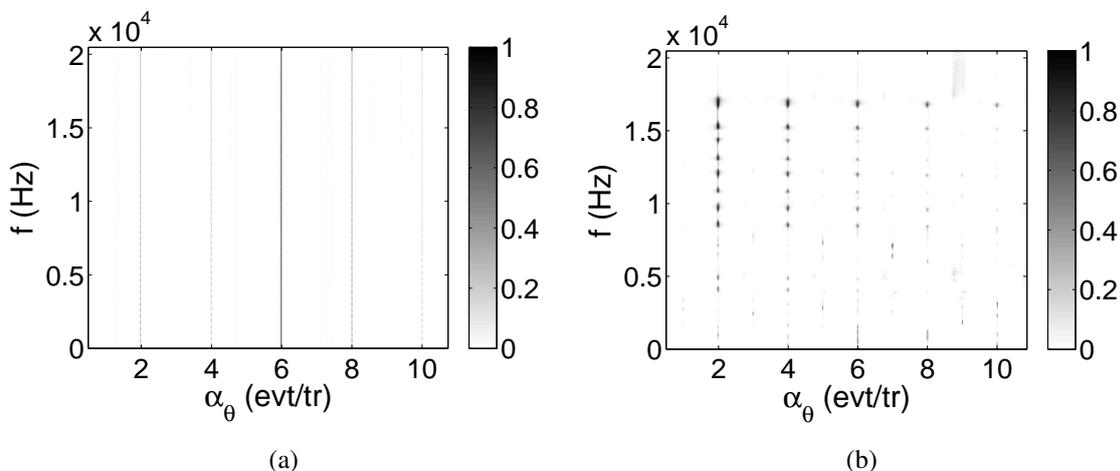


FIGURE 3.13: Estimation de $|\hat{\gamma}_{ss}(\alpha_\theta, f)|^2$ (a) et $|\hat{\gamma}_{da}(\alpha_\theta, f)|^2$ (b) sur une portion des composantes respectivement $(h * s)(t)$ et $(h * d)(t)$. Paramètres utilisés : fenêtre de hanning, recouvrement de 66,6%, $N_w = 128$, $\Delta f = 160$ Hz, $\Delta\alpha_\theta = 0,0203$ evt/tr.

L'indicateur proposé consiste à sommer le module au carré de la cohérence spectrale ordre/fréquence, selon les fréquences f et selon les ordres cycliques α_θ multiples de 2 evt/tr.

Le nombre d'ordres cycliques à sommer sera choisi visuellement à partir de la cohérence spectrale ordre/fréquence. Afin de sommer de l'information effective et non du bruit, seuls ceux révélant de l'énergie sur une large bande fréquentielle seront considérés. L'indicateur sous forme de cartographie s'écrit alors :

$$B(\theta, f) = \frac{\sum_{m=1}^{N_m} |\hat{\gamma}_{xx}(2.m, f)|^2}{N_m} \quad (3.30)$$

où N_m correspond au nombre d'ordres cycliques sommés, afin d'avoir un indicateur normalisé entre 0 et 1.

En pratique, dans des applications en projets industriels notamment, il est souvent préférable d'exploiter un indicateur vectoriel (sous forme de courbe) plutôt qu'un indicateur matriciel (sous forme de cartographie). Une somme sur les fréquences f est alors proposée. Seule la largeur de bande fréquentielle présentant effectivement de l'énergie devra être considérée afin de différencier au mieux la grenaille des autres sources. L'indicateur I proposé s'écrit alors :

$$I(\theta) = \frac{\sum_k \sum_{m=1}^{N_m} |\hat{\gamma}_{xx}(2.m, k.\Delta f)|^2}{N_k \cdot N_m} \quad (3.31)$$

où N_k correspond au nombre de canaux de fréquence sommés, afin d'avoir un indicateur normalisé entre 0 et 1.

Les indicateurs B et I sont ici exprimés en fonction de l'angle θ , mais cette dépendance pourrait tout à fait être remplacée par exemple par le temps t , par la vitesse de rotation $\dot{\theta}$, ou encore par $\ddot{\theta}_{H_2}$ l'accélération angulaire de la composante H_2 de l'acyclisme, l'essentiel

3. Cyclostationnarité angle/temps

étant de suivre l'évolution du fonctionnement non-stationnaire de la machine par une grandeur pertinente.

La figure 3.14 (b) donne la cartographie de la cohérence spectrale $|\hat{\gamma}_{yy}|^2$ sommée aux ordres 2, 4 et 6 evt/tr, du signal $y(t) = h(t) * (s(t) + d(t) + r(t))$ (sans bruit additif) donné à la figure 3.14 (a). La somme est effectuée uniquement sur ces trois harmoniques, ce qui est représentatif du nombre d'harmoniques utiles observé expérimentalement. On observe que le caractère large bande du bruit de grenaille est bien détectable à partir de la 6^e portion, mais avec une amplitude faible. Pour différencier au mieux la grenaille des autres sources, une somme sur les fréquences allant de 0 à $f_e/2$ est effectuée, ce qui donne l'indicateur I , représenté à la figure 3.14 (c) en fonction du temps. Sur cette figure est reporté, pour chaque portion de signal, le seuil à 1% introduit à l'équation 3.28. Lorsque l'indicateur est au-dessus du seuil, cela signifie que le risque que le signal soit faussement indiqué cyclostationnaire angle/temps est inférieur à 1%. On observe que l'indicateur passe au-delà du seuil à 1% à partir de $t \simeq 10$ s, ce qui correspond à la partie de signal où les chocs ont effectivement été introduits dans la simulation (cf. chapitre 1, partie 1.4.2.4). On observe que les valeurs de l'indicateur sont faibles, mais leur dynamique semble suffisante, en comparaison avec les valeurs prises par le seuil à 1%, pour trancher sur la présence ou l'absence de chocs générant le bruit de grenaille. La pertinence de l'exploitation du seuil à 1% sera discutée et consolidée à la partie 4.3 du chapitre 4.

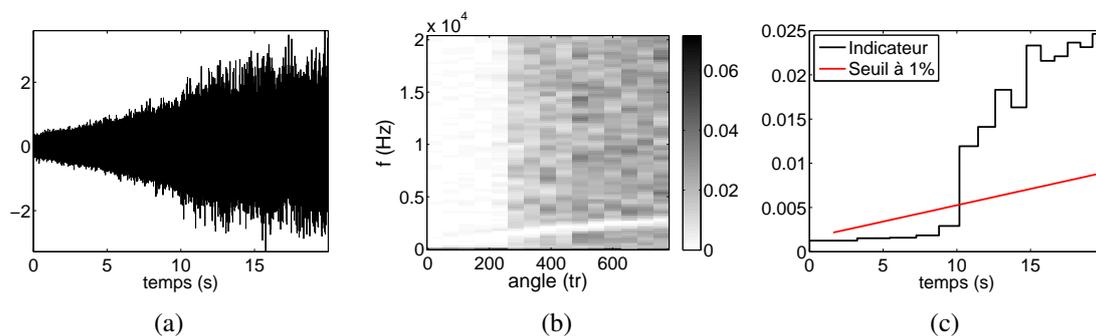


FIGURE 3.14: (a) Signal $y(t)$ simulé sans bruit additif. (b) Cartographie permettant une représentation, pour chaque portion de signal, de $\sum_{m=1}^3 |\hat{\gamma}_{yy}(2.m, f)|^2/3$. (c) Indicateur $I(t)$ du signal $y(t)$ sans bruit additif.

Dans cet exemple l'instant d'apparition précis des chocs n'est pas facilement identifiable sur le signal temporel (figure 3.14 (a)). Sur la deuxième moitié du signal, l'écart type de la composante de grenaille est deux fois plus faible que l'écart type des composantes de sirène et d'excitation purement aléatoire. Bien qu'il n'y ait pas de bruit additif, ce cas n'est donc pas favorable a priori à la détection de la grenaille.

Rajoutons maintenant à ce signal un bruit additif $b(t)$ avec un rapport signal à bruit de 20 dB (où la dénomination « signal » désigne toutes les composantes liées à l'excitation, et non pas uniquement le signal d'intérêt $(h * s)(t)$). La figure 3.15 (a) présente la cartographie du

module de la cohérence avec une somme sur les ordres cycliques 2, 4 et 6 evt/tr. On observe que l'énergie indiquant la présence des impacts est limitée à 10 kHz environ, le bruit a ainsi une influence plus perturbatrice en hautes fréquences. Ceci peut être attribué au fait que la cohérence spectrale donne une indication d'émergence par rapport au bruit. Or l'excitation $s(t)$ étant convoluée à une réponse impulsionnelle de fréquence de résonance 1968 Hz, l'énergie du signal $(s * h)(t)$ sera faible en haute fréquence et donc l'émergence du signal d'intérêt sera nécessairement faible.

Afin de sommer de l'information utile dans l'indicateur $I(t)$ (figure 3.15 (b)), la somme sur les fréquences f est donc réalisée de 0 à 10 kHz. On observe que le niveau de l'indicateur dépasse le seuil à 1% sur la bande de signal où les chocs sont effectivement simulés, mais l'écart maximal entre l'indicateur et le seuil à 1% n'est que de 0,008 soit environ deux fois plus petit que dans la configuration sans bruit additif (figure 3.14 (c)). En résumé, plus le signal de grenaille sera faible devant les autres composantes, plus le choix du nombre d'ordres cycliques et de la fréquence maximale à sommer seront décisifs dans la qualité de la détection.

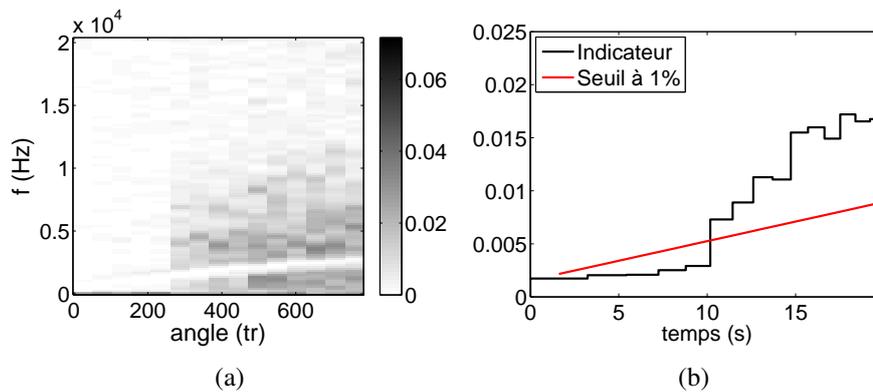


FIGURE 3.15: Cas d'un rapport signal à bruit de 20 dB. (a) Cartographie permettant une représentation, pour chaque portion de signal, de $\sum_{m=1}^3 |\hat{\gamma}_{xx}(2.m, f)|^2/3$. (b) Indicateur $I(t)$ du signal avec bruit additif.

3.4.2.3 Discussion sur la robustesse de l'indicateur

Pour construire l'indicateur I , un des paramètres important à régler concerne le nombre de portions D dont on divise le signal $x(t)$. Plus le nombre de portions sera petit, plus le nombre d'échantillons temporels sera grand et plus la variance de l'estimateur (ou le seuil de signification à $\lambda\%$) diminuera. En revanche, l'objectif étant de détecter d'une part l'apparition des chocs et d'autre part leur sévérité, plus le nombre de portions sera grand plus la localisation dans le signal temporel sera fine. Le compromis entre variance (ou seuil de signification) et précision de l'indicateur devra être choisi avec soin par l'utilisateur.

Pour pouvoir prendre des portions de signal suffisamment longues tout en conservant l'hypothèse de modulation d'amplitude négligeable, la variation de vitesse de rotation ne doit

pas être trop rapide. En pratique, ce point est à prendre en compte dès la mise en place des essais. Les variations réelles d'amplitude liées aux variations de conditions de fonctionnement instantanées n'étant pas prévisibles donc pas simulables, la limite de rapidité de montée en régime par exemple ne peut pas être indiquée. Le compromis à trouver nécessite ici d'avoir un segment suffisamment long pour limiter la variance de l'estimateur (donc le seuil de signification), mais suffisamment court pour que la modulation d'amplitude soit négligeable.

La section 2.3.3.2 du chapitre 2 a évoqué le bruit constaté expérimentalement sur les signaux provenant des codeurs angulaires utilisés pour estimer la vitesse angulaire instantanée. Pour observer l'influence de ce bruit sur le niveau de l'indicateur I , nous ajoutons à la vitesse de rotation $\hat{\theta}(t)$ un bruit blanc représentatif de nos observations expérimentales, simulé par une loi normale centrée d'écart type 0,1 (figure 2.10 (a)). L'information de vitesse et de position est explicitement nécessaire dans l'estimation des corrélations (donc également des cohérences) spectrales ordre/fréquence. La figure 3.16 présente, pour le cas du signal $x(t)$ avec bruit additif, l'indicateur $I(t)$ avec et sans dégradation de l'information de vitesse instantanée. La dégradation diminue légèrement le niveau des chocs sur les portions où la grenaille est détectée, avec une diminution maximale ici de 0,0013 soit une diminution d'environ 7 % de la valeur maximale prise par l'indicateur. En revanche, les variations de niveau ne semblent pas suffisantes pour modifier la détection des chocs : sur cet exemple, la détection reste bien effective pour la seconde moitié du signal temporel. L'indicateur proposé apparaît donc robuste vis-à-vis de la mesure de la vitesse de rotation.

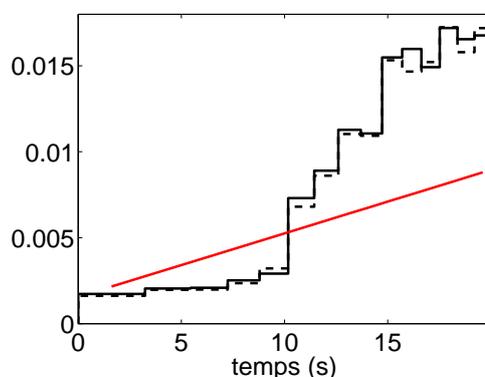


FIGURE 3.16: Indicateur $I(t)$ avec (trait plein) et sans (trait discontinu) dégradation de l'information de vitesse de rotation instantanée. En rouge est indiqué le seuil de signification à 1%.

3.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté une approche qualifiée de cyclostationnaire angle/temps, permettant d'analyser certains signaux cyclo-non-stationnaires. Les outils de caractérisation à l'ordre 2, telles que la corrélation et la cohérence spectrale ordre/fréquence, sont exprimés en fonction

de l'ordre cyclique (en nombre d'évènements par tour) et en fonction de la fréquence spectrale (en Hertz). Ceci permet de caractériser à la fois les phénomènes cycliques en angle et les phénomènes porteurs en temps (liés aux transferts vibratoires). L'estimateur de la corrélation spectrale ordre/fréquence, basé sur le périodogramme cyclique moyenné, est validé par comparaison avec l'estimateur cyclostationnaire. L'approche repose sur l'hypothèse que le temps de relaxation du système est court devant la durée des cycles. D'autre part, la modulation d'amplitude liée aux conditions de fonctionnement instantanées n'est pas traitée ici : on considère des portions de signal où la modulation d'amplitude à long terme est négligeable. L'égalisation de l'énergie constitue une des perspectives de ces travaux.

Le bruit de grenaille périodique, constitué d'impulsions cycliques en angle, est un exemple de signal cyclostationnaire angle/temps. L'observation du contenu fréquentiel à un ordre fixé permet de différencier ce phénomène large bande d'autres phénomènes apparaissant avec le même cycle angulaire mais localisés en Hertz. Un indicateur de détection du bruit de grenaille est alors proposé. Son principe, basé sur l'exploitation du caractère large bande et multi-harmonique du bruit de grenaille, a été présenté. L'application sur la simulation introduite au chapitre 1 permet de détecter effectivement la présence des chocs.

Pour valider cet indicateur, il convient de s'intéresser maintenant à des signaux réels, mesurés sur une boîte de vitesses en fonctionnement. Le chapitre suivant propose deux types de validation. La première, nécessitant une instrumentation intrusive de la boîte, permet une comparaison avec la vitesse relative pignon fou/pignon menant qui sert de référence pour la détection des impacts. La seconde, ne nécessitant qu'une instrumentation limitée, utilisera des tests d'écoute.

Plus généralement, par la conservation de la dualité angle/temps, cette approche peut permettre l'analyse de signaux issus de systèmes tournants présentant une géométrie discrète en rotation et fonctionnant sous conditions non-stationnaires. D'autre part, la définition des processus cyclostationnaires angle/temps et la proposition d'un estimateur de la cohérence spectrale ordre/fréquence ouvrent de nouvelles perspectives : le chapitre 5 présentera par exemple une extension du filtre de Wiener cyclique en vue d'extraire la composante cyclique du bruit de grenaille.

Chapitre 4

Application expérimentale : détection du bruit de grenaille

Les signaux vibratoires mesurés sur les boîtes de vitesses automobiles sont riches en informations sur leur état de fonctionnement.

La cohérence spectrale ordre/fréquence, outil d'analyse cyclostationnaire angle/temps, permet de proposer un indicateur de présence et de sévérité du bruit de grenaille, à partir de mesures en montée de régime.

Cet indicateur est ici validé en deux étapes, tout d'abord vis-à-vis de sa capacité à détecter l'apparition effective des impacts et d'autre part sur sa capacité à quantifier leur intensité.

Sommaire

4.1	Introduction	97
4.2	Instrumentation interne d'une boîte de vitesses par codeur optique	97
4.2.1	Mise en place des essais	98
4.2.2	Exploitation des signaux codeurs	101
4.2.3	Validation de la méthode de détection : comparaison avec la vitesse relative	105
4.2.4	Détection à partir des vitesses angulaires instantanées	110
4.3	Application sur boîte de vitesses de série	114
4.3.1	Organisation des sessions d'écoute	114
4.3.2	Exploitation des sessions d'écoute	117
4.3.3	Exploitation de la campagne d'essais sur boîte BE4 complète	127
4.4	Conclusion	130

4.1 Introduction

L'analyse expérimentale de la grenaille de boîte de vitesses en conditions réelles de fonctionnement est rendue difficile par le manque d'accès à l'intérieur de la boîte. Elle est notamment presque inenvisageable dans un contexte de projet de développement industriel et impossible pour des contrôles en production. Les principales informations expérimentales consistent donc en des mesures indirectes via des accéléromètres positionnés sur le carter de boîte ou des microphones placés à proximité. L'approche cyclostationnaire angle/temps présentée au chapitre précédent est tout à fait adaptée à l'analyse de signaux accélérométriques mesurés en conditions non-stationnaires. Cette approche permet la définition d'un indicateur de présence de grenaille, a priori bien adapté à la problématique.

L'objectif de ce chapitre est de valider a posteriori cet indicateur par deux méthodes. La première, intrusive, donne une référence sur l'apparition des impacts à partir de l'estimation de la vitesse relative pignon fou/pignon menant. La seconde, basée sur des tests perceptifs, permet de plus de quantifier la sévérité du bruit de grenaille et donne ainsi une indication quantitative sur la qualité de l'indicateur. Une fois sa validation effective, il est intéressant de réfléchir à un seuil au-delà duquel la présence de grenaille est confirmée, c'est-à-dire perçue comme telle. Pour cela, les situations où la grenaille est présente sans doute permis pourront être distinguées des situations où la grenaille est détectable sans pour autant être audible ou gênante.

La première partie de ce chapitre est consacrée à l'analyse de mesures réalisées sur une boîte spécifiquement instrumentée. Un codeur optique placé à l'intérieur de la boîte de vitesses permet de déterminer la vitesse angulaire instantanée du seul pignon fou conservé. La vitesse relative entre le pignon fou et le pignon fixe qui lui fait face permet de détecter les impacts et sert alors de méthode de détection de référence. Les résultats de l'indicateur sont comparés à cette méthode afin d'établir un premier niveau de validation.

La seconde partie concerne des mesures réalisées sur une boîte de série complète, plus proche de l'application industrielle finale. Des tests perceptifs basés sur l'écoute d'un signal microphonique ou accélérométrique permettent tout d'abord de quantifier la sévérité du bruit de grenaille perçu par les auditeurs. La comparaison avec les valeurs prises par l'indicateur donne un deuxième niveau de validation. Sa validation étant actée, les résultats d'un test perceptif où les auditeurs indiquent l'instant de début de détection du bruit sont exploités pour lui associer un seuil de détection. Enfin, l'indicateur est appliqué sur diverses configurations testées lors de la campagne d'essais afin d'étudier l'influence de divers paramètres, tels que le rapport engagé ou le couple imposé, sur l'apparition et la sévérité du bruit de grenaille.

4.2 Instrumentation interne d'une boîte de vitesses par codeur optique

Cette partie a pour objectif de valider l'indicateur de détection du bruit de grenaille en comparant les résultats donnés par l'indicateur avec ceux obtenus par une méthode de référence

nécessitant une instrumentation intrusive de la boîte. Deux codeurs optiques, l'un placé sur le pignon fou du rapport de 4^e et l'autre en bout d'arbre secondaire, permettent d'obtenir la vitesse relative entre les deux pignons et ainsi de détecter la présence des impacts. Une instrumentation similaire a été réalisée lors des travaux de thèse de Kadmiri [KAD 11a] pour des mesures à régimes stabilisés. Nous nous intéressons dans notre cas à des mesures en montée de régime.

4.2.1 Mise en place des essais

Commençons dans un premier temps par détailler l'instrumentation mise en place. Le banc d'essais utilisé est celui du LaMCoS, permettant de générer un acyclisme en entrée de boîte par l'intermédiaire d'un joint de Cardan à angle variable, présenté à l'annexe A.

4.2.1.1 Instrumentation interne de la boîte de vitesses

L'objectif est ici d'instrumenter un pignon fou d'une boîte de vitesses PSA de type BE4 pour accéder à sa vitesse de rotation instantanée. Ceci nécessite d'avoir un codeur angulaire le moins intrusif possible, devant être étanche en raison des projections d'huile (voire du barbotage) et résistant aux températures élevées. Le choix s'est porté sur un codeur optique placé sur le pignon fou du rapport de 4^e, qui présente l'avantage d'être situé sur l'arbre primaire (il ne baigne donc pas dans l'huile) et pour la boîte de vitesses utilisée l'actif de tête (c'est-à-dire le plus grand diamètre) de ce pignon est de 80.7 mm, le plus grand que l'on puisse avoir sur une boîte BE.

Le choix pratique du codeur optique pour l'instrumentation du pignon fou a été guidé par les dimensions des éléments de la boîte. Pour pouvoir placer le codeur, le synchroniseur 3/4 ainsi que le pignon fou du rapport de 3^e sont supprimés. Le codeur doit ainsi avoir une profondeur maximale de 38 mm (sinon on vient en contact sur les dents du pignon fixe de 3^e) et pouvoir s'insérer sur un arbre de diamètre 32 mm. Le codeur répondant le mieux aux caractéristiques attendues est le codeur Lika C-80 avec une résolution de 2048 tops/tour, une profondeur de 36 mm, un diamètre intérieur de 30 mm, un diamètre extérieur de 80 mm et une sortie TTL [LIK].

L'intégration mécanique du codeur sur le pignon fou a été réalisée au CEReP (Centre d'Etudes et de Réalisations de Prototypes) à l'INSA de Lyon. La figure 4.1 donne une photo de la boîte de vitesses ouverte ainsi instrumentée. Une partie de l'arbre primaire a été usinée pour diminuer son diamètre à 25,9 mm. La partie mobile du codeur est fixée au pignon fou de 4^e : une pièce d'adaptation est montée de force sur la partie crabot du pignon fou et le codeur est vissé sur cette pièce. Une bague avec des gorges est placée entre l'arbre et le codeur pour se ramener au diamètre intérieur du codeur de façon concentrique et favoriser la circulation d'huile entre ces deux éléments (figure 4.2 (a)). La partie fixe du codeur est liée au carter de boîte par l'intermédiaire d'une équerre. Une cale est ajoutée derrière le codeur pour assurer la tenue en translation (assurée également par l'équerre).

L'inertie des pignons fous constitue un des paramètres influant sur l'apparition et l'intensité de la grenaille. L'ajout du codeur optique modifie nécessairement l'inertie du pignon fou. La fixation de la partie mobile sur le pignon fou de 4^e rajoute en effet de la masse mais en

contrepartie l'intégration du codeur a nécessité la suppression du cône du pignon ce qui en a supprimé. Cependant, cette modification a priori des conditions précises d'apparition de la grenaille sur ce système influe peu sur notre étude. L'objectif est de réussir à générer des impacts dans des conditions de fonctionnement proches des conditions de fonctionnement réelles, sans pour autant être exactement représentatif des chocs se produisant au niveau du rapport de 4^e d'une boîte BE4.

Pour n'avoir que le rapport de 4^e sujet à la grenaille, seul le 2^e rapport est conservé comme rapport engagé (de rapport de réduction Z_1/Z_2), tous les autres éléments de la boîte sont enlevés. Des points de soudure viennent bloquer l'engagement du 2^e rapport (figure 4.2 (b)) : le système de synchroniseur 1/2 et les fourchettes peuvent ainsi être supprimés.



FIGURE 4.1: Instrumentation interne de la boîte de vitesses.



FIGURE 4.2: Instrumentation interne de la boîte de vitesses. (a) Vue de la bague et de ses gorges placée entre l'arbre et le codeur. (b) Blocage par soudure du 2^e rapport engagé.

4.2.1.2 Instrumentation externe et configuration des essais

Pour accéder à la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant, un codeur optique de résolution 2048 tops/tr est placé en bout d'arbre secondaire (noté *B* à la figure 4.3). Le pignon menant du rapport de 4^e étant solidaire de l'arbre secondaire, on suppose que la vitesse angulaire instantanée estimée en bout d'arbre secondaire est égale à celle du pignon menant (pas de charge sur cette extrémité de l'arbre). Un deuxième codeur optique identique de résolution 2048 tops/tr, noté *A*, est placé en bout d'arbre primaire et permet d'accéder à la vitesse angulaire instantanée en entrée de boîte. La figure 4.3 donne une représentation schématique de la configuration des essais avec la position des codeurs optiques.

Des accéléromètres sont répartis sur le carter de boîte et plusieurs angles de désalignement et plusieurs montées en régime sont testées. L'ensemble de l'instrumentation et de la campagne d'essais est précisée en annexe A, section A.3. Dans cette étude une rampe de vitesses de 750 à 2200 tr/min en 40 s et un couple de sortie de 200 Nm sont appliqués. Deux désalignements du joint de Cardan sont considérés (0° et 8°). L'angle 0° permet une mesure sans acyclisme et donc sans génération de bruit de grenaille. L'acquisition des codeurs optiques est réalisée avec une horloge de comptage à 80 MHz : on obtient le nombre de tops horloge entre deux fronts montants du codeur (méthode de comptage, détaillée à l'annexe A page 172). Les signaux analogiques des accéléromètres sont échantillonnés à $f_e = 40960$ Hz, après filtrage anti-repliement à 13889 Hz.

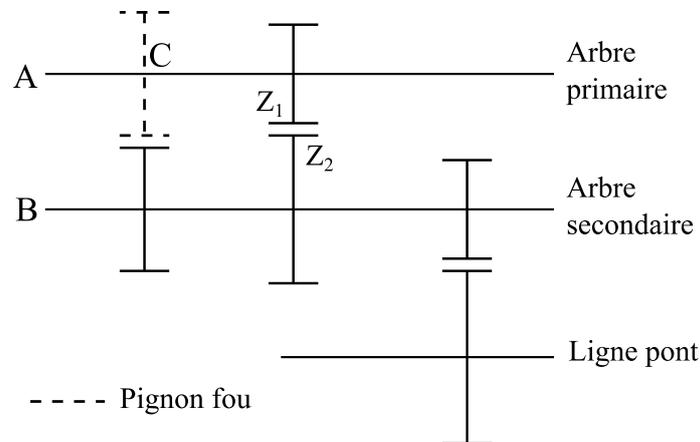


FIGURE 4.3: Configuration de la boîte de vitesses. Les trois codeurs optiques sont repérés par les lettres A, B et C.

Les codeurs B (placé en bout d'arbre primaire) et C (placé dans la boîte de vitesses) permettent d'estimer la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant du rapport de 4^e. Cette vitesse relative servira de référence pour la détection des impacts, les seuls chocs pouvant se produire au niveau de ces engrenages en raison de la suppression des autres éléments de la boîte.

4.2.2 Exploitation des signaux codeurs

L'estimation de la vitesse relative pignon fou/pignon menant nécessite une bonne exploitation des signaux codeurs, dont la précision détermine la fiabilité des mesures de vitesses angulaires instantanées. Cette estimation est sujette à diverses difficultés, récemment décrites aux références [AND 11], [LEC 13] et [AND 13]. Une première perturbation peut provenir des imprécisions de construction et de mise en place du codeur, générant l'erreur géométrique. Dans la méthode d'acquisition avec un compteur, le nombre de tops horloge entre deux fronts montants du codeur étant nécessairement entier, il résulte une imprécision sur le temps estimé entre deux marques du codeur qui génère l'erreur de quantification. D'autres types de perturbations, telles que celles induites par la conversion du mouvement mécanique en un signal électrique, sont décrites aux références [AND 11], [LEC 13] et [AND 13]). La partie suivante est consacrée aux erreurs géométrique et de quantification, cette dernière pouvant être minimisée en filtrant passe-bas la vitesse angulaire instantanée mesurée.

4.2.2.1 Erreur géométrique et erreur de quantification : état de l'art

Les codeurs angulaires, aussi appelés capteurs rotatifs, sont constitués d'une partie fixe contenant la tête de lecture et d'une partie mobile en rotation contenant la mire. La mire est subdivisée en marques dont la nature dépend du type de codeur : la mire d'un codeur optique est par exemple divisée en traits (ou secteurs), celle d'un codeur magnétique en pôles. L'imprécision de l'angle entre les marques consécutives est une source d'erreur géométrique. En effet, en fonction du nombre R de marques, le pas angulaire $\Delta\theta$ est supposé constant de valeur $2\pi/R$. Leclère *et al.* [LEC 13] proposent une correction de l'erreur géométrique, sous l'hypothèse d'une vitesse de rotation constante et où la cyclostationnarité à l'ordre 1 de la vitesse angulaire instantanée est négligeable. Ceci suppose qu'aucune fluctuation périodique de la vitesse angulaire instantanée n'est présente. En pratique, le placement du codeur induit quasi inévitablement des défauts de concentricité ou de désalignement, engendrant une fluctuation périodique de période 2π . Cette incertitude de placement est une source supplémentaire d'erreur géométrique. L'influence des perturbations géométriques sur l'observation spectrale de la vitesse de rotation est étudiée par André [AND 11]. En particulier, les ordres entiers d'évènement par tour seront amplifiés en présence de ce type de perturbation.

L'acquisition du signal codeur est ici réalisée par la méthode de comptage, en comptant le nombre de tops horloge entre deux fronts montant du codeur. Ce nombre de périodes de l'horloge est nécessairement entier, comme illustré à la figure 4.4 issue de [AND 11]. L'erreur de quantification, aussi appelée erreur de comptage, correspond à l'imprécision sur le temps estimé entre deux marques du codeur. André *et al.* [AND 13] proposent une approche statistique pour estimer la perturbation aléatoire résultant de la quantification dans le cas de régime non-stationnaire. Notons $\hat{\omega}$ la vitesse angulaire instantanée estimée par la méthode de comptage. Le seuil de quantification $\eta_{S_{\hat{\omega}}}(f_{\theta})$ distingue les composantes spectrales induites par la quantification de celles résultant d'une information mécanique réelle. Le seuil de quantification permettant de tester l'hypothèse qu'une composante spectrale est induite par l'erreur de

4. Application expérimentale : détection du bruit de grenaille

quantification sous la probabilité α est donné par :

$$\eta_{S_{\hat{\omega}}}(f_{\theta}) = -\frac{\ln(\alpha)}{3F^2} \sin(\pi f_{\theta} \Delta\theta)^2 \frac{\hat{\omega}_0^4}{\Delta\theta^2} \quad (4.1)$$

avec f_{θ} la fréquence d'angle en [evt/tr], F la fréquence de l'horloge de comptage en [Hz] et $\hat{\omega}_0$ la vitesse angulaire instantanée moyenne en [rad/s]. Moins formellement, une composante spectrale qui dépasse le seuil de quantification a une probabilité α d'être induite par l'erreur de quantification.

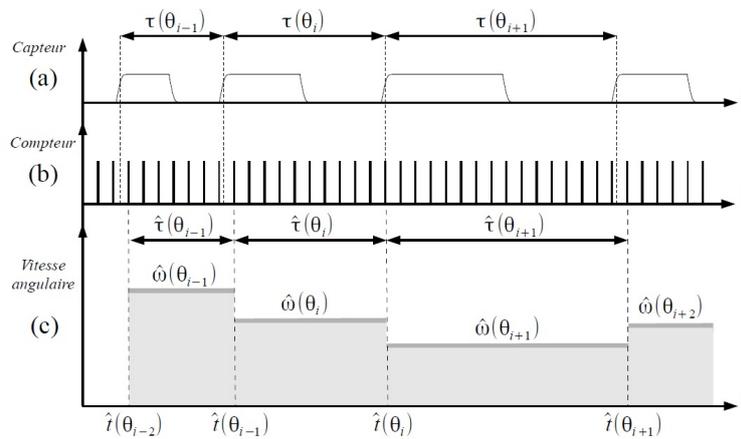


FIGURE 4.4: Estimation de la vitesse angulaire instantanée par la méthode de comptage. (a) Signal carré du codeur angulaire. (b) Tops horloge. (c) Estimation de la vitesse instantanée avec mise en évidence de l'erreur de quantification. [AND 11]

Pour observer le niveau de l'erreur de quantification, la figure 4.5 (a) montre la densité spectrale de puissance de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire (obtenue avec le codeur B), superposée avec le seuil de quantification pour $\alpha = 0.1$, sur la bande [0 400] événements par tour, pour la configuration sans désalignement du joint de Cardan. La valeur $\alpha = 0,1$ est ici choisie par rapport aux résultats des travaux expérimentaux présentés à la référence [AND 11]. Pour les ordres élevés (au-delà d'environ 300 evt/tr), la forme du seuil de quantification approche la forme du spectre de la vitesse angulaire instantanée. Sur la bande [300 - $R/2$] evt/tr, seules 2,2% des composantes de la densité spectrale de puissance de la vitesse instantanée dépassent le seuil de quantification. Pour les ordres supérieurs à 300 evt/tr, le niveau du spectre de la vitesse instantanée est donc principalement dû au bruit de quantification. La même approche est appliquée pour le codeur C permettant d'estimer la vitesse angulaire instantanée du pignon fou (figure 4.5 (b)). De nouveau, les composantes spectrales au delà de 300 evt/tr semblent principalement induites par l'erreur de quantification. Le taux de composantes de la densité spectrale de puissance dépassant le seuil de quantification est de 9,4% sur la bande [300 - $R/2$] evt/tr.

Dans la suite de l'étude, nous appliquerons un filtre passe-bas en ordre afin de minimiser l'influence de l'erreur de quantification sur l'estimation de la vitesse angulaire instantanée. La

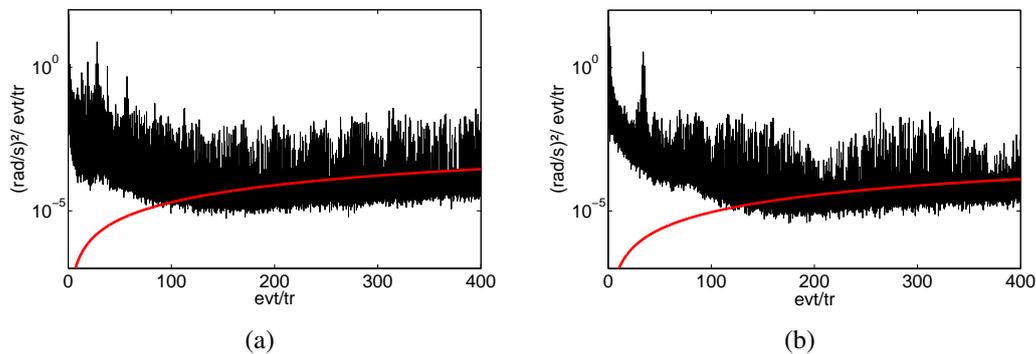


FIGURE 4.5: Densité spectrale de puissance de la vitesse angulaire instantanée obtenue avec le codeur B (a) et le codeur C (b) (courbes noires) et seuil de quantification à 10% (rouge).

fréquence de coupure est ainsi choisie à 300 evt/tr. En Hertz, les fréquences maximales interprétables dans la vitesse angulaire instantanée de l'arbre primaire sont donc comprises entre 3750 et 11000 Hz (en fonction de la vitesse de rotation lors de la montée en régime), et entre 2000 et 5900 Hz pour la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire.

