



HAL
open science

Caratérisation des signaux non-stationnaires à composantes temps-fréquence non-linéaires

Cornel Ioana

► **To cite this version:**

Cornel Ioana. Caratérisation des signaux non-stationnaires à composantes temps-fréquence non-linéaires. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2012. tel-00985501

HAL Id: tel-00985501

<https://theses.hal.science/tel-00985501>

Submitted on 29 Apr 2014

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.

MANUSCRIT

*présenté
pour obtenir*

L'HABILITATION Á DIRIGER LES RECHERCHES DE L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : Traitement du Signal

par

Cornel IOANA

CARACTERISATION DES SIGNAUX NON-STATIONNAIRES Á COMPOSANTES TEMPS-FRÉQUENCE NON-LINEAIRES

Soutenance prévue le 28 Novembre 2012 devant le jury composé de :

Mme Marie CHABERT	Maitre de conférence INP Toulouse	Rapporteur
M. Patrick FLANDRIN	Directeur de Recherche CNRS ENS Lyon	Rapporteur
M. Cédric RICHARD	Professeur Université de Nice	Rapporteur
Mme. Nadine MARTIN	Directrice de Recherche CNRS GIPSA-lab	Examineur
M. Jérôme MARS	Professeur INP Grenoble	Examineur
M. André QUINQUIS	Délégué Régional CNRS – Bretagne	Examineur
M. Ljubisa STANKOVIC	Professeur Université de Monténégro	Examineur
M. Alexandru SERBANESCU	Professeur Académie Technique Militaire	Examineur

Tables des matières

Partie I – Curriculum Vitae détaillé

1. Curriculum Vitae.....	1
1.1. Etat civil et situation actuelle.....	1
1.2. Formation.....	1
1.3. Carrière.....	1
2. Activités d’enseignements.....	1
2.1. Profil d’enseignement.....	2
2.2. Publications pédagogiques.....	3
3. Activités à caractère collectif.....	3
3.1. Responsable pédagogique ISEE.....	3
3.2. Responsable de stages de fin d’études – filière SICOM.....	4
3.3. Encadrement des stagiaires.....	4
3.4. Participations à des conseils et des commissions.....	5
3.5. Organisation d’événements scientifiques.....	5
4. Activités de recherche.....	6
4.1. Doctorat.....	6
4.2. Co-encadrements de thèses de doctorat.....	7
4.3. Collaborations.....	13
4.4. Brevet d’invention et Dépôt de logiciel.....	15
4.5. Révisions d’articles	16
4.6. Contrats industriels.....	16
5. Publications.....	16
5.1. Ouvrages.....	17
5.2. Articles de Revue.....	17
5.3. Conférences internationales et nationales.....	19
5.4. Rapports de contrats de recherche.....	23
6. Introduction.....	25
6.1. Motivation et positionnement des travaux.....	25
6.2. Organisation du mémoire.....	29

Partie II – Représentation des signaux à structures temps-fréquence non-linéaires

7. Opérateurs de déformation généralisés.....	31
--	-----------

7.1. Contexte.....	31
7.2. Contributions.....	34
7.2.1. <i>Discrétisation des opérateurs de déformation</i>	34
7.2.2. <i>Généralisation pour toute forme de loi de phase</i>	38
7.2.3. <i>Filtrages des composantes temps-fréquence non-linéaires</i>	39
7.3. Bilan.....	41
7.4. Perspectives.....	41
8. Distributions à temps complexe et méthodes robustes.....	43
8.1. Contexte.....	43
8.2. Contributions.....	45
8.2.1. <i>Généralisation du concept de distribution à temps complexe</i>	45
8.2.2. <i>Contribution à la modélisation polynomiale</i>	50
8.2.3. <i>Distributions à temps complexe des signaux multi-composantes et transitoires</i>	54
8.3. Bilan.....	58
8.4. Perspectives.....	59
9. Inférence de la physique dans la représentation des structures temps-fréquence non-linéaires.....	61
9.1. Contexte.....	61
9.2. Contributions.....	65
9.3. Bilan.....	71
9.4. Perspectives.....	71

Partie III – Méthodes de suivi des structures temps-fréquence non-linéaires

10. Suivi dans le plan temps-fréquence par des critères énergétiques.....	75
10.1. Contexte.....	75
10.2. Contributions.....	77
10.2.1. <i>Regroupement de l'information temps-fréquence par Viterbi</i>	77
10.2.2. <i>Suivi temps-fréquence adaptatif et en contexte de bruit impulsif</i>	81
10.3. Bilan.....	87
10.4. Perspectives.....	87
11. Suivi dans le plan temps-fréquence par continuité de la phase locale...89	89
11.1. Contexte.....	89
11.2. Contributions.....	91
11.2.1. <i>Continuité de phase analysée par la projection sur des dictionnaires locaux</i>	91
11.2.2. <i>Analyse temps-fréquence-phase</i>	97
11.3. Bilan.....	106
11.4. Perspectives.....	107

Partie IV – Applications

12. Applications dans le domaine sous-marin.....	109
12.1. Contexte.....	109

12.2. Contributions.....	110
12.2.1. Tomographie océanique passive.....	110
12.2.2. Contributions à la caractérisation des milieux dispersifs.....	113
12.2.3. Tomographie océanique passive dynamique.....	119
12.3. Bilan.....	122
12.4. Perspectives.....	123

13. Applications dans les domaines radar et industriels.....125

13.1. Contexte.....	125
13.2. Contributions.....	126
13.2.1. Contributions dans le domaine de la guerre électronique.....	126
13.2.2. Contributions dans le domaine du radar transhorizon.....	133
13.2.3. Contributions dans les domaines de la mesure des paramètres thermo-hydrodynamiques et de la détection des transitoires électriques.....	136
13.3. Bilan.....	140
13.4. Perspectives.....	141

Partie V – Bilan et perspectives

14. Bilan et perspectives.....143

Références.....146

Partie I

Curriculum Vitae détaillé

1 - Curriculum Vitae

1.1 Etat civil et situation actuelle

Nom prénoms : IOANA Cornel Eugen

Date et lieu de Naissance : 08 Novembre 1974 à Slobozia (ROUMANIE)

Nationalité : Française

Situation Familiale : 2 enfants

Etablissement d'affectation : Institut Polytechnique de Grenoble

Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs en Energie, Eau et Environnement

Laboratoire GIPSA-lab (Grenoble Image Parole Signal Automatique) UMR 5216

Département Images Signal ; Equipe de Recherche : SIGMAPhy

Adresse Professionnelle : ENSE3, 11 rue des Mathématiques, BP 46, 38402, Saint Martin d'Herès.

Téléphone Professionnel- Email : 04 76 82 64 57- cornel.ioana@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

1.2 Formation

Septembre 2003 : Doctorat (Électronique-Traitement du Signal), Université de Bretagne Occidentale

Mention : Très honorable

Sujet : *Contribution à la caractérisation des structures temps-fréquence non-linéaires*

Jury : M. Gilles Burel (Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale de Brest – *Président du Jury*),

M. Léon Claude Calvez (Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale de Brest – *Examineur*), M.

André Quinquis (Directeur Scientifique de l'ENSIETA, Directeur de thèse - *Examineur*), Mme Nadine

Martin (Directrice de Recherche CNRS, LIS, Grenoble - *Rapporteur*), M. Cédric Richard (Professeur à

l'Université de Troyes - *Rapporteur*), M. Ljubisa Stankovic (Professeur à l'Université de Monténégro) et

M. Stefan Cantaragiu (DGA Roumaine de Bucarest - *Invité*).

Septembre 2001 : DEA «Science et Technologie de Télécommunications », Université de Bretagne

Occidentale, Brest. Stage à l'ENSIETA, Brest : « Amélioration des performances des techniques temps-

fréquence paramétriques ».

Juin 1999 : Diplôme Ingénieur en Électronique (1999), Académie Technique Militaire de Bucarest.

1.3 Carrière

- **Maitre de conférences à Grenoble INP depuis septembre 2006**

– Prime d'Encadrement Doctoral et de la Recherche (PEDR), depuis 2008.

- **Ingénieur de Recherche à la DGA/ENSIETA (Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs d'Etudes et Techniques d'Armements), Brest, 2003-2006**

Activités : Chercheur dans le cadre du projet de recherche STEREO – «Système TEmps Réel d'Observation Rapide de l'Environnement Océano-acoustique».

- **Doctorant à l'Université de Bretagne Occidentale, 2001-2003**

Laboratoire d'accueil : "Exploitation et Extraction de l'Information en Environnements Incertains (EA3876)"

- **Chercheur à l'Institut de Recherche de l'Armée, Bucarest Roumanie, 1999-2001**

2 - Activités d'enseignements

J'ai participé à des activités d'enseignement à l'ENSIETA où j'ai travaillé (septembre 2003 – août 2006), en tant qu'ingénieur de recherche puis, à l'INP de Grenoble en tant que maître de conférences (depuis septembre 2006). Ma charge moyenne, depuis 2006, est de 242 heures équivalent TD par an.

2.1 Profil d'enseignement : signaux physiques, non-stationnarité

J'ai été recruté sur un poste d'enseignement avec une forte orientation vers les signaux physiques issus des milieux naturels et de systèmes d'énergie. Dans ce contexte, la non-stationnarité est le mot clef commun de mes enseignements. Ainsi, le premier cours que j'ai mis en place était le module « Analyse temps-échelle », faisant partie du cours « Temps-Fréquence/Temps-échelle », dispensé en troisième année ainsi qu'en Master SIPT (voir le paragraphe 2.1.2 pour plus de détails). Un autre cours dispensé, dès mon arrivée à l'INP de Grenoble, est la « Compression audio-vidéo » (voir le paragraphe 2.1.2 pour plus de détails). Je suis également impliqué dans l'enseignement des Bases du traitement de signal à travers des travaux pratiques, des bureaux d'études et d'un cours en première année ENSE3 que je dispense (voir le paragraphe 2.1.1 pour plus de détails). Enfin, j'ai participé à d'autres types de formations comme de la formation continue, l'enseignement en Anglais et dans le cadre des programmes.

Cours de base de Traitement du Signal

Une de mes premières responsabilités en enseignement a été la gestion des travaux pratiques de traitement du signal destinés à illustrer les principes fondamentaux comme l'acquisition des signaux, la soustraction du bruit, le filtrage adapté, l'analyse spectrale, la corrélation. Ce module s'adresse aux élèves de la filière Automatique et Systèmes d'Information (ASI) ainsi que SICOM (Signal Image Communications Multimédia) des Ecoles de l'INP de Grenoble - ENSE3 et, respectivement, PHELMA-ENSE3. Mes contributions ont porté sur le passage d'un certain nombre de TP sous Matlab ainsi que la dotation de la salle des TP avec des nouveaux équipements (voir le paragraphe 3.1).

Une autre activité liée à l'enseignement de traitement du signal de base a trait au cours « Traitement de l'information pour Energie, Eau et Environnements », faisant partie de l'ensemble des modules électifs adressés aux élèves de première année de l'ENSE3. L'objectif pédagogique de ce cours est d'illustrer les principes fondamentaux de traitement de l'information, la corrélation, la convolution, le filtrage, la transformée de Fourier dans le domaine de l'énergie et de l'environnement. Pour y parvenir, j'ai réalisé un support de cours avec des illustrations diverses dans des applications comme la mesure de débit dans des conduites, la détection des transitoires électriques, etc, assez ludiques, expliquant comment le traitement du signal intervient dans un système d'énergie et d'environnement. Ensuite, des TP sont proposés, le sujet étant la surveillance d'une éolienne et l'estimation des paramètres hydrauliques par des méthodes ultrasonores. Etant très attaché au principe de l'enseignement par la recherche, j'ai organisé une partie de ces TP sous la forme de mini-projets sur des équipements utilisés dans la recherche.

Enfin, j'ai également participé à des TDs et BEs de Traitement numérique du signal, mon objectif étant toujours d'aider les élèves à comprendre la place et les aspects liés au traitement du signal dans des contextes applicatifs.

Enseignements plus spécialisés

Dans le cadre de la filière SICOM et du Master de l'INP de Grenoble SIPT – Signal Image Parole Télécommunications, j'ai été responsable, dans la période 2008-2011, du cours « Compression Image-Vidéo » qui traite les principes fondamentaux de la compression des signaux et des images : codages sans pertes, quantification, les transformations, codage vidéo, etc. Ma contribution a porté sur la réalisation du support de cours Power Point mais également sur l'orientation du cours vers les standards de codage actuels ou de perspective. J'ai également participé à la mise en place des séances de BE liées à ce cours. Depuis 2008, ce cours est également dispensé en 2^{ième} année de filière Télécom de l'ENSIMAG (Ecole Nationale Supérieure d'Informatique et de Mathématiques Appliquées de Grenoble). En 2007, ce cours a fait également l'objet d'un module de formation continue au profit du CEA Grenoble (2007) et de Hewlett Packard Grenoble (2008).

Un autre module d'enseignement dont je suis en charge est constitué par l'Analyse Temps-Echelle faisant partie du cours « Temps-Fréquence/Temps-Echelle » dispensé aux élèves 3A de la filière SICOM. Ce module a également fait l'objet d'une formation continue au profit du GESMA (Groupe d'Etudes Sous-Marines de l'Atlantique), Brest en 2006. De plus, ce module est également enseigné, depuis 2007, dans le cadre de l'Ecole de Printemps de Traitement de Signal & Images, organisée par la Faculté d'Electronique de l'Université « Politehnica » de Bucarest. Toujours à l'international, j'ai eu l'occasion de dispenser ce cours devant les étudiants de 4^{ième} année de la Faculté du Génie Electrique de l'Université de

Monténégro (depuis 2006). Ma contribution, concernant le cours d'analyse temps-échelle, a porté sur la réalisation d'un support de cours adressé aux ingénieurs, le souci étant d'illustrer les aspects mathématiques liés à l'analyse par ondelettes, discrétisation, analyse multi-résolution, etc par des exemples issus de l'analyse du signal & image.

En 2007 et 2008, j'ai participé au « Summer Program » de l'INP de Grenoble, qui s'adresse aux étudiants étrangers anglophones et qui est organisé pendant les mois de juin-juillet de chaque année. J'ai été co-responsable du cours Digital Signal and Image Processing et le module Signal Processing (16 h de cours et 8 h TP) qui s'articule autour d'illustration des concepts principaux du traitement du signal (échantillonnage, filtrage, estimation,...) par des applications simples et suggestives.

2.2 Publications Pédagogiques

Je suis co-auteur de deux polycopiés de TP de Traitement du signal adressés au première et au deuxième année d'études à ENSE3. J'ai réalisé également deux supports de cours pour les modules de Compression et, respectivement, d'Analyse Temps-Echelle.

J'ai également participé à la réalisation de deux ouvrages à caractère pédagogique, en collaboration avec mes collègues de l'ENSIETA, Brest :

- **Chapitre « Méthodes temps-fréquence paramétriques » dans le livre «Le traitement du signal sous Matlab », *Hermes Science Publishing*, sous la Direction d'André Quinquis, ISBN 978-2-7462-1645-7, Paris 2007 (version Anglaise : *ISIE Wiley*, ISBN 978-1-84821-011-0)**
- A. Quinquis, E. Radoi, C. Ioana, F. Totir, « Outil didactique pour l'apprentissage du traitement du signal et de l'image », *Journal sur l'Enseignement des Sciences et Technologies de l'Information et des Systèmes*, Mars 2004.