4.2.2.2 Détection de la présence de grenaille par la vitesse relative pignon fou/pignon menant

L'estimation de la vitesse angulaire instantanée à partir d'un signal codeur ayant été discutée, nous allons maintenant nous intéresser à la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant. Celle-ci correspond à la différence entre la vitesse instantanée du pignon menant et la vitesse instantanée du pignon fou, ramenée à celle du pignon menant à l'aide du rapport de réduction. La figure 4.6 (a) présente la vitesse relative, en fonction de l'angle de l'arbre primaire, pour les désalignements 0° et 8° . L'angle 0° correspond à un test sans génération d'acyclisme et donc a priori sans apparition du bruit de grenaille : cette mesure nous sert donc de référence pour détecter les impacts sur la vitesse relative obtenue avec un désalignement de 8° . Sur le début du signal, observable sur la figure 4.6 (b) avec un zoom autour du 80° tour de l'arbre primaire où la vitesse de rotation est d'environ 1000 tr/min, aucun impact n'est détecté. La vitesse relative obtenue avec le désalignement 8° est du même ordre de grandeur que celle pour le désalignement de 0° . La figure (c) montre un zoom sur la fin du signal, sur une portion autour du 880° tour de l'arbre primaire où la vitesse de rotation est d'environ 1900 tr/min. Des impacts sont détectés sur la vitesse relative pour le désalignement 8° . Le signe de la vitesse relative permet de différencier les chocs sur le flanc direct de ceux sur le flanc rétro. Quatre impacts par tour de l'arbre primaire sont observés, avec une alternance entre un choc flanc direct et un choc flanc rétro. A partir de ce critère visuel d'observation de la vitesse relative, le bruit de grenaille est présent selon notre observation des codeurs à partir d'environ le 350° tour de l'arbre primaire, soit à partir d'une vitesse de rotation d'environ 1400 tr/min.

4. Application expérimentale : détection du bruit de grenaille

Cette méthode intrusive servira de référence pour valider la méthode plus indirecte de détection (exploitant un signal accélérométrique) présentée au chapitre 3 et appliquée dans la partie suivante (4.2.3).

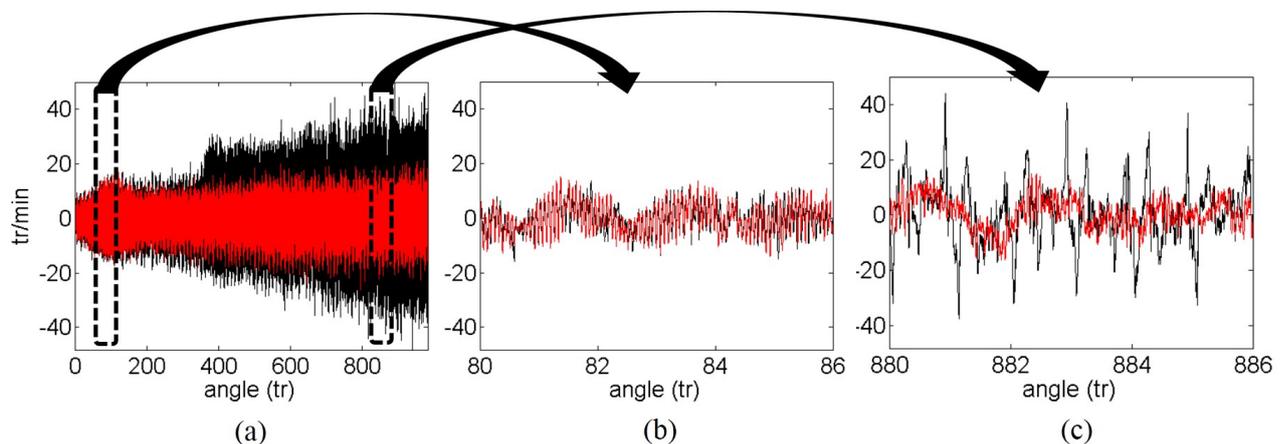


FIGURE 4.6: (a) Vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant pour les désalignements 0° (rouge) et 8° (noir). Zoom autour du 80° (b) et 880° (c) tour de l'arbre primaire.

La figure 4.6 (c) ne met pas clairement en évidence l'apparition de rebonds, on serait donc dans un cas de grenaille dit périodique sur l'ensemble de la montée en régime. Lors des essais, un désalignement élevé a dû être imposé pour commencer à entendre de la grenaille (6° de désalignement), en comparaison avec les mesures réalisées sur boîte complète où la grenaille est entendue dès un désalignement de 3° . Ceci s'explique d'une part par le fait qu'une seule source possible d'impact soit conservée (pignon fou du 4° rapport) et d'autre part par la modification de l'inertie du pignon fou avec l'ajout du codeur. L'ajout d'inertie rend certainement plus difficile l'apparition de rebonds par exemple.

4.2.2.3 Mesure de la durée des impacts

Bien que les chocs successifs soient correctement identifiables, l'estimation de leur durée est rendue difficile par le bruit observable sur les mesures. Une méthode similaire à celle proposée par Kadmiri [KAD 11a] a cependant été appliquée pour estimer leurs durées, à partir de la vitesse relative ré-échantillonnée en temps. La figure 4.7 donne l'exemple de quatre impacts correctement identifiables sur la vitesse relative obtenue avec le désalignement de 8° , avec une alternance entre un choc flanc menant et un choc flanc mené. La durée de ces chocs est estimée à partir des instants avant ($t(V^-)$) et après ($t(V^+)$) l'impact. Sur l'ensemble de la vitesse relative, 150 relevés de durée de chocs ont été effectués (50 en début de zone où la grenaille est détectée, 50 en milieu et 50 en fin de signal). La densité de probabilité de ces durées est donnée à la figure 4.8 (a), le pas de temps étant de 0,096 ms. La durée moyenne

relevée est de 0,719 ms. Il apparaît que la vitesse de rotation instantanée a peu d'influence sur la durée des chocs. La figure 4.8 (b) donne la densité de probabilité des durées relevées sur les 50 premiers et 50 derniers impacts identifiables sur la vitesse relative. Une moyenne de 0,725 ms est obtenue à partir des 50 premiers chocs et une moyenne de 0,689 ms à partir des 50 derniers. Bien que les durées moyennes des chocs soient très proches pour ces deux cas, les durées relevées apparaissent plus dispersées en fin de vitesse relative. Cela peut s'expliquer par une augmentation de l'intensité des impacts avec l'augmentation de la vitesse de rotation et un état de grenaille se rapprochant d'une situation chaotique, bien que l'apparition de rebonds ne soit pas clairement identifiable.

En angle, la longueur moyenne des impacts relevés sur la vitesse relative est de 0,104 rad pour les cinquante premiers et de 0,129 rad pour les cinquante derniers chocs, le pas angulaire étant de 0,003 rad. En raison de la variation de vitesse de rotation, les chocs apparaissent donc de durée variable en angle.

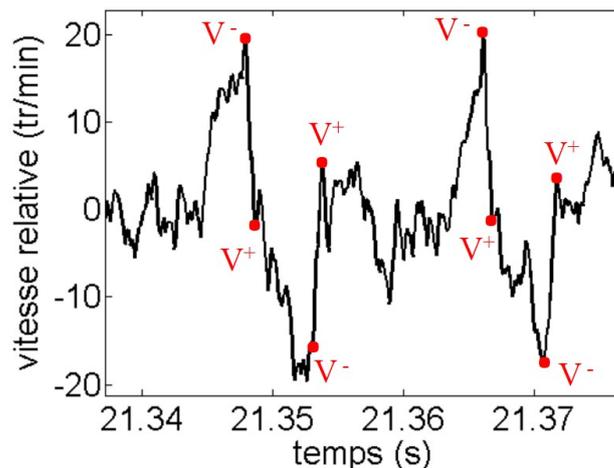


FIGURE 4.7: Observation de quatre impacts sur la vitesse relative obtenue avec un désalignement de 8° . Les notations V^- et V^+ indiquent respectivement le début et la fin d'un choc.

4.2.3 Validation de la méthode de détection : comparaison avec la vitesse relative

La section précédente a permis de détecter les impacts par observation de la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant. Nous allons maintenant comparer cette détection à l'indicateur proposé au chapitre 3 et basé sur la cyclostationnarité angle/temps.

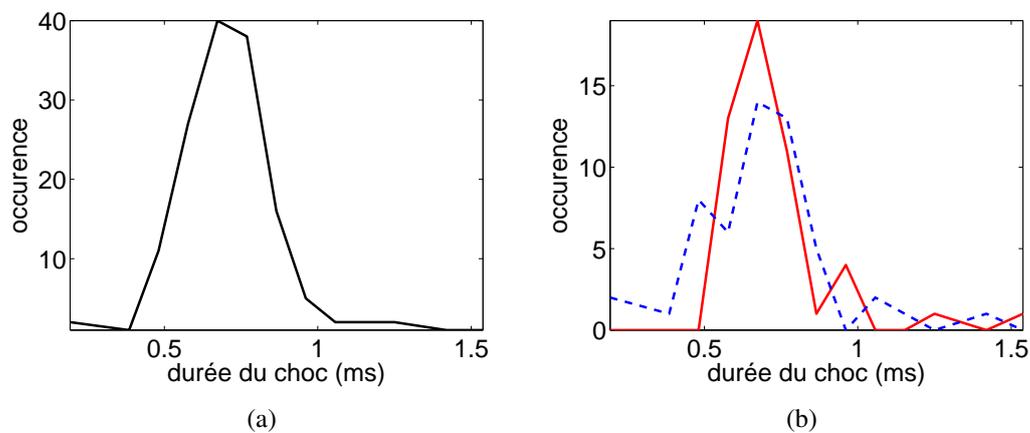


FIGURE 4.8: (a) Densité de probabilité des durées de choc mesurées sur 150 impacts relevés sur la vitesse relative obtenue pour un désalignement de 8° . (b) Densité de probabilité des durées des 50 premiers (rouge) et 50 derniers (tirets bleus) impacts.

4.2.3.1 Observation de l'indicateur de présence de grenaille

Considérons dans un premier temps un accéléromètre de sensibilité $94,9 \text{ mV/g}$, placé sur le haut de carter de la boîte de vitesses, dont la plage de fréquence s'étend de $0,5$ à 10000 Hz avec une précision sur la sensibilité de $\pm 5\%$. L'observation simple du signal accélérométrique donné à la figure 4.9 (a) pour le désalignement de 8° ne permet pas de détecter directement les impacts. La vitesse angulaire instantanée, nécessaire au calcul de la cohérence spectrale ordre fréquence, est obtenue à l'aide du codeur A placé en bout d'arbre primaire (figure 4.9 (c)).

La méthode de détection du bruit de grenaille présentée à la section 3.4.2.2 du chapitre 3 est appliquée sur ce signal accélérométrique. Le signal est divisé en 13 portions, chacune composée de 76 tours de l'arbre primaire. La figure 4.9 (b) donnant l'exemple d'une portion de signal considérée montre que la modulation d'amplitude est visiblement négligeable. Le signal est ainsi supposé cyclostationnaire angle/temps, ce qui permet d'estimer la cohérence spectrale ordre/fréquence. Pour chaque portion de signal, celle-ci est estimée pour l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 2 \text{ evt/tr}^1$. La figure 4.10 donne une comparaison des résultats pour les désalignements 0° et 8° , présentés sous forme de cartographie « fréquence (Hertz) vs. angle (tour de l'arbre primaire) ». Pour le désalignement 0° (figure (a)), la cartographie ne révèle aucune énergie pour l'ordre 2 evt/tr sur l'ensemble de la bande fréquentielle. Pour le désalignement 8° (figure 4.10 (b)) de l'énergie est révélée sur une largeur de bande de 0 à 5000 Hz environ à partir de la portion du 350° tour de l'arbre primaire. Cela signifie que pour ces portions de signal, un phénomène cyclique à 2 evt/tr apparaît avec une certaine largeur de bande : nous attribuons cela à la présence d'impacts générant le bruit de grenaille. Bien que l'accéléromètre soit exploitable jusqu'à au moins 10000 Hz , seules les fréquences inférieures à 5000 Hz semblent excitées.

1. Pour rappel, un évènement correspond à une paire d'impacts flanc menant plus flanc mené.

Cette largeur de bande est plus faible que ce qui est attendu pour le bruit de grenaille et peut s'expliquer par la présence d'une seule source possible de chocs et donc une faible amplitude d'excitation générée, où les hautes fréquences sont peut-être plus amorties que les basses fréquences.

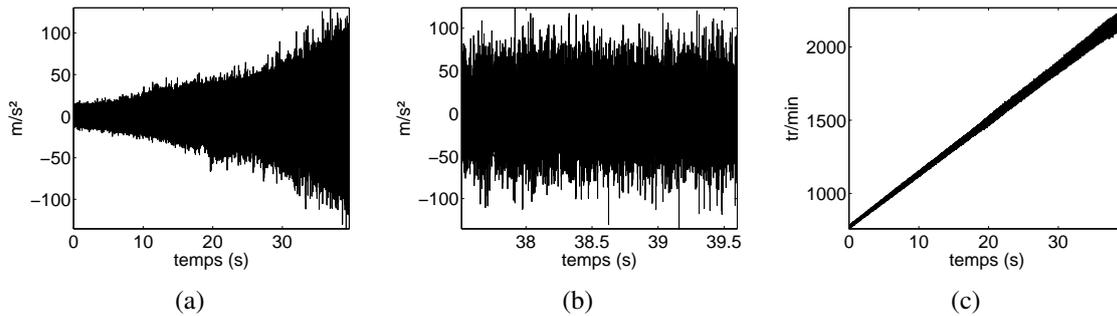


FIGURE 4.9: (a) Signal accélérométrique. (b) Une portion du signal accélérométrique considérée. (c) Vitesse angulaire instantanée obtenue à l'aide du codeur A.

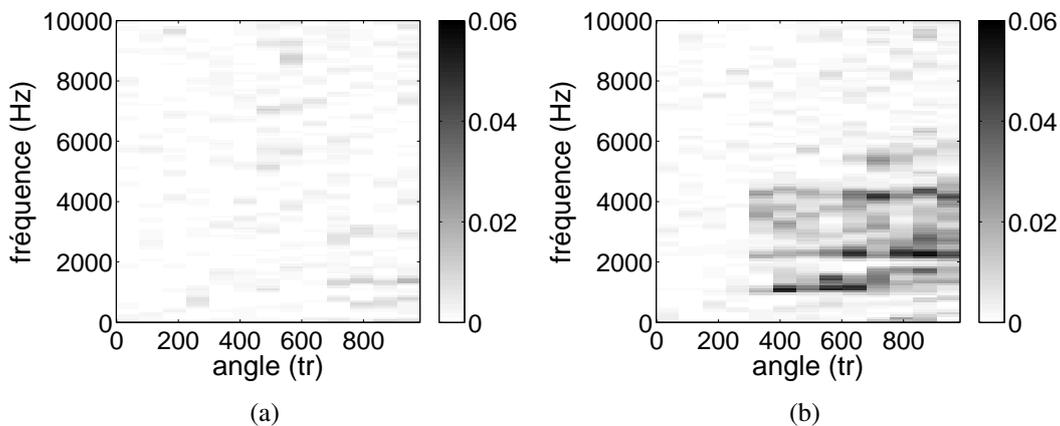


FIGURE 4.10: Cartographie « fréquence (Hertz) vs. angle (tour de l'arbre primaire) » de la cohérence spectrale ordre/fréquence pour $\alpha_\theta = 2$ evt/tr, pour les désalignements 0° (a) et 8° (b).

L'indicateur I (cf. équation (3.31)) est calculé avec une somme sur les ordres 2 et 4 evt/tr (à partir de 6 evt/tr les amplitudes de la cohérence spectrale sont trop faibles pour être utilement prises en compte) et sur la bande fréquentielle $[0 - 5000]$ Hz. Pour le désalignement 0° (figure 4.11 (a)), les valeurs de l'indicateur restent en-dessous du seuil de signification à 1% : aucun acyclisme n'est introduit en entrée de boîte donc aucun choc ne se produit. Pour le désalignement 8° (figure 4.11 (b)), les valeurs de l'indicateur dépassent le seuil à partir de la 5^e portion, centrée autour du 340^e tour de l'arbre primaire. Cette détection

à partir de l'indicateur est donc en bon accord avec celle faite sur la vitesse relative qui nous sert de référence. En revanche, les valeurs de l'indicateur restent faibles tout au long de la montée en régime (avec un maximum à 0,01) et la dynamique au-delà du seuil à 1% est faible.

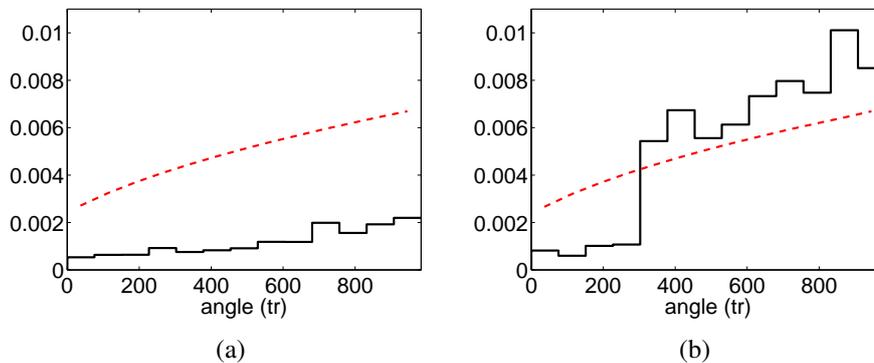


FIGURE 4.11: Indicateur $I(\theta)$ pour les désalignements 0° (a) et 8° (b) (courbes noires) et seuil de signification à 1% (tirets rouges).

Pour pallier à cela, considérons, pour la même mesure à 8° de désalignement, un deuxième accéléromètre placé sur la face supérieure du carter de boîte à côté de l'accéléromètre précédemment exploité (figure 4.13 (a)). Cet accéléromètre n'est exploitable que sur une plage de fréquence de 0 à 4000 Hz à $\pm 5\%$ mais a l'avantage d'être légèrement plus sensible, avec une sensibilité de 101,5 mV/g. La cartographie de la cohérence spectrale pour $\alpha_\theta = 2$ evt/tr (figure 4.12 (a)) révèle une détection similaire avec l'accéléromètre précédent mais avec une amplitude plus élevée. L'indicateur $I(\theta)$ (figure 4.12 (b)) révèle bien la présence de grenaille, avec une valeur maximale de 0,046. La dynamique entre le seuil à 1% et l'indicateur permet ici une détection certaine de la grenaille. On peut ainsi penser que cet accéléromètre est mieux placé sur le carter de boîte pour réaliser la détection des impacts.

4.2.3.2 Influence de la composante cyclostationnaire d'ordre 1

À la section précédente, l'estimation de la cohérence spectrale ordre/fréquence a été réalisée sur le signal vibratoire directement mesuré. Nous allons observer ici l'influence de la composante d'ordre 1 sur l'estimation de la grenaille, sur l'accéléromètre présentant la meilleure dynamique pour $I(\theta)$. La modulation d'amplitude des portions de signal considérées étant négligeable (cf. figure 4.9 (b)), la moyenne synchrone est ici estimée dans le domaine angulaire, pour l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 2$ evt/tr, à l'aide de l'estimateur cyclostationnaire indiqué à l'équation (3.6). La figure 4.13 (b) montre la moyenne synchrone ainsi extraite sur un tour de l'arbre primaire, sur une portion de signal où des impacts ont été précédemment détectés. On observe que l'amplitude de la moyenne synchrone est faible, l'ordre cyclique 2 evt/tr présente donc une faible composante cyclostationnaire d'ordre 1. Ceci confirme le caractère aléatoire du bruit de grenaille et justifie l'exploitation d'outils d'ordre 2. La figure 4.13 (c) donne une

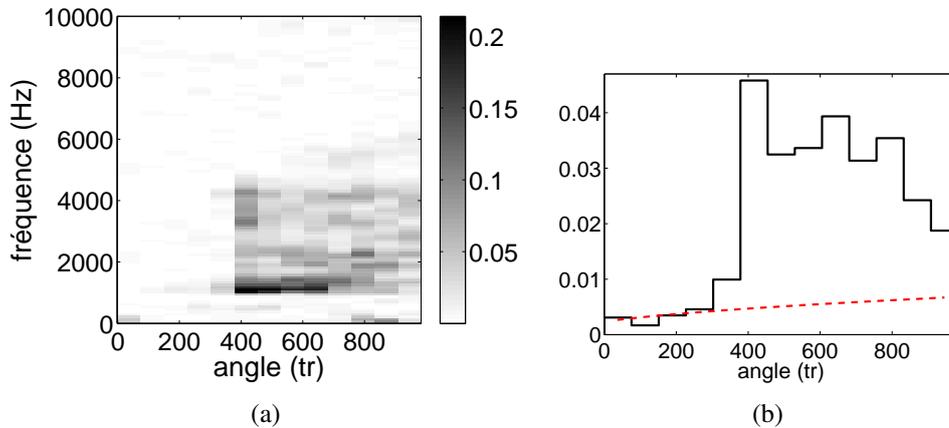


FIGURE 4.12: Résultats de détection pour l'accéléromètre de sensibilité 101,5 mV/g. (a) Cartographie de la cohérence spectrale ordre/fréquence pour $\alpha_\theta = 2$ evt/tr pour le désalignement 8° . (b) Indicateur $I(\theta)$ (courbe noire) et seuil de signification à 1% (tirets rouges).

comparaison de l'indicateur obtenu avec et sans suppression de la moyenne synchrone. On observe que les valeurs sont très proches sur l'ensemble de la montée en régime. La suppression de la moyenne synchrone nécessite un ré-échantillonnage angulaire du signal et l'estimation de la composante cyclostationnaire d'ordre 1 sur chaque portion considérée. Les résultats de détection de grenaille n'étant pas significativement modifiés par la présence de la composante du 1^{er} ordre, il ne semble pas nécessaire de la supprimer. Dans la suite, les cohérences spectrales ordre/fréquence seront estimées sur le signal vibratoire brut mesuré.

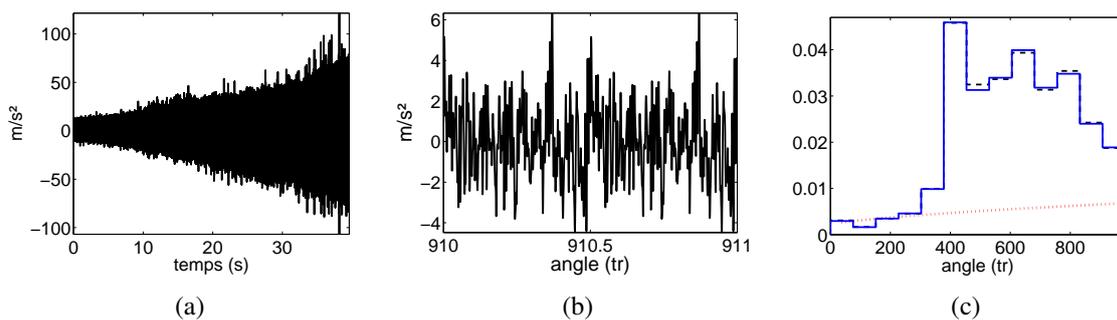


FIGURE 4.13: (a) Signal accélérométrique. (b) Moyenne synchrone avec un tour de l'arbre primaire estimée sur une portion du signal total. (c) Indicateur de détection de grenaille avec (bleu) et sans (tirets noirs) suppression de la moyenne synchrone. En pointillés rouges est indiqué le seuil de signification à 1%.

4.2.3.3 Bilan sur la validation

Dans cette configuration de boîte, la grenaille ne pouvant être générée que par l'engrenage du 4^e rapport, l'amplitude de l'excitation produite par les chocs est faible et donne un rapport signal à bruit défavorable. Cependant, en choisissant un accéléromètre suffisamment sensible, la détection réalisée par l'indicateur est en adéquation avec la détection réalisée directement à partir de la vitesse relative : les deux méthodes montrent une apparition des chocs à partir du 350^e tour de l'arbre primaire environ.

Cette partie a permis de valider l'indicateur d'un point de vue de la détection de présence : l'apparition des chocs est observée lorsque la valeur de l'indicateur dépasse le seuil de signification à 1%. En revanche, la comparaison avec la vitesse relative ne permet pas de juger sur les possibilités de l'indicateur pour quantifier la sévérité de la grenaille une fois apparue. Pour cela, des tests d'écoute ont été mis en place à partir d'essais sur une boîte complète instrumentée au minimum et sont présentés à la section 4.3.

Les outils cyclostationnaires, telle que la cohérence spectrale, sont classiquement appliqués à des signaux de nature vibratoire ou acoustique. Cependant, leur application n'est pas limitée à de tels signaux : la section suivante propose une estimation de la cohérence spectrale ordre/fréquence sur des signaux de vitesse angulaire instantanée, directement obtenue à partir des signaux codeurs.

4.2.4 Détection à partir des vitesses angulaires instantanées

La présence des codeurs optiques A et B, placés à l'extérieur de la boîte, permettent d'estimer la vitesse angulaire instantanée des arbres primaire et secondaire. Cette section va s'intéresser successivement à l'étude de ces deux vitesses en vue de détecter la présence du bruit de grenaille, en appliquant l'indicateur I proposé.

4.2.4.1 Exploitation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire

Le pignon menant du rapport non engagé conservé (4^e) est porté par l'arbre secondaire, dont le codeur B permet de mesurer la vitesse angulaire instantanée (figure 4.14 (a)). L'ordre cyclique d'intérêt pour la détection de la grenaille est alors $\alpha_\theta = 2.Z_2/Z_1$, avec Z_1 et Z_2 le nombre de dents des pignons respectivement moteur et récepteur du rapport engagé. Il convient de noter que l'approche proposée permet de se focaliser à des ordres qui sont non entiers et estimés à partir de la cinématique de la boîte de vitesses.

Pour la configuration avec un désalignement de 8°, la moyenne synchrone de la vitesse de rotation est estimée sur une portion de signal et présentée à la figure 4.14 (b) sur un tour de l'arbre primaire. On observe l'extraction de la composante acyclique, principalement composée de l'harmonique H2 de la vitesse de rotation. Contrairement aux signaux accélérométriques, la vitesse angulaire instantanée présente une forte composante cyclostationnaire d'ordre 1 due à l'acyclisme. Retrancher la moyenne synchrone permet ainsi de supprimer la composante directement liée à l'acyclisme ce qui permet de traiter un signal purement cyclostationnaire angle/temps à l'ordre 2. La vitesse angulaire instantanée étant implicitement échantillonnée en

angle, la moyenne synchrone de chaque portion de signal sera retranchée puis les segments de signaux seront ensuite ré-échantillonnés en temps pour estimer la cohérence spectrale ordre/fréquence afin de caractériser les éventuelles variations aléatoires de vitesse.

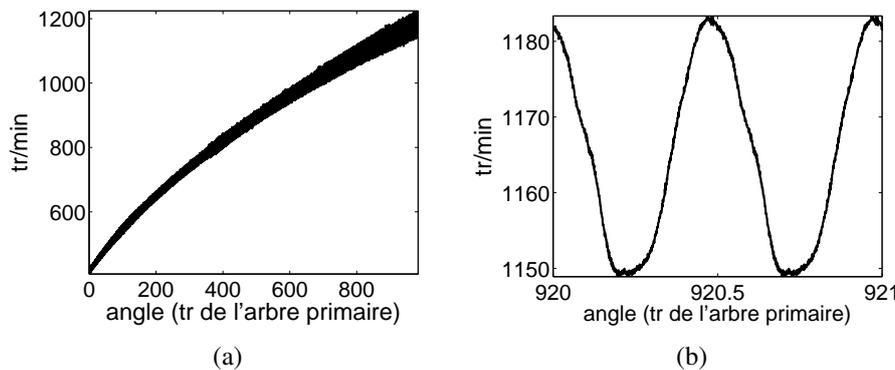


FIGURE 4.14: (a) Vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire et (b) moyenne synchrone avec un tour de l'arbre primaire estimée sur une portion du signal total.

En notant $\dot{\theta}_B$ la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire, la figure 4.15 donne la cartographie en fréquence [Hz] vs. rotation de l'arbre primaire [tr] de la cohérence spectrale $|\hat{\gamma}_{\dot{\theta}_B \dot{\theta}_B}(\alpha_\theta = 2.Z_2/Z_1, f)|^2$, pour les désalignements 0° (a) et 8° (b). La courbe en tirets rouges indique les fréquences maximales exploitables en raison du filtrage passe-bas des ordres supérieurs à 300 evt/tr pour limiter le bruit de quantification (cf. la section 4.2.2.1). Pour la configuration sans acyclisme (a), la présence de l'ordre cyclique $2.Z_2/Z_1$ evt/tr n'est pas révélée. Pour le désalignement 8° (b), à partir de la sixième portion centrée sur le 400° tour de l'arbre primaire, on observe des amplitudes plus élevées sur la quasi totalité de la bande fréquentielle exploitable, avec une amplitude maximale à 0,26. L'indicateur $I(\theta)$ est calculé avec une somme sur les deux premiers harmoniques de l'ordre cyclique $2.Z_2/Z_1$ evt/tr et pour des fréquences inférieures à 5000 Hz (figure 4.16). Cette fréquence correspond à la valeur limite des fréquences exploitables pour la première portion où la grenaille est détectée. On observe une bonne détection des impacts sur les zones où la grenaille avait effectivement été détectée par la méthode de référence basée sur la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant.

Il est ainsi intéressant de remarquer que la méthode proposée ne se limite pas à des applications sur signaux vibratoires. La seule exploitation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire nous a permis de mettre en évidence l'apparition des impacts. Ceci démontre la sensibilité de cette mesure, capable de déceler l'effet des impacts sur la rotation de l'arbre secondaire, boîte de vitesses chargée. Les impacts génèrent en effet un couple perturbateur qui induit une variation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire, détectée par le co-

2. L'indicateur défini à l'équation (3.31) doit ici être modifié pour considérer l'ordre cyclique $2.Z_2/Z_1$ evt/tr au lieu de l'ordre cyclique 2 evt/tr.

deur optique. En revanche, pour notre application industrielle, il semble plus évident de placer un accéléromètre sur le carter de boîte que d'instrumenter l'arbre secondaire avec un codeur angulaire.

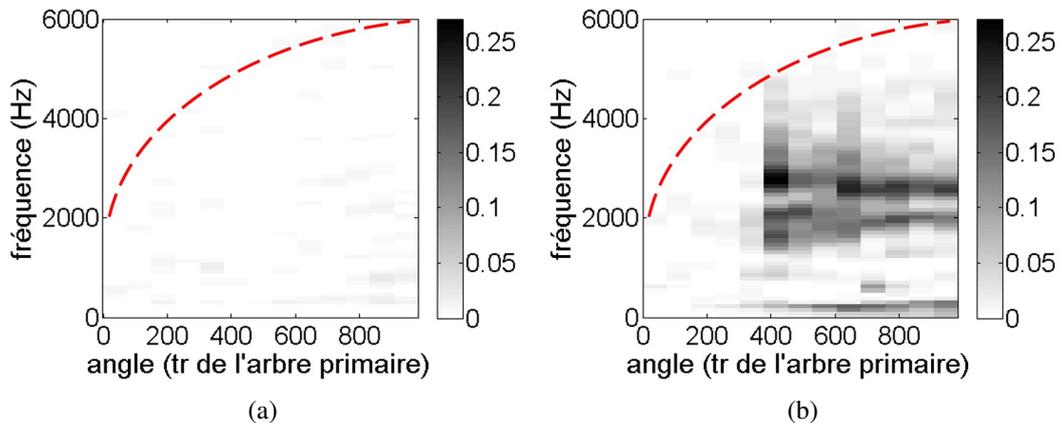


FIGURE 4.15: Cartographie « fréquence (Hertz) vs. angle (tour de l'arbre primaire) » de la cohérence spectrale ordre/fréquence pour $\alpha_\theta = 2.Z_2/Z_1$ evt/tr estimée sur la vitesse angulaire de l'arbre secondaire, pour les désalignements 0° (a) et 8° (b). En tirets rouges est indiquée la limite des fréquences maximales exploitables en raison du filtrage passe-bas en ordre.

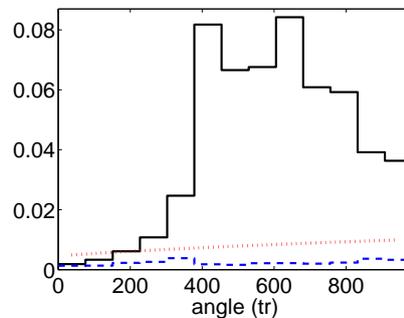


FIGURE 4.16: Indicateur calculé sur la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire pour les désalignements 0° (tirets bleus) et 8° (noir). En pointillés rouges est indiqué le seuil de signification à 1%.

4.2.4.2 Exploitation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre primaire

Il convient maintenant d'étudier si les variations de vitesse instantanées dues aux chocs, observées sur l'arbre secondaire, se retrouvent également sur la vitesse angulaire instantanée de l'arbre primaire (codeur A). L'ordre cyclique d'intérêt est $\alpha_\theta = 2$ evt/tr. En notant $\dot{\theta}_A$ la vitesse

angulaire instantanée de l'arbre primaire, la figure 4.17 donne la cartographie en fréquence [Hz] vs. rotation de l'arbre primaire [tr] pour $|\hat{\gamma}_{\theta_A \dot{\theta}_A}(\alpha_\theta = 2, f)|^2$, pour les désalignements 0° (a) et 8° (b). Pour les deux configurations de désalignement, on observe des raies dont la fréquence évolue lors de la montée en régime, ce qui d'un point de vue perceptif est caractéristique du bruit de sirène. Ces raies étant observées même sans désalignement, elles ne sont pas uniquement liées à l'acyclisme mais sont bien caractéristiques de l'engrenage en prise. Renaudin *et al.* [REN 10] décrivent les phénomènes observables sur les spectres d'ordre de la vitesse angulaire instantanée. L'ordre 2 evt/tr observé à la figure 4.17 peut essentiellement être attribué au deuxième harmonique lié à l'excentricité du pignon, qui génère un fondamental à l'ordre 1 evt/tr.

Pour le désalignement 8° , l'amplitude augmente légèrement à partir du 400^{e} tour de l'arbre primaire environ. Cependant, cette augmentation d'amplitude n'est pas significative en comparaison des raies de sirènes et n'apparaît que sur une largeur de bande entre 1000 et 2500 Hz environ. La bande fréquentielle excitée par les impacts n'est donc pas suffisamment large pour correctement différencier la grenaille (attendue sur une large bande fréquentielle) du bruit de sirène (caractérisé par des fréquences localisées évoluant avec la vitesse de rotation) sur la vitesse angulaire instantanée de l'arbre primaire.

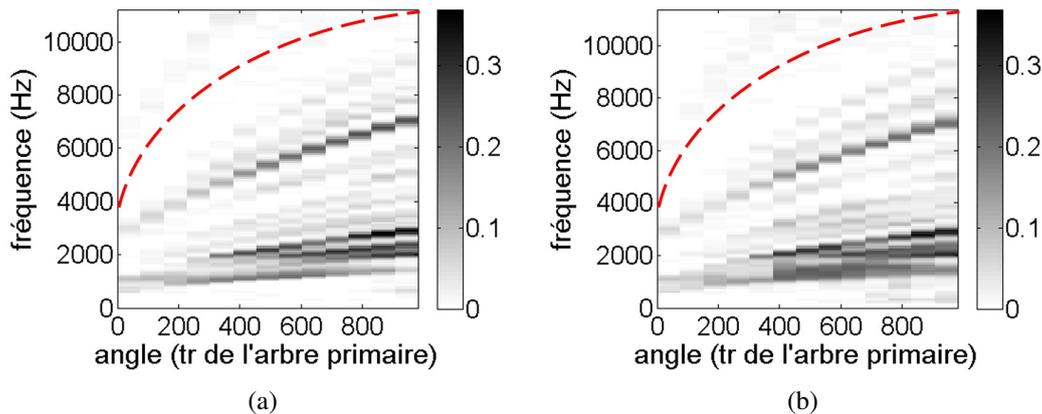


FIGURE 4.17: Cartographie « fréquence (Hertz) vs. angle (tour de l'arbre primaire) » de la cohérence spectrale ordre/fréquence pour $\alpha_\theta = 2$ evt/tr estimée sur la vitesse angulaire de l'arbre primaire, pour les désalignements 0° (a) et 8° (b). En tirets rouges est indiquée la limite des fréquences maximales exploitables en raison du filtrage passe-bas en ordre.