3 - Activités à caractère collectif

3.1 Responsable pédagogique ISEE

Depuis 2006 je suis le responsable pédagogique de la plate-forme d'enseignement-recherche ISEE (Image et Signal pour Energie et Environnement) de « PREDIS » (http://www.tenerrdis.fr/rep-plateformes_competences/rub-predis.html), faisant partie du Pôle de compétitivité Rhône-Alpes TENERDIS (Technologies Énergies Nouvelles Énergies Renouvelables Rhône-Alpes, Drôme, Isère, Savoie ; www.tenerrdis.fr), destiné au domaine de l'énergie. Cette plate-forme, située dans les locaux d'ENSE3, est composée de 14 postes de travail destinés aux TP/BE de traitement du signal/image de base (acquisition des signaux, filtrage adapté, soustraction du bruit, analyse spectrale, etc), ainsi que de trois postes de recherche organisés sous la forme de trois démonstrateurs : équipement ultra-son à large bande, architecture parallèle pour l'implémentation des algorithmes de traitement du signal/image et traitement multi-capteurs des signaux acoustiques. En tant que responsable de cette plate-forme, je suis en charge de construire le budget annuel, divisé en deux parties – fonctionnement et investissement. Les besoins sont établis en collaboration avec mes collègues et je m'en charge ensuite de proposer ce budget à la direction de l'Ecole et de Prédis. Je procède ensuite à la mise en place des commandes afin d'assurer la dotation en temps utile et selon les besoins.

Ainsi, dans la période 2006-2010 et dans le cadre du PREDIS, nous avons réussi doter la plate-forme ISEE avec des nouveaux PC et les licences software associées (Matlab) ainsi que des quatorze kits DSP Analog Devices. De plus, deux chaînes d'équipements ultra-sons ont été mises en place, grâce également au partenariat avec EDF R&D.

Une autre activité en cours, en vue du déménagement de l'ENSE3 sur le site de Ouest (dans le cadre du projet GreEn-ER), est de définir une nouvelle architecture de la salle, compte tenues des interfaces entre le traitement du signal & images et les autres plate-formes de Prédis (plate-formes Automatique, Distribution, Mécanique de Fluides,...). Des nouvelles manipulations, communes avec d'autres disciplines, sont en cours de définition et/ou de réalisations.

3.2 Responsable de stages de fin d'études - filière SICOM

Depuis 2008, je suis responsable des stages de fin d'études pour la filière commune PHELMA-ENSE3 - SICOM (Signal Image Communications Multimédia). Mon premier rôle est de valider les propositions de stages envoyées par nos partenaires industriels (EDF, ST Microelectronics, Schneider, Thalès, CEA, etc) ou universitaires. Ensuite, je suis à la disposition des élèves SICOM afin de les guider dans leurs choix de stage (en fonction de leurs compétences, leurs projets professionnels, motivations, ..) et/ou de tuteurs de stage ainsi que dans les démarches à suivre. Je participe également à l'organisation des soutenances. Dans le cadre des Journées Entreprises organisées par ENSE3 et PHELMA, je suis très réceptif aux messages envoyés par nos invités afin de mieux cerner les problématiques courantes au niveau d'entreprise, cela étant très utile pour un meilleur guidage de nos élèves. Enfin, je me tiens prêt à intervenir en cas des difficultés lors d'un stage, mettant tout en œuvre afin de trouver une solution convenable pour l'élève en question.

3.3 Encadrement de stagiaires

Depuis 2005, j'ai proposé, encadré ou co-encadré/assuré le tutorat des stages de DEA/Master, de 2ième et 3ième années :

1. Ioan Badea (Académie Technique Militaire de Bucarest), « Analyse des signaux acoustiques sous-marins par des méthodes type Auditory Modeling », Stage PFE à l'ENSIETA, Février 2005-Juin 2005.
2. Irena Orovic (Université de Monténégro), « Utilization of time-frequency representations for speech watermarking », Stage PFE à l'ENSIETA, Mai 2005-Juillet 2005.
3. Jonathan Marchal, « Classification of non-stationary signals using adaptive time-frequency representations », PFE, ENSIETA-Ryerson University (Canada), Mars 2005-Août 2005.
4. Vesna Popovic (Université de Monténégro), « Radar imaging using local harmonic Fourier transform », Stage PFE à l'ENSIETA, Avril 2006-Juillet 2006.
5. Marius Salagean (Université de Timisoara), « Classification des modulations numériques à l'aide de méthodes temps-fréquence », Stage à l'ENSIETA, Mars-Juin 2006.
6. Guillaume Brosse, « Etude des effets de propagation sur la phase instantanée des signaux à spectre étalé », Université de Bretagne Occidentale M2R STS, Grenoble, Avril-Août 2007.
7. Bertrand Gottin, « Time-Frequency Analysis of time-varying channel », M2R INPG SIPT, Février-Juillet 2007.
8. Nicolas Josso, « Classification of underwater mammal vocalisations », M2R INPG SIPT, Février-Juillet 2007.
9. Bastien Lyonnet, « Human gait classification using radar signatures », M2R INPG SIPT, Février-Juillet 2008.
10. Laura Toderitza, « Identification des modulations de phase en utilisant les distributions à temps complexe », Stage PFE, Février-Juillet 2008.
11. Florin Marian Birleanu, « Caractérisation des signaux acoustiques ultrasonores par l'analyse de récurrences », M2R Université de Pitesti, Février-Juin 2009.
12. Thomas Ducroux, « Analyse des paramètres thermodynamiques des fluides par des techniques ultrasonores », Stages 2A, ENSE3, Juin-Aout, 2009.
13. Anas Hamadouï, « Implémentation parallèle, sur des éléments PS3, d'un algorithme de propagation d'une onde acoustique dans un milieu marin et en présence du mouvement », Stage de Fin d'Etude SICOM, Mars-Aout 2009.
14. Ion Candel, « Système ultra-son ultra-large bande », Projet de Fin d'Etudes Université de Pitesti, GIPSA-lab, Février-Juin 2009.
15. Angela Digulescu (Académie Technique Militaire de Bucarest), « Analyse des paramètres hydrodynamiques par l'analyse des méthodes temps-fréquence », Stage de Fin d'Etudes au GIPSA-lab, Mars-Juin 2010.
16. Theodor Petrut (Académie Technique Militaire de Bucarest), « Simulation de l'interaction entre une onde acoustique et un fluide turbulent », Stage de Fin d'Etudes au GIPSA-lab, Mars-Juin 2010.
17. Adrian Had (Académie Technique Militaire de Bucarest), « Architecture logicielle pour la modélisation de la propagation d'une onde ultrasonore dans un milieu turbulent », Stage de Fin d'Etudes au GIPSA-lab, Mars-Juin 2010.

18. Xavier Pons, « Classification of radar targets using multi-static approaches », M2R Grenoble INP SIPT, Février-Juillet 2010.
19. Dragos Mocanu, « Monitoring des conduites forcées par l'analyse des signaux acoustiques », M2R Grenoble INP SIPT, Février-Juillet 2010.
20. Ion Candel, « Système pour la détection et la localisation des sources de décharges partielles dans des câbles HTA », M2R Grenoble INP, Février-Juillet 2010.
21. Xavier Rivenq, « Ultra-sound analysis using MIMO wide-band techniques », Projet de Fin d'Etudes ENSE3, Février-Juillet 2010.
22. Hiba Bawab, « Méthodologie d'analyse des récurrences à plusieurs niveaux de résolution pour des signaux transitoires réels », M2R Université Libanaise, stage au GIPSA-lab, Mars-Juillet 2011.

Dans la période juin-décembre 2008, j'ai été en charge du stage d'un scientifique de haut niveau, provenant de l'Université de Monténégro (Professeur Igor Djurovic). Le travail effectué, financé par une bourse CNRS, a porté sur la mise en place des techniques d'estimation de la loi de fréquence instantanée par des techniques robustes. Les travaux effectués ont fait l'objet de quatre publications et d'un article conférence (EUSIPCO 2010).

Depuis octobre 2010 je suis le Directeur de travaux universitaires (DTU) dans le cadre des études DRT (Diplôme de Recherche Technologique) de Jawad Dahmani, effectuées au sein du CEA/LETI Grenoble. Le sujet de ce DRT, défini pour une période de 18 mois, porte sur la détection de défauts de connectique par mesures d'ultra-sons des éléments d'un pack batterie d'une voiture électrique (technique déjà testée avec succès pour le diagnostic des panneaux photovoltaïques).

3.4 Participation à des conseils et des commissions

Dans la période 2007-2008, j'ai été membre élu du Conseil d'Administration de l'ENSIEG (Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieur Electriciens de Grenoble), avant la fusion qui a conduit à la création de l'ENSE3. Depuis 2008, je suis également le Correspondant de Relations Internationales de l'INP de Grenoble pour la Roumanie et le Monténégro. Dans cette qualité, je suis membre, depuis mai 2010, de la commission franco-monténégrine ayant pour mission l'octroi de bourses des études supérieures via l'Ambassade de France au Monténégro.

Une autre activité que je mène depuis 2008 est l'aide à la création de la start-up CYBERio, dans le cadre d'une convention d'incubation GRAN –INP Grenoble. L'activité visée par cette start-up porte sur l'industrialisation des algorithmes de traitement des signaux non-stationnaires proposés au sein de l'équipe SIGMAPHY. Les applications envisagées sont l'acoustique sous-marine, la surveillance des systèmes d'énergie et environnementaux. Le point fort du positionnement de cette start-up repose sur le caractère novateur des techniques de traitement du signal ainsi que sur les solutions innovantes d'implémentation articulé autour du calcul distribué via des standards puissants comme le CAN Open. Durant la période de l'incubation, notre projet d'entreprise a été lauréat du concours national OSEO 2009. Les bons résultats de collaboration laboratoire-start-up ont eu une contribution importante à la création de la société, en janvier 2010. La prochaine étape consiste à renforcer le partenariat, dans le cadre de projets R&D communs ainsi que le cadre d'un concours scientifique apporté à la jeune société (autorisation obtenue en octobre 2011).

3.5 Organisation d'événements scientifiques

Depuis 2007, je me suis impliqué dans l'animation d'un groupe de travail organisé autour des nouvelles méthodes pour l'analyse des phénomènes physiques transitoires, avec des applications en acoustique, radar,... Ce groupe de travail était composé, au début, des chercheurs de GIPSA-lab, de l'Université de Monténégro et de l'Académie Technique Militaire de Bucarest. Ainsi, en 2007, nous avons organisé, grâce au financement du Ministère des Affaires Etrangères dans le cadre d'un programme « Eco-net », pour lequel j'ai été co-responsable, deux réunions de travail, à Bucarest (mai 2007) et au Monténégro (octobre 2007). Ensuite, en 2008, j'ai proposé et organisé une session spéciale (workshop), « **Advanced works on transient signal characterization** » à l'occasion de la conférence internationale IEEE Conference COMMUNICATIONS 2008, 7th Edition, Bucarest. Le programme de cette session a été articulé sur huit présentations scientifiques couvrant des travaux théoriques mais aussi des applications diverses. Parmi les participants invités, je mentionne Professeur Moeness Amin, Directeur du Center of

Advanced Communications (Villanova University, Etats Unis), Professeur James W. Pitton, US Office of Naval Research, P.O Amblard (GIPSA-lab), Professeur Srdjan Stankovic (Université de Monténégro), Professeur Alexandru Serbanescu (Académie Technique Militaire), André Quinquis (DGA), etc. Le financement de cet événement a été assuré par le programme Eco-Net ainsi que par un financement du bureau Européen d' Office of Naval Research.

A l'occasion de cet événement, je suis devenu membre du comité scientifique de la revue "Scientific Journal of Military Technical Academy", Roumanie ainsi que du comité scientifique de la conférence IEEE Communications. Ainsi, à l'édition suivante de cette conférence (en juin 2010), j'ai organisé la deuxième édition de la session spéciale « **Advanced works on transient signal characterization** ». Le programme de cette édition s'est axé sur des présentations industrielles, fournies par Guy D'Urso (EDF R&D) et Frédéric Barbaresco (Thalès Airborne Systems), suivies de quelques présentations concernant des avancées dans le domaine de l'analyse des transitoires.

En 2010, j'ai proposé et organisé une session spéciale à ICASSP 2010 (International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing), Dallas, Etats Unis, intitulée «Non-stationary signal analysis in underwater communications». En tant que chairman de cette session, j'ai organisé le processus de reviewing des papiers soumis, qui couvraient des sujets d'actualité dans le domaine de la communication en milieu sous-marin : la mise en place d'un réseau de capteurs passifs en milieu sous-marin, la réalisation des communications sous-marines en configuration mobile, traitement des grands volumes de données sous-marines, etc.

Une autre activité que j'ai organisée a été la session spéciale «Non-stationary signal analysis in energy and environment applications» à l'occasion de la conférence ASILOMAR 2010, Pacific Grove, Etats Unis. Cette session a regroupé quatre papiers, abordant des sujets comme la surveillance des glaciers par des techniques radar, l'utilisation de la dispersion temps-fréquence pour la caractérisation des structures métalliques, monitoring des paramètres hydrodynamiques, etc.

4 - Activités de recherche

J'ai commencé mes activités de recherche au sein du Département des Systèmes Electroniques de Défense de l'Institut de Recherche et de Développement de l'Armée de Bucarest, Roumanie. Le contact quotidien avec les systèmes militaires réels m'a permis d'approfondir les notions et d'acquérir de nouvelles compétences scientifiques. Durant mon activité dans cet Institut (1999-2000), j'ai occupé la fonction de chef d'un projet destiné à améliorer les performances d'un système d'évaluation des trajectoires balistiques doté d'un système radar, de quatre caméras vidéo à haute précision et de différents équipements périphériques (production "Oerlikon-Contraves" - Suisse).

J'ai continué mon activité de recherche dans le cadre d'un DEA suivi d'une thèse de doctorat, effectués à l'Université de Bretagne Occidentale, Brest (dans la période 2000-2003). Le laboratoire d'accueil a été "Extraction et Exploitation de l'Information en Environnements Incertains (E3I2) EA3876" de l'ENSIETA (l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs des Etudes et Techniques d'Armement ; actuellement, ENSTA-Bretagne) dirigé par André Quinquis et, puis, par Ali Khenchaf.

I. A la fin de ma thèse, en septembre 2003, j'ai été recruté en tant qu'ingénieur de recherche contractuel à l'ENSIETA. Dans le cadre de mon activité à l'ENSIETA, de 2003 à 2006, j'ai participé à trois études du projet de recherche STEREO – «Système Temps Réel d'Observation Rapide de l'Environnement Oceano-acoustique » (Montant total : 850 k€ ; Centre Militaire d'Océanographie, Brest). J'ai également co-encadré deux thèses de doctorat.

A partir de septembre 2006 je suis maître de conférences à Grenoble INP/ENSE3/GIPSA-lab.

4.1 Doctorat

De septembre 2001 à septembre 2003, j'ai préparé une thèse de doctorat sous la direction d'André Quinquis, dans le cadre d'une bourse SREA (Service de Recherche et Etudes Amontes) de la DGA. Le titre de ma thèse était "Contribution à la caractérisation des structures temps-fréquence non-linéaires". J'ai soutenu cette thèse le 19 septembre 2003 devant le jury composé de :

Rapporteurs

Nadine MARTIN, Directrice de Recherche CNRS, LIS, Grenoble

M. Cédric RICHARD, Professeur à l'Université de Troyes

Examineurs

M. Gilles BUREL, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale – *Président du Jury*
 M. Léon Claude CALVEZ, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale de Brest
 M. André QUINQUIS, Directeur Scientifique à l'ENSIETA, *Directeur de thèse*
 M. Ljubisa STANKOVIC, Professeur à l'Université de Monténégro
 M. Stefan CANTARAGIU, DGA Roumaine de Bucarest - *Invité*.

J'ai obtenu le titre de docteur de l'Université de Bretagne Occidentale avec la mention Très honorable.

4.2 Co-encadrements de thèses de doctorat

J'ai participé à l'encadrement de deux thèses pour l'Université de Bretagne Occidentale de Brest et de deux thèses pour l'Institut Polytechnique de Grenoble. Ces quatre thèses ont été soutenues et une cinquième thèse, toujours pour l'Institut Polytechnique de Grenoble, est en cours de finalisation. En février 2011, une sixième thèse de doctorat a démarré, dans le cadre d'un financement CIFRE, en collaboration avec EDF Direction Technique Générale de Grenoble. Pour cette thèse, j'ai été autorisé à être le Directeur de thèse. Enfin, je participe également à l'encadrement d'une septième thèse, celle de Florian DADOUCHI qui a commencé en octobre 2011. Dans ce qui suit, à côté du nom de l'étudiant, figure entre parenthèses le pourcentage estimé de mon taux d'encadrement.