4.2.4.3 Bilan sur l'exploitation des vitesses angulaires instantanées

Nous avons montré que l'exploitation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire permet aussi de détecter la présence des impacts, à partir de la cohérence spectrale ordre/fréquence. Une démarche similaire peut être appliquée sur des Erreurs de Transmission, dont les résultats sont présentés à la référence [BAU 14]. L'Erreur de Transmission au niveau

du rapport non engagé, estimée à partir des codeurs B et C, permet de détecter la présence des impacts. En revanche, pour l'Erreur de Transmission au niveau du rapport engagé (codeurs A et B), les raies de sirène fortement présentes masquent la grenaille et gênent sa détection.

L'exploitation directe des signaux codeurs est assez récente et a été notamment initiée par Rémond pour la détection de défauts de roulement à partir de mesures d'erreur de transmission [RÉM 07] puis de vitesses angulaires instantanées [REN 10]. Plus récemment, André s'est intéressé dans ses travaux de thèse à la surveillance d'une ligne d'arbre d'éolienne à partir des variations de vitesse instantanées [AND 11]. Les méthodes basées sur les variations de vitesse sont cependant encore peu utilisées dans l'industrie, où les signaux vibratoires et microphoniques sont préférés. Pour le cas de la détection du bruit de grenaille, l'accès à la vitesse angulaire instantanée dans le contexte d'une surveillance en usine de production par exemple semble effectivement délicat, tandis que le positionnement d'un accéléromètre sur le carter de boîte représente une instrumentation peu couteuse. Le champ d'investigation des mesures de vitesse instantanée reste étendu, tant au niveau du placement des codeurs angulaires que des outils d'analyse, et semble déjà prometteur.

Après avoir présenté une première étape de validation de l'indicateur sur une boîte avec une instrumentation dédiée, il convient maintenant de se rapprocher de l'application industrielle finale par l'exploitation d'une campagne d'essais sur une boîte de vitesses de série complète avec une instrumentation minimale.

4.3 Application sur boîte de vitesses de série

Cette partie va présenter une application de l'indicateur de présence de grenaille sur une boîte de vitesses de série, cas plus proche de l'application industrielle finale. Une comparaison avec deux tests perceptifs, exploitant un signal microphonique et un signal accélérométrique, va permettre une seconde validation de l'indicateur et servira de point de départ à l'établissement d'une valeur de seuil de détection.

4.3.1 Organisation des sessions d'écoute

Deux types de tests perceptifs de signaux microphoniques et vibratoires ont été organisés. Les tests se sont déroulés dans un studio d'écoute du centre technique de Vélizy à PSA. Six auditeurs qualifiés pour faire des évaluations subjectives, travaillant soit sur les boîtes de vitesses soit sur des problèmes d'acoustique et de vibrations à PSA, ont participé à cette campagne. Parmi eux, trois sont (ou ont été auparavant) habitués à écouter des bruits de vibro-impacts (grenaille ou choc point mort) en véhicule. En revanche, aucun des auditeurs n'est habitué à écouter des signaux mesurés dans l'environnement du banc du LaMCoS. Les signaux sont issus de la campagne d'essais sur une boîte BE du groupe PSA, dont le détail des mesures réalisées est donné en annexe A, section A.2.

4.3.1.1 Configuration des mesures

La banc d'essais utilisé, permettant une sollicitation en acyclisme, a été présenté à la section 1.3.3.1 du chapitre 1. Cinq configurations de mesure ont été sélectionnées pour les sessions d'écoute, toutes avec un couple imposé de 200 Nm en sortie :

- Configuration 1 : 2^e rapport engagé, désalignement 4°, montée de 1000 tr/min en 30 s,
- Configuration 2 : 3^e rapport engagé, désalignement 7°, montée de 1000 tr/min en 20 s,
- Configuration 3 : 3^e rapport engagé, désalignement 7°, montée de 1000 tr/min en 30 s,
- Configuration 4 : 3^e rapport engagé, désalignement 7°, montée de 1000 tr/min en 40 s,
- Configuration 5 : 4^e rapport engagé, désalignement 4°, montée de 1000 tr/min en 30 s.

Ces configurations ont été choisies pour balayer différents comportements d'apparition et d'évolution de grenaille. Les configurations 2, 3 et 4 ne diffèrent que par la rapidité de la montée en régime et sont proposées pour observer l'influence de ce paramètre.

Pour les sessions d'écoute, on considère le signal vibratoire de l'accéléromètre positionné sur la face supérieure du carter de boîte, possédant une plage de fréquence allant de 0,5 à 10000 Hz avec une précision sur la sensibilité de $\pm 5\%$. Pour estimer la vitesse angulaire instantanée, on acquiert le signal analogique du codeur angulaire de résolution 60 tops/tr positionné sur l'arbre du banc entre le moteur électrique et la boîte de vitesses. La vitesse de rotation est alors obtenue par dérivation de la fonction $\theta(t)$, elle-même obtenue par interpolation du signal analogique du codeur (cf. chapitre 1 page 34). Les signaux de l'accéléromètre, du microphone et du codeur angulaire sont échantillonnés à $f_e = 40960$ Hz, après filtrage anti-repliement à 13889 Hz.

Les auditeurs ont tout d'abord écouté, individuellement, dans un studio calme et avec un casque électro-statique, les signaux microphoniques pour les deux types de session proposés (bouton ON/OFF et curseurs, détaillés ci-dessous) puis les signaux accélérométriques (un signal microphonique et un signal vibratoire par configuration de mesure).

4.3.1.2 Session d'écoute avec bouton ON/OFF

Dans le premier test perceptif proposé, dont l'interface réalisée sous Matlab est donnée en annexe C (figure C.1), les auditeurs sont amenés à cliquer sur un bouton lorsqu'ils commencent à percevoir de la grenaille. Si la grenaille semble s'éteindre, ils doivent de nouveau cliquer sur ce même bouton et ainsi de suite. Les cinq signaux microphoniques issus des cinq configurations de mesure sont écoutés trois fois par les auditeurs, dans un ordre aléatoire (le même ordre pour tous les auditeurs). Chaque auditeur aura donc quinze signaux microphoniques à écouter pour cette interface (idem pour les signaux accélérométriques). Chaque écoute peut cependant être répétée autant de fois que l'auditeur le souhaite, les valeurs conservées correspondant au dernier enregistrement.

Ce test perceptif a pour objectif de déterminer un seuil de détection de la grenaille sur l'indicateur proposé. Les auditeurs étant plus ou moins habitués à écouter ce type de bruit, on

peut d'ores et déjà prévoir d'établir un seuil correspondant à une détection par un spécialiste et un seuil pour un client traditionnel. Ce test exploitant des capteurs disposés directement sur la boîte de vitesses (accéléromètre) ou à proximité (microphone), l'instant de détection sera bien évidemment plus précoce et l'intensité plus élevée que ce que pourrait percevoir un client en véhicule.

Après avoir terminé les quinze détections à partir du microphone, l'auditeur est invité à passer à l'interface permettant de quantifier la sévérité de la grenaille par la session d'écoute avec curseur.

4.3.1.3 Session d'écoute avec curseur

La seconde interface réalisée, montrée en annexe C (figure C.2), contient un curseur que l'auditeur est invité à déplacer lorsqu'il commence à percevoir la grenaille puis lorsqu'il perçoit une modification de son intensité. Ce test perceptif a pour objectif une seconde validation de l'indicateur proposé, en comparant l'évolution de ses valeurs à l'évolution de sévérité perçue par les auditeurs.

Chaque configuration est écoutée une fois (l'auditeur a donc cinq signaux microphoniques à traiter), mais l'auditeur peut rejouer chaque configuration autant de fois qu'il le souhaite pour arriver à un bon rendu de sa perception. La grenaille pouvant être facilement confondue avec d'autres « bruits » détectables dans les signaux, une zone du curseur, matérialisée sur l'interface par un point d'interrogation, permet à l'auditeur de spécifier son incertitude sur la présence (et l'absence) de grenaille. D'autre part, il est demandé aux auditeurs de bouger le curseur au fur et à mesure qu'ils entendent la grenaille, de la façon la plus réactive possible, afin de minimiser le temps de déplacement du curseur et le temps de réaction de l'auditeur. Par quelques tests sur l'interface réalisée, le temps cumulant temps de réaction et temps de déplacement du curseur est estimé à environ 1 s. On notera que comparé à la dispersion des résultats de détection pour un même auditeur (cf. paragraphe 4.3.2.3), il ne nous paraît pas nécessaire d'établir ni de recalibrer ce délai de façon précise. En particulier, le temps de réaction est considéré identique pour chacun des auditeurs.

Après avoir terminé les cinq écoutes acoustiques, l'auditeur est invité à recommencer les deux tests proposés avec les signaux accélérométriques, les consignes des tests restant inchangées. Globalement, les auditeurs ont indiqué être plus déroutés par l'écoute inhabituelle des signaux accélérométriques. En revanche, les signaux microphoniques sont fortement bruités par l'environnement de mesure (présence d'une soufflerie pour les moteurs électriques en entrée et sortie du banc, salle non conçue pour des mesures acoustiques). Même s'ils n'avaient pas la préférence a priori des auditeurs, il semblait donc intéressant d'écouter également les signaux accélérométriques utilisés pour estimer l'indicateur de présence de grenaille.

Une séance complète d'écoute (interfaces ON/OFF et curseur pour les deux types de signaux) durait environ une heure.

4.3.2 Exploitation des sessions d'écoute

4.3.2.1 Estimation de l'indicateur de sévérité

Pour les cinq configurations de mesure utilisées lors des sessions d'écoute, l'indicateur I (cf. équation (3.31) page 89) est estimé sur des portions de signal contenant environ 80 tours de l'arbre primaire à partir de l'accéléromètre placé sur le carter de boîte dont le signal (figure 4.18 (a) pour la configuration 1) est écouté par les auditeurs. Pour déterminer le nombre d'ordre cyclique multiple de 2 evt/tr à considérer, il convient d'observer la cohérence spectrale d'une portion de signal contenant de la grenaille, choisie à partir de la seule observation de l'ordre cyclique 2 evt/tr. La figure 4.18 (b) donne la cohérence spectrale estimée sur une portion de l'accéléromètre de la configuration 1, pour les ordres allant de 0 à 9 evt/tr. On observe que les ordres 2 et 4 evt/tr sont bien présents sur cette portion avec une large bande de fréquence. A partir de l'ordre cyclique 6 evt/tr, la cohérence spectrale ne révèle pratiquement aucune énergie. La figure 4.18 (c) donne la cartographie de la cohérence spectrale estimée sur le signal accélérométrique et sommée sur les ordres cycliques 2 et 4 evt/tr. À partir de la 19^e portion l'amplitude de la cohérence spectrale révèle la présence de ces harmoniques sur l'ensemble de la bande fréquentielle exploitable (la limite correspondant à la fréquence de coupure du filtre anti-repliement). Une somme sur les fréquences de 0 à 13889 Hz donne l'indicateur $I(t)$ (figure 4.18 (d)) qui sera comparé aux résultats des tests d'écoute pour la configuration 1. Sur cette figure sont indiqués différents seuils de signification. Le seuil à 5% n'apparaît pas suffisamment restrictif pour permettre d'éliminer suffisamment de fausses détections de phénomènes cyclostationnaires angle/temps. En pratique, c'est majoritairement le seuil à 1% qui présente un ordre de grandeur comparable au niveau de l'indicateur. Le seuil à 0,1% permet d'être davantage restrictif mais semble moins pertinent au vu des résultats des sessions d'écoute.

Une procédure similaire est appliquée aux cinq configurations de mesure pour l'obtention des indicateurs $I(t)$. Le nombre d'ordres cycliques à sommer est à établir pour chacune des configurations à partir de l'observation de la cohérence spectrale ordre/fréquence : les ordres cycliques 2 et 4 evt/tr seront pris en compte pour les configurations 1 et 5 et les ordres 2, 4 et 6 evt/tr pour les configurations 2, 3 et 4.

Remarque : La figure 4.18 (c) montre que la détection des impacts est plus marquée sur certaines zones fréquentielles. La figure 4.19 donne une comparaison entre les principales résonances observées sur le module de la fonction de transfert estimée par la méthode présentée au chapitre 2 et celles observables sur la cartographie représentant l'indicateur $B(\theta, f)$. On observe que les zones les plus marquées sur la cartographie coïncident avec les fréquences de résonance de la fonction de transfert : c'est donc aux résonances de la structure que l'émergence du signal de grenaille est la plus élevée.

4. Application expérimentale : détection du bruit de grenaille

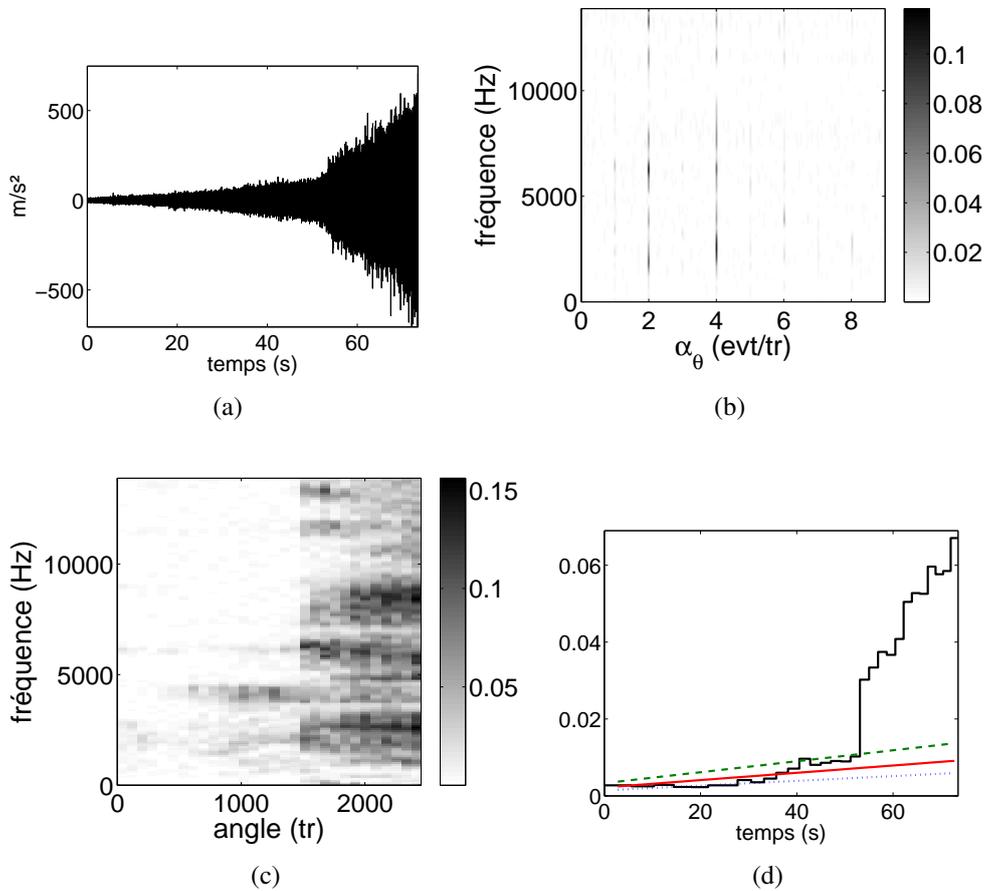


FIGURE 4.18: (a) Signal vibratoire de la configuration 1. (b) Cohérence spectrale ordre/fréquence estimée sur une portion du signal vibratoire. (c) Cartographie représentant l'indicateur $B(\theta, f)$ avec $N_m = 2$. (d) Indicateur $I(t)$ (noir) et seuil de signification à 0, 1% (tirets verts), 1% (rouge) et 5% (pointillés bleus).

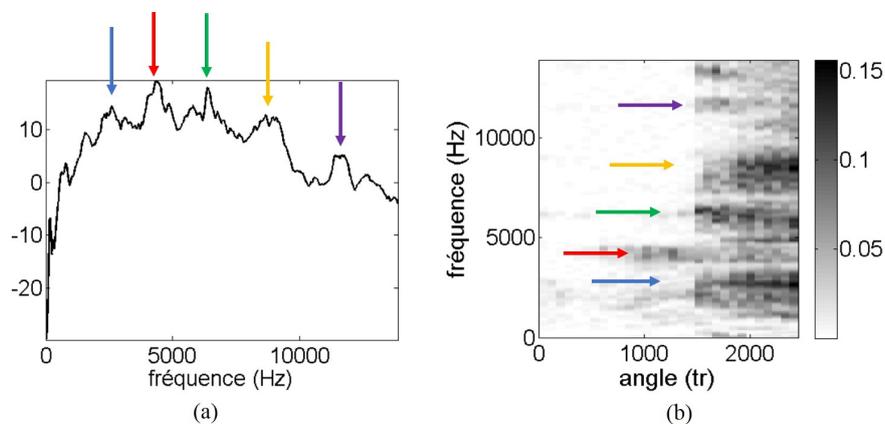


FIGURE 4.19: (a) $|H(f)|$ estimé par la méthode présentée au chapitre 2. (b) Cartographie représentant $B(\theta, f)$ avec $N_m = 2$. Les principales résonances communes sont indiquées par des flèches de couleur.

Pour valider l'indicateur par comparaison avec les tests perceptifs, nous allons dans un premier temps exploiter les résultats obtenus avec le curseur qui pouvait être déplacé continûment.

4.3.2.2 Validation de l'indicateur par comparaison avec l'interface curseur

Pour comparer les valeurs prises par l'indicateur à la sévérité de la grenaille perçue par les auditeurs, la valeur maximale du curseur est ramenée à la valeur maximale de l'indicateur calculé pour chacune des configurations. Les configurations sont traitées indépendamment les unes des autres : la valeur maximale indiquée par l'auditeur à l'aide du curseur ne dépend donc pas du ressenti sur les autres configurations (cela nécessiterait sinon de mémoriser la sévérité maximale perçue pour chaque configuration afin d'en donner une comparaison).

Sur les figures est indiquée la limite en-dessous de laquelle l'auditeur n'est pas certain que ce qu'il entend soit effectivement de la grenaille, bien qu'il ait bougé le curseur (repère marqué « ? », cf. l'interface figure C.2).

La figure 4.20 donne une comparaison de l'indicateur $I(t)$ avec les résultats des sessions d'écoute du signal microphonique (a) et du signal vibratoire (b) pour la configuration 1. D'après l'indicateur, cette configuration correspond à une apparition brusque des chocs à $t = 53$ s, suivie d'une augmentation linéaire de son intensité. Ceci est cohérent avec le ressenti des auditeurs, dont la plupart indiquent une apparition soudaine du bruit de grenaille puis une augmentation progressive de son intensité. Certains auditeurs ressentent cependant une stabilité (ou une saturation) du niveau de grenaille en fin de signal. On remarquera que le ressenti sur le signal accélérométrique (figure 4.20 (b)) est plus proche des valeurs données par l'indicateur que le ressenti sur le signal acoustique.

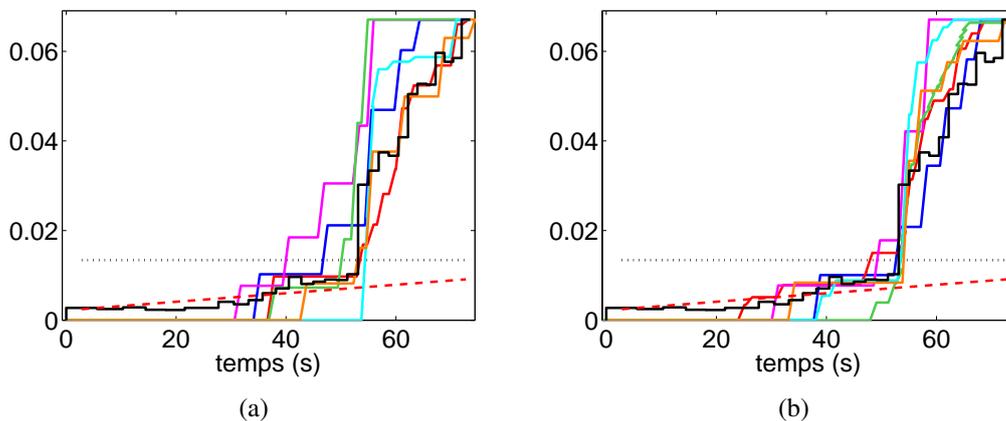


FIGURE 4.20: Configuration 1 : Indicateur $I(t)$ (noir), seuil de signification à 1% (tirets rouges) et résultats des sessions d'écoute du signal microphonique (a) et du signal vibratoire (b) pour les 6 auditeurs (auditeur A en bleu, B en rouge, C en violet, D en vert, E en cyan et F en orange). En pointillés noirs est indiquée la limite au-dessus de laquelle l'auditeur est certain d'entendre de la grenaille.

Pour les configurations 2, 3 et 4 (figures respectivement 4.21, 4.22 et 4.23), seule la rapidité de la montée en régime, donc la durée des signaux, varie. Pour ces trois configurations, les valeurs de l'indicateur sont supérieures au seuil à 1% sur l'ensemble du signal. Cela signifie que l'indicateur détecte la présence de chocs sur l'ensemble de la montée en régime mais avec une intensité variable. En particulier, sur la fin du signal, une augmentation rapide de l'intensité puis une stabilisation est observée. Sur ces configurations, le début où l'auditeur semble entendre de la grenaille (sans dépasser la limite de certitude) est variable. L'auditeur B (du groupe des spécialistes) est le premier à percevoir du bruit de grenaille, dès la 2^e portion de l'indicateur pour les configurations 2 et 3. D'autres auditeurs indiquent au contraire commencer à percevoir la grenaille lorsque les valeurs de l'indicateur augmentent brusquement. Cela montre bien la difficulté de détecter à l'oreille l'apparition précise des impacts, même dans de bonnes conditions de réécoute. La stabilisation de l'intensité des chocs en fin de signal se retrouve à la fois sur l'indicateur I et dans la perception globale des auditeurs.

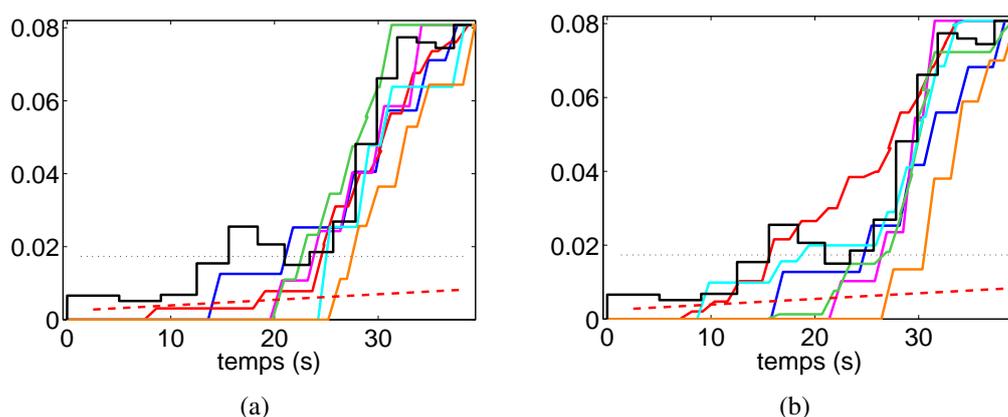


FIGURE 4.21: Configuration 2 : Indicateur $I(t)$ (noir), seuil de signification à 1% (tirets rouges) et résultats des sessions d'écoute du signal microphonique (a) et du signal vibratoire (b) pour les 6 auditeurs (auditeur A en bleu, B en rouge, C en violet, D en vert, E en cyan et F en orange). En pointillés noirs est indiquée la limite au-dessus de laquelle l'auditeur est certain d'entendre de la grenaille.

Pour la configuration 5 (figure 4.24), l'indicateur montre une apparition de la grenaille à $t = 47$ s environ avec une augmentation linéaire pendant près de 15 s suivi d'une augmentation brutale et brève de son intensité (à $t = 62$ s) puis d'une baisse à partir de la 67^e s. Cette configuration représente donc un cas atypique, dont la comparaison avec le ressenti des auditeurs sera intéressante. On observe que pour chacun des auditeurs, le ressenti avec le signal vibratoire est proche du ressenti avec le signal microphonique. Certains auditeurs, en particulier l'auditeur A, perçoivent une augmentation de la grenaille par paliers successifs. D'autres, en particulier les auditeurs D, E et F (le groupe des non habitués) perçoivent une augmentation brutale autour de la 63^e s, plus proche de l'allure donnée par l'indicateur. En fin de signal, tous les auditeurs font effectivement part d'une baisse de l'intensité, voire d'une quasi-extinction,

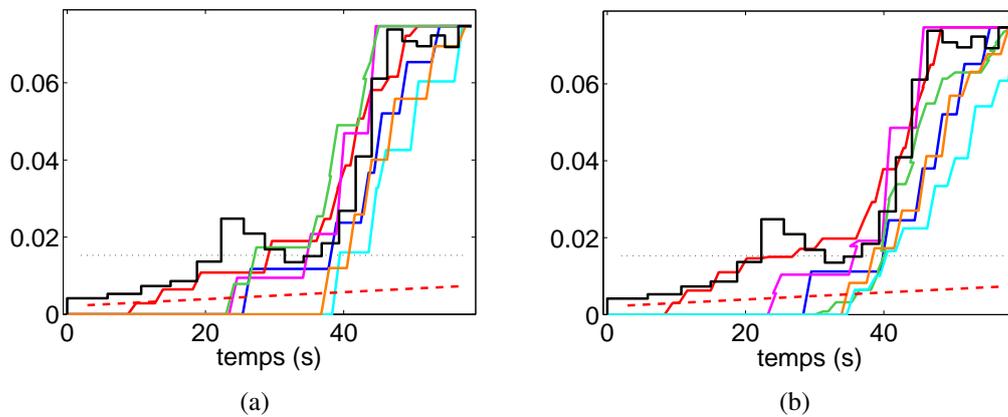


FIGURE 4.22: Configuration 3 : Indicateur $I(t)$ (noir), seuil de signification à 1% (tirets rouges) et résultats des sessions d'écoute du signal microphonique (a) et du signal vibratoire (b) pour les 6 auditeurs (auditeur A en bleu, B en rouge, C en violet, D en vert, E en cyan et F en orange). En pointillés noirs est indiquée la limite au-dessus de laquelle l'auditeur est certain d'entendre de la grenaille.

du bruit de grenaille. Cette configuration permet de consolider la capacité de l'indicateur à quantifier la sévérité des impacts générant le bruit de grenaille. On observe que la perception varie d'un auditeur à l'autre ; l'évolution indiquée par l'indicateur sur cette configuration semble se rapprocher davantage de l'évolution ressentie par le groupe des auditeurs non habitués à écouter la grenaille.

Les observations du ressenti des auditeurs face à la sévérité perçue du bruit de grenaille montrent aussi la variabilité de leur perception, d'une part entre auditeurs habitués et non habitués, mais également au sein même de ces sous-groupes. Ceci confirme l'intérêt du développement d'un indicateur plus objectif – notamment pour la conduite des projets.

Globalement, l'évolution de l'indicateur correspond bien à l'évolution perçue par les auditeurs. En particulier, l'augmentation brutale du niveau de grenaille à la configuration 1 et la baisse de niveau en fin de signal à la configuration 5 sont bien retrouvées : l'indicateur semble donc cohérent avec le ressenti jury. La bonne corrélation entre l'indicateur et les résultats des tests avec déplacement du curseur donnent donc un deuxième niveau de validation a posteriori pour cet indicateur.

Pour être utilisé en pratique comme un indicateur de détection, les sessions d'écoute du type ON/OFF sont exploitées dans la section suivante afin d'estimer un seuil de détection.

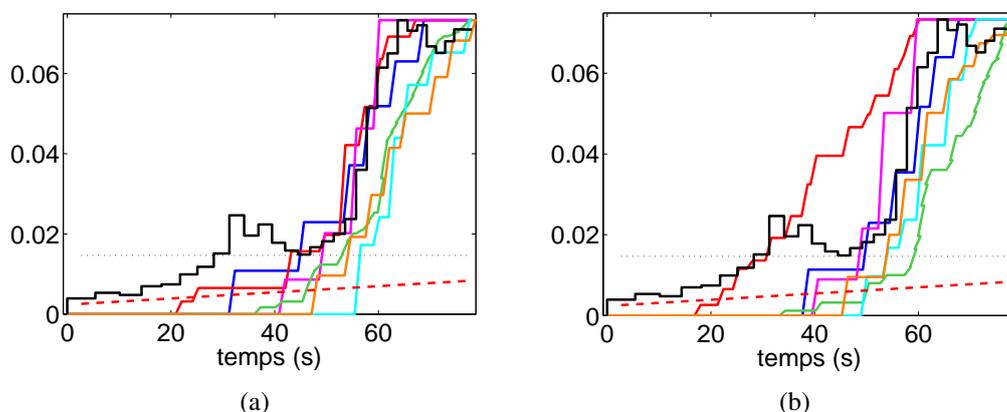


FIGURE 4.23: Configuration 4 : Indicateur $I(t)$ (noir), seuil de signification à 1% (tirets rouges) et résultats des sessions d'écoute du signal microphonique (a) et du signal vibratoire (b) pour les 6 auditeurs (auditeur A en bleu, B en rouge, C en violet, D en vert, E en cyan et F en orange). En pointillés noirs est indiquée la limite au-dessus de laquelle l'auditeur est certain d'entendre de la grenaille.

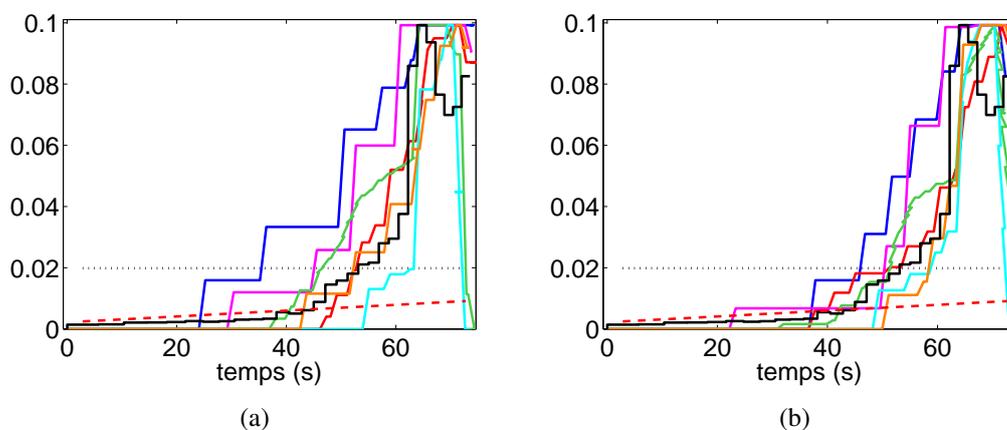


FIGURE 4.24: Configuration 5 : Indicateur $I(t)$ (noir), seuil de signification à 1% (tirets rouges) et résultats des sessions d'écoute du signal microphonique (a) et du signal vibratoire (b) pour les 6 auditeurs (auditeur A en bleu, B en rouge, C en violet, D en vert, E en cyan et F en orange). En pointillés noirs est indiquée la limite au-dessus de laquelle l'auditeur est certain d'entendre de la grenaille.

4.3.2.3 Etablissement d'un seuil de détection

D'un point de vue statistique, le dépassement du seuil de signification à 1% permet de conclure avec une bonne certitude sur la présence d'impacts. En revanche, l'utilisation pratique de l'indicateur doit davantage passer par la proposition d'un seuil perceptif et non purement

statistique. D'ores et déjà, on peut supposer vouloir établir au moins deux types de critères quantitatifs. La détection automatique des zones où la grenaille est présente sans doute permis devrait être associée à une valeur haute de seuil, tandis que la détection de zones où la grenaille est présente sans pour autant être audible ou gênante pour un client dans l'habitacle véhicule serait associée à une valeur de seuil plus faible.

À l'interface ON/OFF, pour chaque configuration les auditeurs écoutent trois fois le signal accélérométrique et trois fois le signal microphonique. Trois instants de détection sont donc récupérés par configuration, pour chaque type de signal. Les tableaux 4.1 et 4.2 donnent les écarts-types des trois instants relevés, pour chacun des auditeurs et chacune des configurations. On observe une dispersion très variable en fonction des auditeurs et des configurations. En revanche, il apparaît que la dispersion des instants de détection est indépendante de l'auditeur, du type de signal (microphone ou accéléromètre) et également de la configuration. Par exemple, l'auditeur A a un écart-type variable entre 1,5 (configuration 2) et 10,2 (configuration 1) pour les écoutes microphoniques, et pour cette configuration 1 les écart-types des auditeurs varient entre 0,01 et 10,2. On notera que ces écarts ne sont pas attribuables à un phénomène d'apprentissage de la détection : l'évolution des instants de détection ne coïncide pas avec l'ordre où les écoutes ont été proposées (pour aucun des auditeurs et aucune des configurations). Cette observation de grande dispersion confirme que le temps de réaction n'est pas nécessairement à prendre en compte dans l'analyse des résultats de détection. D'autre part, cela met de nouveau en évidence la difficulté de distinguer à l'oreille, avec certitude, l'apparition du bruit de grenaille. Ce point soulève également la difficulté pour établir un seuil perceptif à partir des résultats des sessions d'écoute.

	Auditeur A	Auditeur B	Auditeur C	Auditeur D	Auditeur E	Auditeur F
Config. 1	10,2	5,7	3,3	4,2	0,4	0,01
Config. 2	1,5	0,6	1	6,4	3	5,2
Config. 3	3,2	6	0,7	0,9	2,5	2,3
Config. 4	3,9	1,3	2,8	2,4	3,6	3,4
Config. 5	2,6	1	6,9	4,1	7,5	1,4

TABLE 4.1: Ecart-type (en [s]), par auditeur et par configuration, des instants de détection pour les écoutes du signal microphonique.

Pour représenter les instants de détection, des lignes verticales, composées de ronds pour les écoutes microphoniques et de triangles pour les écoutes accélérométriques, sont tracées (cf. par exemple la figure 4.25). Pour la configuration 1, sur le signal accélérométrique répété trois fois, l'auditeur A a par exemple commencé à percevoir la grenaille aux instants $t = 53,6$ s pour la première écoute, $t = 44,8$ s pour la seconde et $t = 51,9$ s pour la troisième écoute, représentés à la figure 4.25. Au vu des fortes variabilités des instants de détection (cf. tableaux 4.1 et 4.2), il semble intéressant de regrouper les auditeurs en deux groupes différenciant les auditeurs habitués (auditeurs A, B et C) et peu habitués (auditeurs D, E et F) à coter les bruits de choc. Sur les figures 4.26 (a), (b), (c), (d) et (e), les instants de détection indiqués

4. Application expérimentale : détection du bruit de grenaille

	Auditeur A	Auditeur B	Auditeur C	Auditeur D	Auditeur E	Auditeur F
Config. 1	4,6	7,2	3,3	1,2	0,1	0,1
Config. 2	4	3,8	1	2,4	5,7	5,8
Config. 3	9,8	3,6	0,7	0,9	6,1	0,9
Config. 4	4	7,7	2,8	0,7	1,6	2,6
Config. 5	0,8	1,9	6,9	3,8	4,2	3,7

TABLE 4.2: Ecart-type (en [s]), par auditeur et par configuration, des instants de détection pour les écoutes du signal accélérométrique.

par les auditeurs sont représentés par une ligne verticale composée de ronds pour les écoutes microphoniques et de triangles pour les écoutes accélérométriques, en bleu pour les auditeurs habitués et en rouge pour les auditeurs peu habitués. Chaque figure contient donc 36 résultats de détection (six résultats par auditeur et par configuration).

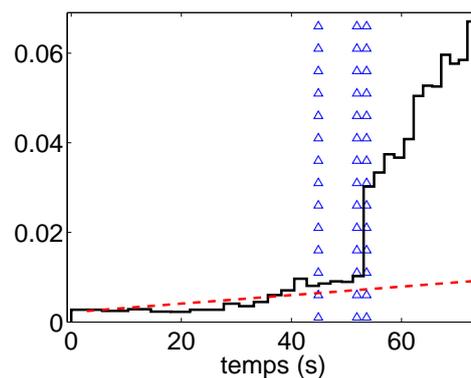


FIGURE 4.25: Résultats des sessions d'écoute de l'auditeur A pour le signal accélérométrique de la configuration 1 (triangles bleus). Indicateur I (noir) et seuil de signification à 1% (tirets rouges).

Pour la configuration 1 (figure 4.26 (a)), on observe que la quasi-totalité des détections pour les auditeurs peu habitués est confondue avec l'augmentation brusque du niveau de l'indicateur qui passe de la valeur 0,01 à 0,03. Les auditeurs habitués détectent plus précocement l'apparition de grenaille mais avec une plus grande dispersion; leur détection intervient principalement sur la plage [40 - 55] secondes où les valeurs de l'indicateur sont proches du seuil de signification statistique à 1%. Seuls deux résultats sur le signal microphonique indiquent une détection lorsque la valeur de l'indicateur est inférieure au seuil.

Pour les configurations 2, 3 et 4 (figures respectivement 4.26 (b), (c) et (d)), les auditeurs spécialistes ont de nouveau perçu plus tôt le bruit de grenaille. Leurs détections arrivent lorsque l'indicateur a une valeur comprise entre 0,015 et 0,025 tandis que celles des auditeurs non spécialistes arrivent lorsque l'indicateur a une valeur comprise entre 0,018 et 0,065. Pour

ces configurations, le niveau de l'indicateur est supérieur au seuil à 1% sur l'ensemble du signal, la détection des auditeurs ne peut donc pas être comparée à ce seuil. Le seuil à 0,1%, superposé sur les figures (b), (c) et (d), est également inférieur au niveau de l'indicateur. Pour ces configurations, l'indicateur semble donc montrer des impacts d'intensité détectable par l'indicateur dès le début de la montée en régime. Leur présence dès le début du signal complique peut-être la détection pour les auditeurs qui seront plus perceptifs à une apparition soudaine du phénomène. D'autre part, des résultats similaires étant observées pour ces trois configurations, la perception des auditeurs ne semble pas être dépendante de la rapidité de la montée en régime. L'indicateur montre également un comportement similaire de l'intensité des chocs pour ces trois configurations. En revanche, plus la montée en régime est lente, plus l'instant de détection peut être précis.

Pour la configuration 5 (figure 4.26 (e)), la plupart des détections interviennent lorsque la valeur de l'indicateur varie de 0,009 à 0,028. Quatre écoutes des auditeurs non habitués indiquent une détection lorsque l'indicateur fait part d'une augmentation brusque de l'intensité des impacts, à $t = 62$ s. D'autre part, cinq résultats d'écoute de l'accéléromètre et une écoute du microphone indiquent une détection avant que l'indicateur ne dépasse le seuil à 1%, tous pour des auditeurs spécialistes.

Globalement, l'ensemble de ces résultats montre que les auditeurs non habitués auront tendance à détecter la grenaille lorsque son intensité varie brusquement. Les détections les plus précoces pour ces auditeurs correspondent à une valeur d'environ 0,01 de l'indicateur (configurations 1 et 5) mais la majorité de leurs détections interviennent sur la plage de valeur comprise entre 0,02 et 0,04. Les résultats de ces auditeurs peu habitués aident ainsi à fixer un niveau seuil de gêne effective, situé apparemment au-delà de la valeur 0,02 de l'indicateur proposé.

Concernant les résultats des auditeurs spécialistes de l'écoute de bruit de chocs, les configurations 1 et 5 montrent que la détection intervient lorsque le niveau de l'indicateur est proche du seuil de signification à 1%. Ce point ne peut pas être vérifié sur les configurations 2, 3 et 4, le niveau de l'indicateur étant supérieur au seuil sur l'ensemble du signal. Les résultats de ces auditeurs spécialistes aident à déterminer un niveau seuil d'apparition du bruit de grenaille. D'après les observations, le seuil statistique à 1% semble adéquat vis-à-vis de la perception des spécialistes.

On notera que ces seuils de détection sont obtenus par des écoutes à proximité de la boîte de vitesses, ils ne sont donc pas directement représentatifs du ressenti en véhicule. Il convient néanmoins de noter que l'environnement d'écoute du banc est fortement bruité et que, comme dans un véhicule, la grenaille était présente – ou non – en même temps que d'autres composantes assez masquantes.

4. Application expérimentale : détection du bruit de grenaille

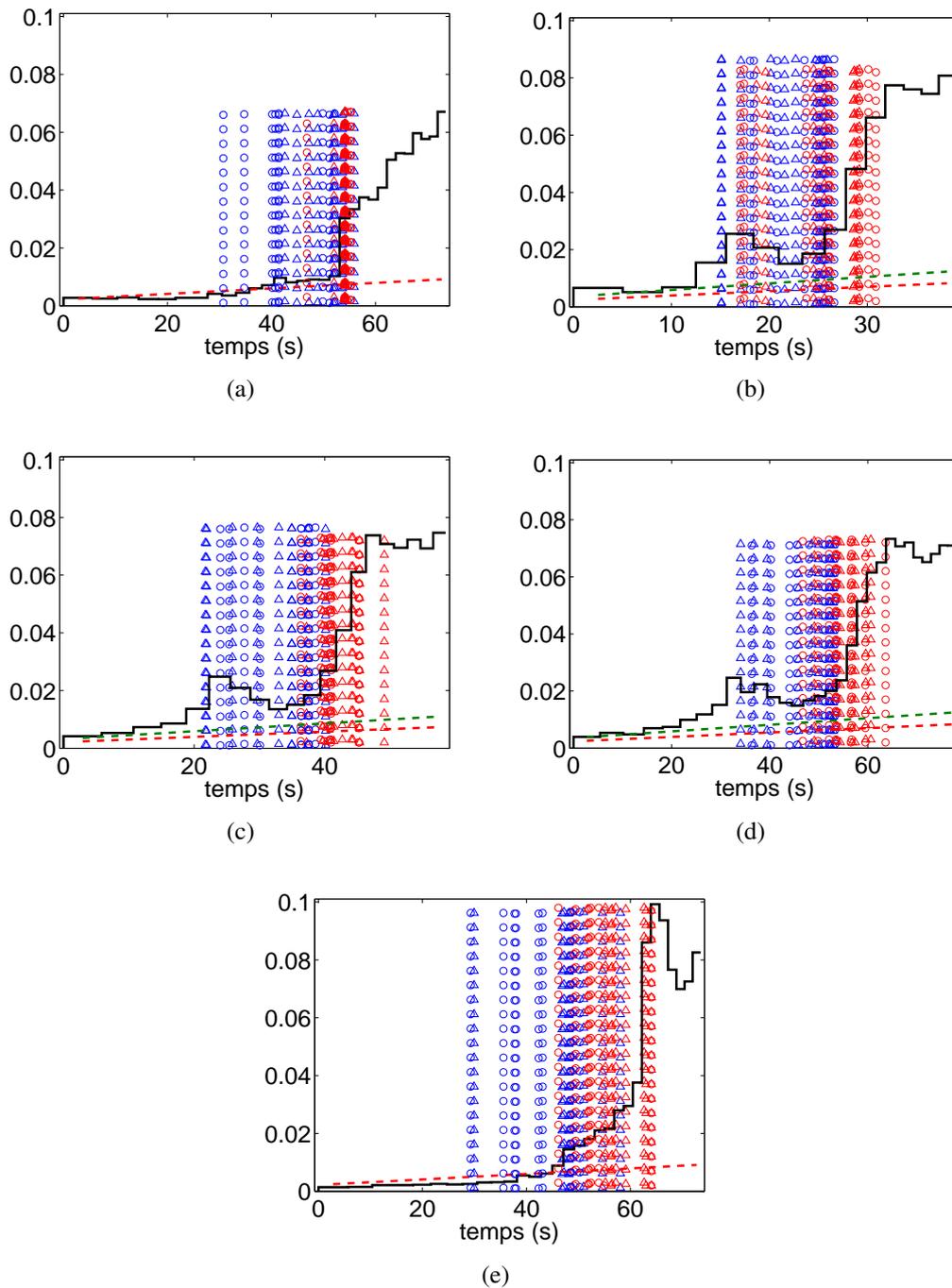


FIGURE 4.26: Affichage des instants de détection de la grenaille pour les auditeurs habitués (bleu) et non habitués (rouge), à partir des signaux microphoniques (ronds) et accélérométriques (triangles) pour les configurations 1 (a), 2 (b), 3 (c), 4 (d) et 5 (e). Indicateur I (noir) et seuil de signification à 1% (tirets rouges). Le seuil à 0,1% (tirets verts) est indiqué pour les figures (b), (c) et (d).

4.3.3 Exploitation de la campagne d'essais sur boîte BE4 complète

L'indicateur ayant été validé, il peut maintenant être utilisé pour exploiter l'ensemble de la campagne d'essais réalisée. Jusqu'ici, l'indicateur I a été représenté en fonction de l'angle θ ou en fonction du temps t pour mener à bien sa validation. L'apparition et la sévérité du bruit de grenaille étant plus directement liées au niveau d'acyclisme, l'indicateur sera dans la suite exprimé en fonction de l'accélération angulaire du deuxième harmonique de la vitesse de rotation, soit $I(\ddot{\theta}_{H_2})$. Ceci permettra une comparaison plus directe avec l'actuel référentiel des métiers de conception PSA. Pour chaque portion de signal, la valeur moyenne de l'accélération angulaire du H_2 sera relevée.

On considère le signal de l'accéléromètre large bande collé sur le carter de boîte. L'indicateur est estimé par une somme sur les ordres 2, 4 et 6 evt/tr et sur les fréquences de 0 à 13889 Hz (fréquence de coupure du filtre anti-repliement).

4.3.3.1 Répétabilité

Une première exploitation des mesures concerne l'observation de la répétabilité sur une montée en régime avec une pente de 1000 tr/min en 30 s. La configuration considérée présente un désalignement de 4° , le 2^e rapport de boîte est engagé et un couple de 200 Nm est imposé en sortie. La figure 4.27 (a) donne le suivi d'acyclisme pour le deuxième harmonique en fonction de la vitesse de rotation. Une bonne répétabilité de l'accélération angulaire du H_2 imposée en entrée de la boîte est observée à partir des deux mesures consécutives. Les valeurs de l'indicateur pour chaque portion successive du signal, représentées en abscisse par la valeur moyenne de l'accélération angulaire du H_2 , sont indiquées à la figure 4.27 (b). L'écart maximal entre les deux mesures est obtenu pour une accélération angulaire de 1700 rad/s^2 , avec un écart d'environ 15% de la moyenne des deux valeurs. Les écarts observés peuvent s'expliquer par le fait que malgré que l'acyclisme imposé soit quasiment identique pour les deux mesures, l'intensité des chocs peut varier et introduire des écarts de valeur de l'indicateur. En revanche, malgré les écarts, on observe que la tendance générale d'évolution est comparable pour les deux essais. En particulier, un saut de valeur est observé dans les deux cas autour de 900 rad/s^2 , passant à des valeurs supérieures à 0,021 et atteignant ainsi le niveau de seuil de gêne effective établie à la section 4.3.2.3.

4.3.3.2 Comparaison montée/descente en régime

Sur la même configuration de mesure, nous allons maintenant procéder à une comparaison entre une montée et une descente en régime avec une pente de 1000 tr/min en 30 s. La figure 4.28 (a) montre que l'accélération angulaire imposée par le banc en fonction de la vitesse de rotation est très proche entre la montée et la descente. Une différence d'amplitude est tout de même remarquée autour de 2500 tr/min, qui correspond, dans cette configuration, à une forte variation de l'accélération angulaire (de l'ordre de 400 rad/s^2). Les écarts de valeur observés sur l'indicateur (figure 4.28 (b)) sont du même ordre de grandeur que ceux observés sur deux mesures réalisées sans modification de la configuration (cf. paragraphe 4.3.3.1 sur la répétabilité).

4. Application expérimentale : détection du bruit de grenaille

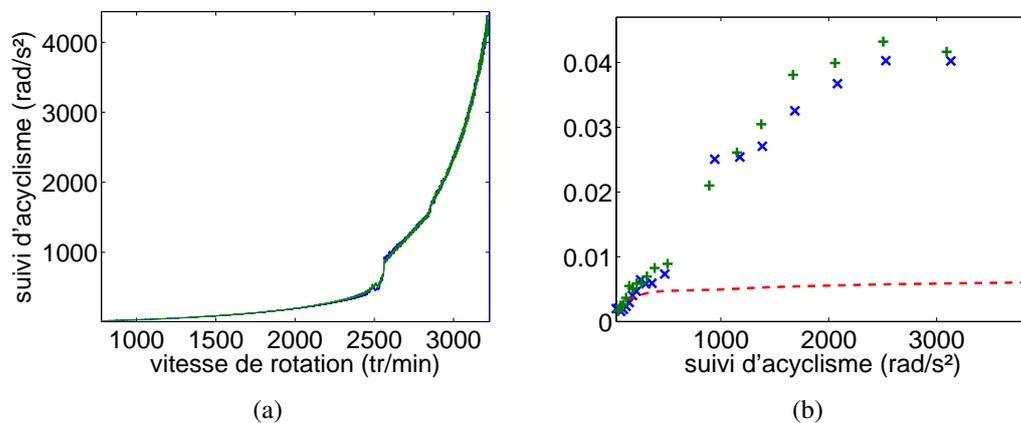


FIGURE 4.27: Etude de la répétabilité. Suivi d'acyclisme en rad/s^2 pour l'harmonique H_2 en fonction de la vitesse de rotation en tr/min (mesure 1 en bleu, mesure 2 en vert). Indicateur $I(\ddot{\theta}_{H_2})$ pour la mesure 1 (marqueurs x bleus) et la mesure 2 (marqueurs + verts) et seuil de signification à 1% (tirets rouges).

Le comportement de disparition du bruit de grenaille se rapproche donc de celui de son apparition. La génération des impacts ne semble pas s'apparenter à un phénomène d'hystérésis : lorsque la cause cesse (en particulier un fort niveau d'acyclisme), les chocs ne sont plus produits.

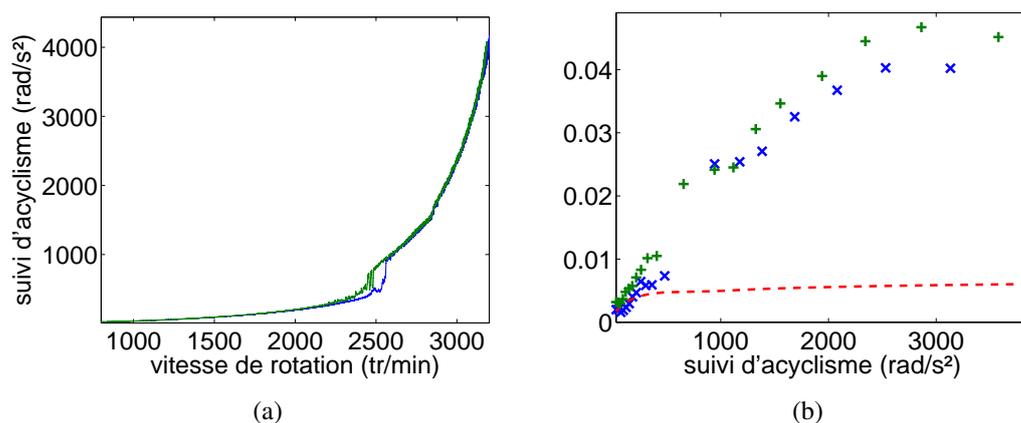


FIGURE 4.28: Suivi d'acyclisme en rad/s^2 pour l'harmonique H_2 en fonction de la vitesse de rotation en tr/min pour la montée (bleu) et descente (vert) en régime. Indicateur $I(\ddot{\theta}_{H_2})$ pour la montée (marqueurs x bleus) et la descente (marqueurs + verts) en régime et seuil de signification à 1% (tirets rouges).

4.3.3.3 Influence du rapport engagé

Pour une même configuration d'essais, les mesures ont été réalisées avec différents rapports de boîte. Considérons, pour les 2^e, 3^e puis 4^e rapports engagés, une mesure en montée de régime avec une pente de 1000 tr/min en 30 s, un désalignement du joint de Cardan de 4° et un couple de 200 Nm imposé en sortie. Le suivi de l'acyclisme en fonction du régime (figure 4.29 (a)) montre une forte dépendance du rapport engagé sur l'accélération angulaire. En particulier, un mode propre de la boîte semble être excité pour le 4^e rapport engagé, lorsque la vitesse de rotation est comprise entre 2900 et 3100 tr/min. La figure 4.29 (b) montre que l'intensité des chocs varie en fonction du rapport engagé. Sur cette boîte, au-delà d'environ 1200 rad/s² et à iso-acyclisme, une augmentation du rapport de boîte implique une augmentation de l'intensité des chocs. Ceci peut d'une part s'expliquer par une différence d'excitation des modes de la boîte et d'autre part par le fait que ce ne sont pas les mêmes pièces en mouvement donc pas les mêmes pièces qui sont susceptibles de grenailer. En particulier, les jeux inter-dentures de chacun des rapports, l'inertie des pignons fous, la position des pignons sur les arbres, etc., vont influencer sur le niveau de grenaille.

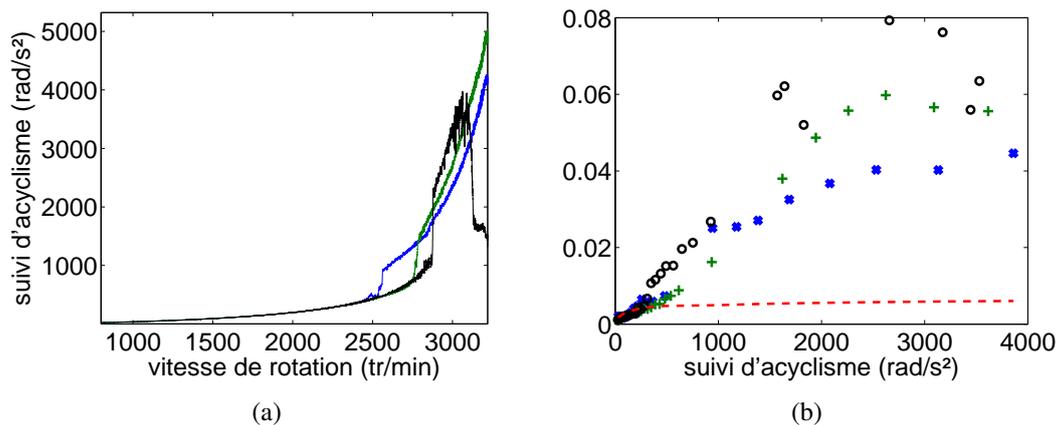


FIGURE 4.29: Influence du rapport engagé. Suivi d'acyclisme en rad/s² pour l'harmonique H_2 en fonction de la vitesse de rotation en tr/min pour le 2^e (bleu), 3^e (vert) et 4^e (noir) rapport engagé. Indicateur $I(\ddot{\theta}_{H_2})$ pour le 2^e (marqueurs x bleus), 3^e (marqueurs + verts) et 4^e (ronds noirs) rapport engagé et seuil de signification à 1% (tirets rouges).

4.3.3.4 Influence du couple imposé en sortie

La campagne d'essais réalisée permet également d'étudier l'influence du couple imposé en sortie de boîte, avec une comparaison entre un couple de 100 Nm et de 200 Nm. Il convient de rappeler que le couple est ici imposé par la génératrice en sortie du banc ; une modification du couple peut ainsi être assimilée à une modification de la charge. La configuration considérée est une mesure en montée de régime avec une pente de 1000 tr/min en 30 s et un désalignement

de 7° pour le 3^e rapport de boîte engagé. La figure 4.30 (a) montre que l'accélération angulaire du H2 en fonction de la vitesse de rotation est peu modifiée par la variation du couple. Le suivi d'acyclisme diffère tout de même sur la plage entre 1800 et 2300 tr/min, avec une variation maximale d'environ 200 rad/s^2 . L'indicateur obtenu pour les deux configurations (figure 4.30 (b)) montre que pour une accélération angulaire autour de 1500 rad/s^2 l'intensité des chocs est plus élevée avec un couple de sortie de 200 Nm qu'un couple de 100 Nm. Le couple en sortie joue sur les déformations de la boîte, notamment des arbres, ce qui peut certainement modifier les jeux inter-dentures et donc expliquer les variations d'intensité relevées par l'indicateur.

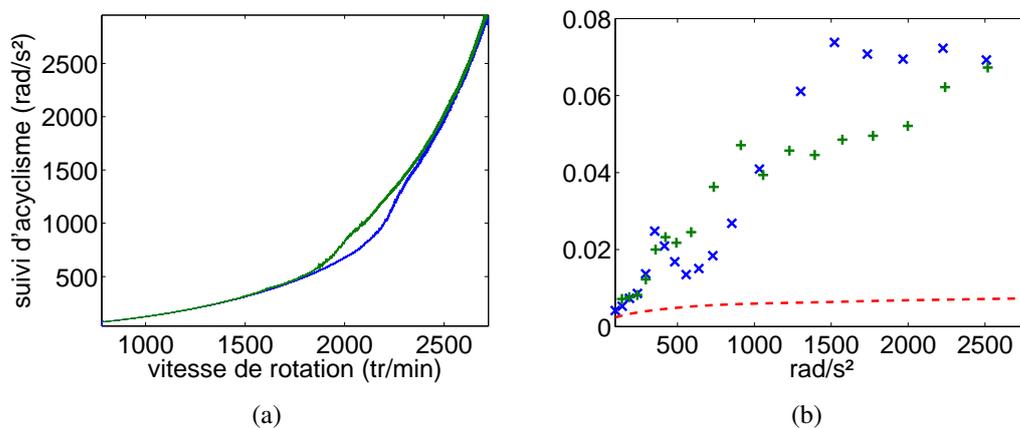


FIGURE 4.30: Influence du couple de sortie. Suivi d'acyclisme en rad/s^2 pour l'harmonique H_2 en fonction de la vitesse de rotation en tr/min pour un couple de sortie de 100 Nm (vert) et de 200 Nm (bleu). Indicateur $I(\ddot{\theta}_{H_2})$ pour un couple de sortie de 100 Nm (marqueurs + verts) et de 200 Nm (marqueurs x bleus) et seuil de signification à 1% (tirets rouges).

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'approche cyclostationnaire angle/temps a été appliquée sur des signaux vibratoires mesurés sur des boîtes de vitesses en fonctionnement sur banc. L'exploitation des mesures a permis deux niveaux de validation a posteriori de l'indicateur construit au chapitre 3, basé sur la cohérence spectrale ordre/fréquence.

Un premier niveau de validation concerne la capacité de l'indicateur à détecter effectivement la présence des impacts. Pour cela, ses valeurs sont comparées à une mesure de la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant. Cette vitesse relative sert de référence pour détecter l'apparition des chocs. Une bonne corrélation est observée entre cet instant d'apparition et l'évolution des valeurs de l'indicateur. Ceci permet la validation de l'indicateur sur sa capacité à détecter la présence de grenaille, à partir de mesures intrusives directement représentatives du comportement mécanique du phénomène. En revanche, cette comparaison

ne permet pas de valider la capacité de l'indicateur à quantifier la sévérité du bruit de grenaille. En effet, l'amplitude de la vitesse relative aux instants de chocs n'est pas directement liée à l'amplitude mesurée sur le signal accélérométrique en raison du transfert opéré par la boîte de vitesses entre la source et le capteur.

Des tests perceptifs ont ainsi été mis en place afin de valider l'indicateur sur sa capacité à quantifier la sévérité du bruit de grenaille. Le ressenti d'auditeurs qualifiés pour faire des évaluations subjectives montre une bonne corrélation avec l'évolution des valeurs de l'indicateur. Celui-ci apparaît capable de donner une indication fiable sur l'évolution de l'intensité des impacts. Cette deuxième étape de validation vérifiée, il est ensuite nécessaire de pouvoir associer à cet indicateur un (ou plusieurs) niveau(x) de seuil de détection. Le seuil de signification statistique à 1% se révèle selon notre étude être un bon candidat pour garantir la présence de grenaille sans pour autant qu'elle soit gênante voire même audible. Les tests d'écoute des auditeurs peu habitués à écouter des bruits de chocs donnent ensuite une indication sur le niveau de l'indicateur correspondant plutôt à une gêne ressentie, ici basée sur des signaux mesurés à proximité directe de la boîte de vitesses. Cette étape est un premier pas vers la définition de valeurs de seuil qui soient liées aux problématiques précises des projets en développement et en production. Pour se rapprocher du ressenti client en véhicule, il serait par la suite nécessaire de prendre en compte les transmissions aériennes et solidiennes des vibrations du carter de boîte jusqu'à l'habitacle du véhicule.

Une fois la grenaille détectée et quantifiée globalement en intensité, il peut être intéressant d'extraire sa composante du signal mesuré. Ceci est l'objet du chapitre suivant, où une extension du filtre de Wiener cyclique pour des signaux cyclostationnaires angle/temps est proposée.

Chapitre 5

Extraction de la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps

Le cadre cyclostationnaire angle/temps permet de généraliser une méthode d'extraction de source basée sur le filtre de Wiener cyclique.

Le signal de grenaille constitue notre signal d'intérêt et sa contribution est extraite sur des portions de signaux où sa présence a été auparavant détectée à l'aide de l'indicateur développé précédemment.

Les impulsions observables sur la contribution extraite permettent en même temps d'estimer le transfert entre les impacts au niveau des pignons fous et la réponse vibratoire du carter de boîte.

Sommaire

5.1	Introduction	135
5.2	Méthode d'extraction d'une source cyclostationnaire angle/temps	136
5.2.1	Extraction de source cyclostationnaire : état de l'art	136
5.2.2	Extraction de source cyclostationnaire angle/temps	138
5.2.3	Application à l'extraction de la contribution du bruit de grenaille	143
5.3	Application expérimentale : Extraction du bruit de grenaille	147
5.3.1	Boîte de vitesses instrumentée avec un codeur optique interne	148
5.3.2	Boîte de vitesses de série	153
5.4	Conclusion	158

5.1 Introduction

De nombreux domaines tels que les télécommunications, l'acoustique, la géophysique, le biomédical etc. nécessitent des techniques de traitement du signal pour extraire l'information utile des données observées. En pratique, seuls les signaux de sortie sont généralement accessibles et les paramètres du système ainsi que la ou les sources sont inconnues. Un tel contexte est qualifié d'aveugle. De nombreuses méthodes de séparation aveugle de sources ont été mises en œuvre ces dernières années. Elles consistent à retrouver la contribution de m sources inconnues à partir de n mesures sous l'hypothèse que le nombre de sources est connu et inférieur au nombre de capteurs. En pratique, le nombre de sources est souvent inconnu et le nombre de capteurs limité. Lorsque la contribution d'une seule source est recherchée, l'alternative consiste à extraire ce seul signal d'intérêt et on parle alors d'extraction de source.

L'extraction aveugle de source consiste à retrouver la contribution d'un signal d'intérêt inconnu à partir d'un ou de plusieurs signaux mesurés. En fonction des méthodes utilisées, différentes hypothèses sur la source à retrouver sont nécessaires. Nous nous intéresserons dans ce chapitre à l'hypothèse de cyclostationnarité d'ordre 2 pour laquelle des méthodes ont été développées ces dernières années, puis à l'hypothèse de cyclostationnarité angle/temps d'ordre 2, notre signal d'intérêt étant produit par les impacts périodiques générant le bruit de grenaille. Par le débruitage induit par la méthode, extraire la contribution des chocs permet d'observer plus profondément le signal générant le bruit de grenaille et ainsi d'en affiner le diagnostic. D'autre part, l'obtention d'un signal impulsionnel permet une estimation de la fonction de transfert existant entre la localisation des impacts et le capteur.

La première partie de ce chapitre est consacrée à la généralisation d'une méthode d'extraction, nommée *Multiple Cyclic Regression*, afin d'extraire la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps. L'approche est validée sur une simulation puis appliquée à la simulation « fil rouge » introduite au chapitre 1 afin d'extraire la contribution des impacts générant le bruit de grenaille.

La seconde partie propose une application expérimentale sur les deux campagnes d'essais précédemment présentées. Les mesures sur la boîte de vitesses dont un pignon fou est instrumenté à l'aide d'un codeur optique permettent de comparer les instants des chocs observables sur la vitesse relative pignon fou/pignon menant de ceux apparaissant sur le signal extrait. Les mesures sur boîte de vitesses de série permettent une application plus proche du cas industriel. Le signal extrait étant supposé être généré par des chocs assimilables à des Diracs, les impulsions observées sont supposées donner une bonne estimation de la réponse impulsionnelle du système. La fonction de transfert alors estimée est comparée à celle obtenue par la méthode présentée au chapitre 2.

5.2 Méthode d'extraction d'une source cyclostationnaire angle/temps

Cette partie a pour objectif de généraliser une méthode d'extraction de la contribution d'une source cyclostationnaire d'ordre 2 à l'extraction de la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps.

5.2.1 Extraction de source cyclostationnaire : état de l'art

L'extraction de source se distingue de la séparation de sources par la considération que le signal recherché constitue l'unique source (appelée signal d'intérêt) et les autres composantes sont regroupées dans le terme de bruit. L'extraction de source aveugle consiste à extraire le signal d'intérêt par l'exploitation d'une connaissance a priori de l'une de ses propriétés. L'idée est de considérer une propriété caractérisant le signal d'intérêt, sa non-gaussianité [CAR 93] ou sa cyclostationnarité [AGE 90] par exemple, et permettant en même temps de rejeter les autres composantes présentes dans le signal mesuré. Nos machines tournantes d'intérêt produisant des signaux potentiellement cycliques, nous allons dans la suite nous focaliser sur l'exploitation de la cyclostationnarité.

On cherche ici à extraire la contribution d'un signal d'intérêt cyclostationnaire noyé dans un nombre inconnu d'autres sources générant la composante de bruit. Le terme « contribution d'une source » désigne le signal enregistré par le capteur lorsque cette source est active seule. Dans la littérature, des méthodes d'extraction dans le domaine temporel [BON 04b] [BON 05] [CAP 07] et dans le domaine fréquentiel [BOU 05b] [BOU 08] sont proposées.

Bonnardot *et al.* [BON 04b] proposent une approche basée sur le filtre de Wiener cyclique [GAR 93] appelée Régression Cyclique Multiple (MCR pour *Multiple Cyclic Regression*). Le signal $y_i(t)$ mesuré par le i^{e} capteur est modélisé comme une somme d'une composante $p_i(t)$ périodique, d'une composante $c_i(t)$ purement cyclostationnaire à l'ordre 2 et d'un bruit $n_i(t)$ représentant toutes les composantes n'appartenant ni à $p_i(t)$ ni à $c_i(t)$:

$$y_i(t) = p_i(t) + c_i(t) + n_i(t) \quad (5.1)$$

La partie périodique peut être extraite par un moyennage synchrone par exemple. Le signal résiduel $x_i(t)$ est alors modélisé par :

$$x_i(t) = c_i(t) + n_i(t) \quad (5.2)$$

L'extraction de la composante cyclostationnaire d'ordre 2 est en revanche moins triviale. Dans cette méthode, son extraction est obtenue en exploitant le lien existant entre le signal cyclostationnaire et ses versions décalées en fréquence. Des versions décalées en fréquence du signal résiduel $x_i(t)$ sont construites et filtrées de sorte que leurs sommes donnent une estimation du signal d'intérêt $c_i(t)$. Les filtres sont estimés par une méthode proche du filtrage de Wiener classique qui consiste à minimiser l'écart quadratique entre le signal estimé et le signal bruité [WIE 49]. La combinaison des versions décalées et filtrées de $x_i(t)$ sera destructive

pour le bruit (effet de moyennage) et constructive pour la source cyclostationnaire. En d'autres termes, la possibilité de l'extraction repose sur l'hypothèse fondamentale que le signal d'intérêt est cyclostationnaire à au moins une fréquence cyclique α_t qui n'est pas partagée par les autres composantes regroupées dans le terme de bruit, ces dernières pouvant être stationnaires ou cyclostationnaires à une autre fréquence cyclique.

Une version fréquentielle de l'algorithme MCR est proposée dans les références [BON 04a] et [BOU 05a], dont le principe pour le cas mono-capteur est rappelé ici. Soient $c(t)$ le signal d'intérêt cyclostationnaire pour K fréquences cycliques $\alpha_{t_k} \in \mathcal{A}$ et $n(t)$ le bruit supposé stationnaire ou cyclostationnaire pour des fréquences cycliques n'appartenant pas à l'ensemble \mathcal{A} . En notant $X(f)$, $C(f)$ et $N(f)$ les transformées de Fourier des signaux $x(t)$, $c(t)$ et $n(t)$ respectivement, le modèle dans le domaine fréquentiel s'écrit :

$$X(f) = C(f) + N(f) \quad (5.3)$$

L'estimation de la transformée de Fourier du signal d'intérêt est alors donnée par :

$$\hat{C}(f) = \sum_{k=1}^K G_k(f) X(f - \alpha_{t_k}) \quad (5.4)$$

où $G_k(f)$ est la réponse fréquentielle du filtre associé au décalage α_{t_k} et $X(f - \alpha_{t_k})$ correspond aux versions décalées en fréquence des observations $X(f)$. Soit $X_k(f)$ le vecteur étendu contenant les versions décalées en fréquence :

$$X_k(f) = [X(f - \alpha_{t_1}) \dots X(f - \alpha_{t_k})]^T \quad (5.5)$$

Après quelques développements [BON 04a] (détaillés à l'annexe D et à la section 5.2.2.1 pour le cas cyclostationnaire angle/temps), le filtre $G(f)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} G(f) &= \arg \min \mathbb{E}\{\|X(f) - G(f)X_k(f)\|^2\} \\ &= S_{xx_k}(f) \mathbf{S}_{x_k x_k}^{-1}(f) \end{aligned} \quad (5.6)$$

où $S_{xx_k}(f) = \mathbb{E}\{X(f)X_k^*(f)\}$ est un vecteur de taille $(1 \times K)$ et $\mathbf{S}_{x_k x_k}(f) = \mathbb{E}\{X_k(f)X_k^*(f)\}$ est une matrice de taille $(K \times K)$.

Boustany propose une analyse paramétrique de la méthode MCR dans la référence [BOU 05a]. Il est notamment indiqué que le rejet du bruit se dégrade lorsque le nombre de fréquences cycliques considéré augmente. En contrepartie, l'erreur est nulle dans le cas non bruité s'il existe un nombre K suffisamment élevé de fréquences cycliques à prendre en compte. Le choix du nombre de fréquences cycliques impose donc un compromis entre l'ajout d'information effective apporté par les décalages en fréquence et l'efficacité du débruitage.

La méthode MCR est une méthode par prédiction sur des régresseurs. Boustany *et al.* [BOU 05b] proposent une approche fondamentalement différente avec la méthode nommée

SUBLEX (pour SUBspace BLind EXtraction). L'approche exploite la cyclostationnarité du signal d'intérêt par une décomposition en sous-espace des observations. SUBLEX est une méthode multicapteur, elle consiste en un filtrage spatial par combinaison linéaire des différents capteurs. Les observations $X(f)$ sont projetées sur le sous-espace porté par la composante d'intérêt $C(f)$, soit $C(f) = P(f)X(f)$, où $P(f)$ est un projecteur de rang 1 ce qui permet de garantir l'extraction d'une seule source.

Pour tirer parti conjointement des méthodes SUBLEX et MCR qui diffèrent par leur principe, Boustany *et al.* [BOU 08] proposent une méthode nommée *Reduced-Rank Cyclic Regression* (RRCR). L'objectif est de combiner les avantages de la méthode MCR, c'est-à-dire le fonctionnement avec un unique capteur et une méthode garantissant un bon débruitage, tout en assurant une matrice de transfert de rang unitaire comme dans la méthode SUBLEX. Une solution consiste à utiliser une matrice de transfert $W(f)$ telle que $W(f) = P(f)G(f)$. Dans le cas à un seul capteur, la méthode se réduit à la solution de l'algorithme MCR.

L'utilisation de plusieurs capteurs permet de rajouter de l'information sur la source à extraire mais il faut pour cela que les signaux mesurés soient cohérents entre eux. Pour l'application sur boîte de vitesses, les signaux accélérométriques sont répartis sur le carter de boîte. La figure 5.1 (b) donne l'exemple de la cohérence croisée entre deux signaux mesurés en régime stabilisé simultanément sur les faces supérieure et inférieure du carter de boîte (figure 5.1 (a)). On observe que ces signaux sont faiblement cohérents entre eux à partir d'environ 1500 Hz, où la valeur moyenne de la cohérence au carré est de 0,2. La prise en compte de plusieurs capteurs ne permet donc pas de rajouter de l'information utile à l'extraction et les résultats ne s'en trouvent pas améliorés. Dans la suite nous nous focaliserons ainsi uniquement sur la méthode MCR mono-capteur.

A partir de la définition des processus cyclostationnaires angle/temps proposée au chapitre 3, nous allons maintenant adapter la méthode MCR pour l'extraction d'une source cyclostationnaire angle/temps.

5.2.2 Extraction de source cyclostationnaire angle/temps

Nous travaillerons sur le modèle en fréquence suivant, à un seul capteur :

$$X(f) = C(f) + N(f) \quad (5.7)$$

où $C(f)$ et $N(f)$ sont respectivement les transformées de Fourier de la source cyclostationnaire angle/temps $c(t)$ (pour les ordres cycliques $\alpha_{\theta_k} \in \mathcal{A}$) et du terme de bruit $n(t)$ contenant le reste du signal (c'est-à-dire toutes les composantes non cyclostationnaires en α_{θ_k}). La source $C(f)$ est donc corrélée avec les versions décalées $\mathcal{F}\{c(t)\dot{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}t}\}$ pour $k \in \mathbb{N}^*$, tandis que le bruit $N(f)$ est décorrélé de ses versions décalées $\mathcal{F}\{n(t)\dot{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}t}\}$.