1. Cédric CORNU (Taux d'encadrement - 70%)

Titre de la thèse : *Extraction de signaux et caractérisation de lois de phase instantanée : Application aux modulations non linéaires*

Etablissement : Université de Bretagne Occidentale, Brest ; thèse effectuée à E3I2, ENSIETA, Brest

Durée : octobre 2003 à octobre 2006 (soutenue le 27/10/2006)

Directeur de thèse : André Quinquis

Financement : DGA

Jury : Rapporteurs :

Mme Nadine MARTIN, Directeur de Recherche CNRS, INP Grenoble - LIS

M. Sdrjan STANKOVIC, Professeur à l'université du Monténégro

Membres :

M. Gilles BUREL, Professeur des Universités, UBO Brest - LEST

M. Stéphane AZOU, Maître de Conférences, UBO Brest - LEST

M. Cornel IOANA, Maître de Conférences, INPG Grenoble - LIS

M. André QUINQUIS, Chercheur ENSIETA/E3I2, Brest

M. Patrick LALANDE, Ingénieur, CELAR Bruz, invité

Mention : Très Honorable

Position actuelle de Cédric Cornu : Ingénieur de recherche à Thalès Systèmes Aéroportés, Brest (depuis décembre 2006)

Résumé et points forts de la thèse :

Le travail de cette thèse a été effectué dans un contexte d'amélioration des systèmes d'aide à la décision. A cette fin, nous avons envisagé de traiter deux problématiques essentielles du traitement du signal qui sont la détection/extraction de signaux et leur caractérisation. Nous nous sommes plus particulièrement focalisés sur la classe des signaux à modulation de fréquence.

Dans une première partie, nous avons traité le problème de la détection passive de signaux dans un cadre multi-composantes et de leur extraction. Le point de départ a été l'association de bandes et la mesure de l'intérêt porté à chacune des sorties de filtres, fondées sur l'utilisation des statistiques aux ordres 2 et 4. Par cette méthode, les signaux sont naturellement extraits par filtrage passe bande puis troncature temporelle. Cette façon de procéder possède certaines limitations dont des effets de masquage [A5], [C23].

Nous avons alors proposé, en collaboration avec des chercheurs de l'Université de Monténégro [C23], un algorithme d'association mieux adapté aux structures temps-fréquence complexes. Pour ce faire, nous détectons les points énergétiques dans la représentation en comparant l'énergie de chaque point à un

seuil dépendant du niveau de bruit. Les points fournis par cette étape de pré-détection sont ensuite associés par un algorithme de type Viterbi pour reformer des structures dans le plan temps-fréquence. Cette association est liée à des fonctions de coût dépendant de critère comme la distance entre deux points d'une transition ou la continuité d'énergie entre les points de cette transition. L'algorithme de type Viterbi permet l'extraction des composantes du signal complexe analysé, en vue de la prochaine étape, la Caractérisation.

Concernant ce point, nous nous sommes orientés au début vers des méthodes de modélisation polynomiale et nous avons montré leur intérêt dans le contexte de certains types de signaux LPI (Low Probability of Intercept) [C16], [C18]. Après la mise en évidence des limitations de la modélisation polynomiale, nous nous sommes dirigés vers les distributions à temps complexe qui consistent à considérer des moments calculés à des instants complexes. Nous avons ensuite généralisé ce concept, en collaboration avec nos collègues de l'Université de Monténégro [A8], [C32], [C11]. Ainsi, nous avons proposé la Distribution à temps complexe généralisée (DGTC) [A8] qui possède des excellentes propriétés de concentration dans le plan temps-fréquence. La recherche d'une représentation correctement concentrée sur un paramètre donné passe donc par la réduction du nombre de termes de ce facteur. C'est en observant ce phénomène que nous avons proposé une méthode alternative, plus robuste au bruit, pour l'estimation des dérivées de la phase. En effet, connaissant la structure de ce terme Q pour chaque distribution classique, nous l'avons lié aux différentes intraférences que l'on rencontre dans ces distributions.

Dans la dernière partie de la thèse, nous nous sommes placés dans le cas pratique d'une situation de Guerre Electronique. L'addition des outils introduits dans cette thèse nous a permis de proposer une structure de traitement allant de la détection à la caractérisation. Les résultats obtenus sur des signaux proches de ceux d'un contexte réel ont montré l'intérêt de la chaîne de traitement en deux étapes : détection par le regroupement temps-fréquence de type Viterbi et la caractérisation par analyse complexe de la loi de fréquence instantanée. Ces résultats ont été jugés très intéressants par des opérationnels comme le CELAR et Thalès et des collaborations ont été ensuite entamées. Ce travail de thèse a conduit également à deux publications revues et cinq articles conférences.

2. Arnaud JARROT (Taux d'encadrement - 80 %)

Titre de la thèse : *Filtrage temps-fréquence des signaux à modulation de phase instantanée non-linéaire*

Etablissement : Université de Bretagne Occidentale, Brest ; thèse effectuée à E3I2, ENSIETA, Brest

Durée : octobre 2004 à octobre 2007 (soutenue le 19/10/2007)

Directeur de thèse : André Quinquis

Financement : ENSIETA, Projet STEREO

Jury : Rapporteurs :

M. Jérôme MARS, INP Grenoble, France

M. Ljubisa STANKOVIĆ, Professeur Université de Monténégro, Monténégro

Membres :

M. Giles BUREL, Professeur, Université de Bretagne Occidentale, Brest

M. Franz HLAWATSCH, Professeur INTHT, Autriche

M. Cornel IOANA, Maître de conférences, INPG Grenoble

M. Emanuel RADOI, Maître de conférences, Université de Bretagne Occidentale, Brest

Mention : Très Honorable

Position actuelle d'Arnaud Jarrot : Ingénieur R&D à Schlumberger, Paris (depuis décembre 2007)

Résumé et points forts de la thèse :

La non-stationnarité des observations dans les applications réelles (e.g. radar, acoustique sous-marine, multimédia) nécessite l'établissement de méthodes permettant d'identifier et d'extraire les structures pertinentes pour un traitement précis de l'information. Dans un tel contexte, le modèle le plus général est la classe des signaux multi-composantes, non-homogènes (i.e. possédant des lois de fréquence instantanée différentes) et non-linéaires (i.e. possédant des lois de phase instantanée polynomiales de degrés supérieurs à deux). Les travaux de cette thèse sont articulés autour des problématiques de filtrage non-stationnaire pour l'extraction de composantes temps-fréquence dans le cas de tels signaux. Pour réaliser efficacement l'extraction des composantes d'intérêt, l'architecture de traitement est fondée sur la définition d'une classe de filtre non-stationnaire basée sur une généralisation des opérateurs de

déformation temporelle [C28]. L'implémentation de cette classe d'opérateurs a fait l'objet d'un travail conséquent qui a permis la mise en place des structures algorithmiques robustes, basées sur des interpolateurs de type spline [A9]. Concernant cette classe d'opérateurs, la contribution importante repose sur une définition des techniques warping qui ne nécessitent pas des lois de déformation inversibles, comme tel était le cas dans l'état de l'art. Cette propriété confère le degré de généralité à ces opérateurs, conduisant ainsi à des applications très diverses, abordées dans le cadre de cette thèse : débruitage et caractérisation des signaux sous-marins [C25], [C26], [C36], [CI2], analyse des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire [C30], [C33], watermarking [C35],...

La classe d'opérateurs de filtrage proposée nécessite très peu d'a priori sur la forme d'onde à extraire et permet de réaliser le traitement directement dans l'espace monodimensionnel du signal (il est ainsi intéressant pour le traitement de grands volumes de données). L'adaptation des paramètres des filtres en fonction de l'application est réalisée au moyen d'une étape de calibration qui consiste à pré-détecter les structures temps-fréquence du signal. A cette fin, l'approche de base est fondée sur l'estimation de maximum de vraisemblance adaptée au suivi des composantes et à partir de critères fondés sur la continuité de la phase instantanée [A23]. Cette approche constitue la base du traitement temps-fréquence-phase qui a continué à être développée par la suite [CI1], [CI2].

La thèse d'Arnaud Jarrot a été effectuée en partenariat avec le SHOM/CMO (Service Hydro-Océanique de la Marine/Centre Militaire de l'Océanographie) de Brest dans le cadre du programme d'étude amont STEREO (Système Temps Réel d'Observation Rapide de l'Environnement Océano-acoustique). La thèse d'Arnaud Jarrot a conduit à la publication de trois articles revue, neuf conférences et de trois rapports de recherche dans le cadre du projet STEREO.

3. Bertrand Gottin (Taux d'encadrement - 80%)

Titre de la thèse : *Analyse multi-capteurs de signaux transitoires issus de systèmes électriques*

Etablissement : Institut Polytechnique de Grenoble ; thèse effectuée au GIPSA-lab/DIS/SIGMAPHY

Durée : octobre 2007 à aout 2010 (soutenue le 03/09/2010)

Directeur de thèse : Jocelyn Chanussot

Financement : Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche (MESR)

Jury : Rapporteurs :

Mme. Marie CHABERT, Maitre de conférences à INP Toulouse

M. Srdjan STANKOVIC, Professeur Université de Monténégro, Monténégro

Membres :

M. Alexandru SERBANESCU, Professeur Académie Technique Militaire de Bucarest, Président du jury

M. Jocelyn CHANUSSOT, Professeur INP Grenoble

M. Cornel IOANA , Maitre de conférences INP Grenoble

M. Philippe RAVIER, Maitre de conférences Université d'Orléans

M. Guy D'URSO, Ingénieur EDF R&D

M. Thierry ESPILIT, Ingénieur EDF LME, Invité

Position actuelle de Bertrand GOTTIN : Ingénieur R&D à EDF Rennes (depuis 01/08/2010)

Résumé et points forts de la thèse :

Cette thèse a pour objectif principal d'étudier et de proposer des techniques adéquates aux problématiques de détection et de localisation des sources de signaux transitoires. Au début de ces travaux, nous nous sommes orientés vers l'analyse des transitoires en prenant en compte leurs dispersivité dans le milieu de propagation, phénomène courant et pas très bien maîtrisé. Cette partie de travail s'est concrétisée par une collaboration étroite avec le centre de recherche SenSIP d'Arizona State University (Etats Unis) et s'est matérialisée par un papier journal [A14] et deux papiers conférence [C37] et [C38].

Par la suite, en partenariat avec EDF R&D (Chatou) et le LME (Laboratoire des Matériaux Electriques), Moret sur Loing, nous nous sommes proposés de se concentrer sur la caractérisation des transitoires dans le contexte des réseaux de transport d'énergie. Ainsi, les méthodes proposées tiennent compte de l'ensemble des problématiques liées à la propagation des signaux dans les câbles, les aspects physiques étant pris en compte lors de la mise en place de ces méthodes. Nous proposons, pour la détection, d'introduire un critère spécifique de détection de l'ensemble des transitoires du signal reçu. Ce

point est très important car un enregistrement peut contenir le transitoire propagé par le trajet direct mais également des réflexions ainsi que d'autres types de transitoires. Pour l'étape d'analyse et de localisation, il est donc très important de pouvoir détecter tous les transitoires, indépendamment de leur énergie. Nous étudions, dans un premier temps, les méthodes les plus connues - la détection à partir du spectrogramme, des ondelettes et des statistiques d'ordre supérieur. Nous prouvons la robustesse de ces méthodes dans le contexte des transitoires électriques mais également leur difficulté à détecter les transitoires de faible amplitude. Nous proposons ainsi l'utilisation du concept de distribution à temps complexe qui effectue la détection des transitoires via la dérivation de la phase du signal. Nous montrons que cette technique fournit de bonnes performances de détection de l'ensemble des transitoires, grâce à l'étude de la phase instantanée qui constitue un très bon élément pertinent en raison de son invariance par rapport à l'amplitude [A18], [C44], [C48], [C55].

La phase de localisation repose sur la prise en compte de deux difficultés majeures. La première étant la complexité de propagation d'une impulsion dans un câble et la modélisation physique de cette propagation ; la seconde étant la nécessité contraignante d'acquisition synchrone pour un diagnostic on-line multi-capteur. Notre contribution consiste à proposer une technique de localisation qui quantifie la déformation relative subie par les transitoires propagés, en fonction de leur durée de propagation. L'intérêt de cette technique peu coûteuse est prouvé par des tests en configuration simulée ainsi que réelle.

Le travail de thèse de Bertrand Gottin a conduit à la publication de deux articles journal, six papiers conférence ainsi que de trois rapports de recherche, grâce au partenariat avec EDF R&D.

4. Nicolas Josso (Taux d'encadrement - 40%)

Titre de la thèse : *Caractérisation des milieux sous-marins en utilisant des sources mobiles d'opportunité*

Etablissement : Institut Polytechnique de Grenoble ; thèse effectuée au GIPSA-lab/DIS/SIGMAPHY

Durée : octobre 2007 à aout 2010 (soutenue le 28/09/2010)

Directeur de thèse : Jérôme Mars ; Co-encadrants : Cédric Gervaise et Cornel Ioana.

Financement : Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche (MESR)

Jury : Rapporteurs :

M. Jean-Pierre HERMAND, Professeur Université Libre de Bruxelles

M. André QUINQUIS, DGA

Membres

Mme Elisabeth Gibert-Brunnet, Directrice de recherche CNRS, Responsable Domaine Environnement Géosciences DGA/DS/MRIS, Présidente du jury

Monsieur Jérôme MARS, Professeur INP Grenoble

Monsieur Cornel IOANA, Maître de conférences INP Grenoble

Monsieur Cédric GERVAISE, Enseignant-Chercheur ENSIETA Brest

Monsieur Dominique FATTACCIOLI, Ingénieur DGA/CSN Toulon

Monsieur Jean-Louis LACOUME, Professeur Emérite INP Grenoble

Position actuelle de Nicolas Josso : Ingénieur Thalès Systèmes Navals Nice (depuis 16/08/2010)

Résumé et points forts de la thèse :

Cette thèse a été effectuée en partenariat avec l'ENSIETA (Cédric Gervaise, enseignant-chercheur à l'ENSIETA a été le co-encadrant de cette thèse) et le SHOM/CMO, dans le cadre du programme MODE 2. Durant sa thèse, Nicolas Josso a effectué un séjour Explora Doc au SenSIP d'Arizona State University où il a pu appliquer ces contributions dans le domaine de la communication acoustique sous-marine.

Les contraintes de rapidité et de discrétion imposées à un système moderne de caractérisation du milieu océanique ont conduit au développement de la tomographie passive, définie comme un moyen discret et rapide d'estimation des paramètres d'un canal acoustique. Ce concept fait appel aux signaux existants dans le milieu et transmis par des sources d'opportunité. Les signaux d'opportunité sont inconnus à la réception mais contiennent des informations relatives aux paramètres physiques du canal défini entre la source et le récepteur.

Le travail de recherche effectué dans cette thèse est dédié à la caractérisation des milieux sous-marins en utilisant des signaux bioacoustiques d'opportunité (sifflements à modulation fréquentielle)

[A19]. La méconnaissance du signal transmis, de la position et de la vitesse de la source acoustique d'opportunité rendent la tomographie passive difficile à mettre en œuvre [A16].

La propagation dans l'environnement océanique et le mouvement inconnu de la source transforment conjointement les signaux d'opportunité enregistrés. Dans un premier temps, nous présentons de nouvelles méthodes d'estimation simultanée des paramètres environnementaux et des déformations engendrées par le mouvement dans le plan d'ambiguïté large-bande, dans un contexte d'émissions actives (le signal transmis est supposé connu) [A16], [C42], [C46]. Ces méthodes, permettant de compenser les effets du mouvement dans les scénarii d'émissions actives, sont appliquées et validées sur différents jeux de données simulées et réelles enregistrées en mer.

Puis nous nous intéressons à la tomographie océanique acoustique passive sur un unique hydrophone. Dans ce contexte, le signal transmis, la position et la vitesse de la source sont entièrement inconnus. A partir des estimateurs développés pour les scénarii d'émissions actives, nous présentons une nouvelle méthodologie permettant d'estimer les paramètres environnementaux en utilisant des vocalises de mammifères marins enregistrées sur un unique hydrophone [C47]. Les informations extraites sur les signaux naturels d'opportunité sont ensuite utilisés pour estimer la position puis le vecteur vitesse de la source d'opportunité. Ces méthodes sont appliquées et validées sur différents jeux de données simulées et réelles enregistrées en mer. Les travaux de modélisation et de compensation du mouvement ont été testés, avec succès, dans le contexte de la communication sous-marine en présence d'une configuration en mouvement. Nous avons ainsi montré que la compensation du mouvement permet d'améliorer les performances de la communication [A25].

Le travail de thèse de Nicolas JOSSO a conduit à la publication de trois articles journal, sept papiers conférence ainsi que de cinq rapports de recherche, grâce au partenariat avec SHOM et l'ENSIETA.

5. Florin-Marian Birleanu (Taux d'encadrement - 80%)

Titre de la thèse : *Nouveaux espaces de représentation des signaux transitoires*

Etablissement : Institut Polytechnique de Grenoble ; thèse effectuée au GIPSA-lab/DIS/SIGMAPHy

Durée : octobre 2009 à septembre 2012

Directeur de thèse : Jocelyn Chanussot

Financement : Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche (MESR)

Sujet de thèse :

L'analyse des phénomènes transitoires constitue aujourd'hui un axe en plein expansion tant de point de vue applicatif que théorique. En effet, l'apparition des phénomènes transitoires constitue une source d'information riche en ce qui concerne l'évolution d'un système complexe et les propriétés d'un environnement investigué et/ou surveillé. Par conséquent, l'analyse précise et efficace des signaux générés par ces phénomènes transitoires constituerait un élément de grand intérêt dans des nombreuses applications, d'où le caractère transversal de la méthodologie générale qui sera proposée par cette thèse.

Sur plan théorique, la caractérisation des signaux transitoires pose des difficultés majeures liées principalement à leur matérialisation par un nombre réduit d'échantillons. Ce fait restreint l'utilisation des approches développées dans le contexte des signaux quasi-stationnaires car elles ne sont pas forcément adaptées à la représentation des signaux caractérisés par un nombre réduit d'échantillons. Traditionnellement, l'analyse multi-résolution fournit des éléments intéressants en ce qui concerne la détection des transitoires mais le résultat est conditionné par le choix de l'ondelette appropriée ainsi que des niveaux de résolutions adéquats.

Dans ce contexte, la contribution de cette thèse s'articulera autour de la construction de nouveaux espaces de représentations des signaux transitoires et qui reposera sur la fusion des paramètres signants signal et systémiques. L'axe de recherche fort est constitué par une vision systémique de l'apparition des signaux transitoires. Plus précisément, en partant de la remarque générale selon laquelle un transitoire correspond à un changement d'état d'un système, l'analyse de l'évolution du système (via *les diagrammes de phase*, par exemple) constituera une information supplémentaire concernant la génération des phénomènes transitoires. La prise en compte de cette information pourra, d'une part, aider la caractérisation des transitoires dans le plan complexe car inférer les notions d'évolution du système permettra l'optimisation de la représentation des transitoires fournie par les singularités de phase.

Par ailleurs, cette vision systémique corroborée avec une représentation appropriée de la phase pourrait constituer une méthodologie générique d'intérêt pour un grand nombre d'applications (caractérisation des environnements naturels, analyse des transitoires issus des systèmes électriques, analyse des phénomènes turbulents, etc).

6. Ion Candel (Taux d'encadrement - 100%)

Titre de la thèse : *Mesure de débit par scintillation - des améliorations basées sur des outils de traitement du signal non-stationnaire*

Etablissement : Institut Polytechnique de Grenoble ; thèse effectuée en collaboration avec EDF -Direction Technique Générale, Grenoble

Durée : février 2011 à février 2014

Directeur de thèse : Cornel Ioana

Financement : CIFRE

Sujet de thèse :

L'application du système de mesure basé sur la scintillation dans le contexte réel d'un ouvrage hydraulique a donné lieu à plusieurs problèmes qui affectent l'étape de traitement du signal. Un de ces problèmes est le mouvement latéral de l'écoulement de l'eau, c'est à dire le mouvement de l'eau dans la direction parallèle à l'axe émetteur-récepteur. Ce problème diminue les performances de l'estimation de la vitesse d'écoulement en raison des changements spectraux entre le signal émis et reçu, introduits par l'effet Doppler.

Ainsi, *l'analyse de la déformation du spectre en temps* (analyse des signaux non-stationnaires) pourra nous aider à estimer l'influence des mouvements latéraux en termes de contenu spectral des signaux reçus. Cette estimation peut servir à compenser cet effet de mouvement afin de porter le contenu spectral de la bande passante utile définie par les filtres existants.

Un autre problème qui apparaît dans des applications réelles est la présence de bulles d'air ou d'objets solides dans l'écoulement de l'eau. Ces objets produisent les réflexions des ondes émises dans des directions autres que le récepteur qui est matérialisé par l'atténuation du signal reçu. Mais, comme il a été démontré récemment, l'atténuation du signal n'est pas totale et le signal reçu, même s'il est faible, conserve son contenu de phase. Sur la base de ces études, une solution possible pour résoudre ce problème est *d'analyser les phases instantanées correspondant à des impulsions successives*. Une fois la phase instantanée identifiée, l'amplitude du signal reçu peut être corrigée par une amplification d'adaptation. L'objectif est d'assurer que l'amplitude est au même niveau avant l'étape d'estimation de la vitesse, offrant la meilleure condition pour la méthode basée sur la corrélation. En conclusion, l'analyse adaptative en temps de la phase instantanée des impulsions successives pourrait nous aider à résoudre les problèmes rencontrés dans l'application réelle du système et ceci constitue l'objectif central de cette thèse. Les développements théoriques qui seront réalisés seront validés successivement par des expérimentations en contextes réels, en collaboration avec EDF et Hydro Québec.

7. Florian Dadouchi (Taux d'encadrement - 30%)

Titre de la thèse : *Détection, caractérisation et utilisation des signaux émis par les mammifères marins.*

Etablissement : Institut Polytechnique de Grenoble

Durée : octobre 2011 à octobre 2014

Directeur de thèse : Jérôme Mars ; Co-encadrants : Cédric Gervaise et Cornel Ioana

Financement : DGA

Sujet de thèse :

Lors des nombreuses études concernant les mammifères marins, les scientifiques ont pu observer les hautes performances des vocalises de mammifères en terme de précision de localisation, portée, robustesse aux perturbations de tout genre (bruit, interférences, Doppler, ...), langage de communication, etc. Il est donc naturel de penser que l'étude approfondie des vocalises de mammifères pourrait apporter des éléments intéressants lors de la **conception des formes d'ondes sonar** (concept de *sonar environnemental*.) en offrant ainsi des meilleures performances de détection, estimation et localisation.

Par ailleurs, l'étude des vocalises permettrait également d'avoir une connaissance fine, des environnements côtiers et littoraux.

Afin d'aboutir à une caractérisation précise des vocalises des mammifères, des méthodologies avancées de traitement du signal doivent être mises en place. En raison du caractère inconnu de la forme d'onde de la vocalise ainsi que de la position inconnue de la source (ie mammifère marin), la méthodologie de traitement sera conçue en contexte entièrement **passif**. Ceci constitue une contrainte forte car aucune hypothèse n'est autorisée. Etant donnée **la diversité** de types de signaux (les vocalises peuvent avoir des formes temps-fréquence très variées, modulation de fréquence pour les signaux de communication et impulsionnelle pour les signaux d'activité SONAR). La méthodologie d'analyse devra être capable de gérer, via des modèles temps-fréquence, une large gamme des vocalises. On réalisera l'étape de détection, caractérisation et extraction des paramètres en tenant compte du caractère transitoire des vocalises. La mise en place des méthodes sera validée sur des bases de données réelles fournies par les partenaires. Le contexte de l'application des méthodologies de traitement du signal est spécifique du domaine sous-marin caractérisé par des perturbations de type **interférences** (l'existence, dans la même bande que le signal utile, à des signaux cohérents correspondant à des activités humaines et/ou naturelles), de type **bruit** (état de la mer, bruit de capteur, fluctuations) et de type **effet de propagation** (multi-trajet, dispersion, absorption,...). Un effet particulièrement important est celui du mouvement sachant que les mammifères sont mobiles et que ceci se traduit par un mélange entre la modulation de la source et la modulation due au mouvement.

L'aspect innovant de cette thèse est sa position d'interdisciplinarité aussi bien sur les moyens mis en place que sur les objectifs civils et militaires puisqu'elle regroupe, par leur complémentarité et leur savoir faire en la matière, acousticiens, océanographes, traiteurs de signaux autour d'une approche commune – la détection, la caractérisation, l'utilisation des signaux acoustiques émis par les mammifères marins. GIPSA-Lab, apporte son expertise dans l'analyse du signal acoustique et des méthodologies en traitement du signal avancé notamment dans les domaines de l'acoustique sous-marine. ENSTA-Bretagne (ex ENSIETA) apporte son expertise dans l'analyse des sons issus des mammifères marins (J. Bonnel, C. Gervaise, L. Di Iorio ainsi que des bases de données).

4.3 Collaborations

Nationales

J'ai eu l'occasion de collaborer, durant mes activités à l'ENSIETA de Brest, avec des établissements de recherche publiques comme l'IFREMER (voir le paragraphe concernant les activités de contrats industriels) et de SHOM/CMO. Ainsi, la collaboration avec SHOM/CMO a été conséquente car elle a portée sur le projet STEREO qui nous a permis, entre 2004-2007, d'avancer nos recherches dans le domaine de la tomographie acoustique passive. Dans le cadre de cette collaboration, nous avons eu l'occasion de collaborer avec des chercheurs de Télécom Bretagne qui étaient également membres du projet STEREO. A l'ENSIETA, j'ai travaillé dans le cadre de ce projet avec André Quinquis et Cédric Gervaise et j'ai co-encadré la thèse d'Arnaud Jarrot. Le partenariat avec le SHOM/CMO a conduit à des publications dans des revues ([A6], [A7]), conférences ([C1], [C5], [C6-C8], [C9], [C15], [C17], [C19], [C20], [C21], [C26-C27], [C31], [C36]) ainsi qu'à 15 rapports de recherche ([R2-R5], [R7-R16]).

Une autre collaboration, déroulée pendant mon activité à l'ENSIETA de Brest, a porté sur l'analyse des signaux radar et de télécommunications en configuration passive (contexte typique à la composante SIGnal INTelligence de Guerre Electronique). Ainsi, des collaborations avec la DGA/CELAR (Centre d'Electronique de l'Armée) ont eu lieu et j'ai été impliqué dans ces collaborations à travers le co-encadrement de la thèse de Cédric Cornu et un contrat de recherche. En terme de production scientifique, ces travaux se sont matérialisés par un papier journal [A3], trois papiers conférence ([C3], [C13], [C18]) et un rapport de recherche ([R6]).

Les deux collaborations, dans le domaine de l'acoustique sous-marine et de la guerre électronique, ont été suivies après mon arrivée au GIPSA-lab. Ainsi, dans le domaine de l'acoustique sous-marine, un fort partenariat de collaboration Grenoble INP – DGA/SHOM- ENSIETA a été établi dans ce qui a conduit au co-encadrement de la thèse de Nicolas Josso ainsi qu'à des publications revue ([A10], [A19], [A22], [A23]), conférence ([C36], [C42], [C46], [C47], [C49]) et des rapports de recherche ([R28-R32]).

Concernant le domaine de la guerre électronique, le partenariat GIPSA-ENSIETA s'est matérialisé par un contrat de recherche dans la période 2006-2007 (paragraphe 4.6).

Etant donné le caractère générale des approches temps-fréquence que nous avons proposées, dès mon arrivée au GIPSA-lab, j'ai essayé d'adapter et de développer ces approches dans des contextes d'applications proches du spécifique de la Région et de Grenoble INP, tels que l'énergie et l'environnement. Cela me semblait naturel afin de bien intégrer le nouvel environnement de travail en collaboration avec mes collègues de GIPSA-lab, Jérôme Mars, Barbara Nicolas, Gabriel Vasile, Jocelyn Chanussot. De plus, j'ai inscrit l'orientation de mes recherches théoriques vers les systèmes d'énergie et environnementaux dans la mouvance, visible en plan international, constituée par le transfert des techniques étudiées dans le domaine militaire vers les applications civiles.

Ainsi, je me suis investi dans un fort partenariat GIPSA-lab-EDF R&D Chatou et Moret sur Loing dans des domaines comme la détection des sources de transitoires dans les réseaux de transport d'énergie, l'estimation des paramètres thermo-hydrodynamiques dans un système de conduites hydro, etc. Les activités contractuelles sont listées dans le paragraphe 4.6 et elles se sont traduites par un papier revue [A18], un brevet d'innovation, trois articles conférences [C55], [C56], [C58] et onze rapports de recherche [R18-R28]. De plus, dans le cadre des préoccupations liées au traitement du signal non-stationnaire dans le domaine de l'énergie et l'environnement, je suis en contacts avec d'autres partenaires universitaires (G2Elab, INRIA, laboratoire TIMA) ou industriels (Schneider, C-S, CEA), ce qui nous a conduit à proposer, auprès des Pôles de Compétitivité Locaux Minalogic et Thenerrdis, un projet commun appelé « Smart Energy » et qui a trait à la mise en place des systèmes de monitoring performant des système de production et de transport d'énergie. Le projet a été labélisé, en 2010, par les deux Pôles. Un autre projet co-labélisé par les deux Pôles, en 2011, repose sur la surveillance des paramètres hydrodynamiques dans des moyens de production. Nos partenaires dans ce projet, appelé Smart Hydro Monitoring, sont EDF, CEA, C-S, ATIM et CYBERIO.

Enfin, suite aux collaborations locales, j'ai contribué à la mise en place, en collaboration avec G2ELab, d'un projet financé par l'Institut Carnot « Energies du futur » qui vise à localiser les sources d'arcs électriques dans des moyens de production photovoltaïques, en utilisant la diversité des phénomènes physiques – acoustiques, électriques et électromagnétiques.

En parallèle, j'encadre un DRT avec le CEA/LETI au sujet de la caractérisation des transitoires dans les packs de batterie par des mesures ultrasonores et des méthodes de traitement adéquates. Ce thème fera également partie du programme de travail d'une future équipe mixte CEA-GIPSA.

Une autre activité que j'ai menée a trait à la collaboration dans le cadre d'un autre projet Minalogic, au sujet de l'implémentation, sur des architectures de calcul parallèle, des méthodes de traitement du signal non-stationnaire (projet CILOE – Calcul Intensif Logiciel CAO Electronique). Dans le cadre de ce projet (dans la période 2008-2011), des collaborations avec des partenaires comme INRIA, CS, Bull ont été établies et se poursuivront dans l'avenir.

Enfin, j'ai participé à l'intégration de l'équipe à laquelle j'appartient, SIGMAPhy, dans l'Institut Carnot « Energies du futur » pour le prochain quadriennal (2011-2015).

Internationales

Depuis la fin de la thèse, en 2003, je me suis impliqué dans des échanges internationaux avec des Universités Européennes ainsi que Nord Américaines. Ces échanges ont principalement été établis lors de la participation à des congrès ou à d'autres événements scientifiques.

Lors de mon activité à l'ENSIETA, j'ai participé à des échanges avec des établissements Roumains comme l'Académie Technique Militaire (ATM) de Bucarest, mon université d'origine. Les échanges ont été multiples, sous la forme de réunions et de visites de travail ainsi que l'accueil et l'encadrement des étudiants de cet établissement lors des projets de fin d'études (PFE). Ces activités ont donné lieu à des publications dans des journaux ([A1], [A2]) et conférences ([C13]). Les domaines de recherche ont été : le traitement du signal non-stationnaire avec des applications radar ou communications et la réalisation d'un outil didactique de traitement du signal. Mes collaborations ont continué après mon arrivée à Grenoble et ont été formalisées sous la forme d'un programme de collaboration de type ECO-NET (financement du Ministère des Affaires Etrangères pour la période 2007-2008) dont j'ai été co-responsable (avec Jérôme Mars). Ce programme ainsi que les collaborations (matérialisées par des échanges d'élèves, conférences, séminaires) nous ont permis de mettre les bases d'un groupe de travail sur les phénomènes transitoires. Plusieurs publications ont concrétisé nos résultats de recherche : journal

([A10], [A11]), conférence ([C40], [C41], [C49], [C56]). Les collaborations se poursuivent autour du thème de l'analyse non-stationnaire des phénomènes turbulents et deux thèses de doctorat seraient envisagées.