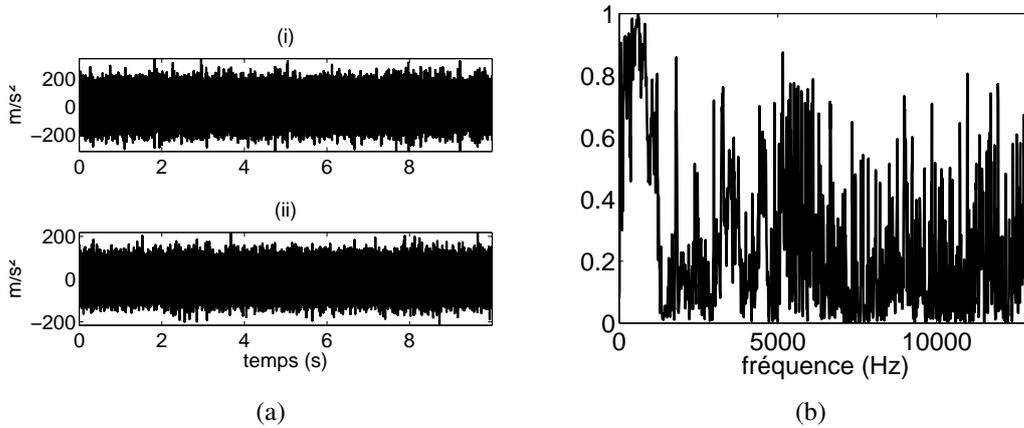


FIGURE 5.1: (a) Signaux accélérométriques $x_1(t)$ (i) et $x_2(t)$ (ii) mesurés respectivement sur les faces supérieure et inférieure du carter de boîte, en régime stabilisé. (b) Cohérence croisée $|\gamma_{x_1,x_2}(f)|^2$. Paramètres utilisés : fenêtre de Hanning, recouvrement de 66%, $\Delta f = 10$ Hz.

5.2.2.1 Généralisation de la méthode MCR

La démarche consiste à chercher l'estimateur $\hat{C}(f)$ le plus proche possible de $C(f)$ à partir de la mesure $X(f)$. Les ordres cycliques α_{θ_k} n'étant pas partagés pas le bruit $N(f)$, on cherche l'estimateur $\hat{C}(f)$ à partir de la prédiction de $X(f)$ sur les régresseurs $\mathcal{F}\{x(t)\dot{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\}$. La méthode consiste alors à chercher les coefficients $G_k(f)$ du filtre suivant :

$$\hat{C}(f) = \sum_{k=1}^K G_k(f) \mathcal{F}\{x(t)\dot{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\} \quad (5.8)$$

où $\mathcal{F}\{x(t)\dot{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\}$ correspond aux versions décalées en fréquence des observations $X(f)$. Contrairement au cas cyclostationnaire où les décalages en fréquence α_{t_k} sont constants dans le temps, cette approche tient compte des variations de vitesse instantanée ce qui reviendrait à considérer physiquement des décalages en fréquence $\alpha_{t_k}(t)$ dépendants du temps.

Reformulons le problème sous forme matricielle à partir des vecteurs étendus suivants :

$$X_k(f) = [\mathcal{F}\{x(t)\dot{\theta}(t)e^{-j1\alpha_{\theta}(t)}\} \dots \mathcal{F}\{x(t)\dot{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\}]^T \quad (5.9)$$

et

$$G(f) = [G_1(f) \dots G_k(f)] \quad (5.10)$$

L'expression (5.8) de l'estimateur se réécrit donc :

$$\hat{C}(f) = G(f)X_k(f) \quad (5.11)$$

Soit $\varepsilon(f)$ l'erreur entre le signal d'intérêt et son estimateur :

$$\begin{aligned} \varepsilon(f) &= C(f) - \hat{C}(f) \\ &= C(f) - G(f)X_k(f) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Par principe similaire au filtrage de Wiener, on cherche à minimiser l'erreur quadratique $\varepsilon^2(f) = \mathbb{E}\{\varepsilon^*(f)\varepsilon(f)\}$. D'après le théorème de la projection orthogonale, l'erreur $\varepsilon(f)$ doit être orthogonale au vecteur $X_k(f)$, soit :

$$\mathbb{E}\{\varepsilon(f)X_k^*(f)\} = 0 \quad (5.13)$$

Après quelques calculs (détaillés à l'annexe D), il vient :

$$\mathbb{E}\{C(f)X_k^*(f)\} = G(f) \cdot \mathbb{E}\{X_k(f)X_k^*(f)\} \quad (5.14)$$

Le signal d'intérêt $C(f)$ étant inconnu, il convient maintenant d'exploiter l'hypothèse que le bruit est décorrélé de ce signal, d'où :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{X(f)X_k^*(f)\} &= \mathbb{E}\{[C(f) + N(f)]X_k^*(f)\} \\ &= \mathbb{E}\{C(f)X_k^*(f)\} \end{aligned} \quad (5.15)$$

En injectant ce résultat dans l'équation 5.14, on obtient :

$$\mathbb{E}\{X(f)X_k^*(f)\} = G(f) \cdot \mathbb{E}\{X_k(f)X_k^*(f)\} \quad (5.16)$$

ce qui se réécrit :

$$S_{xx_k}(f) = G(f)S_{x_kx_k}(f) \quad (5.17)$$

avec $x_k = x(t)\dot{\theta}(t)e^{-jk\alpha_0\theta(t)}$. La grandeur $S_{xx_k}(f)$ est un vecteur de taille $(1 \times K)$ et $S_{x_kx_k}(f)$ est une matrice de taille $(K \times K)$. Le filtre $G(f)$ s'exprime donc ainsi :

$$G(f) = S_{xx_k}(f)S_{x_kx_k}^{-1}(f) \quad (5.18)$$

L'expression du filtre $G(f)$ est donc similaire au cas cyclostationnaire, la différence s'opérant au niveau de la construction des versions décalées des observations. Dans la suite, nous nous référons à l'adaptation de la méthode MCR au cas cyclostationnaire angle/temps par le sigle MCR-ATCS (pour *Multiple Cyclic Regression - Angle/Time Cyclo-Stationarity*).

Le cadre théorique de la méthode MCR-ATCS étant posé, il convient maintenant d'en valider l'approche.

5.2.2.2 Validation sur simulation

Considérons un signal de la forme :

$$x(t) = h(t) * s(t) + b(t)$$

où $h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du système mécanique, $s(t)$ l'excitation générée par des chocs périodiques en angle (simulant la grenaille de boîte) et $b(t)$ un bruit supposé stationnaire aléatoire. Le signal d'intérêt à extraire est alors $h(t) * s(t)$.

Régime stationnaire

Intéressons-nous tout d'abord à l'extraction dans le cas d'un régime de vitesse stationnaire à 1000 tr/min. L'excitation $s(t)$ simule des chocs d'amplitude aléatoire (quatre par tour mais avec une périodicité de deux événements par tour, un événement correspondant à un choc flanc mené plus un choc flanc menant), convoluée par une réponse impulsionnelle en sinus amortie de fréquence de résonance $f_0 = 1968$ Hz. Pour une première validation de principe, on considère un bruit faible avec un rapport signal à bruit de 20 dB. Le signal de sortie $x(t)$ ainsi simulé est donné à la figure 5.2.

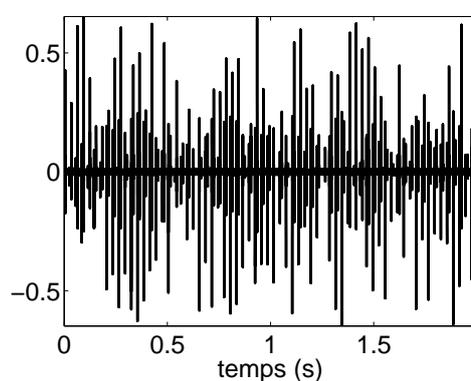


FIGURE 5.2: Signal $x(t)$ simulé.

L'excitation $s(t)$, tout comme sa contribution à extraire, est cyclostationnaire pour l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 2$ evt/tr ou de façon équivalente pour la fréquence cyclique $\alpha_t = 33,3$ Hz. Les algorithmes MCR et MCR-ATCS sont appliqués au signal $x(t)$ simulé en considérant trois décalages en fréquence ($K = 3$). Les résultats de l'extraction sont reportés à la figure 5.3, superposés au signal d'intérêt théorique. L'agrandissement à la figure 5.3 (b) montre que les résultats sont parfaitement similaires pour les algorithmes MCR et MCR-ATCS. Sur cet exemple, le temps de calcul¹ est de 4,7 s avec la méthode MCR et de 4,8 s avec la méthode MCR-ATCS, soit un écart de 2,1%. La méthode MCR-ATCS peut donc être vue comme une généralisation de la méthode MCR puisqu'elle apporte des résultats similaires dans le cas où le signal d'intérêt est cyclostationnaire sans rallonger significativement les temps d'exécution.

Régime non-stationnaire

Pour illustrer l'intérêt de l'approche proposée, considérons maintenant un régime faiblement non-stationnaire, avec une montée en régime de 950 à 1050 tr/min (soit une variation de 10% de la vitesse moyenne) en 2 s. Le signal $x(t)$ est simulé avec la même réponse impulsionnelle et le même rapport signal à bruit que pour le cas stationnaire. Le signal d'intérêt génère des impulsions cycliques en angle mais définies en temps via la réponse impulsionnelle.

1. Temps de calcul obtenu avec un processeur ayant une fréquence d'horloge de 2,3 GHz.

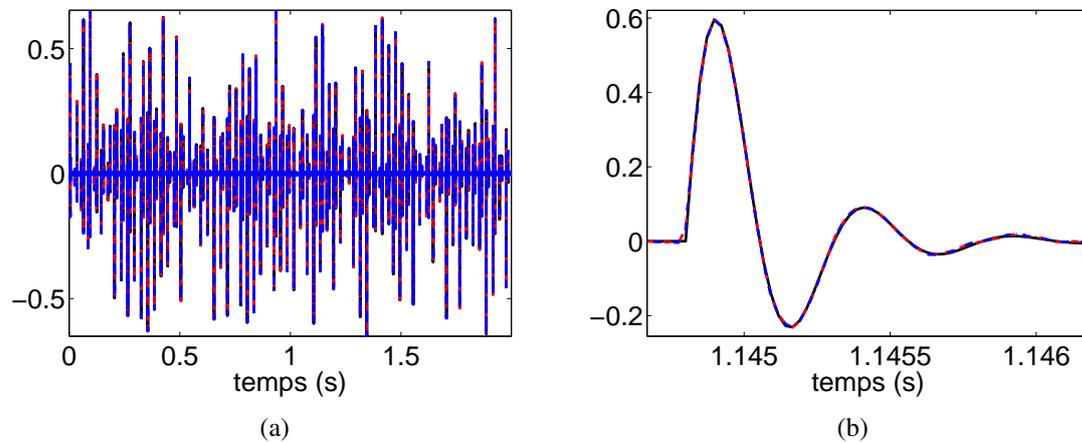


FIGURE 5.3: (a) Signal d'intérêt cyclostationnaire (noir), signal extrait par l'algorithme MCR (pointillés/tirets bleus) et signal extrait par l'algorithme MCR-ATCS (tirets rouges). (b) Adaptation de la fenêtre d'observation sur une impulsion.

Il est ainsi supposé cyclostationnaire angle/temps. L'algorithme MCR-ATCS est alors appliqué à $x(t)$ pour l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 2$ evt/tr et $K = 3$ (correspondant au nombre de décalages à considérer). Pour comparaison, l'algorithme MCR est appliqué à une fréquence cyclique correspondant à la vitesse de rotation moyenne, soit $\alpha_r = 33,3$ Hz. Les résultats sont présentés à la figure 5.4, superposés au signal d'intérêt théorique. On observe que la variation de vitesse, et donc la suppression des cycles temporels, engendre une mauvaise extraction par l'algorithme MCR : l'hypothèse de source cyclostationnaire n'est en effet plus valable. Il convient de remarquer que l'extraction par l'algorithme MCR donne de mauvais résultats bien que la variation de vitesse soit faible (de l'ordre de 10%). L'agrandissement à la figure 5.4 (b) montre en revanche que l'algorithme MCR-ATCS permet une bonne prise en compte de la variation de vitesse et les impulsions sont correctement extraites. Ceci valide ainsi l'approche proposée pour extraire la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps.

L'algorithme MCR-ATCS étant validé, nous allons maintenant nous intéresser à l'extraction de la contribution du signal de grenaille dans la simulation introduite au chapitre 1.

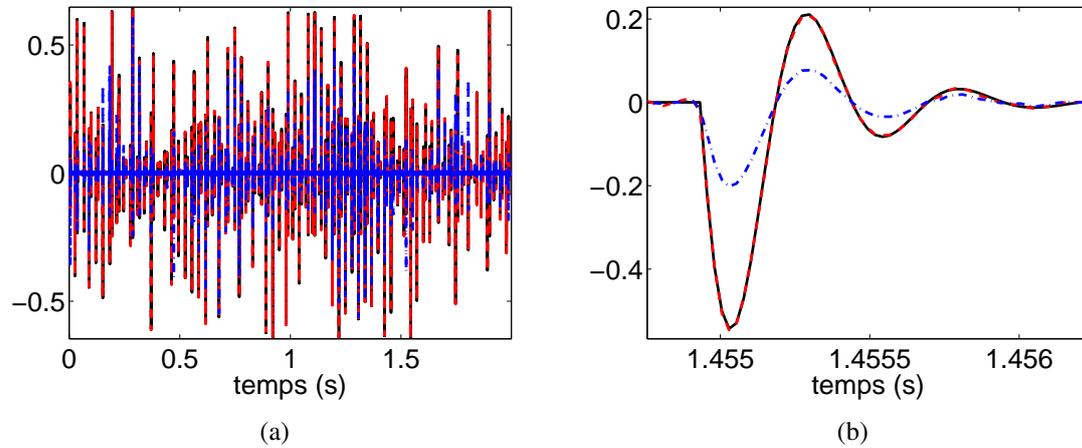


FIGURE 5.4: (a) Signal d'intérêt cyclostationnaire angle/temps (noir), signal extrait par l'algorithme MCR (pointillés/tirets bleus) et signal extrait par l'algorithme MCR-ATCS (tirets rouges). (b) Adaptation de la fenêtre d'observation sur une impulsion.

5.2.3 Application à l'extraction de la contribution du bruit de grenaille

Reprenons le modèle convolutif suivant, représentatif d'un signal vibratoire de boîte de vitesses (cf. chapitre 1, page 28) :

$$x(t) = h(t) * [d(t) + s(t) + r(t)] + b(t) \quad (5.19)$$

où $h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du système mécanique, $d(t)$ la partie déterministe de l'excitation, $s(t)$ et $r(t)$ deux composantes de la partie aléatoire de l'excitation ($s(t)$ représentant l'excitation générant le bruit de grenaille dit périodique) et $b(t)$ le bruit additif représentant le bruit de mesure.

5.2.3.1 Méthode MCR-ATCS pour l'extraction du bruit de grenaille

Au chapitre 3, page 88, la méthode de détection du bruit de grenaille a été présentée. À partir de la cartographie de la cohérence spectrale ordre/fréquence sommée aux ordres cycliques d'intérêt (ici, 2, 4 et 6 evt/tr), nous allons sélectionner une portion de signal où la grenaille est détectée afin de procéder à l'extraction de la contribution de $s(t)$, correspondant à notre signal d'intérêt (figure 5.5).

Sur la portion sélectionnée (figure 5.5 (b)), les contributions de $s(t)$, $d(t)$ et $r(t)$ ont des écart-types d'environ 0,09 (les rapports de ces contributions au signal simulé sont donc égaux) et la composante $b(t)$ un écart-type de 0,01. La méthode MCR-ATCS est appliquée à ce signal sélectionné. Le nombre de fréquences cycliques K à considérer peut être choisi à partir de la cohérence spectrale ordre/fréquence (figure 5.6). Comme pour la construction de l'indicateur I ,

nous considérons ici les ordres cycliques 2, 4 et 6 evt/tr (soit $K = 3$) ce qui est représentatif des observations faites sur les signaux mesurés.

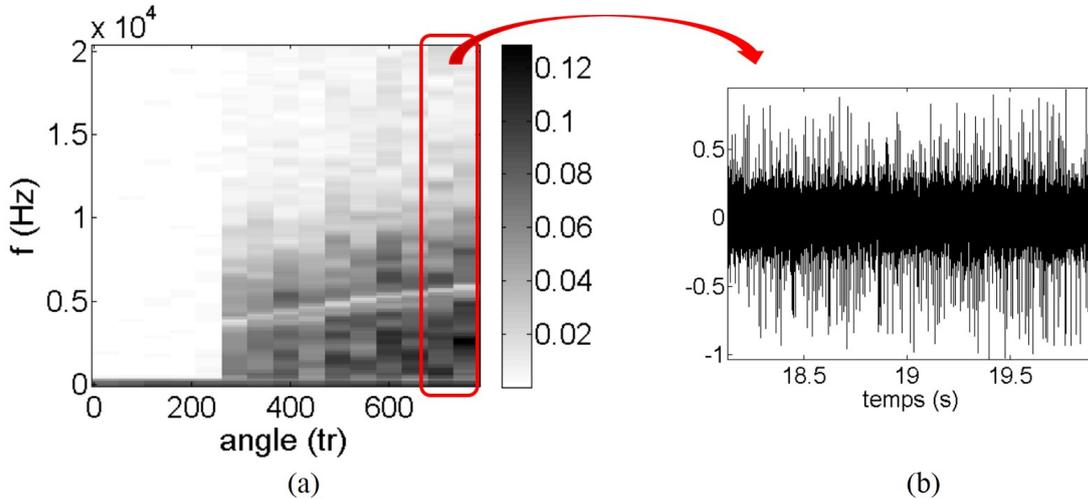


FIGURE 5.5: (a) Cartographie permettant une représentation, pour chaque portion de signal, de $\sum_{m=1}^3 |\hat{\gamma}_{xx}(2.m, f)|^2/3$. (b) Signal sélectionné pour l'extraction.

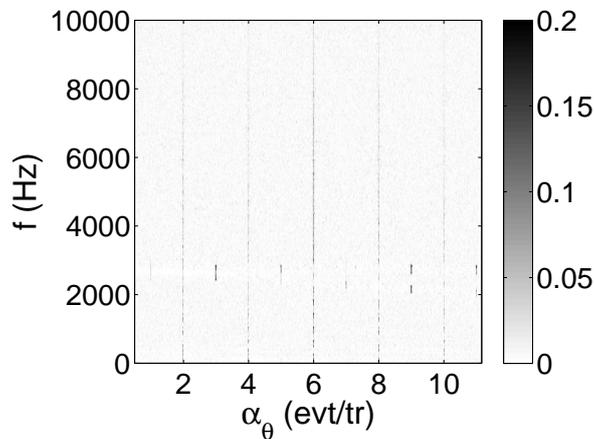


FIGURE 5.6: Estimation du module au carré de la cohérence spectrale ordre/fréquence de la portion de signal sélectionnée.

La figure 5.7 donne une comparaison du signal d'intérêt et de sa contribution extraite. 90% des impulsions sont retrouvées sur le signal extrait (47 impulsions non reconstruites sur 456 présentes) mais avec des amplitudes plus faibles. Entre les impulsions, on observe que le bruit généré par les composantes interférant avec notre signal d'intérêt n'est pas totalement rejeté.

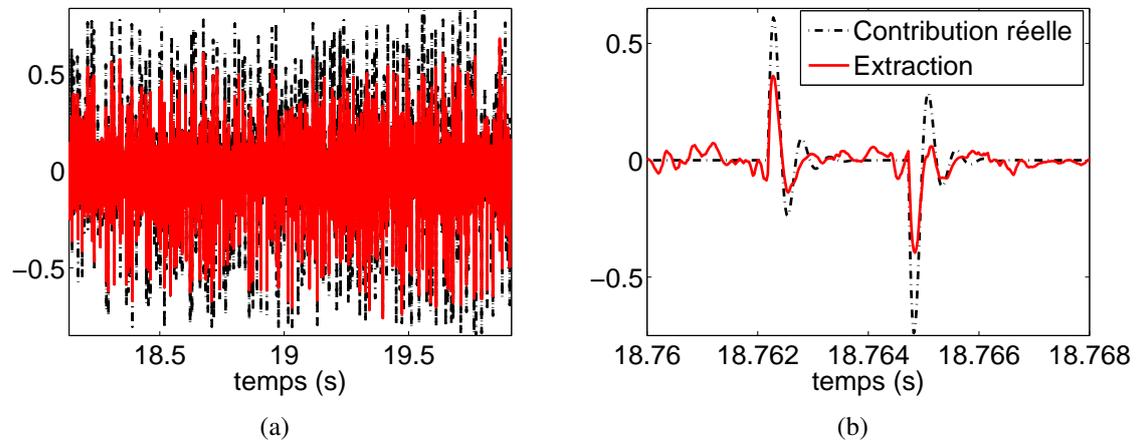


FIGURE 5.7: (a) Contribution $(h*s)(t)$ du signal d'intérêt (tirets noirs) et signal extrait par l'algorithme MCR-ATCS (rouge). (b) Adaptation de la fenêtre d'observation sur deux impulsions.

La figure 5.8 permet d'observer le signal extrait par rapport à la portion du signal simulé $x(t)$. Bien que l'amplitude des impulsions ne soit pas correctement reconstruite, on observe que l'algorithme MCR-ATCS permet tout de même de retrouver les impulsions en rejetant en partie les composantes interférentes.

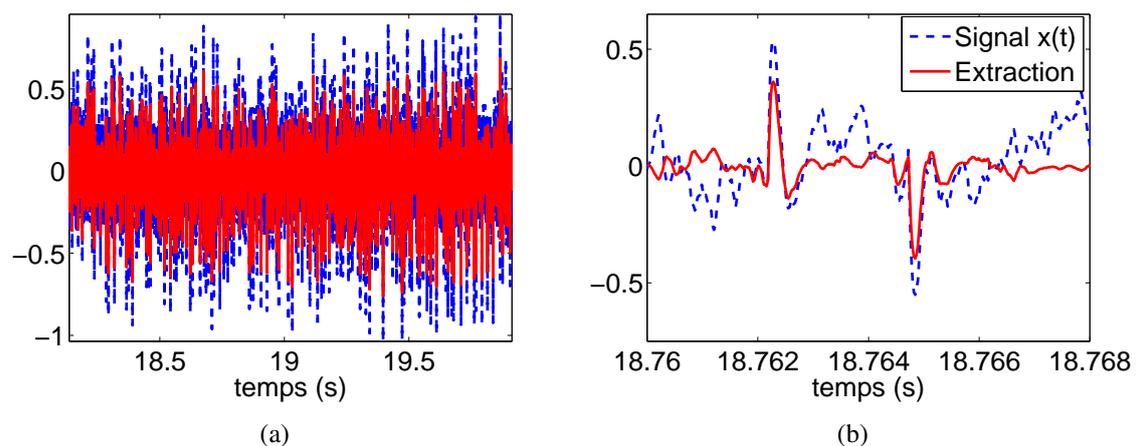


FIGURE 5.8: (a) Portion de signal sélectionnée (tirets bleus) et signal extrait par l'algorithme MCR-ATCS (rouge). (b) Adaptation de la fenêtre d'observation sur deux impulsions.

5.2.3.2 Estimation de la fonction de transfert

Sur l'ensemble du signal, la durée entre deux impulsions et l'amortissement introduit impliquent que la réponse du système soit amortie avant l'apparition d'un second choc². Cela étant vérifié, nous pouvons considérer que les impulsions extraites donnent un estimateur de la réponse impulsionnelle du système. A partir de l'impulsion présentée à la figure 5.9, la fonction de transfert $H(f)$ est estimée. Son module et sa phase sont comparés à la fonction de transfert réellement introduite dans la simulation (figure 5.10). On observe que la fréquence de résonance est correctement retrouvée même si le module et la phase sont davantage bruités. Dans l'application expérimentale sur la boîte de vitesses de série (page 155), l'estimation de la fonction de transfert à partir des impulsions extraites sera comparée à l'estimation par la méthode proposée au chapitre 2.

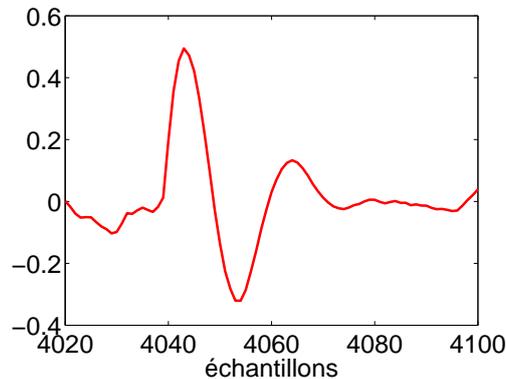


FIGURE 5.9: (a) Impulsion extraite par l'algorithme MCR-ATCS et utilisée pour estimer la fonction de transfert.

La fonction de transfert estimée peut éventuellement être utilisée pour blanchir la contribution extraite. Afin de débruiter au mieux le signal, une seconde itération de la méthode MCR-ATCS peut ensuite être appliquée au signal extrait blanchi. La figure 5.11 donne une comparaison du signal $s(t)$ simulé et du signal extrait $\hat{s}(t)$ après le blanchiment et une seconde application de la méthode MCR-ATCS. On observe que la localisation des Diracs introduits dans la simulation est bien retrouvée. Ce blanchiment donne ainsi accès à une estimation de l'excitation $s(t)$, en plus de sa contribution $h(t) * s(t)$ obtenue avec la première itération de la méthode MCR-ATCS.

2. Pour rappel, ce point constitue une hypothèse pour classer le signal dans la classe cyclostationnaire angle/temps.

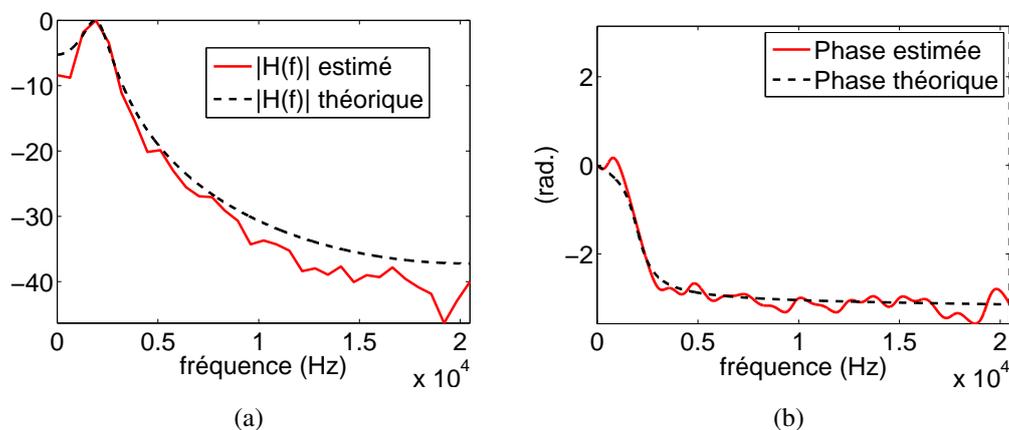


FIGURE 5.10: Module (a) et phase (b) de la fonction de transfert estimée (rouge) et comparée à celle introduite dans la simulation (tirets noirs).

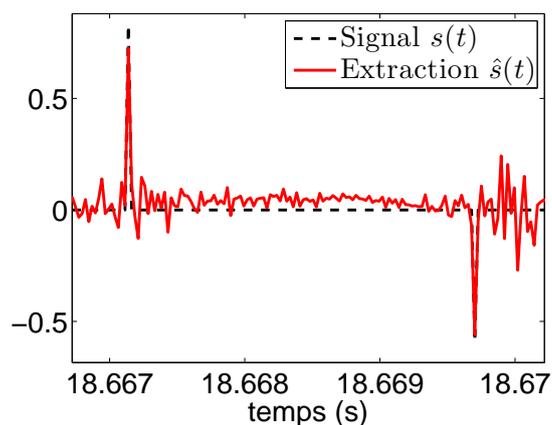


FIGURE 5.11: Signal $s(t)$ introduit dans la simulation (tirets noirs) et signal extrait $\hat{s}(t)$ après blanchiment et itération de la méthode MCR-ATCS (rouge).

Dans la section suivante, la méthode MCR-ATCS est appliquée sur des signaux réels, à partir des essais réalisés sur les boîtes de vitesses.

5.3 Application expérimentale : Extraction du bruit de grenaille

La méthode MCR a été généralisée à l'extraction de la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps. Au chapitre 4, l'indicateur de sévérité du bruit de grenaille a permis de

détecter des portions où les signaux mesurés contiennent une excitation par chocs périodiques, générant le bruit de grenaille. Cette source étant considérée cyclostationnaire angle/temps, nous allons maintenant procéder à son extraction par la méthode MCR-ATCS. Dans une première section, les mesures sur la boîte de vitesses instrumentée intrusivement à l'aide d'un codeur optique seront considérées, puis les essais sur la boîte de vitesses de série seront ensuite exploités.

5.3.1 Boîte de vitesses instrumentée avec un codeur optique interne

L'instrumentation de la boîte de vitesses avec un codeur optique interne et les mesures réalisées sont détaillées au chapitre 4 page 97 ainsi qu'à l'annexe A. La mesure de la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant avait précédemment donné un premier niveau de validation de l'indicateur de sévérité du bruit de grenaille. Elle va ici nous permettre de comparer les instants des chocs avec les instants des impulsions extraites par la méthode MCR-ATCS. Comme au chapitre 4, la mesure avec un désalignement du joint de Cardan de 8° et une montée en régime de 750 à 2200 tr/min en 40 s est considérée³.

5.3.1.1 Application de la méthode MCR-ATCS

La méthode MCR-ATCS est ici appliquée sur l'accéléromètre ayant montré la meilleure sensibilité au bruit de grenaille (cf. figure 4.12). Celui-ci est placé sur la face supérieure du carter de boîte et est échantillonné à 40960 Hz et filtré à 13889 Hz dans le système de conditionnement.

La portion de signal considérée est présentée à la figure 5.12 (b), notée dans la suite $x(t)$, sélectionnée à partir de l'observation de la cartographie de cohérence spectrale ordre/fréquence (figure 5.12 (a)).

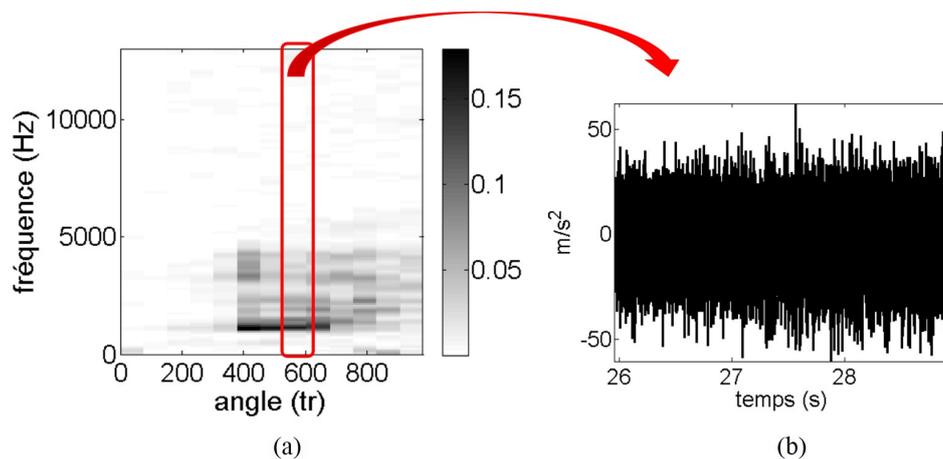


FIGURE 5.12: (a) Cartographie permettant une représentation, pour chaque portion de signal, de $\sum_{m=1}^3 |\hat{\gamma}_{xx}(2.m, f)|^2/3$. (b) Signal sélectionné pour réaliser l'extraction.

3. Pour cette configuration de boîte et cette campagne de mesures, le désalignement de 8° correspond au plus petit désalignement à partir duquel la grenaille a été entendue par l'expérimentateur et détectée par notre indicateur.

L'algorithme MCR-ATCS demande à fixer le nombre d'ordres cycliques à prendre en compte pour l'extraction. Sur la figure 5.13 (a) présentant la cohérence spectrale ordre/fréquence estimée sur le signal sélectionné $x(t)$, on observe que les harmoniques 2, 4 et 6 evt/tr sont bien présents sur une bande de fréquence jusqu'à 4000 Hz environ. Afin de rajouter de l'information effectivement utile, l'extraction est ainsi effectuée à l'aide de ces trois ordres cycliques. La contribution extraite est présentée à la figure 5.13 (b) sur une fenêtre de cinq tours de l'arbre primaire et superposée au signal $x(t)$. L'amplitude des impulsions est divisée par trois environ par rapport à l'amplitude du signal $x(t)$. Le bruit entre les impulsions (tout ce qui n'est pas attribuable à notre signal d'intérêt) est quant à lui diminué d'un facteur dix environ. Le signal extrait semble donc effectivement plus parcimonieux et de nature impulsionnelle, tout comme la contribution du bruit de grenaille attendue.

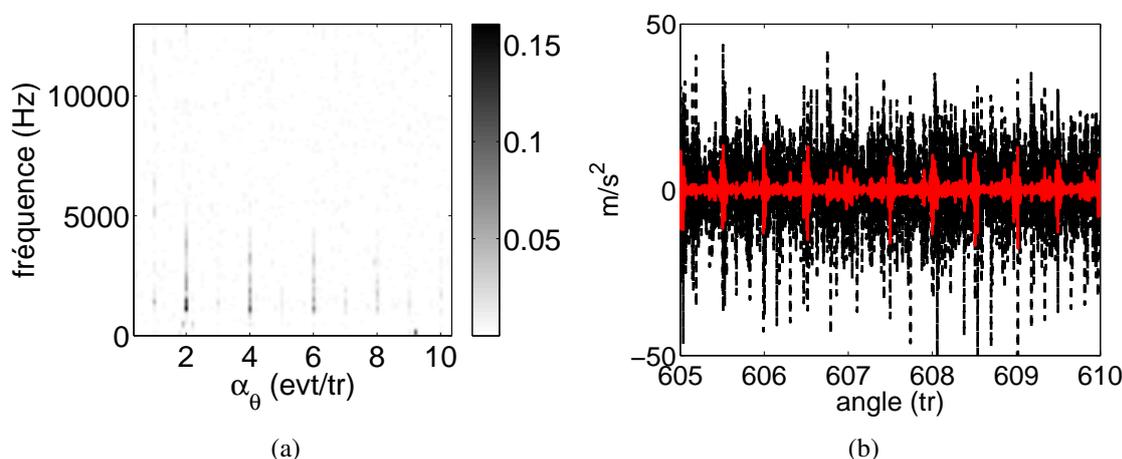


FIGURE 5.13: (a) Estimation de $|\hat{\gamma}_{xx}(\alpha_\theta, f)|^2$, $x(t)$ correspondant à la portion de signal sélectionnée. (b) Signal $x(t)$ considéré (tirets noirs) et contribution extraite pour la grenaille (rouge) observés sur une fenêtre de cinq tours de l'arbre primaire.

La figure 5.14 donne une comparaison des résultats de l'extraction en fonction du nombre d'ordres cycliques pris en compte. Pour $K = 1$ (cas où seul l'ordre cyclique 2 evt/tr est considéré), on observe que l'amplitude des impulsions retrouvées est faible. L'augmentation du nombre d'ordres cycliques permet de rajouter de l'information sur le signal à extraire et augmente ainsi l'amplitude des impulsions. En revanche, la comparaison des résultats pour $K = 3$ et $K = 5$ montre que la prise en compte des ordres 8 et 10 evt/tr n'améliore pas la détection, les deux courbes sont pratiquement superposées. Le risque indiqué par Boustany [BOU 05a] est au contraire de dégrader la qualité du débruitage. Dans cet exemple, comme observé précédemment sur la cohérence spectrale ordre/fréquence (figure 5.13 (a)), la prise en compte des harmoniques 2, 4 et 6 evt/tr (cas $K = 3$) donne donc le meilleur compromis entre l'ajout d'information effective et le rejet du bruit.