Une autre collaboration scientifique importante, démarrée depuis 2004, est celle avec la Faculté du Génie Electrique de l'Université de Monténégro. La collaboration s'est déroulée sous l'égide du Ministère des Affaires Etrangères (grâce au support de type PAI-Programme d'Action Intégration) et s'est traduit par des échanges d'étudiants (Irina Orovic, Cédric Cornu, Arnaud Jarrot, Bertrand Gottin), des séjours bilatéraux, des séminaires, le séjour d'Igor Djurovic (bourse CNRS scientifique de haut niveau), etc. Grâce à cette collaboration que j'ai pu menée, la production scientifique commune se traduit par sept publications journal ([A8], [A12], [A13], [A15], [A20], [A21], [A24]) et sept articles conférence ([C22], [C23], [C24], [C34], [C45], [C48], [C49]). Les sujets de ces recherches s'articulent autour des méthodes et des représentations temps-fréquence robustes et efficaces pour l'analyse des signaux à structures temps-fréquence complexes.

Une autre collaboration, démarrée en 2007 et 2008 (dans le cadre d'un financement US Office of Naval Research) à la suite d'un séjour scientifique que j'ai effectué au centre de recherche SenSIP d'Arizona State University en collaboration avec Antonia Papandreou-Suppappola et Jun Zhang. La collaboration s'effectue à plusieurs niveaux, comme suit :

- Echanges d'étudiants INPG, à travers les stages PFE de Bertrand Gottin et Nicolas Lio Soonschun et le stage Exploradoc de Nicolas Josso
- Travaux de recherche communes dans le domaine de l'analyse des systèmes dispersifs et aux méthodes temps-fréquence adéquates
- Publications communes : 2 journal ([A14], [A25]), deux journal ([C37], [C38]) ainsi qu'un chapitre de livre [02], apparu en 2011.

Toujours en 2007, j'ai démarré une collaboration à plusieurs niveaux avec le Center of Advanced Communications de Villanova University (Pennsylvanie), autour du traitement des signaux issus des équipements radar (radar à pénétration des murs et radar ionosphérique). Les expérimentations et le travail commun nous ont permis de publier trois articles conférences : C[53], [C54], [C57]. Au niveau d'échanges d'étudiants, cinq élèves de Grenoble INP ont effectué leurs stages PFE à Villanova : Bastien Lyonet (ENSE3, en 2008), Xavier Pons (Master SIPT, en 2010), Xavier Rivenq (ENSE3, en 2010), Cyrielle Chauvin (ENSE3, en 2011), Cindy Bernard (ENSE3, en 2011). Le thème actuel de la collaboration avec Villanova University s'articule autour de l'imagerie ultrasonore à large bande avec des applications en énergie et l'environnement.

Une autre collaboration que je mène, depuis 2007, est avec le laboratoire SAR (Signal Analysis Research) de Ryerson University, Toronto (Canada) dirigé par Sridhar Krishnan. Les échanges scientifiques se sont articulés autour des techniques d'analyse par ondelettes appliquées à des domaines comme le traitement des signaux et des images biomédicaux. Les résultats de nos travaux de collaboration font l'objet d'un papier journal [A17] et de deux papiers conférences [C29], [C39].

Depuis octobre 2011, je suis le correspondant INP Grenoble au projet Tempus IV – RICUM « Support in development and implementation of digital television and multimedia in Western Balkan countries », regroupant des enseignants-chercheur des Universités de Serbie, Slovénie, Monténégro, Albanie et Bulgarie.

Je participe également à d'autres collaborations internationales, en cours de progrès, avec : Université Technique de Vienne (Professeur Franz Hlawatsch), University of Washington (Professeurs James W. Pitton, Professeur Les Atlas), Hydro Québec, Université Politehnica de Bucarest, etc.

4.4. Brevet d'invention et Dépôt de logiciel

Je suis auteur d'un brevet d'invention - FR N°11/52052 déposée le 14 mars 2011 « Système d'inspection par émission-réception d'ondes acoustiques ». L'invention porte sur la réalisation d'une mesure de célérité des ondes acoustiques dans des milieux hétérogènes, grâce à des interférences évaluées dans le plan de la phase instantanée. Cette invention pourrait être utilisée pour l'analyse de l'état d'un fluide : paramètres thermo-hydrodynamiques, présence des corps étrangers, etc.

Je suis également auteur d'un dépôt officiel de logiciel, regroupant les algorithmes d'analyse temps-fréquence-phase. Le logiciel, appelé « Time-Frequency-Phase Analyser », permet d'analyser, de façon

automatique, des signaux non-stationnaires composés de plusieurs structures temps-fréquence non-linéaires. Le logiciel a été déposé auprès de l'Agence pour la Protection des Programmes (APP), sous la référence IDN.FR.001.130007.000.S.P.2011.000.20900. Le logiciel est en cours d'industrialisation par la société CYBERIO et ma collaboration avec la société fait l'objet d'un concours scientifique, accordé à partir du 13/10/2011, pour une période de cinq ans.

4.5 Révisions d'articles

Je participe à la relecture d'articles pour les revues internationales suivantes : Transactions on Signal Processing (IEEE), Journal of Oceanic Engineering (IEEE), Signal Processing (Elsevier), Journal of Systems and Software (Elsevier). Je participe aussi régulièrement à la révision des articles soumis aux congrès GRETSI, EUSIPCO et IEEE ICASSP.

4.6 Contrats Industriels

Ce paragraphe contient le détail de mes travaux de recherche contractuels. Le tableau suivant liste tous les travaux auxquels j'ai participé ainsi que la nature des travaux (les premiers quatre projets ont été effectués durant mon activité à l'ENSIETA de Brest alors que les autres ont fait l'objet de mes activités au sein de GIPSA-lab, depuis 2006).

De façon très synthétique, indépendamment du contexte applicatif, mes activités se sont articulées autour de la définition et de l'application des méthodes d'analyse des signaux non-stationnaires dans des contextes physiques d'intérêt pour des opérationnels, comme l'acoustique sous-marine, les systèmes de production et transport d'énergie, radar... Mon mémoire HDR présentera en détail les contributions théoriques, leurs positionnements ainsi que les démarches suivies pour l'application en contextes réels.

Liste des travaux de recherche contractuels

Partenaire	Nature des Travaux	Période	Montant	Valorisation
IFREMER, Brest	Méthodes de réduction du bruit intégrables dans le système de positionnement POSIDONIA	1999 – 2001 (PFE)	25 k€	- 1 rapport de recherche - 1 communication scientifique
DGA, Bucarest Roumanie	Solutions techniques pour un système radar d'évaluation des trajectoires <i>Responsable du projet</i>	1999 – 2001	30 k€	Démonstrateur Technologique (programmation hybride C++-Assembler)
CELAr (Centre d'Electronique de l'Armement), Rennes	Reconnaissance des modulations numériques par des méthodes temps-fréquence <i>Participant</i>	Dec, 2001- Dec, 2003	100 k€	- 1 publication scientifique - Architecture logicielle pour la reconnaissance des modulations
Centre Militaire d'Océanographie, Brest	Système Temps Réel d'Observation Rapide de l'environnement océano-acoustique	Jan, 2004- Jan, 2007	850 k€	- 2 articles revues, 15 conférences - 15 rapports de recherche
SHOM/Centre Militaire d'Océanographie et ENSIETA Brest	MODE 2 - Méthodes d'Observation Discrètes de l'Environnement <i>Participant et Responsable de deux études associées à ce Projet</i>	2008-2011	60 k€ (part GIPSA)	- 4 articles revues, 4 conférences 5 rapports de recherche
Mission de Recherche et Innovation Scientifique de la DGA, en partenariat avec ENSIETA Brest	Récepteur unique COMINT/ELINT <i>Participation</i>	2006-2007	15 k€ (part GIPSA)	1 rapport de recherche
Ministère des Affaires Etrangères	Projets ECO-NET et PAI Pélikan – collaborations avec Université de Monténégro et l'Académie Technique	2007-2009	55 k€ (part GIPSA)	7 articles journal et 9 conférences

	Militaire <i>Participant et Responsable</i>			
Pole de Compétitivité Rhone-Alpes « Minalogic »	CILOE – Calcul Intensif Logiciel CAO Electronique <i>Responsable et participant</i>	2008-2011	93 k€ (part GIPSA)	3 Rapport de recherche et Démonstrateur technologique
Région Rhone-Alpes	Création de la start-up CYBERIO, fond d'appui laboratoire <i>Responsable et participant</i>	2008-2010	31 k€ (part GIPSA)	Démonstrateur
EDF - Laboratoire des Matériaux Electrique, Moret sur Loing	Analyse, détection et localisation des décharges partielles dans les réseaux câblés HTA et dans les alternateurs	2008-2010	61 k€ (part GIPSA)	1 article conférence, 1 article journal et 3 rapports de recherche
EDF R&D Chatou et Direction Technique Générale Grenoble	Mesures de paramètres thermo-hydrodynamiques dans les conduites hydrauliques <i>Responsable, participant</i>	2008-2014	112 k€ (Part GIPSA)	2 articles conférences et 8 rapports de recherche Brevet
Projet DGA-RAPIDE, collaboration avec CYBERIO et OSEAN Toulon	Optimal Energy Balancing Navigation and Ranging <i>Responsable, participant</i>	2011-2014	235 k€ (part GIPSA)	
Institut Carnot « Energies du Futur », G2Elab, CEA	Localisation d'arcs électriques – ARC LOCATOR	2011-2013	137 k€ (part GIPSA)	
EDF, ENSTA Bretagne, CG38, CYBERIO	Systèmes acoustiques d'écoute passive en milieu sous-aquatique et aérien	2011-2015	139 k€ (part GIPSA)	

5- Publications

5.1 Ouvrages

[O1] Chapitre « **Méthodes temps-fréquence paramétriques** » dans le livre « **Le traitement du signal sous Matlab** », *Hermes Science Publishing*, sous la Direction d'André Quinquis, ISBN 978-2-7462-1645-7, Paris 2007.

[O2] A. Papandreou-Suppappola, C. Ioana, J. Zhang, Chapitre « **Time Scale and Dispersive Processing for Wideband Time-Varying Channels** » (pp. 375-416) dans le livre « **Wireless Communications over Rapidly Time-Varying Channels** », édité par Franz Hlawatsch et Gerald Matz, *Academic Press*, Mars, 2011.

5.2 Articles de Revue

[A1] S. Cantaragiu, C. Ioana, C. Coman, "Surveillance Radar in Air Defense", *Journal of Military Technology*, Bucarest, Roumanie, pp. 259-270, Avril 2001.

[A2] A. Quinquis, E. Radoi, C. Ioana, F. Totir, "Outil didactique pour l'apprentissage du traitement du signal et de l'image", *Journal sur l'Enseignement des Sciences et Technologies de l'Information et des Systèmes*, Mars 2004.

- [A3] M. Salagean, C. Ioana, A. Quinquis, I. Nafornta, "Recognition of OFDM modulations : approach based on high-order time-frequency methods", *Transaction on Electronic and Communications, Scientific Journal of University of Timisoara*, Romania, Vol. 49 (63), pp. 1024-1034, Septembre 2004.
- [A4] C. Ioana, A. Quinquis, « Time-Frequency Analysis using Warped-Based High-Order Phase Modeling », *EURASIP Journal of Applied Signal Processing*, Vol. 2005, No. 17, pp. 2856-2873, September, 2005 (DOI 10.1155/ASP.2005.2856).
- [A5] C. Ioana, C. Cornu, A. Jarrot, L. Léonard, A. Quinquis, « The concept of time-frequency-phase analyzer », *Transaction on Electronic and Communications, Scientific Journal of University of Timisoara*, Romania, Mars 2006.
- [A6] C. Ioana, A. Quinquis, Y. Stephan, « Feature Extraction from Underwater Signals using Time-Frequency Warping Operators », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 31, No. 3, pp. 628-646, July 2006 (DOI 10.1109/JOE.2006.875275).
- [A7] C. Gervaise, S. Vallez, C. Ioana, Y. Stephan, Y. Simard, "Passive acoustic tomography: new concepts and applications using marine mammals: a review", *Journal of the Marine Biological Association of the UK*, 87, 1 (2007) 5-10, Cambridge University Press, February 2007 (DOI 10.1017/S0025315407054872).
- [A8] C. Cornu, S. Stankovic, C. Ioana, A. Quinquis, L.J. Stankovic, "Generalized Representation of Phase Derivatives for Regular Signals", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55, No. 10, pp. 4831-4838, October 2007.
- [A9] A. Jarrot, C. Ioana, A. Quinquis, "Toward The Use Of The Time-Warping Principle With Discrete-Time Sequences", *Journal of Computers Academic Publisher (ISSN : 1796-203X)*, Volume 2, Issue : 6, pp. 49-55, August 2007.
- [A10] C. Ioana, A. Serbanescu, S. Stankovic, L. Anton, J. I. Mars, "Characterization of Complex Signals Using Time-Frequency-Phase Concept", *MTA Review, Romania* 18, 1 (2008) 15-28.
- [A11] F. Totir, E. Radoi, L. Anton, C. Ioana, A. Serbanescu, S. Stankovic, "Advanced Sea Clutter Models and their Usefulness for Target Detection", *MTA Review, Romania* 18, 3 (2008) 257-272.
- [A12] S. Stankovic, N. Zaric, C. Ioana, "General form of time-frequency distribution with complex-lag argument", *IEEE Electronics Letters*, Volume 44, Issue 11, May 22, 2008 Page(s):699 – 701.
- [A13] S. Stankovic, I. Orovic, C. Ioana, "Effects of Cauchy Integral Formula Discretization on the Precision of IF Estimation: Unified Approach to Complex-Lag Distribution and its Counterpart L-Form", *IEEE Letters on Signal Processing*, Volume 16, Issue 4, April 2009 Page(s):327 - 330 (DOI 10.1109/LSP.2008.2011711).
- [A14] J.J Zhang, A. Papandreou-Suppappola, B. Gottin, C. Ioana, "Time-Frequency Characterization and Receiver Waveform Design for Shallow Water Environments", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Volume 57, Issue 8, Aug. 2009 Page(s):2973 - 2985 (DOI 10.1109/TSP.2009.2020363)
- [A15] I. Djurovic, C. Ioana, L.J. Stankovic, P. Wang, "Adaptive Algorithm for Chirp-Rate Estimation", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Volume 2009 (2009), (DOI : 10.1155/2009/727034).
- [A16] N. Josso, C. Ioana, J.I. Mars, C. Gervaise, Y. Stéphan, "On the Consideration of Motion effects in the Computation of Impulse Response for Underwater Acoustics Inversion", *Journal of Acoustic Society of America*, Volume 126, Issue 4, 2009, pp. 1739-1751.
- [A17] J. Bonnel, A. Khademi, S. Krishnan, C. Ioana, "Small bowel image classification using cross-co-occurrence matrices on wavelet domain", *Journal on Biomedical Signal Processing and Control* 4, 1 (2009) pp. 7-15 (DOI : 10.1016/j.bspc.2008.07.002).
- [A18] B. Gottin, C. Ioana, J. Chanussot, G. D'Urso, T. Espilit, « Detection and Localization of Transient Sources: Comparative Study of Complex-Lag Distribution Concept versus Wavelets and Spectrogram-Based Methods », *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing* Volume 2009, Article ID 864185 (DOI :10.1155/2009/864185).
- [A19] N. Josso, C. Ioana, J. McLaughlin, "Classification of blue whale using time-frequency signatures", *University of Pitesti Scientific Bulletin, Series Electronics and Computers Science*, Vol11/2009, pp32-40.
- [A20] I. Djurovic, P. Wang, C. Ioana, "Modification of Robust chirp-rate estimator for impulse noise environments", *Elsevier Signal Processing*, Vol. 90, Issue 5, May 2010, pp. 1730-1736 (Doi : 10.1016/j.sigpro.2009.10.022).
- [A21] C. Ioana, C. Gervaise, Y. Stéphan, J. I. Mars, "Analysis of underwater mammal localisations using time-frequency-phase tracker", *Elsevier Journal on Applied Acoustics*, APAC4676, DOI information: 10.1016/j.apacoust.2010.04.009, June, 2010.

- [A22] **C. Ioana**, A. Jarrot, C. Gervaise, Y. Stéphan, A. Quinquis, "Localization in underwater dispersive channels using the time-frequency-phase continuity of signals". *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58 (2010) 4093-4107, August, 2010.
- [A23] I. Djurovic, P. Wang, **C. Ioana**, "Parameter estimation of 2-D cubic phase signal using cubic phase function with genetic algorithm", *Elsevier Journal on Signal Processing*, 90 (2010) 2698–2707, June 2010.
- [A24] N. Josso, J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, **C. Ioana**, T. Duman, "Nonstationary System Analysis Methods for Underwater Acoustic Communications", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2011, Article ID 807472, 14 pages, 2011. DOI : 10.1155/2011/807472.
- [A25] F. Totir, **C. Ioana**, A. Serbanescu, J. Stopin, A. Lucian, S. Stankovic, "Systemic approach explored in the context of passive target tracking," *IET Signal Processing*, Vol. 4, No. 3, pp: 314 - 323, June 2010.
- [A26] I. Djurovic, **C. Ioana**, T. Thayaparan, L.J. Stankovic, P Wang, V. Popovic, M. Simeunovic, "Cubic-phase function evaluation for multicomponent signals with application to SAR imaging," *IET Signal Processing*, Special Issue on Time-Frequency Approach to Radar Detection, Imaging, and Classification DOI : 10.1049/iet-spr.2009.0065, 2009.
- [A27] **S. Stankovic**, I. Orovic, N. Zaric, C. Ioana, "Two Dimensional Time-Frequency Analysis based Eigenvalue Decomposition Applied to Image Watermarking," *Multimedia Tools and Applications Journal*, Vol.49, No. 3, Sept. 2010., pp. 529-543

5.3 Conférences Internationales et Nationales

1999-2001

- [C1] A. Quinquis, **C. Ioana** - "Noise reduction method for underwater mobile positioning improvement", *Proceedings of International OCEANS99, Vol 1, pp. 310-314*, Seattle, USA, 1999.
- [C2] **C. Ioana**, A. Quinquis - "The Adaptive Time-Frequency Distribution Using the Fractional Fourier Transform", *Proceedings of GRETSI01*, Toulouse, 2001.
- [C3] A. Quinquis, **C. Ioana** - " Adaptive time-frequency radar signal representation using chirp function dictionary", *XXIX Symposium Académie Technique Militaire de Bucarest*, November 2001.

2002

- [C4] **C. Ioana**, A. Quinquis - "On The Signal Interference Structure Generated by Modified Wigner-Ville Distribution", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing -ICASSP 2002, Vol 2, pp. 1449-1452*, Orlando, May, 2002.
- [C5] **C. Ioana**, A. Quinquis - "Underwater Transitory Signal Characterization using Time-Frequency Warping Operators", *6th European Conference on Underwater Acoustic -ECUA 2002*, Gdansk, Poland, 2002.
- [C6] **C. Ioana**, A. Quinquis - "Non linear feature extraction from underwater transitory signal using time-frequency warping operators", *Journée d'Etudes en Acoustique Sous-Marine*, Juin 2002, Brest.
- [C7] **C. Ioana**, K. Frezza, A. Quinquis - "Application of the Overcomplete Wavelet Transform for Underwater Transitory Signal Characterization", *Proceedings of European Conference on Signal Processing-EUSIPCO2002, Vol III, pp. 7-10*, Toulouse, 2002.
- [C8] **C. Ioana**, A. Quinquis - "High-order warped-based ambiguity function for multipath channel effect reduction", *IEEE Conference on Communications*, pp. 439-444, Bucharest, 2002.

2003

- [C9] C. Gervaise, **C. Ioana**, A. Quinquis, D. Gaucher - "Algorithms dedicated to blind estimations of relative times and angles of arrival for passive acoustic tomography : adaptive time frequency and spatial time frequency approaches", *Proceedings of International OCEANS 2003, pp.917-922*, San Diego, USA, September 2003.
- [C10] **C. Ioana**, A. Quinquis - "Transient signal detection using Overcomplete Wavelet Transform and high order statistics", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2003, Vol VI, pp. 449-452*, Hong Kong, Avril, 2003.
- [C11] **C. Ioana**, A. Quinquis - "High-Order Warped Based Ambiguity Function", *IEEE-EURASIP Workshop on Non-Linear Signal and Image Processing*, Grado, Italy, 2003.

[C12] **C. Ioana**, A. Quinquis - "On the unitary equivalence application in the polynomial phase signal processing", *Invited Paper at 7th IEEE International Symposium on Signal Processing and its Applications -ISSPA 2003*, Paris, July, 2003.

[C13] F. Totir, **C. Ioana**, A. Quinquis - "Application des moments d'ordre supérieur à la focalization des images ISAR", *Proceedings of GRETSI03*, Paris, 2003.

2004

[C14] A. Quinquis, **C. Ioana**, E. Radoi - "Polynomial Phase Signal Modeling Using Warping-Based Order Reduction", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2004, Vol 2*, pp. 741-744, Montreal, Canada.

[C15] **C. Ioana**, A. Quinquis - "On the use of time-frequency warping operators for analysis of marine-mammal signals", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2004, Vol 2*, pp. 605-608, Montreal, Canada.

[C16] **C. Ioana**, A. Quinquis, C. Cornu - "Polynomial Phase Signal Processing via Warped High-Order Ambiguity Function", *Proceedings of European Conference on Signal Processing-EUSIPCO 2004*, pp. 1159-1162, Vienna, 2004.

[C17] **C. Ioana**, C. Gervaise, J-C. Le Gac, A. Quinquis - "Motion Estimation Of Underwater Mobiles In A Multipath Channel Using Polynomial Phase Signal Modeling", *7th European Conference on Underwater Acoustic -ECUA 2004, Vol II*, pp. 237-242, Delft, 2004.

[C18] C. Cornu, **C. Ioana**, A. Quinquis - "Characterization of LPI Waveforms using Polynomial Phase Signal Modelling", *International Conference on Radar Technology, Radar 2004*, Toulouse, 2004.

[C19] **C. Ioana**, C. Gervaise, A. Quinquis - "Blind deconvolution of underwater channel using transitory signal processing", *Proceedings of OCEANS 2004*, pp 1033-1036, Kobe, Japan, November 2004.

[C20] **C. Ioana**, C. Gervaise, A. Quinquis - "Time-Frequency approach for Blind Deconvolution of underwater channels", *Journée d'Etudes Acoustique Sous-Marine*, October 2004, Brest.

2005

[C21] L. Cros, **C. Ioana**, G. Theuillon, "Synthèse temps-fréquence de signaux transitoires dans un contexte de tomographie acoustique océanique discrète", *20^e colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images*, Louvain-la-Neuve, Belgium, 6-9 September 2005.

[C22] **C. Ioana**, S. Stankovic, A. Quinquis, LJ. Stankovic - "Modelling of signal's time-frequency content using Warped Complex-Time Distributions", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2005, Vol 4*, pp.477-480, Philadelphia, USA.

[C23] C. Cornu, I. Djurović, **C. Ioana**, A. Quinquis, LJ. Stanković - "Time-frequency detection using Gabor filter banks and Viterbi based grouping algorithm", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2005, Vol 4*, pp. 499-500, Philadelphia, USA.

[C24] **C. Ioana**, S. Stankovic, A. Quinquis, "Estimation of Parameters of a Polynomial Phase Model Using the Warped Complex Time Distributions", *The Eight International Symposium on Signal Processing and its Applications*, Sydney, Australia, 28-31 August 2005.

[C25] A. Jarrot, **C. Ioana**, A. Quinquis, & J.C. Le Gac, "Multi-Component Signal Denoising Using Unitary Time-Frequency Transforms", *EUSIPCO*, Antalya, Turkey, 4-8 September 2005.

[C26] A. Jarrot, **C. Ioana**, A. Quinquis, "Denoising underwater signals propagating through multi-path channels", *IEEE OCEANS'05 EUROPE*, Brest, France, 20-23 June 2005.

[C27] L. Cros, **C. Ioana**, A. Quinquis, "Synthesis from underwater data : application to the oceanic discrete tomography", *IEEE OCEANS'05 EUROPE*, Brest, France, 20-23 June 2005.

[C28] A. Jarrot, **C. Ioana**, A. Quinquis, "An extension of the class of unitary time-warping projectors to discrete-time sequences", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2006*, Toulouse.

2006

[C29] J. Marchal, **C. Ioana**, E. Radoi, A. Quinquis, S. Krishnan, "Video Retrieval Using Adaptive Time-Frequency Methods", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2006*, Toulouse.

[C30] **C. Ioana**, A. Jarrot, A. Quinquis, S. Stankovic, LJ. Stankovic, "Analysis Of Time-Frequency Transient Components Using Phase Chirping Operator", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2006*, Toulouse.

- [C31] **C. Ioana**, A. Quinquis, C. Gervaise, J.-C. Le Gac, "Time-Frequency Processing of Signals Transmitted by Ships in a Multi-Path Environment", Proceedings of the *Eighth European Conference on Underwater Acoustics, 8th ECUA*, Carvoeiro, Portugal, 12-15 June 2006.
- [C32] **C. Cornu**, C. Ioana, A. Quinquis, "Time-Frequency Characterization using Instantaneous Moment Concept: Theory and Applications", *International Symposium on Industrial Electronics*, Montréal, Canada, 9-13 July 2006.
- [C33] A. Jarrot, P. Oonincx, **C. Ioana**, A. Quinquis, "Identifying non-linear fractional chirps using unsupervised Hilbert approach", *EUSIPCO 2006*, Florence, Italy, 4-8 September 2006.
- [C34] S. Stankovic, I. Orovic, N. Zaric, **C. Ioana**, "An Approach to Digital Watermarking of Speech Signals in the Time-Frequency Domain", *Multimedia Signal Processing and Communications, 48th International Symposium ELMAR-2006*, Zadar, Croatia, June 2006.

2007

- [C35] **C. Ioana**, A. Jarrot, A. Quinquis, S. Krishnan, "A watermarking method for speech signals based on the time-warping signal processing concept", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Honolulu, USA, 15-20 April 2007.
- [C36] A. Jarrot, **C. Ioana**, C. Gervaise, A. Quinquis, "A time-frequency characterization framework for signals issued from underwater dispersive environments", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Honolulu, USA, 15-20 April 2007.
- [C37] J. Zhang, B. Gottin, A. Papandreou-Suppappola, **C. Ioana**, "Time-frequency modeling of shallow water environment: rigid vs. fluid seabed", *IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing, SSP '07*, Madison, 2007.
- [C38] B. Gottin, J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, **C. Ioana**, "Diversity in Shallow Water Environments Using Blind Time-Frequency Separation Techniques", *Asilomar Conference on Signals Systems and Computers, ACSSC 2007*, Pacific Grove, United States, 2007.
- [C39] M. Parvaix, S. Krishnan, **C. Ioana**, "An Audio Watermarking Method Based On Molecular Matching Pursuit", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Las Vegas, USA, March 31 2008-April 4 2008, pp. 1721 – 1724 (DOI : 10.1109/ICASSP.2008.4517961).

2008

- [C40] F. Totir, G. Feteanu, C. Ioana, J. Mars, L. Anton, S. Stankovic, "Systemic Doppler based aerial target tracking", *The 7th Communications International Conference COMM 2008*, Bucharest, Romania, June 2008.
- [C41] F. Totir, A. Serbanescu, **C. Ioana**, J. Mars, S. Stankovic, M. Mazilu, "Surveying the frontier between signal processing and dynamical systems", *The 7th Communications International Conference COMM 2008, Bucharest*, Romania, June 2008.
- [C42] N. Josso, **C. Ioana**, C. Gervaise, J.I. Mars, "On the consideration of motion effects in underwater geoacoustic inversion", *Conference Acoustics'08*, Paris, July, 2008.
- [C43] J. McLaughlin, N. Josso, **C. Ioana**, "Detection and classification of call types in the vocalizations of north-east pacific blue whales", *Acoustics'08*, Paris, July, 2008.
- [C44] B. Gottin, **C. Ioana**, S. Srdjan, L.J. Stankovic, J. Chanussot, "On the concept of time-frequency distributions based on complex-lag moments", *16th European Conference on Signal Processing EUSIPCO 2008*, Lausanne, August, 2008.
- [C45] N. Zaric, I. Orovic, S. Stankovic, **C. Ioana**, "Space/spatial-frequency based image watermarking", *50th International Symposium ELMAR*, 2008, Volume 1, 10-12 Sept. 2008 Page(s):101 – 104.

2009

- [C46] N. Josso, **C. Ioana**, C. Gervaise, J.I. Mars, "Warping based lag-Doppler filtering applied to motion effect compensation in acoustical multipath propagation", *157 Meeting of Acoustic Society of America*, Portland, May 2009, J. Acoust. Soc. Am. Volume 125, Issue 4.
- [C47] N.F. Josso, **C. Ioana**, C. Gervaise, Y. Stephan, J. I. Mars, "Motion effect modeling in multipath configuration using warping based lag-doppler filtering", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Taipei, April 2009, pp. 2301-2304.
- [C48] B. Gottin, I. Orovic, **C. Ioana**, S. Stankovic, J. Chanussot, "Signal Characterization using Generalized "Time-Phase Derivatives" Representation", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Taipei, April 2009, pp. 3001-3004.

[C49] N. Josso, J. Zhang, A. Papandreou Suppappola, **C. Ioana**, J. Mars, C. Gervaise, Y. Stéphan, “Wideband Discrete Transformation of Acoustic Signals in Underwater Environments”, *Proceedings of IEEE International Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers - Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, United States, 2009.

[C50] N. Josso, **C. Ioana**, C. Gervaise, J. Mars, Y. Stéphan, “Modélisation des effets du mouvement dans des configurations multitrajets à l'aide de filtrage retard/doppler basé sur les déformations temporelles”, *Dans Actes du 22ème colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images, GRETSI 2009*, France (2009).

[C51] N. Josso, **C. Ioana**, J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, C. Gervaise, Y. Stéphan, “On the Characterization of Time Scale Underwater Acoustic Signals Using Matching Pursuit Decomposition”, *Dans Proceedings of IEEE International OCEANS Conference: Oceans'09 MTS/IEEE*, Biloxi, United States, 2009.

2010

[C52] **C. Ioana**, J. Mars, A. Serbanescu, S. Stankovic, “Time-frequency-phase tracking approach : application to underwater signals in passive context”, Special Session on Time-Frequency analysis in underwater applications, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Dallas, March 2010.

[C53] B. Lyonet, **C. Ioana**, M.G. Amin, “Human gait classification using MicroDoppler time-frequency signal representations”, *Proceedings of IEEE Conference Radar 2010 - IEEE Conference Radar 2010*, Washington : États-Unis (2010).

[C54] **C. Ioana**, M.G. Amin, F. Ahmad, Y. Zhang, “Characterization of Doppler Effects in the Context of Over-the-Horizon Radar”, *Proceedings of IEEE Conference Radar 2010 - IEEE Conference Radar 2010*, Washington : États-Unis (2010).

[C55] D. Mocanu, **C. Ioana**, J-L. Ballester, “Non-stationary Signal Analysis in Water Pipes Monitoring”, *Proceedings of IEEE International Asilomar Conference on Signals Systems and Computers, ACSSC 2010*, Pacific Grove, United States, 2010.

[C56] F. Birleanu, **C. Ioana**, G. D’Urso, A. Serbanescu, G. Serban, “Estimation of Thermo-hydrodynamic Parameters in Energy Production Systems Using Non-stationary Signal Processing”, *Proceedings of IEEE International Asilomar Conference on Signals Systems and Computers, ACSSC 2010*, Pacific Grove, United States, 2010.