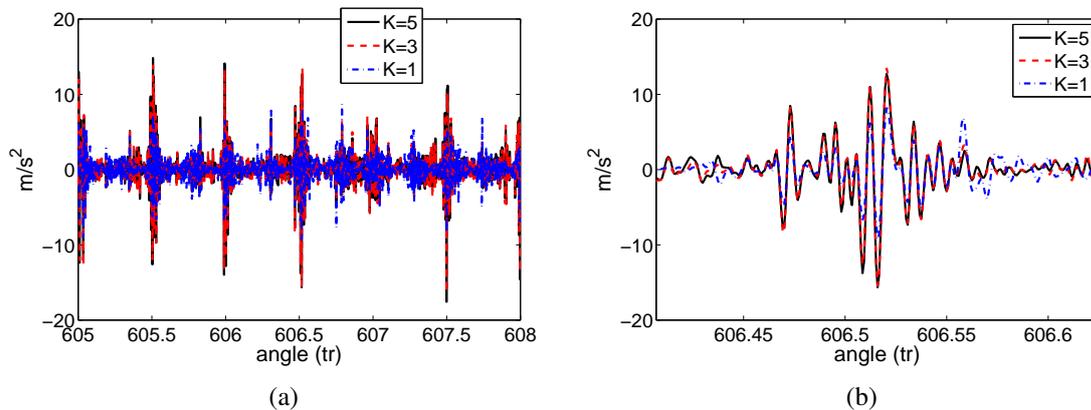


FIGURE 5.14: (a) Contribution extraite avec $K = 1$ (pointillés bleus), $K = 3$ (tirets rouges) et $K = 5$ (noir). (b) Adaptation de la fenêtre d'observation sur une impulsion.

5.3.1.2 Comparaison entre la vitesse relative et la contribution extraite

Le seul pignon fou conservé pour ces mesures étant instrumenté à l'aide d'un codeur optique, une comparaison entre la vitesse relative pignon fou/pignon menant et la contribution extraite est proposée. La figure 5.15 permet de comparer la localisation des impulsions extraites et la localisation des chocs détectés sur la vitesse relative pignon fou/pignon menant⁴. Pour cela, l'amplitude de la contribution extraite est ramenée à celle de la vitesse relative. On observe que la périodicité des impulsions extraites avec la plus grande énergie est synchronisée avec celle des chocs observables sur la vitesse relative lorsque l'amplitude avant le choc (V^-) est positive. Ceci permet d'identifier clairement deux chocs par tour de l'arbre primaire, tous deux sur le même flanc. Les chocs sur l'autre flanc sont en revanche moins bien observables sur le signal extrait. On observe en revanche un certain retard (de l'ordre de 0,02 tr d'après la figure 5.15 (b)) de la composante extraite par rapport à la vitesse relative. Ce retard pourrait peut-être provenir d'un déclenchement non synchronisé des acquisitions, bien qu'un trigger ait été utilisé afin de déclencher les acquisitions sur le premier front montant du codeur optique installé en bout d'arbre primaire. Afin d'approfondir la comparaison, on peut d'autre part exploiter la cohérence spectrale ordre/fréquence.

La cohérence spectrale ordre/fréquence a jusqu'ici été estimée sous forme d'autospectre, sur un signal générique $x(t)$. Tout comme dans le cas cyclostationnaire, ce concept peut être étendu à l'estimation de la cohérence croisée de deux signaux $x(t)$ et $y(t)$:

$$\gamma_{xy}(\alpha_\theta, f) = \frac{S_{xy}(\alpha_\theta, f)}{[S_{xx}(0, f)S_{y\alpha_\theta, y\alpha_\theta}(0, f)]^{1/2}} \quad (5.20)$$

4. Se référer au chapitre 4 page 103 pour la méthode d'obtention de la vitesse relative.

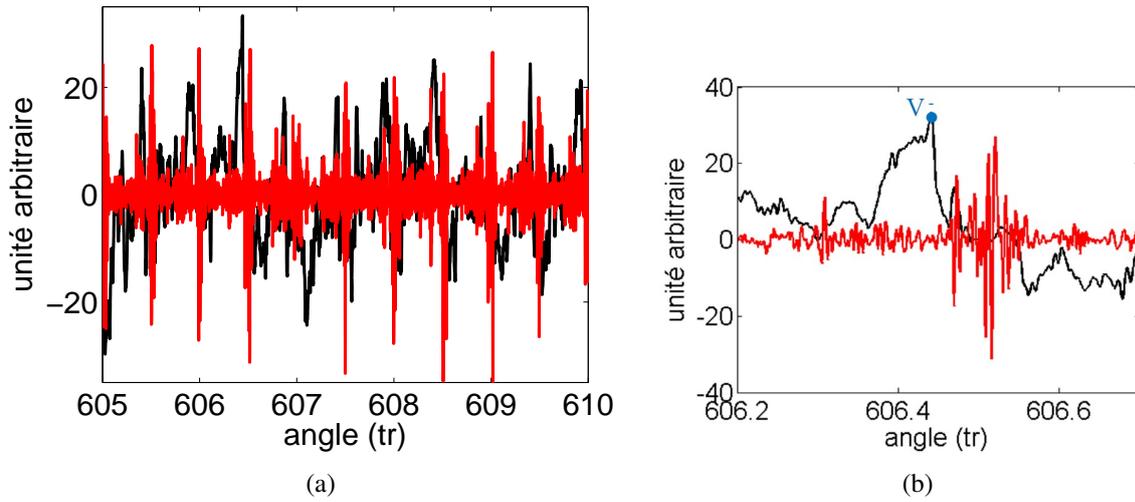


FIGURE 5.15: Vitesse relative pignon fou/pignon menant (noir) et contribution extraite (rouge). Observation sur une fenêtre de cinq tours de l'arbre primaire (a) et sur une fenêtre comprenant une seule impulsion (b). L'amplitude de la contribution extraite est ramenée à celle de la vitesse relative.

où la corrélation spectrale ordre/fréquence $S_{xy}(\alpha_\theta, f)$ est alors obtenue par :

$$S_{xy}(\alpha_\theta, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\mathcal{F}_W \{x(t)\}^* \mathcal{F}_W \{y(t)\dot{\theta}(t)e^{-j\alpha_\theta\theta(t)}\} \right] \quad (5.21)$$

La cohérence spectrale ordre/fréquence croisée de la vitesse relative et de la contribution extraite est ainsi estimée et présentée à la figure 5.16. L'échelle fréquentielle est limitée à 3800 Hz, ce qui correspond à la limite de fréquence exploitable pour cette portion de la vitesse relative en raison du filtre passe-bas appliqué afin de limiter les effets de l'erreur de quantification (cf. chapitre 4, section 4.2.2.1). L'observation de cette cohérence spectrale croisée permet de mettre en évidence formellement les liens de cyclostationnarité existant entre la vitesse relative et la contribution extraite. En particulier, ces deux signaux apparaissent conjointement cyclostationnaires à l'ordre cyclique $\alpha_\theta = 2$ evt/tr.

La bonne adéquation entre les impacts observés sur la vitesse relative et ceux extraits par l'algorithme MCR-ATCS nous donne ainsi une validation de l'extraction de la contribution générant les cas périodiques du bruit de grenaille.

5.3.1.3 Evaluation du caractère parcimonieux de la contribution extraite

Comme précédemment indiqué au chapitre 3, section 3.4.2.2, un lien entre le kurtosis et les estimateurs cyclostationnaires a récemment été établi par Borghesani *et al.* [BOR 14]. Les auteurs ont montré une équivalence entre une valeur élevée du kurtosis, donc une certaine impulsivité du signal, et la présence de nombreux harmoniques de la fréquence

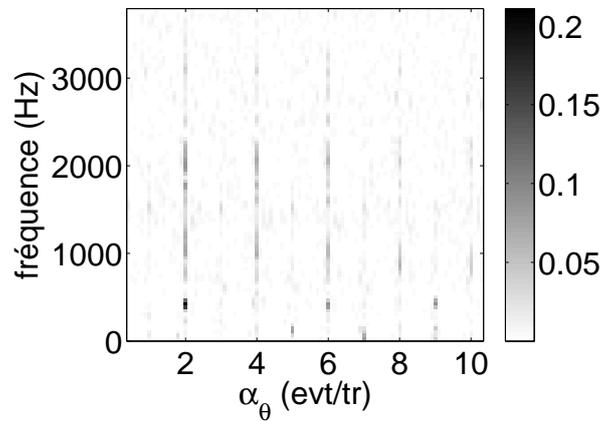


FIGURE 5.16: Module au carré de la cohérence spectrale ordre/fréquence croisée de la vitesse relative et de la contribution extraite.

cyclique dans le spectre d'enveloppe. Avec nos outils développés dans le cadre de la cyclostationnarité angle/temps, cela signifie que plus le nombre d'harmoniques de l'ordre cyclique et leurs amplitudes sont élevés, plus le signal est impulsif. Ceci implique que l'information de parcimonie de la source est indirectement introduite dans la méthode MCR (ou MCR-ATCS) par l'augmentation du nombre de fréquences (ou d'ordres) cycliques à considérer.

La figure 5.17 donne la cohérence spectrale ordre/fréquence de la portion $x(t)$ sélectionnée (a) et de la contribution extraite (b), avec une échelle d'amplitude entre 0 et 0,81. Pour la contribution extraite, les multiples de l'ordre cycliques 2 evt/tr jusqu'à 8 evt/tr sont révélés sur une large bande fréquentielle. Pour le signal mesuré, l'échelle de couleur rapportée à la valeur maximale observée pour la contribution extraite ne permet pas de révéler la présence d'ordres cycliques dans le signal. La figure 5.13 (a) présente également la cohérence ordre/fréquence de la portion sélectionnée mais avec une échelle d'amplitude entre 0 et 0,16. La présence des harmoniques 2, 4 et 6 evt/tr est révélée avec une amplitude maximale de 0,16 ce qui est environ cinq fois plus faible que l'amplitude maximale observée pour la contribution extraite. D'autre part, la largeur de bande excitée dans le signal $x(t)$ est également plus petite que pour la contribution extraite.

L'algorithme MCR-ATCS a donc permis l'extraction d'une contribution plus impulsionnelle que le signal mesuré. Cette observation est en adéquation avec le caractère parcimonieux du bruit de grenaille.

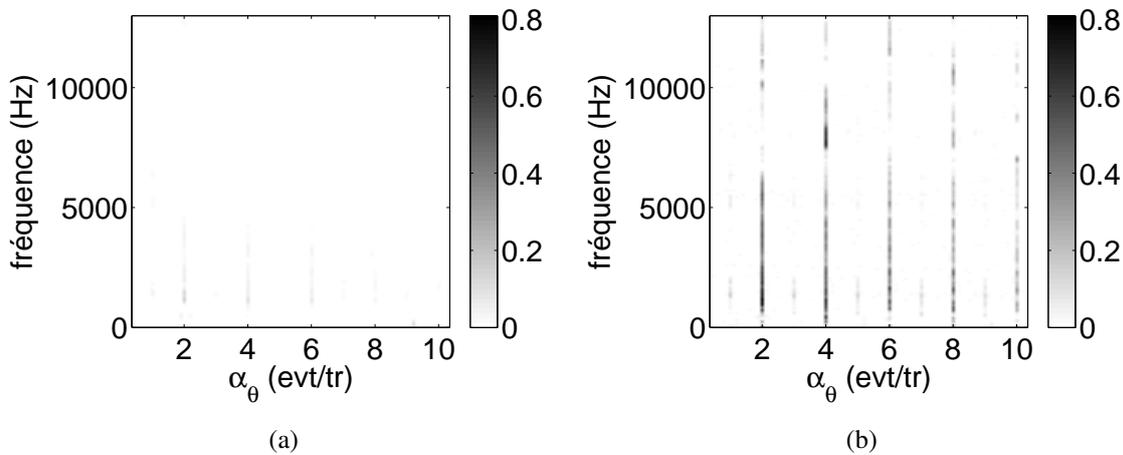


FIGURE 5.17: Module au carré de la cohérence spectrale ordre/fréquence (a) de la portion $x(t)$ sélectionnée et (b) de la contribution extraite.

5.3.2 Boîte de vitesses de série

Les mesures réalisées sur la boîte de vitesses de série, avec l'instrumentation juste nécessaire et où seul le 5^e rapport est supprimé, se rapprochent d'une application industrielle finale. La méthode MCR-ATCS est ainsi appliquée sur ces mesures afin d'extraire la contribution du bruit de grenaille détecté au chapitre 4. Nous allons nous intéresser à la configuration 1 des sessions d'écoute, où le 2^e rapport de boîte est engagé, un désalignement de 4° est appliqué avec une montée en régime de 1000 tr/min en 30 s. Nous considérons le signal vibratoire de l'accéléromètre placé sur la face supérieure du carter de boîte, possédant une plage de fréquence allant de 0,5 à 10000 Hz avec une précision sur la sensibilité de $\pm 5\%$ et échantillonné à $f_e = 40960$ Hz, après filtrage anti-repliement à 13889 Hz.

5.3.2.1 Extraction de la contribution du bruit de grenaille

La méthode MCR-ATCS est appliquée sur une portion de signal où la grenaille a été préalablement détectée. D'après la cohérence spectrale ordre/fréquence donnée à la figure 5.19 (a), deux ordres cycliques (2 et 4 evt/tr) peuvent être pris en compte pour l'extraction. La contribution extraite est superposée au signal $x(t)$ sélectionné à la figure 5.18. Comme précédemment observé pour les essais sur la BE instrumentée avec des codeurs optiques, deux chocs par tour de l'arbre primaire sont clairement observables sur le signal extrait. La périodicité angulaire de ces chocs laissent penser qu'ils se produisent tous sur le même flanc (pour les essais avec l'instrumentation interne de la boîte, la comparaison avec la vitesse relative avait permis de valider cette hypothèse). Les chocs se produisant sur le flanc opposé sont quant à eux moins clairement identifiables sur le signal extrait.

La cohérence spectrale ordre/fréquence du signal extrait est estimée et présentée à la figure

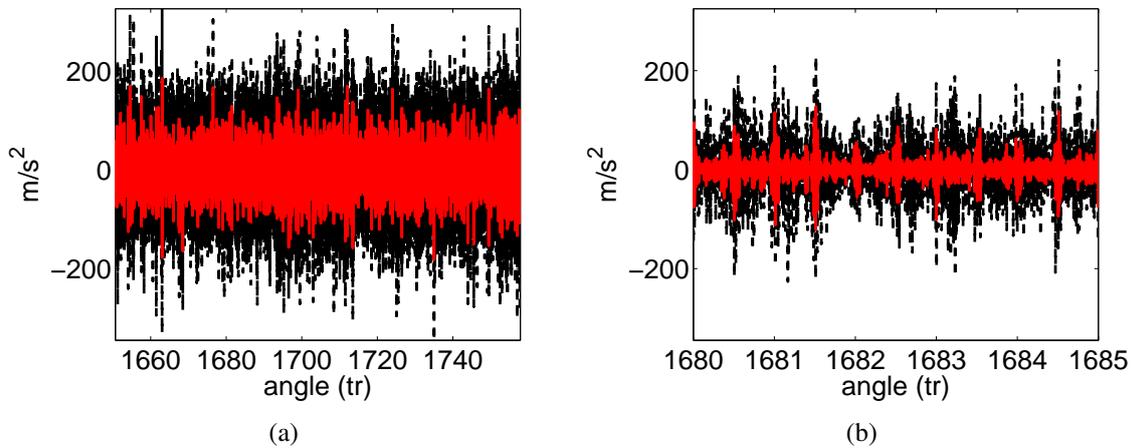


FIGURE 5.18: Résultats d'essais sur boîte de vitesses de série : (a) signal $x(t)$ considéré (tirets noirs) et contribution extraite (rouge) et (b) observés sur une fenêtre de cinq tours de l'arbre primaire.

5.19 (b). Le contenu des harmoniques 2, 4, 6 et 8 evt/tr révèle de l'énergie sur une large bande fréquentielle, avec une valeur maximale de 0,62. En comparaison, pour la cohérence spectrale ordre/fréquence estimée sur le signal $x(t)$, seuls les harmoniques 2 et 4 evt/tr sont présents et avec une valeur maximale de 0,22. La contribution extraite est donc plus impulsive que le signal mesuré et ces impulsions présentent une meilleure émergence par rapport au bruit.

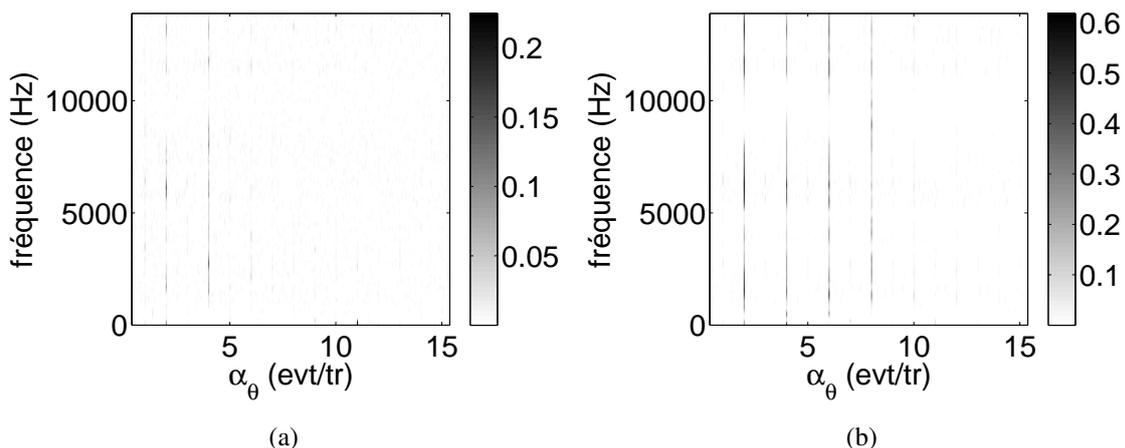


FIGURE 5.19: Résultats d'essais sur boîte de vitesses de série : cohérence spectrale ordre/fréquence (a) de la portion $x(t)$ sélectionnée et (b) de la contribution extraite.

Dans ces essais, seul le 5^e rapport de boîte est supprimé. Plusieurs pignons fous sont donc

susceptibles de grenailer en même temps et en raison des jeux interdentes et de l'inertie des pignons, les chocs peuvent se produire décalés en fonction de chacun des rapports. Ce point ne semble pas ici restrictif pour l'extraction du bruit de grenaille, généré par les multiples chocs possibles, où au moins deux impulsions par tour de l'arbre primaire sont clairement identifiables sur la contribution extraite.

L'extraction proposée permet ainsi d'observer la nature impulsionnelle du signal générant le bruit de grenaille et de détecter l'instant des impacts. D'autre part, l'extraction ayant forcée l'impulsivité du signal extrait, il peut être exploité afin d'estimer la fonction de transfert entre les chocs se produisant au niveau des engrenages non chargés et le capteur positionné sur le carter de boîte.

5.3.2.2 Estimation d'une fonction de transfert

Notons $x_e(t) = h(t) * s(t)$ la contribution extraite par la méthode MCR. La source $s(t)$, supposée impulsionnelle, est composée des impacts se produisant au niveau des dentures des engrenages non chargés et matérialisés par une étoile orange à la figure 5.20. Les impacts générant les signaux $s_1(t)$, $s_3(t)$ et $s_4(t)$ sont supposés suffisamment espacés et synchrones pour que la réponse impulsionnelle $h(t)$ puisse être assimilée aux impulsions détectées sur la contribution extraite $x_e(t)$. La figure 5.21 (a) donne un exemple d'impulsion observable sur le signal $x_e(t)$ et à partir de laquelle la fonction de transfert entre les dentures des engrenages non chargés et le capteur est estimée. Les réponses impulsionnelles observées ont une durée d'environ 3 ms, le nombre d'échantillons par impulsion est faible (de l'ordre d'une centaine). La figure 5.21 (b) présente le module de la fonction de transfert estimée en moyennant quatre fonctions de transfert obtenues à partir de quatre impulsions du signal $x_e(t)$. Cette fonction de transfert est comparée à celle obtenue à partir de la méthode présentée au chapitre 2, les maximums des deux courbes étant ramenés à la même amplitude. Les deux méthodes montrent une bonne concordance sur plusieurs résonances, en particulier autour de 750 Hz, 2500 Hz, 4400 Hz, 6400 Hz, 9000 Hz et 11500 Hz. La résolution fréquentielle étant cependant moins bonne avec la méthode introduite ici, le nombre de modes observables est plus faible qu'avec la méthode présentée au chapitre 2, dédiée à cette estimation de h .

Deux méthodes distinctes ont donc été présentées pour estimer une fonction de transfert à partir de mesures réalisées en montées de régime. La première, exploitant l'ensemble du signal mesuré, consiste en une extraction de la partie déterministe de l'excitation puis en une identification aveugle de la réponse impulsionnelle dans le domaine cepstral. La seconde que l'on vient de montrer s'intéresse à une portion de signal supposée cyclostationnaire angle/temps où des chocs sont préalablement détectés puis isolés.

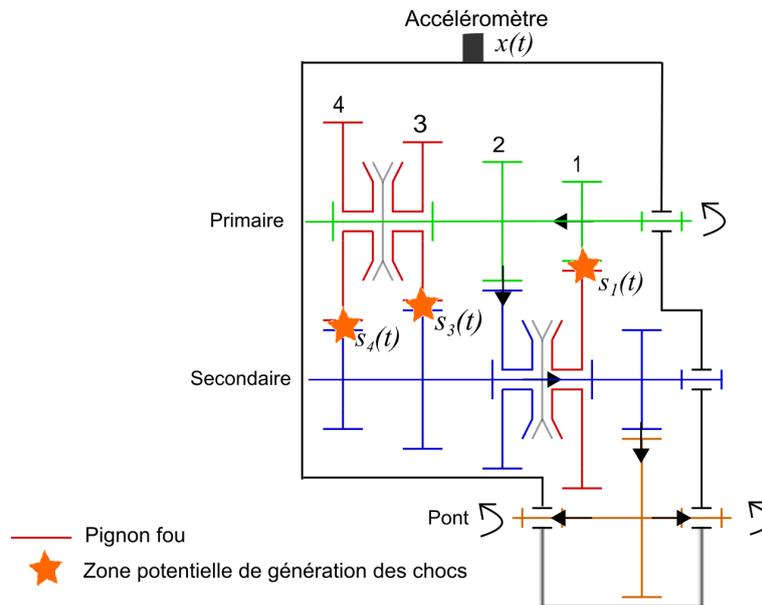


FIGURE 5.20: Représentation schématique de la boîte BE en 2^e rapport engagé. Les contacts possibles entre les dents des rapports non engagés sont matérialisés par une étoile orange.

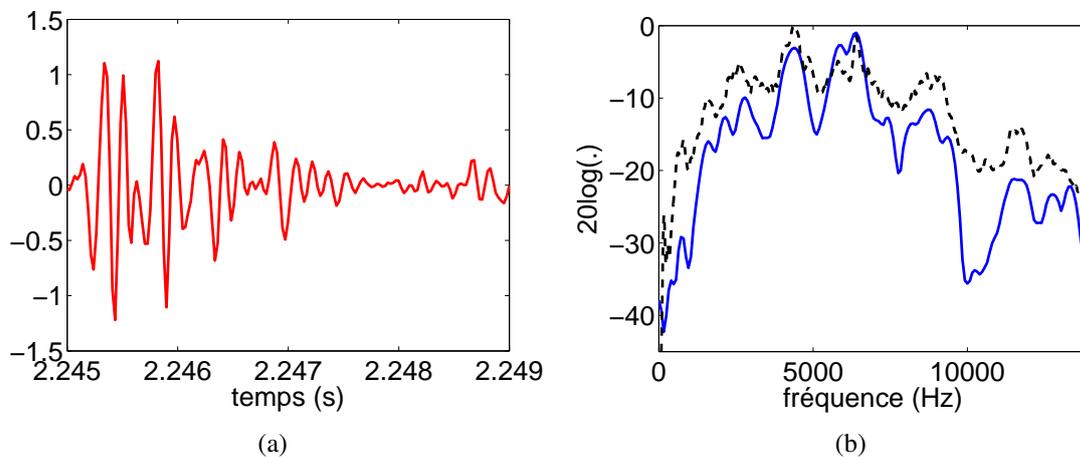


FIGURE 5.21: (a) Exemple d'impulsion de la contribution extraite $x_e(t)$. (b) Comparaison de l'estimation du module de la fonction de transfert à partir d'une moyenne sur quatre impulsions (bleu) et à partir de la méthode présentée au chapitre 2 (tirets noirs). Les maximums des deux courbes sont ramenés à la même amplitude, exprimée en dB.

Les fonctions de transfert estimées par ces deux méthodes sont maintenant utilisées afin de blanchir la contribution extraite avant d'itérer une seconde fois l'algorithme MCR-ATCS. L'objectif est alors d'obtenir une estimation de la source $s(t)$, et non seulement de sa contribution

$h(t) * s(t)$. Les signaux ainsi extraits sont présentés à la figure 5.22. Pour les deux méthodes d'estimation de $h(t)$, on observe que les blanchiments n'ont pas permis une diminution significative du bruit ni une augmentation de l'impulsivité du signal : ils n'améliorent donc pas l'extraction de la grenaille et ne permettent pas d'accéder au signal de cette source (on accède donc seulement à sa contribution).

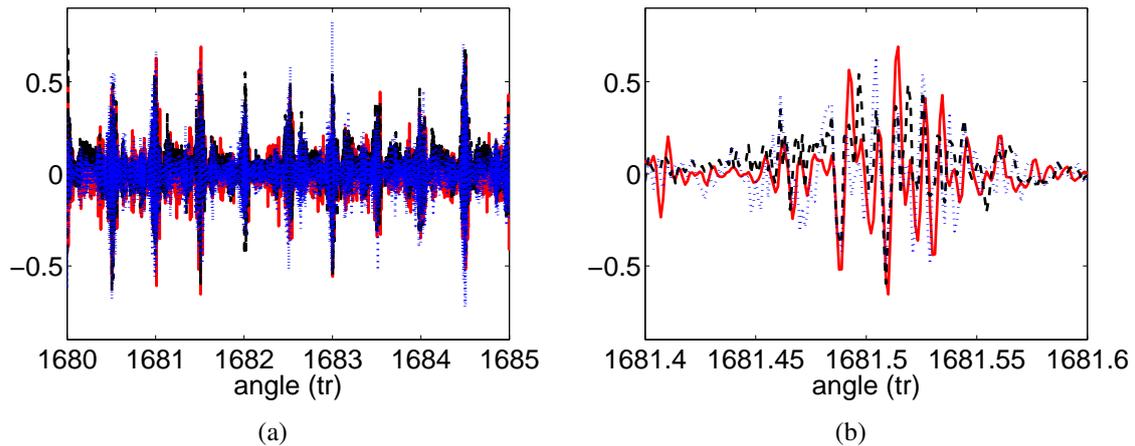


FIGURE 5.22: Comparaison entre la contribution retrouvée à la première extraction (rouge) et les signaux extraits après blanchiment par la méthode présentée au chapitre 2 (tirets noirs) et par celle présentée dans ce chapitre (pointillés bleus), après itération de la méthode MCR-ATCS. Fenêtre d'observation centrée sur cinq tours (a) et sur un transitoire (b).

Pour l'estimation avec la méthode proposée au chapitre 2 (exploitant l'analyse cepstrale), ceci peut en partie s'expliquer par le fait que la fonction de transfert a été estimée sur l'ensemble de la montée en régime, alors qu'elle est ici appliquée à une portion de signal. On a donc juste une estimation globale, qui sera plus représentative dans les hauts régimes (où l'énergie est plus importante). D'autre part, l'hypothèse de système à minimum de phase et l'estimation d'une unique fonction de transfert à partir des seules excitations aléatoires sont également des points limitant dans la fiabilité de la fonction de transfert estimée.

L'estimation à partir des impulsions extraites, présentée dans ce chapitre, ne semble pas non plus exploitable pour blanchir les signaux. En effet, nous avons ici fait l'hypothèse (discutable) que le transfert vibratoire est le même pour chacun des vibro-impacts et pour chacun des rapports de boîte non engagés. De plus, sur le signal extrait, le choix des échantillons de début et de fin de l'impulsion considérée va influencer sur la fonction de transfert estimée et donc également sur la qualité du blanchiment.

Les deux méthodes d'estimation proposées dans ces travaux permettent donc l'estimation d'une fonction de transfert globale, utilisable pour accéder à des résonances de la structure mais pas suffisamment représentative pour blanchir les signaux.

5.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté la généralisation d'une méthode d'extraction de source en vue d'isoler la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps d'ordre 2. Le principe, proche du filtrage de Wiener, repose sur la minimisation de l'erreur quadratique entre le signal prédit et sa contribution réelle par l'exploitation de versions décalées en ordre du signal mesuré. L'intérêt de la méthode, nommée MCR-ATCS, a été montré sur des signaux issus de simulation. Dans un cas de régime stationnaire, la comparaison avec la méthode MCR a permis d'en valider l'approche. Sur une simulation d'un signal vibratoire mesuré sur une boîte de vitesses en régime non-stationnaire, un bon débruitage de la contribution générant le bruit de grenaille est observé. En particulier, la localisation des impulsions introduites dans la simulation est bien retrouvée.

Une application expérimentale est proposée sur les deux campagnes d'essais réalisées dans ces travaux. Les mesures avec l'instrumentation du seul pignon fou conservé permettent de comparer les instants d'impacts observés sur la vitesse relative pignon fou/pignon menant de ceux observés sur le signal extrait. Les chocs sur un des flancs du pignon fou apparaissent synchrones à ceux observés sur la vitesse relative. En revanche, les chocs sur le second flanc sont difficilement identifiables sur la contribution extraite. Ce moins bon débruitage pourrait s'expliquer par une plus faible intensité des chocs sur ce flanc.

Les mesures sur boîte de vitesses de série permettent d'appliquer la méthode sur un cas plus proche de l'utilisation industrielle finale. Le signal extrait présente davantage d'harmoniques de l'ordre cyclique 2 evt/tr que le signal mesuré, ce qui signifie que l'extraction a forcé la parcimonie, caractéristique du bruit de grenaille. Une écoute comparative des signaux mesurés et extraits permet de percevoir le rejet de la sirène dans la contribution extraite. En perspective, des écoutes plus approfondies pourraient être envisagées afin d'évaluer la qualité de l'extraction. La récupération du signal de grenaille seul permet ensuite un diagnostic plus fin du bruit de grenaille. L'observation de sa contribution permet en effet de localiser les impacts, d'observer leur répétition et leur nature. En assimilant les chocs générant le bruit de grenaille à des Diracs, la fonction de transfert entre les impacts au niveau des engrenages non engagés et le capteur localisé sur le carter de boîte est estimée. La comparaison avec la fonction de transfert estimée par la méthode présentée au chapitre 2 (via l'analyse cepstrale) montre une bonne concordance des fréquences de résonance des principaux modes. Sur ces signaux réels, les blanchiments préalables par les fonctions de transfert estimées par ces deux méthodes n'ont cependant pas permis d'améliorer la qualité de l'extraction. Ceci peut être attribué à la complexité du système dynamique et donc à la difficulté d'estimer une fonction de transfert suffisamment représentative pour être utilisable à cette fin.

En perspective, une généralisation de la méthode RRCCR développée pour l'extraction d'une source cyclostationnaire, forçant la matrice de transfert à être de rang unitaire, pourrait être développée. Cette méthode, basée sur une combinaison du filtrage de Wiener cyclique avec une méthode de sous-espace, nécessite l'utilisation de plusieurs capteurs mais permet de garantir l'extraction d'une unique contribution, le signal d'intérêt. Pour notre application, les capteurs

disposés sur le carter de boîte présentant une faible cohérence entre eux, cette approche n'a pas été exploitée.

Conclusion générale

Synthèse des travaux

Dans le cadre du diagnostic des systèmes à engrenages par l'analyse acoustique et vibratoire, la proposition d'un indicateur de sévérité robuste et dédié au bruit de grenaille est apparue comme un enjeu industriel majeur. Ce bruit est généré par les vibro-impacts se produisant entre les dents des engrenages non chargés, provoqués par l'acyclisme observable en entrée de boîte de vitesses. L'intérêt s'est porté sur des mesures en conditions non-stationnaires, afin de satisfaire aux conditions industrielles de test des boîtes et de permettre l'apparition du bruit de grenaille en balayant un large panel de conditions de fonctionnement. Outre le développement de méthodes d'analyse de signaux non-stationnaires, l'objectif industriel a ici notamment consisté en la proposition d'un indicateur de sévérité du bruit de grenaille.

L'étude bibliographique sur la physique de ce phénomène a permis de dégager les caractéristiques du signal de grenaille. Nos recherches se sont focalisées sur les cas dits périodiques, plus subtils d'un point de vue de l'intensité sonore engendrée, où la périodicité du phénomène est liée à la rotation de l'arbre primaire de la boîte. Afin de différencier la grenaille des autres phénomènes apparaissant sur le même ordre cyclique, conserver l'information du contenu fréquentiel est primordial. Le bruit de grenaille, impulsif, est ainsi attendu avec un large contenu fréquentiel. L'extension de la cyclostationnarité à l'approche appelée cyclostationnaire angle/temps pose le cadre théorique d'une distribution « ordre cyclique vs. fréquence » par la prise en compte explicite de la vitesse angulaire instantanée. La cohérence spectrale ordre/fréquence a ainsi été exploitée afin de proposer un indicateur de sévérité du bruit de grenaille.

L'impulsivité du signal recherché implique non seulement un large contenu fréquentiel mais également la présence d'harmoniques de l'ordre cyclique fondamental. L'indicateur proposé consiste donc en une somme sur ces deux domaines, où l'énergie sur l'axe fréquentiel est continuellement distribuée tandis que seules des composantes discrètes en ordre cyclique sont considérées. Des campagnes d'essais spécifiques ont ensuite permis deux niveaux de validation a posteriori de cet indicateur. La première, par l'instrumentation d'un pignon fou avec un codeur optique, démontre la capacité de l'indicateur à détecter effectivement la présence des impacts. Des tests perceptifs ont ensuite été mis en place à partir de mesures sur une boîte de vitesses avec l'instrumentation juste nécessaire : le ressenti des auditeurs montre une bonne corrélation avec l'évolution des valeurs de l'indicateur. L'étude permet de plus un

premier par vers l'établissement de critères d'acceptabilité de niveaux de grenaille à lui associer.

L'approche cyclostationnaire angle/temps permet d'étendre d'autres notions d'analyse des signaux, tel que le filtre de Wiener cyclique en vue d'extraire la contribution d'une source cyclostationnaire angle/temps d'ordre 2. D'un point de vue pratique, l'analyse du signal de grenaille seul permet alors d'en affiner le diagnostic. Les vibro-impacts générant une excitation de type impulsionnelle, le signal extrait peut de plus être exploité afin d'estimer la fonction de transfert entre le lieu des chocs et le capteur positionné sur le carter de boîte. Cette estimation montre une bonne concordance avec la fonction de transfert obtenue par une autre méthode développée lors de nos recherches. Cette dernière exploite le caractère non-stationnaire du signal, qui permet de filtrer dans le domaine des ordres la partie déterministe de l'excitation sans pour autant éliminer trop d'informations liées aux résonances de la structure. L'analyse cepstrale permet une identification aveugle de la réponse impulsionnelle et donne ainsi accès à une signature spectrale des transferts mécaniques liés aux structures non tournantes de la boîte de vitesses.

D'un point de vue général, toutes les méthodes développées dans ces travaux ont consisté en une exploitation (conjointe ou alternée) des domaines temporels et angulaires. Le premier est intrinsèquement lié aux transferts mécaniques tandis que le second caractérise les cycles émis par les machines tournantes en conditions non-stationnaires.

Ces travaux apportent les premiers éléments de réponse et de réflexion aux objectifs fixés ; différentes perspectives peuvent également être envisagées.

Perspectives

Une première perspective de ces travaux concerne l'industrialisation de l'indicateur proposé. En l'état, le niveau de corrélation entre le ressenti des auditeurs et l'indicateur semble suffisant pour que cet outil soit testé sur de premières utilisations dans les projets. En fonction des applications spécifiques, les discussions devront notamment porter sur la question des seuils utiles à retenir pour se donner des critères (de détection, d'acceptabilité, ...) sur cet estimateur de sévérité.

L'exploitation de l'approche cyclostationnaire angle/temps et plus particulièrement la démarche proposée pour la détection de phénomènes larges bandes et cycliques en angle, ouvre des perspectives d'application à d'autres bruits impulsionnels, mesurés en régime non-stationnaire. En particulier, le phénomène du « basculement de piston » (*piston slap* en anglais) dans les moteurs, qui désigne les impacts générés lors du changement de signe de l'effort transversal appliqué par le piston sur le cylindre [LEC 06], pourrait être utilement analysé par cette approche.