[C57] X. Pons, F. Ahmad, M.G. Amin, **C. Ioana**, "An MIMO-MTI Approach for Through-the-Wall Radar Imaging Applications", *2010 International Waveform Diversity & Design Conference*, Niagara Falls, Canada, August 8-13, 2010.

[C58] I. Candel, B. Gottin, **C. Ioana**, T. Espilit, “Monitoring Transient Phenomena in Power Networks : the keypoint of energetic distribution security”, *IEEE EnergyCon 2010*, Bahrein, December 2010.

[C59] I. Djurovic, P Wang, **C. Ioana**, M. Simeunovic, “Cubic phase function for two-dimensional polynomial-phase signals,” *EUSIPCO 2010*, Alborg, Aug. 2010, pp. 1033-1037.

2011

[C60] R. Demirli, X. Rivenq, Y. Zhang, **C. Ioana**, M. G. Amin, “MIMO array imaging for ultrasonic nondestructive testing”, *Conference SPIE Smart Structures/NDE*, March 2011.

[C61] C. Bernard, R. Demirli, **C. Ioana**, M. Amin, “Wideband Time-Reversal Processing for Ultrasound NDE Imaging”, *IEEE International Ultrasonics Symposium*, Orlando, Florida, 2011.

[C62] F. Birleanu, **C. Ioana**, A. Serbanescu, J. Chanussot, “On the transient signal characterization using phase space trajectory dynamics, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, pp. 3844-3847, Praga, Mai 2011.

[C63] F. Birleanu, **C. Ioana**, C. Gervaise, J. Chanussot, A. Serbanescu, G. Serban, “On the recurrence plot analysis method behaviour under scalling transform”, *IEEE Statistical Signal Processing Workshop 2011*, pp. 793-796, Nice, France.

[C64] F. Birleanu, **C. Ioana**, C. Gervaise, A. Serbanescu, J. Chanussot, “Caractérisation des signaux transitoires par l’analyse des récurrences de phase”, *Dans Actes du 22ème colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images, GRETSI 2011*, Bordeaux, France (2011).

2012

- [C65] C. Ioana, Y. Zhang, M. Amin, F. Ahmad, B. Himed, "Time-frequency analysis of multipath Doppler signatures of maneuvering targets", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Kyoto, March 2012.
- [C66] F. Dadouchi, J.W. Pitton, C. Ioana, C. Gervaise, "Time-frequency tracking using multi-window local phase analysis", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Kyoto, March 2012.
- [C67] C. Ioana, Y. Zhang, M. G. Amin, F. Ahmad, G. Frazer, B. Himed, "Time-Frequency Characterization of Micro-Multipath Signals in Over-the-Horizon Radar", *IEEE Conference Radar 2010*, Atlanta, États-Unis 2012.

Conférences invitées

- [CI1] C. Ioana, A. Jarrot, C. Cornu, "Characterization of signals issued from real systems using a time-frequency-phase-based modeling procedure", *Invited paper to 4th International Conference on Condition Monitoring*, Harrogate, UK, 2007.
- [CI2] C. Ioana, A. Jarrot, C. Gervaise, A. Quinquis, J. Mars, "Underwater channel characterization using opportunity sources : a time-frequency-phase approach", *Invited paper to Acoustics'08*, Paris, 2008.
- [CI3] C. Ioana, A. Quinquis, B. Gottin, "Time-frequency-phase coherence - general framework for signal analysis in passive context", *Invited paper to New Trends for Environmental Monitoring Using Passive Systems, 2008*, 14-17 Oct. 2008, Page(s):1 – 11 (DOI 10.1109/PASSIVE.2008.4787008).

5.4 Rapports de contrats de recherche

- [R1] C. Ioana, "Time-frequency methods for signal classification tasks", Rapport de recherche 01/RI/09.01/E³I²/ENSIETA, Septembre, 2002.
- [R2]-[R5] : "Programme d'Etudes Amont STEREO : Volet 'Observation Discrète du Milieu'", Contrat de recherche SHOM/CMO :
- [R2-3] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique Discrète : émission de la recopie d'un signal naturellement présent dans le milieu", Rapport de recherche projet STEREO, Janvier 2005.
- [R4] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : méthodes de réduction du bruit", Rapport de recherche projet STEREO, Janvier 2005.
- [R5] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : Estimation aveugle de la réponse impulsionnelle d'un canal – approche mono capteur", Rapport de recherche projet STEREO, Janvier 2005.
- [R6] "Etude d'un système de reconnaissance et de classification de modulations dans un contexte Non Data Aided", Grant: 01-42-517-00-470-35-15 (CELAr), Février 2003.
- [R7] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique Discrète : émission de la recopie d'un signal naturellement présent dans le milieu", Rapport de recherche projet STEREO, Juillet 2005.
- [R8] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : méthodes de réduction du bruit", Rapport de recherche projet STEREO, Juillet 2005.
- [R9] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : Estimation aveugle de la réponse impulsionnelle d'un canal – approche mono capteur", Rapport de recherche projet STEREO, Juillet 2005.
- [R10] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : influence et compensation du mouvement des sources", Rapport de recherche projet STEREO, Juillet 2005.
- [R11] A. Jarrot, C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : Estimation aveugle de la réponse impulsionnelle d'un canal – approche mono capteur", Rapport de recherche projet STEREO, Janvier 2006.
- [R12] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : influence et compensation du mouvement des sources", Rapport de recherche projet STEREO, Janvier 2006.
- [R13] A. Jarrot, C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : Estimation aveugle de la réponse impulsionnelle d'un canal – approche mono capteur", Rapport de recherche STEREO, Juillet 2006.
- [R14] C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : influence et compensation du mouvement des sources", Rapport de recherche projet STEREO, Juillet 2006.
- [R14] A. Jarrot, C. Ioana, A. Quinquis, "Tomographie Acoustique passive : Estimation aveugle de la réponse impulsionnelle d'un canal – approche mono capteur", Rapport de recherche projet STEREO, Janvier 2007.

- [R15] C. Ioana, C. Gervaise, A. Quinquis, “Tomographie Acoustique passive : influence et compensation du mouvement des sources”, Rapport de recherche projet STEREO, Janvier 2007 .
- [R16] C. Ioana, C. Gervaise, A. Quinquis, “Tomographie Acoustique Discrète : émission de la recopie d'un signal naturellement présent dans le milieu”, Rapport de synthèse projet STEREO, Janvier 2007.
- [R17] C. Ioana, “Caractérisation analytique de la loi de phase instantanée - contributions au domaine SIGINT”, Rapport de recherche projet DGA/MRIS-ENSIETA, Mars 2007.
- [R18-20] C.Ioana, “Modélisation de la propagation des ondes ultra-sons dans une conduite”, 3 Rapports de Recherche dans le cadre de la collaboration GIPSA-EDF, 2009-2010.
- [R21-25] C.Ioana, “Mesures thermo-hydrauliques par analyse large bande des signaux ultra-sons”, 5 Rapports de Recherche dans le cadre de la collaboration GIPSA-EDF, 2008-2010.
- [R26-28] C.Ioana, B. Gottin, “Techniques de détection et de localisation des décharges partielles dans les câbles électriques”, 3 Rapports de Recherche dans le cadre de la collaboration GIPSA-EDF, 2008-2010.
- [R28-32] C. Ioana, N. Josso, “Analyse temps-fréquence dans les procédés de tomographie passive à partir de vocalises de mammifères marins”, 5 Rapports de Recherche projet MODE2, Collaboration GIPSA-ENSIETA-DGA/SHOM, 2007-2010.

CHAPITRE 6 : Introduction

6.1. Motivation et positionnement des travaux

La connaissance approfondie de l'environnement naturel constitue actuellement un enjeu majeur car elle contribue à apporter des réponses adéquates aux problèmes globaux de l'humanité comme la protection des écosystèmes [DirectiveUE], l'utilisation judicieuse des ressources naturelles, la gestion de l'impact de l'activité humaine sur les milieux naturels [Lammers08], l'identification et le contrôle de nouvelles sources d'énergie, etc. Un moyen efficace pour la construction de cette connaissance repose sur l'*analyse des signaux* issus du milieu naturel étudié. Il peut s'agir des systèmes de traitement actif (les observations sont obtenues par le biais des signaux d'investigation) et/ou passif (les observations sont générées par les phénomènes naturels caractérisant le milieu). La figure 6.1 montre une illustration de la caractérisation du milieu sous-marin en régions côtières, domaine qui connaît un développement important ces dernières années. Ceci est principalement dû à l'augmentation des activités humaines (navigation, exploitation de ressources, tourisme) qui, pour des raisons écologiques, implique l'analyse de l'impact de ces activités sur la faune sous-marine, très riche en région côtière [Whale], [André1]. Une autre raison est constituée par les activités militaires, de plus en plus déroulées en zones côtières, et qui peuvent interférer avec la faune sous-marine. Typiquement, les systèmes sonar utilisant des bandes spectrales proches des sons biologiques des mammifères, interfèrent avec ceux deniers, pouvant créer des dégâts irréversibles à fort impact écologique.

Ainsi, l'analyse des sources de signaux sous-marins constitue une problématique très actuelle et, au même temps, complexe en raison de la diversité de signaux à traiter et du caractère passif. La figure 6.1 illustre la place d'un système d'analyse des signaux naturels dans un environnement sous-marin mais la problématique est similaire pour d'autre type d'observatoire comme l'étude de la biodiversité en milieu forestier, l'impact des systèmes de production d'énergie éolienne sur la faune – pour ne citer que deux cas d'application dans lesquels je suis impliqué (dans le cadre du projet GREENAR).

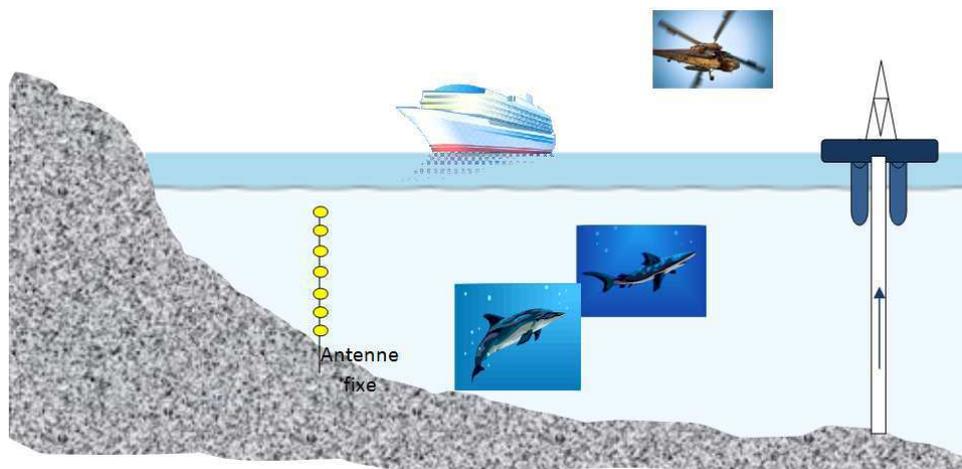


Figure 6.1. Exemple de système d'observation du milieu sous-marin côtier composé d'une antenne verticale fixe et une antenne mobile

Nous constatons, dans cet exemple, la diversité des sources de signaux acoustiques pouvant s'agir des sources de bruit fixes (comme la plate-forme d'extraction pétrolière) mais également mobiles (le l'hélicoptère, les mammifères sous-marins, le bateaux,...). De plus, s'agissant du milieu sous-marin côtier, les phénomènes complexes de propagation [Ulrick83] se rajoutent à cette diversité de formes d'ondes : propagation multi-trajet, effet Doppler dépendant du trajet, atténuations, interférences, dispersions, etc.

Le système d'analyse des signaux est une **partie composante** du système d'observation de ce milieu, qui peut avoir des finalités différentes comme le monitoring et la localisation des populations de mammifères [Richardson95], la caractérisation du milieu [Gervaise07], l'étude de l'impact des activités humaines sur la faune [Simard10], les communications sous-marines [Stojanovic03], etc. Afin de répondre à ces objectifs, l'étape d'analyse des signaux est cruciale et, ceci, dans des contextes complexes illustrés sur la figure 6.2 où nous présentons le spectrogramme d'un enregistrement acoustique effectué en Mer d'Iroise [Gervaise10].

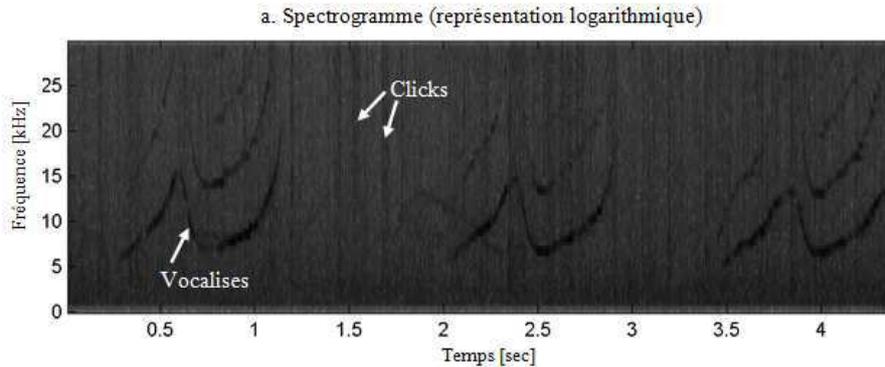


Figure 6.2. Spectrogramme d'un enregistrement du bruit ambiant dans la Mer d'Iroise

La figure 6.2 pointe les difficultés liées à l'analyse des signaux naturels sous-marins :

- Configuration passive de traitement. S'agissant d'une analyse des signaux naturels, nous ne possédons pas des informations *a priori* concernant les signaux reçus ;

- Diversité des signaux. Comme nous pouvons le constater sur la figure 6.2, différentes classes de formes d'onde sont susceptibles d'être reçues. Nous pouvons avoir à faire à des vocalises de mammifères qui sont généralement composées de plusieurs structures temps-fréquence non- linéaires. Un autre type de signaux est constitué par les transitoires d'origine biologique et/ou anthropologique. Par ailleurs, le bruit ambiant a souvent des caractéristiques non-stationnaires, associées aux phénomènes diverses comme le vent, l'état de la mer, présence de l'activité humaine diverse, etc ;

- Phénomènes de propagation complexes [Ulrick83]. La propagation des ondes acoustiques dans le milieu sous-marin est caractérisée par des phénomènes complexes, liés principalement à la taille du milieu parcouru par les ondes. En effet, lorsque nous considérons des distances de propagation importantes, le milieu devient hétérogène car les propriétés comme la vitesse de propagation, l'indice de réfraction, la température, etc ne sont plus les mêmes. De plus, les interfaces eau-air (à la surface de la mer) et eau-solide (le fond sous-marin) ajoutent de la complexité à la propagation des ondes. Ainsi, en termes de traitement du signal, ces phénomènes se traduisent par des signaux reçus multi-composantes (en raison des trajets multiples) ayant, généralement, un contenu temps-fréquence différent, en terme d'énergie (en raison des atténuations), temps d'arrivée (liés à la longueur du trajet et à la vitesse de propagation), contenu spectral (ceci étant dû à la dispersion et/ou au mouvement relatif entre la source et le récepteur).

En présence de ces difficultés, le système d'analyse des signaux doit être capable de fournir les paramètres signal d'intérêt, ce qui impose la prise en compte de la physique ainsi que la finalité de l'application. Les travaux auxquels j'ai participé et qui seront présentés dans ce mémoire illustrent les différentes contributions théoriques, intéressantes pour l'analyse des signaux acoustiques sous-marins, avec différentes finalités comme la caractérisation de vocalises des mammifères sous-marins, la localisation des sources impulsionnelles, la prise en compte du mouvement, la caractérisation du milieu,...En conclusion, le positionnement principal de ces travaux s'articule autour du traitement des signaux non-stationnaires naturels en contexte passif et dans des environnements de propagation complexes.