D'autre part, les outils cyclostationnaires angle/temps permettent de suivre l'évolution fréquentielle d'un ordre cyclique donné, en conditions non-stationnaires. Dans le cas de la surveillance des roulements par exemple, le suivi du contenu fréquentiel de l'ordre caractéristique

(lié aux passages des éléments roulants au niveau des zones chargées) pourrait permettre de détecter l'apparition d'un défaut localisé, qui engendrerait un contenu spectral large bande.

Les développements théoriques et estimateurs associés à l'analyse des signaux cyclostationnaires angle/temps et à leur modélisation ont été conduits sous l'hypothèse d'une modulation d'amplitude constante, où les coefficients de Fourier $c_k(t)$ sont aléatoires conjointement stationnaires. En pratique, les conditions de fonctionnement instantanées induisent des variations d'énergie des signaux mesurés. Une perspective consisterait alors à pré-traiter les signaux afin de les rendre stationnaires en termes d'énergie. Une approche de blanchiment des signaux par application d'un filtre dépendant de la vitesse de rotation est notamment proposé par Abboud *et al.* [ABB 14b] afin de compenser l'influence des variations de régime. Cette perspective ouvrirait la porte à l'analyse de signaux cyclo-non-stationnaires, caractérisés par des coefficients de Fourier non-stationnaires en temps, en se ramenant à la modélisation d'un signal cyclostationnaire angle/temps.

D'autre part, les développements du cadre cyclostationnaire angle/temps pourraient également permettre une estimation de fonction de transfert, à partir de la connaissance du signal d'excitation (noté $s(t)$) et du signal de réponse (noté $x(t)$), tous deux supposés cyclostationnaires angle/temps. On se place ici dans le cas général, où l'excitation et la réponse sont connues (contrairement aux situations dites « aveugles »). Similairement au cas cyclostationnaire, la fonction de transfert s'écrit :

$$H(f) = \frac{S_{sx}(\alpha_\theta, f)}{S_{ss}(\alpha_\theta, f)} \quad (5.22)$$

avec

$$S_{ss}(\alpha_\theta, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\mathcal{F}_W \{s(t)\}^* \mathcal{F}_W \{s(t)\dot{\theta}(t) e^{-j\alpha_\theta \theta(t)}\} \right] \quad (5.23)$$

et

$$S_{sx}(\alpha_\theta, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\mathcal{F}_W \{x(t)\}^* \mathcal{F}_W \{s(t)\dot{\theta}(t) e^{-j\alpha_\theta \theta(t)}\} \right] \quad (5.24)$$

La démonstration de cette relation est donnée en annexe E. Par manque de temps, ce point n'a pas été davantage investigué dans ces travaux mais constitue une perspective d'exploitation de l'approche cyclostationnaire angle/temps. D'un point de vue simulation, on pourrait imaginer un système où l'excitation présente des harmoniques qui balayent des plages de fréquence en fonction des variations de vitesse de rotation et estimer sur ces plages de fréquence la fonction de transfert $H(f)$ en tenant compte de l'énergie apportée par l'excitation dans ces conditions non stationnaires. Il serait également intéressant d'observer si l'approche permet une meilleure robustesse au bruit en comparaison à une estimation de la fonction de transfert sous hypothèse stationnaire. D'autre part, la dépendance en vitesse de rotation est ici introduite dans l'excitation. Une perspective consisterait à considérer des modèles mécaniques dont la réponse impulsionnelle $h(t, \dot{\theta})$ dépend de la vitesse et d'étudier la faisabilité d'estimer alors h par le développement de l'approche cyclostationnaire angle/temps.

Ces travaux ont permis de développer l'analyse de signaux non-stationnaires, en ayant pour objectif principal la détection et l'extraction du signal de grenaille. En revanche, l'analyse de données expérimentales n'est pas toujours suffisante pour comprendre les phénomènes mis en jeu et leurs interactions. En perspective, une approche de modélisation physique pourrait être envisagée. Bourdon *et al.* [BOU 10] ont récemment proposé une alternative aux modélisations classiques en temps, en démontrant l'utilité d'établir des équations différentielles de comportement dynamique exprimées en fonction de la position angulaire. Intuitivement, l'introduction des excitations générées par des géométries discrètes en rotation (telles que les engrenages) dans un modèle angulaire plutôt que temporel semble en effet s'approcher plus naturellement du comportement dynamique du système réel. La mise en place d'un modèle physique représentant le phénomène de grenaille prenant explicitement en compte la dimension angulaire pourrait permettre d'approfondir la connaissance de ce phénomène. D'autre part, nous avons montré dans ces travaux la possibilité de détecter la présence des impacts par la seule exploitation de la vitesse angulaire instantanée de l'arbre secondaire. Le développement de modèles mécaniques pourrait ainsi permettre d'approfondir la compréhension de l'influence des impacts sur la vitesse de rotation instantanée de cet arbre en condition de chargement et aider ainsi au développement d'autres outils de traitement du signal pour la détection de bruits de nature impulsionnelle.

Annexe A

Etude expérimentale

Cette annexe présente le banc d'essais utilisé au LaMCoS (figure A.1) ainsi que les deux campagnes de mesures réalisées durant ces travaux. Un rappel de la méthode de ré-échantillonnage angulaire par méthode de comptage est proposé dans la dernière partie.

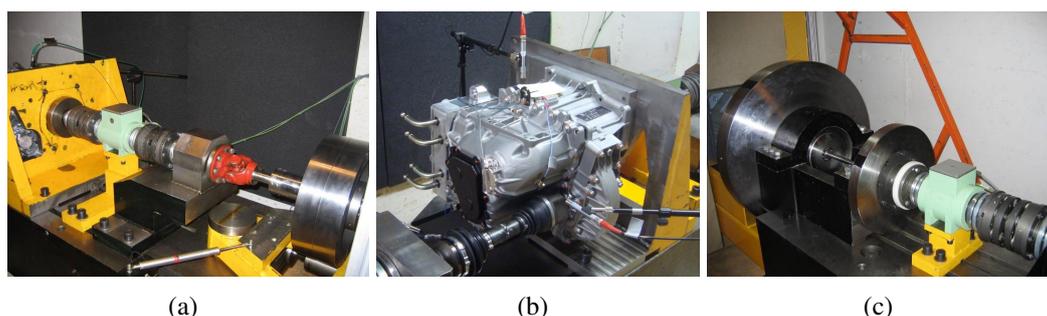


FIGURE A.1: (a) : De droite à gauche : roue d'inertie, joint de Cardan (en rouge), capteur de couple et codeur angulaire intégré (en vert), équerre pour fixer la boîte de vitesses (en jaune). (b) : Boîte de vitesses et arbre de transmission. (c) : De gauche à droite : filtre mécanique passe-bas (grande roue d'inertie et arbre), roue véhicule, capteur de couple de sortie et codeur angulaire intégré (en vert).

A.1 Description du banc de boîte de vitesses automobile

Le banc du LaMCoS mis à disposition pour cette thèse est un exemple de banc d'acyclisme composé d'un joint de Cardan à angle variable qui permet d'introduire un désalignement entre l'axe moteur et l'axe d'entrée de la boîte. Ce banc d'essais de chaîne cinématique permet de soumettre à divers tests une boîte de vitesses dans les conditions de fonctionnement proches des conditions de fonctionnement réelles d'une automobile. Il est composé de trois parties distinctes : un générateur d'acyclisme, une chaîne cinématique et un ensemble de dissipation d'énergie et de freinage (figure A.2).

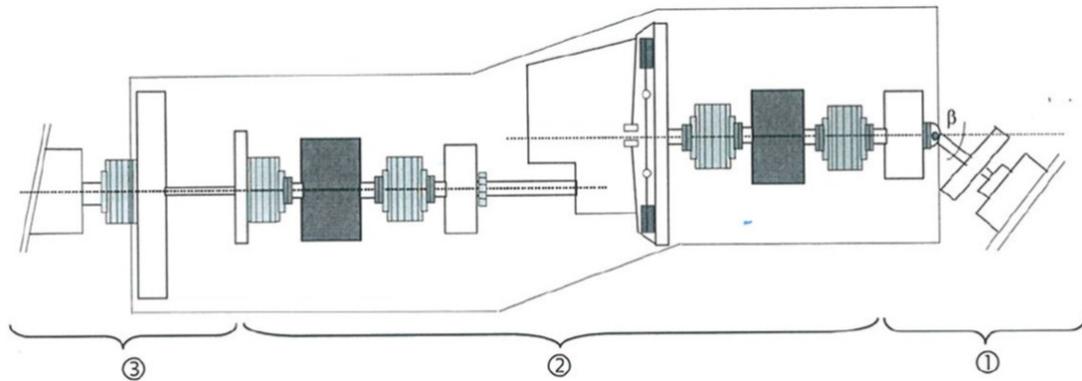


FIGURE A.2: Représentation schématique du banc de boîte de vitesses automobile [DEV 00].

Le générateur d'acyclisme (partie ①) est constitué d'un moteur électrique à courant continu asservi en vitesse de rotation. Une roue d'inertie rapportée sur l'axe du moteur empêche que les vibrations de torsion ne s'appliquent sur le moteur. L'ensemble repose sur un bâti pouvant pivoter de $\pm 16^\circ$ par rapport au bâti principal. La liaison entre l'axe du moteur et l'axe d'entrée de la boîte est réalisée à l'aide d'un joint de Cardan vérifiant la contrainte de fonctionnement « vitesse de rotation \times angle d'articulation ≤ 20000 ».

La chaîne cinématique (partie ②) comprend, outre son dispositif de mesure, la boîte de vitesses fixée à une équerre liée au bâti, un arbre de transmission et une roue d'inertie équivalente à une roue d'un véhicule. Les satellites du différentiel de la boîte sont soudés sur les deux planétaires, ce qui permet de transmettre l'intégralité de la puissance via l'unique arbre de transmission.

L'ensemble de dissipation d'énergie et de freinage (partie ③) comprend un moteur à courant continu asservi en couple et un filtre mécanique passe-bas composé d'un arbre de torsion de faible raideur et d'une roue d'inertie importante permettant d'isoler la chaîne cinématique des vibrations de l'ensemble du dispositif de freinage.

Le banc repose sur un châssis mécano-soudé, isolé du sol par six plots antivibratiles.

Les méthodes développées ici nécessitent l'estimation de la vitesse angulaire instantanée. Le banc du LaMCoS contient 2 couplemètres avec conditionneur de signaux de couple et de vitesse de rotation intégré, l'un placé entre le moteur et l'entrée de la boîte de vitesse, l'autre en sortie du banc. Les codeurs angulaires intégrés ont une résolution de 60 tops/tr, ils sont constitués d'un capteur optique pointant sur une denture de 60 dents intégrée dans le système de mesure.

Dans ces travaux le banc a été utilisé lors de deux campagnes d'essais distinctes. Une représentation schématique du montage expérimental est indiqué à la figure A.3.

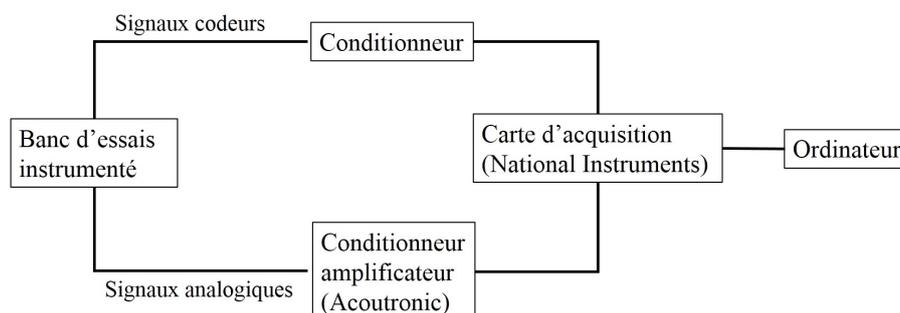


FIGURE A.3: Représentation schématique du montage expérimental.

A.2 Campagne d'essais sur boîte de vitesses BE4 série

Cette section présente la campagne d'essais réalisée sur une boîte BE4 de série du groupe PSA. L'objectif de ces essais est d'avoir un grand nombre de configurations de mesures afin de tester les méthodes proposées (identification de la fonction de transfert, détection et extraction du bruit de grenaille) sur une boîte de série, dans des conditions de fonctionnement proches des conditions de fonctionnement réelles.

Afin d'instrumenter la boîte de vitesses à l'aide de codeurs optiques supplémentaires, la pignonnerie du 5^e rapport est supprimée, ainsi que son carter remplacé par une plaque d'étanchéité (figure A.4). Des bagues de serrage et des bagues de centrage sont montées en bout des arbres primaires et secondaires, afin de monter des codeurs optiques Heidenhain ERO 1324 de résolution 2048 tops/tr. Cette instrumentation a également servi dans de précédents travaux [AND 11] ainsi que dans une précédente campagne d'essais réalisée au cours de cette thèse et détaillée dans la section suivante. Bien que ce soient les mêmes codeurs et les mêmes pièces d'adaptation, nous avons connu des problèmes de centrage des codeurs pour cette campagne, pouvant s'expliquer par les tolérances minimales pour le placement des vis du carter de 5^e laissant la place à des décalages importants. Seul le codeur en bout d'arbre primaire a pu être positionné (cf. figure A.4). Ce codeur optique délivre un signal TTL directement exploité par la carte d'acquisition avec une horloge interne cadencée à 80 MHz ; on récupère ainsi le nombre de tops horloge entre 2 fronts montants du codeur.

Les deux signaux des codeurs angulaires de résolution 60 tops/tr placés en entrée et sortie du banc sont également acquis avec l'horloge interne cadencée à 80 MHz. En parallèle, leurs deux signaux analogiques sont acquis avec une fréquence d'échantillonnage de 40960 Hz, après filtrage à 13889 Hz dans le système de conditionnement. On remarquera que la faible résolution de ces codeurs permet d'exploiter les signaux « créneaux » analogiques avec une fréquence d'échantillonnage classique, tout en respectant la condition (1.9). Dans ces essais, la vitesse de rotation maximale en entrée du banc est de 3200 tr/min ce qui donne, pour ce cas le plus défavorable, 12.8 échantillons entre deux fronts montants du codeur.

Un microphone PCB 130E21, avec une bande passante à ± 2 dB allant de 20 à 10000 Hz, est placé à proximité du carter de boîte (figure A.4) ; ce signal a été exploité lors des sessions d'écoute exploitées au chapitre 4.

Quatre accéléromètres sont collés sur le carter de boîte (figure A.5). Trois accéléromètres PCB W352C67, avec une plage de fréquence de 0,5 à 10000 Hz à $\pm 5\%$, sont répartis sur le carter (face du haut, sur le côté et dessous). Le quatrième accéléromètre (PCB 353B33) a une plage de fréquence allant de 1 à 4000 Hz à $\pm 5\%$, il est donc moins bien adapté à la caractéristique large bande du bruit de grenaille mais a été placé pour palier à une éventuelle sensibilité trop faible des autres accéléromètres. Il est collé sur la face du haut.

Tous ces signaux analogiques sont coupés à 13889 Hz dans le système de conditionnement et sont acquis avec une fréquence d'échantillonnage de 40960 Hz. Un trigger permet de déclencher les acquisitions de manière synchrone sur le premier front montant du codeur optique installé en bout d'arbre primaire. Une sonde de température est scotchée sous le boîtier du différentiel.

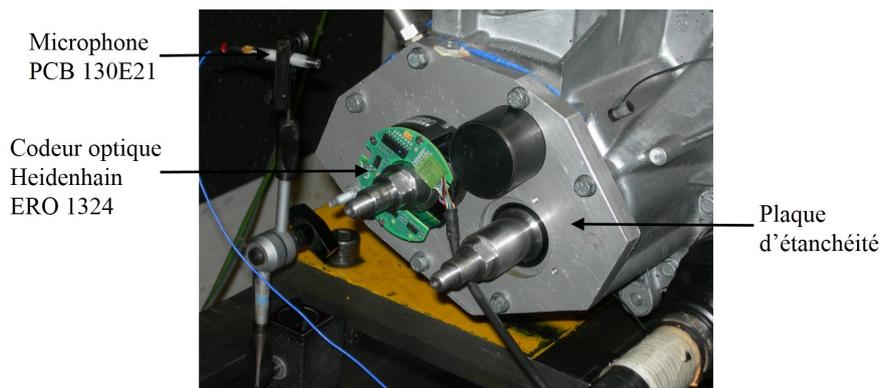


FIGURE A.4: Observation de l'instrumentation du codeur optique en bout d'arbre primaire et du micro utilisé pour les sessions d'écoute.

Des mesures ont été réalisées pour les 2^e, 3^e et 4^e rapports de boîte, avec un chauffage préalable de la boîte pendant une heure.

Le rapport de 3^e a fait l'objet de la campagne d'essais la plus complète. Les désalignements 0°, 4°, 6°, 7° et 8° sont testés, avec des couples de sortie de 100 Nm et 200 Nm. Pour chaque angle et chaque couple, des montées en régime sont appliquées avec des pentes de 1000 tr/min en 20 s, 30 s et 40 s. Les descentes en régime sont effectuées uniquement pour le couple 200 Nm. Les vitesses de rotation varient de 750 tr/min à 3200 tr/min pour les désalignements 0° et 4°, 3000 tr/min pour 6°, 2700 tr/min pour 7° et 2400 tr/min pour le désalignement 8°.

Pour les 2^e et 4^e rapports, les désalignements 0°, 3°, 4°, 6°, 7° et 8° sont testés. Seul le couple de 200 Nm est appliqué en sortie, avec uniquement des montées et descente en régime de 1000 tr/min en 30 s, répétées deux fois chacune (mêmes valeurs de vitesse de rotation que pour le 3^e rapport).

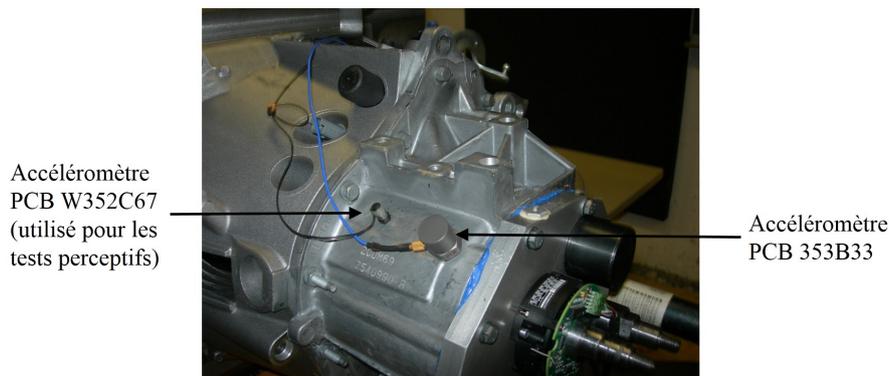


FIGURE A.5: Observation des deux accéléromètres positionnés sur la face supérieure de la boîte de vitesses.

Pour chaque rapport, quelques acquisitions sont réalisées à régime stabilisé pour des points de fonctionnement où la grenaille est entendue.

A.3 Campagne d'essais sur BE4 avec instrumentation interne par codeur optique

Cette section présente la campagne d'essais réalisée sur une boîte de vitesses BE4 du groupe PSA, instrumentée spécifiquement en vue de la validation de l'indicateur de grenaille. L'objectif est d'avoir une méthode de référence nous permettant d'affirmer de la présence de chocs entre les deux pignons d'un rapport non engagé, afin de valider les résultats de détection obtenus avec l'indicateur proposé.

Afin d'accéder à la vitesse de rotation instantanée du pignon fou du 4^e rapport, un codeur optique est placé à l'intérieur de la boîte : sa partie mobile est fixée au pignon fou et sa partie fixe au carter de boîte (figure A.6). Ce codeur Lika C-80 (noté C à la figure A.7) a une résolution de 2048 tops/tr et délivre un signal TTL directement exploité par la carte d'acquisition avec une horloge interne cadencée à 80 MHz. Pour n'avoir que le rapport de 4^e sujet à la grenaille et laisser suffisamment de place pour l'intégration du codeur, seul le 2^e rapport est conservé comme rapport engagé, tous les autres éléments de la boîte sont enlevés. Des points de soudure viennent bloquer l'engagement du 2^e rapport ce qui permet de supprimer également le système de synchroniseur 1/2 et les fourchettes.

Pour accéder à la vitesse relative entre le pignon fou et le pignon menant, un codeur optique Heidenhain ERO 1324 de résolution 2048 tops/tr est placé en bout d'arbre secondaire (noté B à la figure A.7). Un deuxième codeur optique identique, noté A, est placé en bout d'arbre primaire et permet d'accéder à la vitesse angulaire instantanée en entrée de boîte. Ces deux codeurs délivrent un signal TTL directement exploité par la carte d'acquisition avec une horloge interne cadencée à 80 MHz.



FIGURE A.6: Instrumentation interne de la boîte de vitesses.

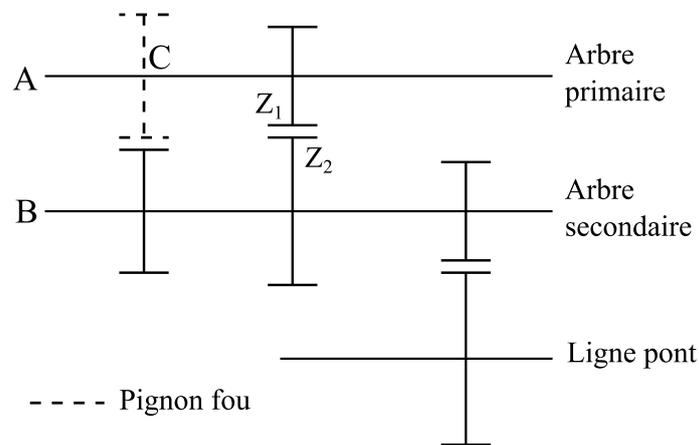


FIGURE A.7: Configuration de la boîte de vitesses. Les trois codeurs optiques sont repérés par les lettres A, B et C.

Pour les mesures exploitées aux chapitres 4 et 5, trois accéléromètres PCB W352C67, avec une plage de fréquence de 0,5 à 10000 Hz à $\pm 5\%$, sont répartis sur le carter de boîte (face du haut, sur le côté et dessous). Deux autres accéléromètres (un PCB 353B33 et un Dytran 3136A), avec une plage de fréquence allant respectivement de 1 à 4000 Hz et de 1 à 5000 Hz à $\pm 5\%$, sont également collés sur la face du haut et du dessous. Ces derniers sont moins bien adaptés à la caractéristique large bande du bruit de grenaille mais ont été placés pour pallier à une éventuelle sensibilité trop faible des autres accéléromètres. Les figures A.8 et A.9 montrent respectivement une vue de la face supérieure et de la face inférieure de la boîte ainsi instrumentée. Ces cinq signaux analogiques sont coupés à 13889 Hz dans le système de conditionnement et sont échantillonnés à 40960 Hz. Un trigger permet de déclencher les acquisitions de manière synchrone sur le premier front montant du codeur A.



FIGURE A.8: Observation de la face supérieure de la boîte de vitesses instrumentée.

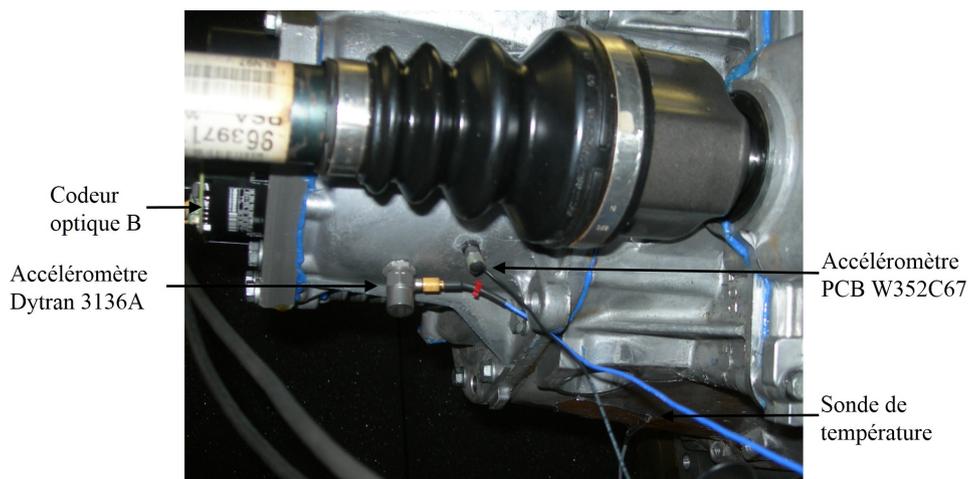


FIGURE A.9: Observation de la face inférieure de la boîte de vitesses instrumentée.

Une seule source de grenaille (le pignon fou de 4^e) étant conservée dans ces essais, il convient de trouver des points de fonctionnement (régime, désalignement du joint de Cardan) où des chocs se produisent. Une difficulté consiste à trouver des points de fonctionnement où les chocs sont suffisamment intenses pour être audible, de façon à ce que l'expérimentateur placé à proximité du banc d'essais puisse donner une première indication de la génération ou non du bruit de grenaille pour la configuration considérée. De nombreuses acquisitions ont alors été réalisées lors de cette campagne d'essais.

Pour les mesures exploitées aux chapitres 4 et 5, des désalignements de 0°, 8°, 9° et 10° sont appliqués. Un couple de sortie de 200 Nm et une montée en régime de 40 s sont programmés,

de 750 à 2200 tr/min pour les angles 0° et 8° , de 750 à 2100 tr/min pour le désalignement 9° et de 750 à 1900 tr/min pour l'angle 10° . La boîte de vitesses est préalablement chauffée pendant une heure afin de diminuer la viscosité de l'huile, situation plus favorable pour l'apparition de grenaille. In fine, lors de ces essais assez particuliers, la grenaille a été entendue pour les désalignements 8° , 9° et 10° sur la fin des montées en régime.

A.4 Ré-échantillonnage angulaire par méthode de comptage

Le ré-échantillonnage angulaire nécessite la connaissance de la fonction reliant l'angle et le temps, en général obtenue à l'aide d'un codeur angulaire solidaire de l'arbre de référence qui délivre un signal carré de R impulsions par tour.

Deux méthodes de ré-échantillonnage angulaire ont été présentées au chapitre 1, page 32. La méthode d'obtention de l'estimation de la position de l'arbre de référence par utilisation d'une horloge haute fréquence étant plus originale, son principe est ici rappelé. La figure A.10 issue de [AND 11] schématise un exemple de signal carré issu du codeur angulaire ainsi que les tops horloge. Le compteur sera incrémenté à chaque passage de front montant et le temps entre deux fronts montants sera alors obtenu par différence entre les valeurs successives du compteur. En notant F la fréquence de l'horloge et N_h le nombre (entier) de tops horloge entre deux fronts montants du codeur, le temps écoulé pendant le franchissement de l'angle θ est estimé par :

$$\hat{\tau}(\theta) = \frac{N_h}{F} \quad (\text{A.1})$$

La connaissance de cette fonction reliant l'angle et le temps permet ainsi de ré-échantillonner à pas d'angle constant des signaux acquis à pas de temps constant.

Dans la campagne d'essais avec une instrumentation interne de la boîte, la vitesse relative pignon fou/pignon menant est estimée à partir de la mesure de la vitesse angulaire instantanée (en [rad/s]) :

$$\hat{\omega}(\theta) = \frac{2\pi}{R} \cdot \frac{F}{N_h} \quad (\text{A.2})$$

Cette méthode de comptage à partir d'une horloge haute fréquence permet ainsi l'estimation d'une vitesse angulaire instantanée implicitement échantillonnée en angle.

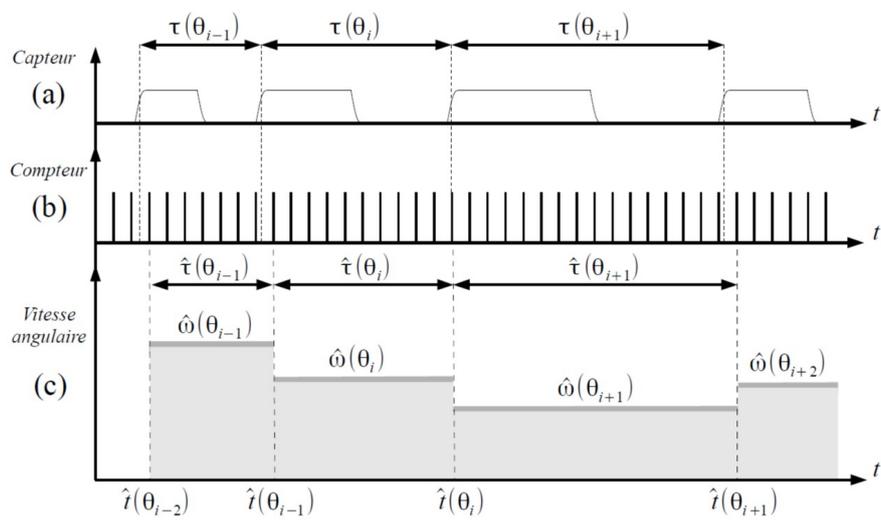


FIGURE A.10: (a) Signal carré du codeur angulaire. (b) Tops horloge. (c) Estimation de la vitesse angulaire instantanée. [AND 11]

Annexe B

Expression de la corrélation spectrale ordre/fréquence

Cette démonstration de l'expression de la corrélation spectrale ordre/fréquence donnée à l'équation (3.22) est proche de celle donnée par Antoni *et al.* à la référence [ANT 14].

On part de la définition de la corrélation spectrale ordre/fréquence :

$$S_{xx}(\alpha_\theta, f) = \mathcal{F}_{\theta \rightarrow \alpha_\theta} \left\{ \mathcal{F}_{\tau \rightarrow f} \{R_{xx}(\theta, \tau)\} \right\} \quad (\text{B.1})$$

En substituant l'expression de la fonction d'autocorrélation angle/temps (équation (3.19) page 77), il vient :

$$S_{xx}(\alpha_\theta, f) = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{\theta=\theta_1}^{\theta_1+\Phi} \int_{\tau=-\infty}^{+\infty} \mathbb{E} \left[x(t(\theta))x(t(\theta) - \tau)^* \right] e^{-j2\pi f\tau} e^{-j\alpha_\theta\theta} d\tau d\theta \quad (\text{B.2})$$

où l'intégrale selon θ est définie sur le secteur angulaire Φ . La figure B.1 indique les notations utilisées et les liens entre les domaines temporel et angulaire.

Soit W l'intervalle de temps correspondant au secteur angulaire Φ .

À l'équation (B.2), θ est une variable d'intégration. En remarquant que cette variable dépend elle-même du temps, nous proposons le changement de variable $\theta = \theta(t)$. L'intégrale selon θ se ré-écrit alors en une intégrale selon t sur l'intervalle de temps W . Le point clé consiste à ré-écrire les bornes de l'intervalle selon τ comme $[t - W/2; t + W/2]$ avec W qui tend vers l'infini :

$$S_{xx}(\alpha_\theta, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \int_{t=-W/2}^{W/2} \int_{\tau=t-W/2}^{t+W/2} \mathbb{E} \left[x(t)x(t - \tau)^* \right] e^{-j2\pi f\tau} e^{-j\alpha_\theta\theta(t)} \dot{\theta}(t) d\tau dt \quad (\text{B.3})$$

où $\Phi(W) = \int_{t=-W/2}^{t+W/2} \dot{\theta}(t) dt$.

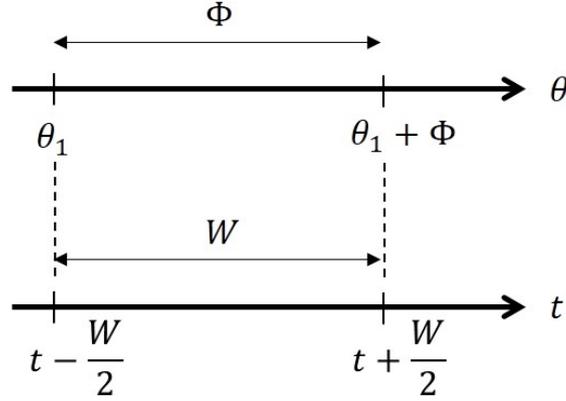


FIGURE B.1: Schéma indiquant les notations utilisées selon les domaines temporel et angulaire.

Posons le changement de variable $u = t - \tau$. Il vient alors :

$$\begin{aligned}
 S_{xx}(\alpha_\theta, f) &= \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \int_{t=-W/2}^{W/2} \int_{u=-W/2}^{W/2} \mathbb{E}[x(t)x(u)^*] e^{-j2\pi f(t-u)} e^{-j\alpha_\theta \theta(t)} \dot{\theta}(t) du dt \\
 &= \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\left\{ \int_{u=-W/2}^{W/2} x(u)^* e^{j2\pi f u} du \right\} \left\{ \int_{t=-W/2}^{W/2} x(t) e^{-j2\pi f t} e^{-j\alpha_\theta \theta(t)} \dot{\theta}(t) dt \right\} \right] \\
 &= \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\left\{ \int_{u=-W/2}^{W/2} x(u) e^{-j2\pi f u} du \right\}^* \left\{ \int_{t=-W/2}^{W/2} x(t) e^{-j2\pi f t} e^{-j\alpha_\theta \theta(t)} \dot{\theta}(t) dt \right\} \right]
 \end{aligned}$$

où le théorème de Fubini permet d'invertir l'espérance mathématique et l'intégrale.

La corrélation spectrale ordre/fréquence s'écrit donc en fonction de deux transformées de Fourier définies sur un intervalle de temps W fini :

$$S_{xx}(\alpha_\theta, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\mathcal{F}_W \{x(t)\}^* \mathcal{F}_W \{x(t) \dot{\theta}(t) e^{-j\alpha_\theta \theta(t)}\} \right] \quad (\text{B.4})$$

Cette distribution ordre cyclique vs. fréquence permet ainsi de caractériser conjointement les phénomènes cycliques, exprimés en nombre d'évènements par tour, et les phénomènes porteurs (par exemple les transferts vibratoires), exprimés en Hertz.

Il convient de remarquer que l'estimation de la corrélation spectrale ordre/fréquence ne requiert pas de ré-échantillonnage angulaire mais nécessite la mesure de la vitesse angulaire instantanée.

Annexe C

Interfaces réalisées pour les sessions d'écoute

C.1 Interface avec bouton ON/OFF

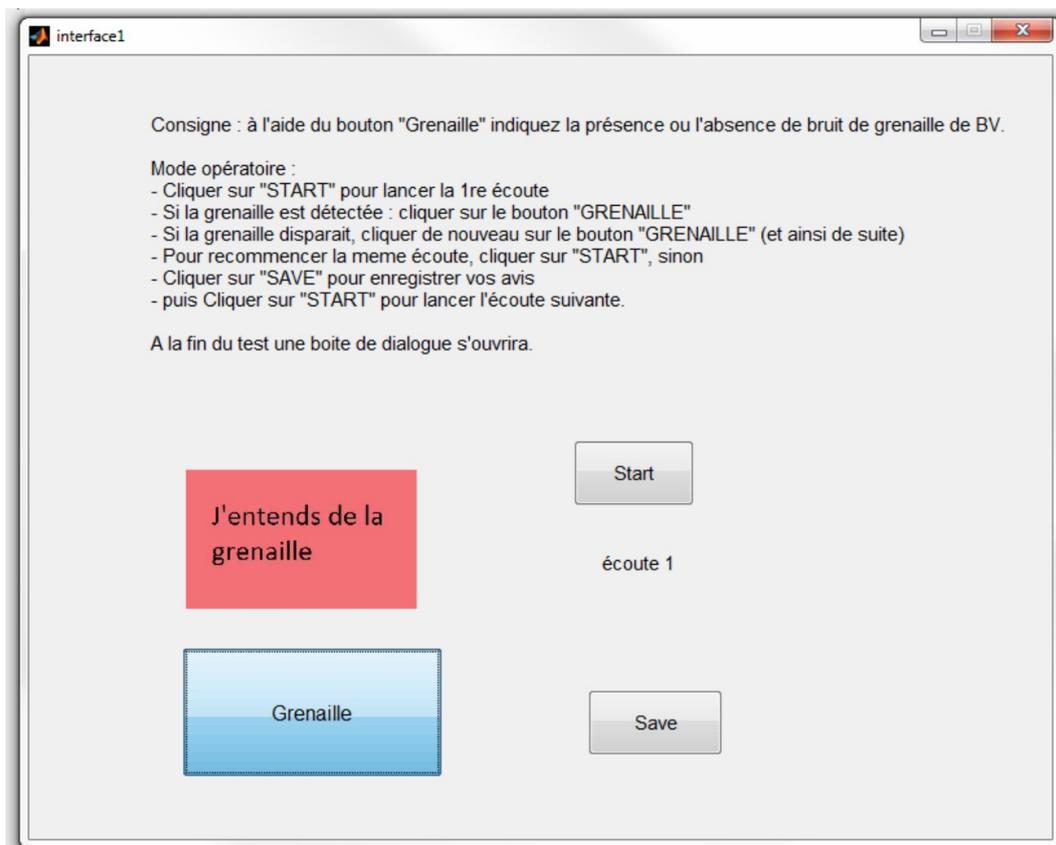


FIGURE C.1: Interface ON/OFF : les auditeurs sont invités à cliquer sur le bouton « Grenaille » lorsqu'ils commencent à percevoir le bruit de grenaille.

C.2 Interface avec curseur

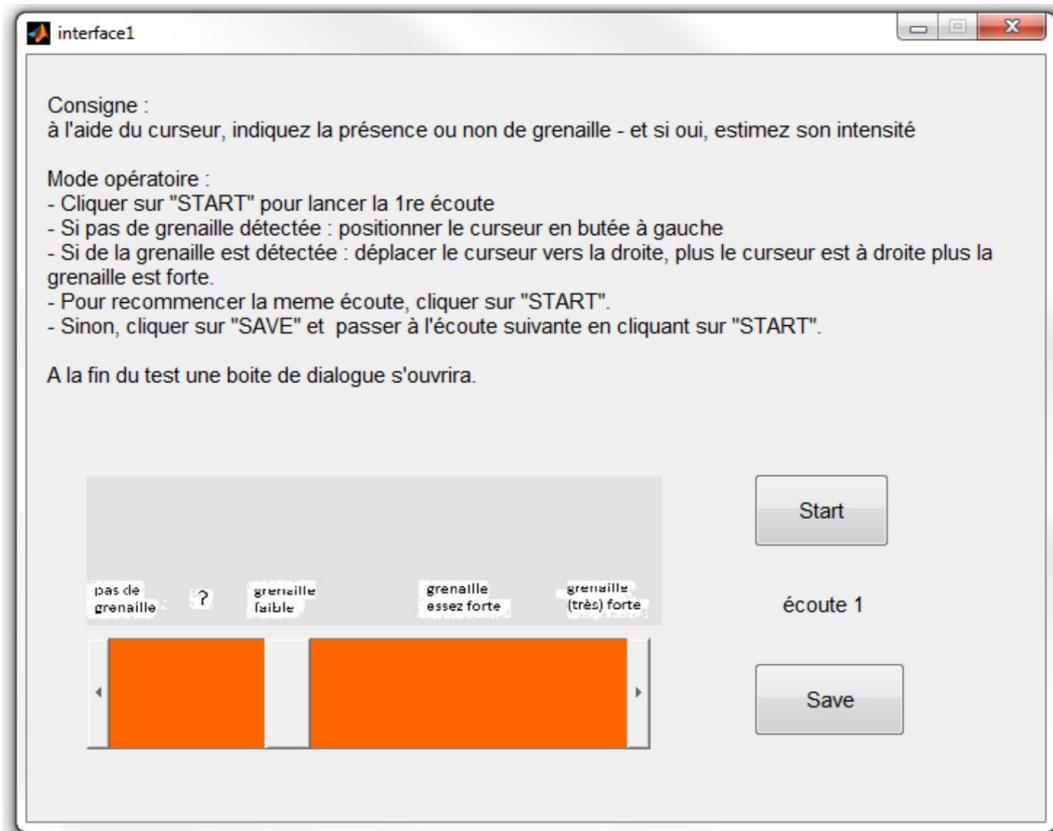


FIGURE C.2: Interface curseur : les auditeurs sont invités à déplacer le curseur lorsqu'ils commencent à percevoir le bruit de grenaille ou qu'ils perçoivent une modification de son intensité.

Annexe D

Expression du filtre $G(f)$ de la méthode MCR-ATCS

Soit le modèle en fréquence, à un seul capteur, suivant :

$$X(f) = C(f) + N(f) \quad (\text{D.1})$$

où $C(f)$ et $N(f)$ sont respectivement les transformées de Fourier de la source cyclostationnaire angle/temps $c(t)$ pour les ordres cycliques $\alpha_{\theta_k} \in \mathcal{A}$ et du terme de bruit $b(t)$ contenant le reste du signal, c'est-à-dire toutes les composantes non cyclostationnaires en α_{θ_k} .

Remarque 2 *Par abus de notation, nous utilisons ici les transformées de Fourier $X(f)$, $C(f)$ et $N(f)$ au lieu des incréments spectraux $dX(f)$, $dC(f)$ et $dN(f)$. En effet, les signaux $x(t)$, $c(t)$ et $b(t)$ étant aléatoires, il conviendrait d'utiliser la décomposition de Cramer [CRA 46] qui décompose un signal aléatoire $x(t)$ sur une base d'exponentielle complexe :*

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi ft} dX(f) \quad (\text{D.2})$$

où $dX(f)$ est l'incrément spectral à la fréquence f .

Dans le modèle proposé, la source $C(f)$ est corrélée avec les versions décalées $\mathcal{F}\{c(t)\hat{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\}$ pour $k \in \mathbb{N}^*$, tandis que le bruit $N(f)$ est décorréolé de ses versions décalées $\mathcal{F}\{n(t)\hat{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\}$. On cherche l'estimateur $\hat{C}(f)$ le plus proche possible de $C(f)$ à partir de la mesure $X(f)$. Les ordres cycliques α_{θ_k} n'étant pas partagés pas le bruit $N(f)$, on cherche l'estimateur $\hat{C}(f)$ à partir de la prédiction de $X(f)$ sur les régresseurs $\mathcal{F}\{x(t)\hat{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\}$. La méthode consiste alors à chercher les coefficients $G_k(f)$ du filtre suivant

$$\hat{C}(f) = G(f)X_k(f) \quad (\text{D.3})$$

où $X_k(f) = [\mathcal{F}\{x(t)\hat{\theta}(t)e^{-j1\alpha_{\theta}(t)}\} \dots \mathcal{F}\{x(t)\hat{\theta}(t)e^{-jk\alpha_{\theta}(t)}\}]^T$ correspond au vecteur étendu des observations décalées en fréquence.

Soit $\varepsilon(f)$ l'erreur entre le signal d'intérêt et son estimateur :

$$\begin{aligned}\varepsilon(f) &= C(f) - \hat{C}(f) \\ &= C(f) - G(f)X_k(f)\end{aligned}\quad (\text{D.4})$$

Par principe similaire au filtrage de Wiener, on cherche à minimiser l'erreur quadratique $\varepsilon^2(f) = \mathbb{E}\{\varepsilon^*(f)\varepsilon(f)\}$. D'après le théorème de la projection orthogonale, l'erreur $\varepsilon(f)$ doit être orthogonale au vecteur $X_k(f)$, soit :

$$\mathbb{E}\{\varepsilon(f).X_k^*(f)\} = 0 \quad (\text{D.5})$$

d'où

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\{(C(f) - G(f)X_k(f)).X_k^*(f)\} &= 0 \\ \mathbb{E}\{C(f).X_k^*(f) - G(f).X_k(f).X_k^*(f)\} &= 0 \\ \mathbb{E}\{C(f).X_k^*(f)\} &= \mathbb{E}\{G(f).X_k(f).X_k^*(f)\}\end{aligned}\quad (\text{D.6})$$

ce qui donne :

$$\mathbb{E}\{C(f).X_k^*(f)\} = G(f).\mathbb{E}\{X_k(f).X_k^*(f)\} \quad (\text{D.7})$$

Le signal d'intérêt $C(f)$ étant inconnu, il convient maintenant d'exploiter le fait que le bruit est décorrélé de ce signal, d'où :

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\{X(f)X_k^*(f)\} &= \mathbb{E}\{[C(f) + N(f)]X_k^*(f)\} \\ &= \mathbb{E}\{C(f)X_k^*(f)\}\end{aligned}\quad (\text{D.8})$$

En injectant ce résultat dans l'équation D.7, on obtient :

$$\mathbb{E}\{X(f)X_k^*(f)\} = G(f).\mathbb{E}\{X_k(f)X_k^*(f)\} \quad (\text{D.9})$$

ce qui se réécrit :

$$S_{xx_k}(f) = G(f)\mathbf{S}_{x_k x_k}(f) \quad (\text{D.10})$$

avec $x_k = x(t)\hat{\theta}(t)e^{-jk\alpha_0\theta(t)}$. La grandeur $S_{xx_k}(f)$ est un vecteur de taille $(1 \times K)$ et $\mathbf{S}_{x_k x_k}(f)$ est une matrice de taille $(K \times K)$. Le filtre $G(f)$ s'exprime donc ainsi :

$$G(f) = S_{xx_k}(f)\mathbf{S}_{x_k x_k}^{-1}(f) \quad (\text{D.11})$$

L'expression du filtre $G(f)$ est donc similaire au cas cyclostationnaire, la différence s'opérant au niveau de la construction des versions décalées des observations.

Annexe E

Estimation d'une fonction de transfert sous hypothèse cyclostationnaire angle/temps

Soit le système défini par l'intégrale de convolution

$$x(t(\theta)) = \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1)s(t(\theta) - t_1)dt_1 \quad (\text{E.1})$$

où $s(t(\theta))$ et $x(t(\theta))$ représentent respectivement l'excitation et la réponse du système supposées cyclostationnaires angle/temps.

Soit $R_{sx}(\theta, \tau)$ la fonction d'intercorrélation angle/temps suivante :

$$R_{sx}(\theta, \tau) = \mathbb{E}[s(t(\theta))x(t(\theta) - \tau)^*] \quad (\text{E.2})$$

En injectant la relation (E.1) définissant le système, il vient :

$$\begin{aligned} R_{sx}(\theta, \tau) &= \mathbb{E}\left[s(t(\theta)) \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1)s(t(\theta) - t_1)^* dt_1\right] \\ &= \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1) \mathbb{E}\left[s(t(\theta))s(t(\theta) - t_1)^*\right] dt_1 \end{aligned} \quad (\text{E.3})$$

d'après le théorème de Fubini qui permet d'invertir l'espérance mathématique et l'intégrale. En reconnaissant la fonction d'autocorrélation angle/temps de l'excitation, il vient :

$$\begin{aligned} R_{sx}(\theta, \tau) &= \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1)R_{ss}(\theta, \tau - t_1)dt_1 \\ &= h(t) * R_{ss}(\theta, \tau) \end{aligned} \quad (\text{E.4})$$

L'intercorrélation spectrale ordre/fréquence donnée par :

$$S_{sx}(\alpha_\theta, f) = \mathcal{F}_{\theta \rightarrow \alpha_\theta} \left\{ \mathcal{F}_{\tau \rightarrow f} \{R_{sx}(\theta, \tau)\} \right\} \quad (\text{E.5})$$

s'écrit alors :

$$\begin{aligned} S_{sx}(\alpha_\theta, f) &= \mathcal{F}_{\theta \rightarrow \alpha_\theta} \left\{ \mathcal{F}_{\tau \rightarrow f} \left\{ \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1) R_{ss}(\theta, \tau - t_1) dt_1 \right\} \right\} \\ &= \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{\theta=\theta_1}^{\theta_1+\Phi} \int_{\tau=-\infty}^{+\infty} \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1) R_{ss}(\theta, \tau - t_1) dt_1 e^{-j2\pi f \tau} e^{-j\alpha_\theta \theta} d\tau d\theta \end{aligned} \quad (\text{E.6})$$

Posons le changement de variable $\zeta = \tau - t_1$. Il vient alors :

$$\begin{aligned} S_{sx}(\alpha_\theta, f) &= \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{\theta=\theta_1}^{\theta_1+\Phi} \int_{\zeta=-\infty}^{+\infty} \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1) R_{ss}(\theta, \zeta) dt_1 e^{-j2\pi f(\zeta+t_1)} e^{-j\alpha_\theta \theta} d\zeta d\theta \\ &= \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{\theta=\theta_1}^{\theta_1+\Phi} \int_{\zeta=-\infty}^{+\infty} R_{ss}(\theta, \zeta) e^{-j2\pi f \zeta} e^{-j\alpha_\theta \theta} d\zeta d\theta \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1) e^{j2\pi f t_1} dt_1 \end{aligned}$$

Or

$$H(f) = \int_{t_1=0}^{+\infty} h(t_1) e^{j2\pi f t_1} dt_1 \quad (\text{E.7})$$

et

$$S_{ss}(\alpha_\theta, f) = \lim_{\Phi \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi} \int_{\theta=\theta_1}^{\theta_1+\Phi} \int_{\zeta=-\infty}^{+\infty} R_{ss}(\theta, \zeta) e^{-j2\pi f \zeta} e^{-j\alpha_\theta \theta} d\zeta d\theta \quad (\text{E.8})$$

d'où

$$S_{sx}(\alpha_\theta, f) = S_{ss}(\alpha_\theta, f) H(f) \quad (\text{E.9})$$

En supposant un système de la forme (E.1), la fonction de transfert est alors donnée par :

$$H(f) = \frac{S_{sx}(\alpha_\theta, f)}{S_{ss}(\alpha_\theta, f)} \quad (\text{E.10})$$

avec

$$S_{sx}(\alpha_\theta, f) = \lim_{W \rightarrow \infty} \frac{1}{\Phi(W)} \mathbb{E} \left[\mathcal{F}_W \{s(t)\}^* \mathcal{F}_W \{x(t) \dot{\theta}(t) e^{-j\alpha_\theta \theta(t)}\} \right] \quad (\text{E.11})$$

On retrouve ainsi une estimation de la fonction de transfert de forme similaire aux cas stationnaires et cyclostationnaires mais où les corrélations spectrales sont définies par le cadre cyclostationnaire angle/temps.

Bibliographie

- [ABB 14a] ABOUD D., ANTONI J., ELTABACH M., SIEG-ZIEB S.
Generalization of the synchronous average for deterministic/random separation under speed varying conditions. *In Proceedings of XIX-th symposium Vibrations, SHocks & NOise (VISHNO), Aix-en-Provence (France), 2014.*
- [ABB 14b] ABOUD D., ANTONI J., ELTABACH M., SIEG-ZIEB S.
Speed-spectral whitening for enhancing envelope analysis in speed varying conditions. *In Proceedings of XIX-th symposium Vibrations, SHocks & NOise (VISHNO), Aix-en-Provence (France), 2014.*
- [AGE 90] AGEE B., SCHELL S., GARDNER W.
Spectral self-coherence restoral : A new approach to blind adaptive signal extraction using antenna arrays. *Proceedings of the IEEE*, vol. 78 (4), 1990, p. 753-767.
- [AND 10] ANDRÉ H., DAHER Z., ANTONI J., RÉMOND D.
Comparison between angular sampling and angular resampling methods applied on the vibration monitoring of a gear meshing in non stationary conditions. *In Proceedings of ISMA 2010, Leuven (Belgique), 2010.*
- [AND 11] ANDRÉ H.
Surveillance angulaire d'une ligne d'arbre d'éolienne sous conditions non stationnaires (Document confidentiel). Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2011.
- [AND 13] ANDRÉ H., GIRARDIN F., BOURDON A., ANTONI J., RÉMOND D.
Precision of the IAS monitoring system based on the elapsed time method in the spectral domain. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ymssp.2013.06.020i>, 2013.
- [ANT 00] ANTONI J.
Apports de l'échantillonnage angulaire et de la cyclostationnarité au diagnostic par analyse vibratoire des moteurs thermiques. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [ANT 04a] ANTONI J., BONNARDOT F., RAAD A., ELBADAOUI M.
Cyclostationary modelling of rotating machine vibration signals. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 18, n° 6, 2004, p. 1285-1314.
- [ANT 04b] ANTONI J., GARIBALDI L., MARCHESIELLO S., SIDHAMED M.
New separation techniques for output-only modal analysis. *Shock and Vibration*, vol. 11, 2004, p. 227-242.

- [ANT 07a] ANTONI J.
Cyclic spectral analysis in practice. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, 2007, p. 597-630.
- [ANT 07b] ANTONI J.
Cyclic spectral analysis of rolling-element bearing signals : facts and fictions. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 304, 2007, p. 497-529.
- [ANT 09] ANTONI J.
Cyclostationarity by examples. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, 2009, p. 987-1036.
- [ANT 13] ANTONI J., DUCLEAUX N., NGHIEM G., WANG S.
Separation of combustion noise in IC engines under cyclo-non-stationary regime. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 38, 2013, p. 223-236.
- [ANT 14] ANTONI J., ABOUD D., BAUDIN S.
Time-angle periodically correlated processes. *Cyclostationarity : theory and methods. Lecture notes in mechanical engineering* Springer, p. 3-14, 2014.
- [BAR 95] BARD C.
Modélisation du comportement dynamique des transmissions par engrenages. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 1995.
- [BAR 03] BARTHOD M., TEBEC J.-L., GIZARD M.
Etude du bruit dit de graillonnement dans les boîtes de vitesses automobiles. *Mécanique & Industries*, vol. 4, 2003, p. 99-106.
- [BAR 04] BARTHOD M.
Contribution à l'étude du bruit dit de "graillonnement" dans les boîtes de vitesses automobiles. Thèse de doctorat, ENSAM Paris, 2004.
- [BAR 05] BARTHOD M., HAYNE B., TEBEC J.-L.
Auditory perception of noise known as rattle in gearboxes. *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 91, 2005, p. 180-191.
- [BAR 07] BARTHOD M., HAYNE B., TEBEC J.-L., PIN J.-C.
Experimental study of gear rattle excited by a multi-harmonic excitation. *Applied acoustics*, vol. 68, 2007, p. 1003-1025.
- [BAU 13] BAUDIN S., ANTONI J., RÉMOND D., SAUVAGE O.
Excitation/transfer separation in non-stationary conditions. *In Proceedings of Surveillance 7 International Conference, Chartres (France)*, 2013.
- [BAU 14] BAUDIN S., RÉMOND D., ANTONI J., SAUVAGE O.
Detection of rattle noise with optical encoders in run-up conditions. *In Proceedings of ISMA 2014, Leuven (Belgique)*, 2014.
- [BEN 58] BENNETT W.
Statistics of Regenerative Digital Transmission. *The Bell System Technical Journal*, vol. Vol. 37, 1958, p. 1501-1542.

- [BOG 63] BOGERT B., HEALY M., TUKEY J.
The quefrequency alanysis of time series for echoes : Cepstrum, pseudo-autocovariance, cross-cepstrum and saphe cracking. *Proceedings of the Symposium on Time Series Analysis* John Wiley & Sons, 1963, p. 209-243.
- [BON 04a] BONNARDOT F.
Comparaison entre les analyses angulaire et temporelle des signaux vibratoires de machines tournantes. Etude du concept de cyclostationnarité floue. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2004.
- [BON 04b] BONNARDOT F., ANTONI J., RANDALL R., ELBADAoui M.
Enhancement of second-order cyclostationary signals : Application to vibration analysis. *Proceedings of ICASSP'04, Montréal (Canada)*, 2004.
- [BON 05] BONNARDOT F., RANDALL R., GUILLET F.
Extraction of second-order cyclostationary sources - Application to vibration analysis. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 19, 2005, p. 1230-1244.
- [BOR 14] BORGHESANI P., PENNACCHI P., CHATTERTON S.
The relationship between kurtosis- and envelope- based indexes for the diagnostic of rolling element bearings. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 43, 2014, p. 25-43.
- [BOU 97] BOURDON A.
Modélisation dynamique globale des boîtes de vitesses automobile. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 1997.
- [BOU 05a] BOUSTANY R.
Séparation aveugle à l'ordre 2 de sources cyclostationnaires : Application aux mesures vibroacoustiques. Thèse de doctorat, UTC, 2005.
- [BOU 05b] BOUSTANY R., ANTONI J.
A subspace method for the blind extraction of a cyclostationary source : Application to rolling element bearing diagnostics. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 19, 2005, p. 1245-1259.
- [BOU 08] BOUSTANY R., ANTONI J.
Blind extraction of a cyclostationary signal using reduced-rank cyclic regression - A unifying approach. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 22, 2008, p. 520-541.
- [BOU 10] BOURDON A., ANDRÉ H., RÉMOND D.
A new way of writing motion equations in rotating machines by translation into the angular domain. *The 8th IFToMM International Conference on Rotor Dynamics*, 2010.
- [BRI 00] BRINCKER R., ZHANG L., ANDERSEN P.
Output-only modal analysis by Frequency Domain Decomposition. *In Proceedings of ISMA 25, volume 2, Leuven (Belgique)*, 2000.
- [CAP 92] CAPDESSUS C.
Aide au diagnostic des machines tournantes par traitement du signal. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1992.

- [CAP 00] CAPDESSUS C., SIDAHMED M., LACOUME J.-L.
Cyclostationary processes : application in gear faults early diagnosis. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 14(3), 2000, p. 371-385.
- [CAP 07] CAPDESSUS C., NANDY A., BOUGUERRIOU N.
A new source extraction algorithm for cyclostationary sources. *Proceedings of 7th International Conference, ICA 2007, London (UK)*, 2007.
- [CAP 13] CAPDESSUS C., SEKKO E., ANTONI J.
Speed Transform, a New Time-Varying Frequency Analysis Technique. *Advances in condition monitoring of machinery in non-stationary operations, CMMNO2013, Ferrara (Italy)*, 2013.
- [CAR 93] CARDOSO J.-F., SOULOUMIAC A.
Blind beamforming for non gaussian signals. *IEE-Proceedings-F*, vol. 40 (6), 1993, p. 362-370.
- [CHA 13] CHAUVINEAU G., THOUVEREZ F., LAINE J.-P., DANES F.
A global approach in gearboxes rattle noise modeling. *in Proceedings of ICSV 20, Bangkok (Thaïlande)*, 2013.
- [COU 97] COUDERC P.
Comportement dynamique des chaînes de transmission automobiles. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 1997.
- [CRA 46] CRAMÉR H.
mathematical methods of statistics. Princeton University Press, 1946.
- [DAH 10] DAHER Z., SEKKO E., ANTONI J., CAPDESSUS C., ALLAM L.
Estimation of the synchronous average under varying rotating speed condition for vibration monitoring. *In Proceedings of ISMA 2010, Leuven (Belgique)*, 2010.
- [D'E 10] D'ELIA G., DAHER Z., ANTONI J.
A novel approach for the cyclo-non-stationary analysis of speed varying signals. *in Proceedings of ISMA 2010, Leuven (Belgique)*, 2010.
- [DEV 00] DEVELAY C.
Etude et réduction du bruit de graillonnement des boîtes de vitesses automobiles. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2000.
- [DIO 09] DION J.-L., LEMOYNE S., CHEVALLIER G., SEBBAH H.
Gear impacts and idle gear noise : Experimental study and non-linear dynamic model. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, 2009, p. 2608-2628.
- [DIO 12] DION J.-L., TAWFIQ I., CHEVALLIER G.
Harmonic component detection : Optimized Spectral Kurtosis for operational modal analysis. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 26, 2012, p. 24-33.
- [DYE 78] DYER D., STEWART R.
Detection of rolling element bearings damage by statistical vibration analysis. *Journal of Mechanical Design*, vol. 100(2), 1978, p. 229-235.

- [ELB 99] ELBADAOUI M.
Contribution au diagnostic vibratoire des réducteurs complexes à engrenages par l'analyse cepstrale. Thèse de doctorat, Université Jean-Monnet, 1999.
- [FOU 92] FOURNEL T., DANIERE J., MOINE M., PIGEON J., COURBON M., SCHON J.-P.
Utilisation du Cepstre d'énergie pour la vélocimétrie par images de particules. *Traitement du signal*, vol. 9 n°3, 1992, p. 257-271.
- [FYF 97] FYFE K., MUNCK E.
Analysis of computed order tracking. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 11(2), 1997, p. 187-205.
- [GAO 96a] GAO Y., RANDALL R.
Determination of frequency response functions from response measurement - I. Extraction of poles and zeros from response cepstra. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 10 (3), 1996, p. 293-317.
- [GAO 96b] GAO Y., RANDALL R.
Determination of frequency response functions from response measurement - II. Regeneration of frequency response functions from poles and zeros. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 10 (3), 1996, p. 319-340.
- [GAR 75] GARDNER W., FRANKS L.
Characterization of cyclostationary random signal processes. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. II-21(1), 1975, p. 4-14.
- [GAR 90] GARDNER W.
Introduction to random processes. McGraw-Hill, 1990.
- [GAR 93] GARDNER W.
Cyclic Wiener Filtering : Theory and Method. *IEE Transactions on communications*, vol. 41 (1), 1993, p. 151-163.
- [GAR 94] GARDNER W.
Cyclostationarity in Communications and Signal Processing. IEEE Press, 1994.
- [GRO 05] GROOVER C., TRETHERWEY M., MAYNARD K., LEBOLD M.
Removal of order domain content in rotating equipment signals by double resampling. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 19, 2005, p. 483-500.
- [HAN 06] HANSON D.
Operational modal analysis and model updating with a cyclostationary input. Thèse de doctorat, University of New South Wales, 2006.
- [HAN 07a] HANSON D., RANDALL R., ANTONI J., THOMPSON D., WATERS T., FORD R.
Cyclostationarity and the cepstrum for operational modal analysis of MIMO systems - Part I : Modal parameter identification. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, 2007, p. 2441-2458.
- [HAN 07b] HANSON D., RANDALL R., ANTONI J., WATERS T., THOMPSON D., FORD R.
Cyclostationarity and the cepstrum for operational modal analysis of MIMO systems - Part II : Obtaining scaled mode shapes through finite element model updating. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, 2007, p. 2459-2473.

- [HUL 89] HULIN R.
Boîtes de vitesses. *Techniques de l'Ingénieur*, vol. Référence B5660, 1989.
- [JAN 06] JANSSENS K., KOLLAR Z., PEETERS B., PAUWELS S., DER AUWERAER H. V.
Order-based resonance identification using operational PolyMAX. *In Proceedings of IMAC 24, Saint-Louis (USA)*, 2006.
- [JOH 91] JOHNSON O., HIRAMI N.
Diagnosis and Objective Evaluation of Gear Rattle. *SAE Technical Paper 911082*, , 1991, p. 381-396.
- [KAD 11a] KADMIRI Y.
Analyse vibroacoustique du bruit de gaillonnement des boîtes de vitesses automobiles. Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2011.
- [KAD 11b] KADMIRI Y., RIGAUD E., PERRET-LIAUDET J.
Experimental and numerical analysis of automotive gearbox rattle noise. Support de présentation - Journées GDR Visible 2011, IFSTTAR, Bron, 2011.
- [KAD 11c] KADMIRI Y., RIGAUD E., PERRET-LIAUDET J., VARY L.
Mesures des coefficients de restitution et du couple de trainée sur les pignons fous d'une boîte de vitesses automobile. Dans Actes du 20ème Congrès Français de Mécanique, Besançon (France), 2011.
- [KAD 12] KADMIRI Y., RIGAUD E., PERRET-LIAUDET J., VARY L.
Experimental and numerical analysis of automotive gearbox rattle noise. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 331, 2012, p. 3144-3157.
- [LAF 11] LAFON B., ANTONI J., SIDAHMED M., POLAC L.
The concept of cyclic sound intensity and its application to acoustical imaging. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 330, 2011, p. 2107-2121.
- [LEC 06] LECLERE Q., POLAC L., LAULAGNET B., GUYADER J.
Vibro-acoustique des moteurs d'automobile. *Techniques de l'Ingénieur*, vol. Référence BM2773, 2006.
- [LEC 13] LECLÈRE Q., GIRARDIN F., RÉMOND D.
An analysis of Instantaneous Angular Speed measurement errors. *In Proceedings of Surveillance 7 International Conference, Chartres (France)*, 2013.
- [LI 05] LI Y., GU F., HARRIS G., BALL A., BENNETT N., TRAVIS K.
The measurement of instantaneous angular speed. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 19, 2005, p. 786-805.
- [LIG 02a] LIGIER J.-L., BARON E.
Acyclisme et vibrations. Applications aux moteurs thermiques et aux transmissions. Volume 1 : Notions de base. Publications de l'institut français du pétrole, 2002.
- [LIG 02b] LIGIER J.-L., BARON E.
Acyclisme et vibrations. Applications aux moteurs thermiques et aux transmissions. Volume 2 : Analyses avancées et expérimentales. Publications de l'institut français du pétrole, 2002.

-
- [LIK] LIKA
ROTAPULS Incremental encoder C80. rapport.
- [MAR 78] MARK W.
Analysis of the vibratory excitation of gear systems : Basic theory. *Journal of Acoustical Society of America*, vol. 63(5), 1978, p. 1409-1430.
- [MAR 04] MARS J., LACOUME J.-L., MARI J.-L., GLANGEAUD F.
Traitement du signal pour géologues et géophysiciens. Vol. 3 : Techniques avancées. Editions Technip, 2004.
- [MAS 09] MASON J., PIIROINEN P., WILSON R., HOMER M.
Basins of attraction in nonsmooth models of gear rattle. *International Journal of Bifurcation and Chaos in applied science and engineering*, vol. 19, 2009, p. 203-224.
- [NAP 07] NAPOLITANO A.
Generalized almost-cyclostationary processes and spectrally correlated processes : two extensions of the class of the almost-cyclostationary processes. *Proceeding of the 9th International Symposium on Signal Processing and its Application, Sharjah (Emirats Arabes Unis)*, 2007.
- [OPP 75] OPPENHEIM A., SCHAFER R.
Digital signal processing. Prentice-Hall, 1975.
- [OVE 91] OVERSCHEE P. V., MOOR B. D.
Subspace algorithms for the stochastic identification problem. *Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control, Brighton (UK)*, 1991.
- [PAI 01] PAILLEUX M., GERARD J.
Boîte de vitesses mécanique BE3 - BE4. PSA Peugeot Citroën, 2001. Document interne.
- [PEE 04] PEETERS B., VANDERAUWERAER H., GUILLAUME P., LEURIDAN J.
The PolyMAX frequency-domain method : a new standard for modal parameter estimation. *Shock and Vibration*, vol. 11, 2004, p. 395-409.
- [PRé 10] PRÉVEL M.
Gearbox vibration end of line control. *Proceedings of SIA Automotive and Railway Comfort Conference, Le Mans (France)*, 2010.
- [PRU 09] PRUVOST L.
Extraction du bruit de combustion d'un moteur Diesel. Développement et application d'un spectrofiltre. Thèse de doctorat, INSA Lyon, 2009.
- [RAN 80] RANDALL R.
Cepstrum Analysis and Gearbox Fault Diagnosis. rapport, 1980, Bruël & Kjaer - application notes.
- [RAN 82] RANDALL R.
A new method of modeling gear faults. *Journal of Mechanical Design*, vol. 104, 1982, p. 259-267.
- [RAN 01] RANDALL R., ANTONI J., CHOBSAARD S.
The relationship between spectral correlation and envelope analysis in the diagnostics of
-

- bearing faults and other cyclostationary machine signals. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 15(5), 2001, p. 945-962.
- [RAN 11] RANDALL R.
Vibration-based Condition Monitoring. John Wiley & Sons, 2011.
- [RAN 12] RANDALL R., PEETERS B., ANTONI J., MANZATO S.
New cepstral methods of signal-preprocessing for operational modal analysis. *In Proceedings of ISMA2012-USD2012, Leuven (Belgique)*, 2012.
- [REN 10] RENAUDIN L., BONNARDOT F., MUSY O., DORAY J., RÉMOND D.
Natural roller bearing fault detection by angular measurement of true instantaneous angular speed. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 24, 2010, p. 1998-2011.
- [RÉM 91] RÉMOND D.
Contribution à l'étude et l'analyse du bruit d'engrènement. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 1991.
- [RÉM 93] RÉMOND D., VELEX P., SABOT J.
Comportement dynamique et acoustique des transmissions par engrenages. Publications CETIM, 1993.
- [RÉM 07] RÉMOND D.
Mesures, modèles expérimentaux et identification en dynamique des machines tournantes. Mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches. rapport, 2007, INSA Lyon.
- [SIK 08] SIKI G.
Dynamique des transmissions en régime transitoire. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2008.
- [URB 12] URBANEK J., BARSZCZ T., ZIMROZ R., ANTONI J.
Application of averaged instantaneous power spectrum for diagnostics of machinery operating under non-stationary operational conditions. *Measurement*, vol. 45, 2012, p. 1782-1791.
- [WAN 01] WANG M., MANOJ R., ZHAO W.
Gear rattle modelling and analysis for automotive manual transmissions. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part D, Journal of automobile engineering*, vol. 215 (2), 2001, p. 241-258.
- [WEL 67] WELCH P.
The use of Fast Fourier Transform for the estimation of power spectra : A method based on time averaging over short, modified periodograms. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol. 15(2), 1967, p. 70-73.
- [WIE 49] WIENER N.
Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series. MIT Press, 1949.
- [YAK 99] YAKHOV K.
Validation expérimentale d'un modèle dynamique global de boîte de vitesses automobile. Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 1999.

FOLIO ADMINISTRATIF

THÈSE SOUTENUE DEVANT L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE LYON

NOM : BAUDIN

DATE de SOUTENANCE : 11 décembre 2014

Prénoms : Sophie

TITRE : DETECTION ET EXTRACTION DES BRUITS DE TYPE GRENAILLE DES BOÎTES DE VITESSES
PAR APPROCHE CYCLOSTATIONNAIRE ANGLE/TEMPS

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2014-ISAL-0118

École doctorale : MEGA

Spécialité : Génie Mécanique

Cote B.I.U. - Lyon : T 50/210/19 / et bis

CLASSE :

RÉSUMÉ :

Les couples d'engrenages présents dans les boîtes de vitesses automobiles sont une source de bruit importante à prendre en compte et à maîtriser. L'acyclisme du moteur observable en entrée de boîte a notamment pour conséquence de provoquer des impacts entre les dents des engrenages non chargés, à l'origine du bruit de grenaille.

Ce travail de thèse s'intéresse aux cas de grenaille dits périodiques, dont l'apparition et la sévérité dépendent, entre autres, des conditions de fonctionnement régime/charge. Pour détecter la présence et quantifier la sévérité de ce bruit, il est nécessaire de construire des indicateurs pertinents et dédiés, où il est particulièrement intéressant de conserver la dualité des informations temporelles (relatives aux voies de transfert des phénomènes vibratoires) et angulaires (relatives aux cycles de la machine) mesurées sur des boîtes en montée de régime. Une extension de l'approche cyclostationnaire classique est ainsi exploitée et la cohérence spectrale ordre/fréquence est utilisée afin de définir un indicateur de sévérité du bruit de grenaille.

Deux campagnes d'essais ont été réalisées afin de valider la pertinence de cet indicateur, utilisant un banc d'essais qui permet d'imposer des montées en régime et de générer un acyclisme. Dans la première campagne d'essais, un pignon fou est instrumenté à l'aide d'un codeur optique afin de mesurer la vitesse relative pignon fou/pignon menant qui est utilisée comme référence pour détecter l'apparition des impacts. La comparaison avec l'indicateur proposé, calculé à partir du signal vibratoire d'un accéléromètre positionné sur le carter de boîte, démontre sa capacité à détecter effectivement des chocs.

Des sessions d'écoute ont été organisées afin de comparer le ressenti d'auditeurs qualifiés pour faire des évaluations subjectives à l'évolution des valeurs données par l'indicateur, à partir d'une seconde campagne d'essais. Cet indicateur apparaît représentatif du ressenti des auditeurs.

Une fois la grenaille détectée et quantifiée globalement en intensité, il est intéressant d'extraire sa composante du signal global mesuré. Pour cela, une extension du filtre de Wiener cyclique pour des signaux cyclostationnaires angle/temps est proposée. Le signal extrait étant supposé être généré uniquement par les impacts produisant le bruit de grenaille, les impulsions extraites sont exploitées afin d'estimer la fonction de transfert entre les points d'excitation et le capteur localisé sur le carter de boîte. Cette fonction de transfert est comparée à celle obtenue par une seconde méthode, également développée dans le cadre de cette thèse, qui consiste en une extraction de la partie déterministe de l'excitation à l'aide d'un filtre en peigne dans le domaine des ordres, puis en une identification aveugle de la réponse impulsionnelle dans le domaine cepstral.

MOTS-CLÉS : Boîte de vitesses, bruit de grenaille, non-stationnaire, cyclostationnarité angle/temps, vitesse instantanée, diagnostique, fonction de transfert, acyclisme, traitement du signal

Laboratoires de recherche : LaMCoS

UMR CNRS 5259 - INSA de Lyon
18-20 rue des Sciences
69621 Villeurbanne Cedex FRANCE

LVA

INSA de Lyon
25 bis av. Jean Capelle
69621 Villeurbanne Cedex FRANCE

Directeurs de thèse : Didier RÉMOND et Jérôme ANTONI

Président du jury : Robert Bond RANDALL

Composition du jury : Robert Bond RANDALL
Mohamed EL BADAoui
Joël PERRET-LIAUDET
Didier RÉMOND

Jean-Luc DION
Cécile CAPDESSUS
Olivier SAUVAGE
Jérôme ANTONI