Un autre champ d'application, très large et de grande actualité, repose sur l'évolution d'un système donné dans un environnement *incertain*. Un exemple d'application, largement abordé dans mes travaux de recherche, est constitué par le système de production-transport-distribution d'énergie qui est soumis à des perturbations diverses et continues, affectant, de manière réversible et/ou irréversible, son fonctionnement.

Généralement, l'état d'un système électrique se traduit par des phénomènes transitoires qui ont des origines très variées. Je me suis donc occupé, pendant mes recherches dans ce domaine, de l'étude de ces signaux, certains pouvant être considérés comme normaux et d'autre comme provenant d'un défaut. Tel est le cas des décharges partielles (DPs) qui constituent une des causes les plus fréquentes de panne dans les systèmes électriques. En effet, un nombre important des pannes de ces systèmes serait dû à des défauts d'isolation, selon [IEC2000]. Les décharges partielles peuvent apparaître dans toute la chaîne de production, transport, distribution, et consommation de l'énergie électrique. Elles peuvent être dues à divers facteurs, comme la fatigue et l'usure du matériel, défaut de conception, l'humidité environnante, les défauts de fabrication, *etc*. Tous ces facteurs induisent le caractère **incertain** du comportement du système électrique et le but de l'analyse de ces signaux est d'assurer la prédiction, en temps utile, de l'évolution du système.

Le taux élevé de pannes dues aux DP ainsi que la problématique complexe liée à la caractérisation des DP sont les principaux arguments pour accorder une importance particulière à ce type de phénomènes transitoires. Par analyse de ces phénomènes, nous comprenons la *détection* des transitoires suivie de la *localisation* de leurs sources.

Comme pour toute technique de détection, une probabilité de détection P_d élevée et une probabilité de fausse alarme P_{fa} réduite sont les principaux paramètres de performances recherchés. Dans le contexte de détection des DP, les bonnes performances de détection peuvent être assurées par un monitoring continu de l'équipement ainsi que la surveillance globale du système (de tout son volume), ce qui se traduit par un grand nombre de transitoires reçus, principalement en raison du milieu complexe dans lequel il est généré (sources cachées, position complètement inconnue et aléatoire, multi-trajets, milieu de propagation hétérogène, etc). La figure 6.3 montre un exemple de signal correspondant à un transitoire simulé et propagé dans un câble haute tension mais qui, en raison des réflexions multiples, se traduit, au niveau du capteur (situé au point P6), par une série de transitoires d'amplitudes différentes.

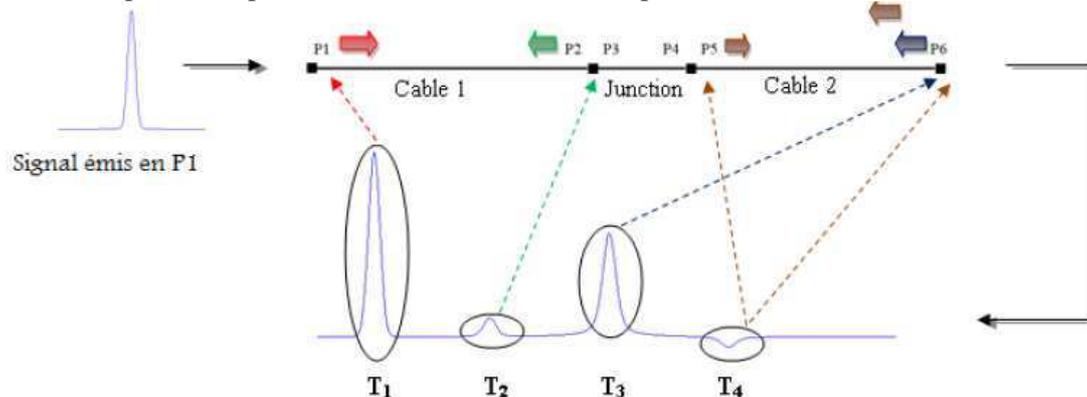


Figure 6.3. T1 = pulse émis en P1 ; T2 = pulse issu de la réflexion, à l'interface câble1 / jonction (point P2), de T1 ; T3 = pulse issu de la réflexion, en fin de ligne (point P6), de T1 ; T4 = pulse issu de la réflexion en P6, de la part de T3 issue de sa réflexion à l'interface câble2 / jonction (point P5)

La détection et la localisation de la source de transitoires constituent une tâche complexe car il faut être capable, au même temps, de détecter la présence de l'ensemble des transitoires (noyés dans des perturbations diverses) et, ensuite, compte tenu de la physique de la configuration, de séparer les transitoires en fonction de leurs déformations relatives. Le caractère transitoire (ie, peu d'échantillons disponibles), rend la problématique très complexe. De plus, la localisation nécessite la présence de plusieurs capteurs spatialement distribués, ce qui induit un certain nombre des problèmes techniques comme la synchronisation multi-capteurs qui constitue un grand défi actuel. Dans ce contexte, la méthodologie qui sera présentée dans ce mémoire, en reliant les concepts théoriques aux aspects physiques liés à cette application, constitue une solution potentielle face aux contraintes actuelles spécifiques à cette application. Nous allons voir que cette méthodologie peut être utilisée avec succès dans d'autres contextes applicatifs où l'analyse des transitoires est requise.

Enfin, un autre exemple de système incertain est défini par un récepteur ELINT (Electronic Intelligence) qui, du fait de son caractère passif, est susceptible de recevoir des formes d'onde diverses, avec des paramètres inconnus qui sont à déterminer. La figure 6.4 présente un exemple de scénario typique ELINT dans lequel plusieurs sources de signaux radar et de communication peuvent émettre dans une bande couverte par le récepteur ELINT.

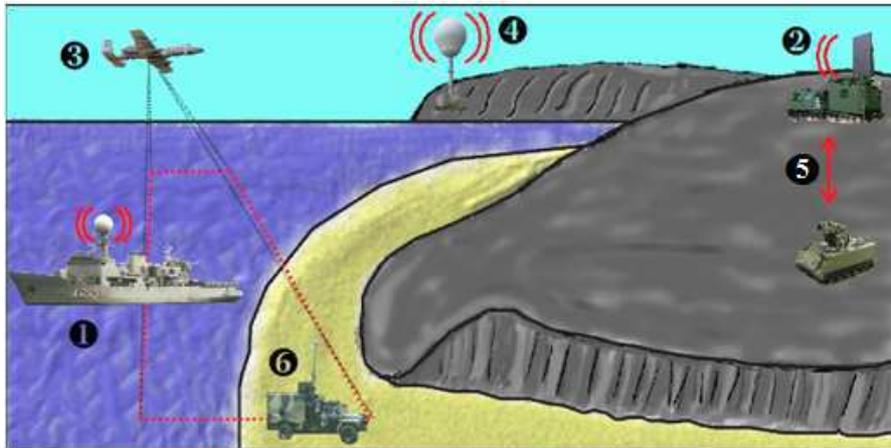


Figure 6.4. Scénario ELINT présentant un environnement électromagnétique dense

Dans ce scénario, nous simulons des radars aux formes d'onde (intrapulse) variées : onde continue modulée en fréquence, FSK, PSK, chirp linéaires, impulsions à fréquence constante. Leur origine est la suivante :

1. Radar de navigation LPI (Low Probability of Intercept) CRM-100 (synthétique) : il s'agit d'un radar polonais à modulation continue opérant dans la bande 9.3-9.5 GHz. La variation de fréquence peut atteindre 54 MHz. La période de modulation est de 1 ms.
2. Radar de surveillance terrestre de type JY-17A (synthétique) servant à détecter, localiser et identifier les cibles mobiles terrestres ou évoluant à basse altitude. Nous supposons qu'il émet des signaux FSK codés par une séquence de Costas à 7 états. La bande du signal est de 7.5 MHz.
3. Radar d'imagerie DO-SAR (synthétique) : il émet des signaux du type chirp linéaire dont la variation de fréquence instantanée est de 200 MHz.
4. Radar de surveillance côtière à fréquence constante dans la bande L.
5. Communications dans la bande L entre JY-17A et un lanceur d'engin (signal PSK).

Le récepteur ELINT, disposé au point 6, reçoit l'ensemble de ces signaux afin de les séparer et identifier leurs paramètres : fréquences centrales, bandes spectrales, durées, lois de modulations, etc. La figure 6.5 illustre la complexité de cette analyse car des signaux avec des contenus temps-fréquence différents sont à identifier. L'estimation des paramètres de chacun de ces signaux est un aspect important pour les opérations suivantes comme la contre-action et/ou le choix adéquat de formes d'ondes dans un contexte donné (thématique *adaptive waveform*).

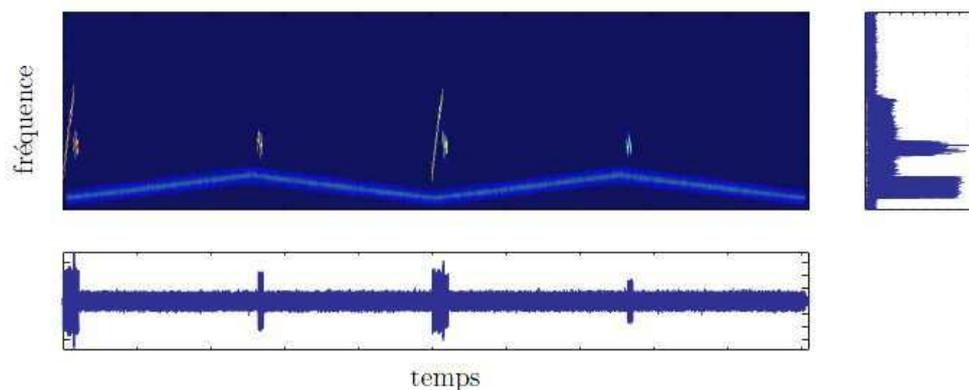


Figure 6.5. Représentation temps-fréquence des signaux reçus dans le contexte du scénario défini sur la figure 6.5

Le caractère passif du récepteur ELINT implique le besoin des méthodes d'analyse performantes pouvant fournir, de façon précise, les paramètres des modulations de chaque source. Cette thématique est une composante importante de la Guerre Electronique, appelée Signal Intelligence (SIGINT).

Les exemples présentés dans ce paragraphe constituent trois contextes applicatifs dans lesquels j'ai eu l'occasion de travailler durant mes activités de recherche. Les méthodes théoriques proposées pendant mes travaux ont été développées en partant des caractéristiques communes de ces applications complexes qui sont le manque d'hypothèses fortes concernant les signaux présents dans l'environnement, la diversité

des contenus temps-fréquence de ces signaux et la présence des perturbations complexes. Dans ce cadre, des méthodes générales d'analyse ont été proposées et comparées avec des techniques existantes. Ensuite, en prenant en compte le contexte physique spécifique à chacune d'application, des solutions applicatives opérationnellement intéressantes ont été proposées et étudiées. La combinaison des techniques de traitement du signal que j'ai pu développer avec de la physique de l'application est **l'élément commun** de ces, indiquant l'importance de la physique dans l'interprétation adéquate des paramètres des signaux non-stationnaires fournis par les méthodes d'analyse.

6.2. Organisation du mémoire

La suite de ce mémoire contient trois parties, deux avec un caractère théorique et une, à la fin, dédiée aux applications.

La deuxième partie de ce mémoire a trait à la définition des nouveaux espaces de représentation des signaux avec des structures temps-fréquence non-linéaires. Cette partie synthétise les trois contributions principales concernant la représentation des structures temps-fréquence variable :

1. La généralisation des transformations de déformation (warping) pour le cas des lois de modulation arbitraires, pas forcément inversible.

2. La construction d'une classe générale de représentation « temps-dérivée supérieure » de la phase instantanée. Ce concept, qui généralise le concept d'analyse temps-fréquence, est particulièrement intéressant pour l'étude des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire car il réduit considérablement l'importance des termes d'intrafréquences « visibles » dans les représentations temps-fréquence traditionnelles. Des techniques d'estimation robuste des paramètres de cette nouvelle distribution vont être également présentées.

3. Les concepts mentionnés ci-dessus offrent un cadre adéquat à l'inférence des aspects physiques de l'application et nous allons présenter comment le warping généralisé et la modélisation physique de la dynamique d'une configuration offrent une méthodologie adéquate à l'analyse et à la compensation du mouvement de la scène. Cette méthodologie est à la base de la définition d'une nouvelle forme de fonction d'ambiguïté adaptée à l'analyse d'un mouvement en contexte large bande et multi-trajet.

La troisième partie de ce mémoire est consacrée aux techniques d'extraction des structures temps-fréquence qui reposent, entre autre, sur les espaces de représentation proposées dans la partie 2. Le point commun de ces techniques est l'exploitation de l'information temps-fréquence globale en utilisant des critères de continuités énergétiques et/ou de phase locale des composantes. Trois classes de méthodes ont été proposées et seront présentées dans cette partie :

1. Extraction par une technique de regroupement de type algorithme de Viterbi. Cette technique repose sur une organisation des points temps-fréquence d'une distribution quelconque sur la forme de plusieurs chemins, le meilleur choix étant donné par la minimisation d'une fonction de pénalité ;

2. Extraction par projections temps-fréquence locales. Le point d'originalité repose sur la projection du signal sur des dictionnaires locaux qui fournit, pour chaque segment d'analyse, la meilleure approximation par une série de fonctions élémentaires locales. Les structures temps-fréquence globales du signal sont obtenues par la fusion de ces fonctions élémentaires locales, le choix optimal étant donné par la minimisation d'une fonction de pénalité conçue à partir des critères de continuité temps-fréquence-phase ;

3. La troisième technique a été introduite afin d'automatiser le paramétrage spécifique aux deux méthodes mentionnées précédemment. Deux contributions ont été essentiellement mises en valeur : la construction du dictionnaire local par la modélisation locale de phase et l'association locale des composantes en choisissant la meilleure combinaison de point de vue cohérence temps-fréquence-phase.

La quatrième partie est consacrée à la présentation des résultats applicatifs dans les deux domaines généraux d'application : analyse des signaux naturels issus du milieu sous-marin et les contributions dans les contextes incertains, tels que le radar et les systèmes de production et de transport d'énergie.

Chaque paragraphe présenté dans ce mémoire présentera un état d'art synthétique, servant à positionner, de façon précise, les contributions associées. De même, chaque paragraphe s'achèvera avec une énumération des perspectives théoriques et/ou applicatives.

Enfin, ce mémoire sera finalisé par une partie de bilan et perspectives globales afin de positionner l'état actuel de mes résultats de recherche et d'indiquer les projets à moyen terme dans lesquelles je souhaite projeter mes travaux futurs.

Partie II

Représentation des signaux à structures temps-
fréquence non-linéaires

Mon travail de thèse a porté sur la caractérisation des signaux composés des structures temps-fréquence non-linéaires, largement rencontrées dans des contextes applicatifs comme celui de l'analyse des vocalises de mammifères, l'analyse des signaux propagés dans des configurations mobiles, systèmes dispersifs, etc. Deux axes ont été explorés : le premier repose sur la construction de représentations temps-fréquence basées sur les opérateurs de déformation (warping operators) et le deuxième est constitué par la modélisation polynomiale de la phase, à partir de la fonction d'ambiguïté à ordre supérieur.

Naturellement, à la suite de ma thèse, j'ai continué à m'intéresser à la caractérisation de signaux à structures temps-fréquence non-linéaires. L'objectif principal de ces travaux est de fournir des nouveaux espaces de représentation des structures temps-fréquence non-linéaires. Deux axes majeurs ont été développés : la construction des opérateurs de déformation généralisés et la classe des distributions à temps complexe. Ces nouveaux espaces constituent des domaines adéquats pour l'inférence de la physique de l'application, comme il sera montré dans le troisième chapitre de cette partie, dans le contexte des configurations « source-canal de propagation-récepteur » dynamiques (en présence du mouvement).

CHAPITRE 7 : Opérateurs de déformation (warping) généralisés

Cet axe de recherche a été développé dans la continuité de mes travaux de thèse et a constitué une partie importante de la thèse d'Arnaud Jarrot. Des collaborations et des échanges riches ont contribué à ces résultats, en citant la collaboration avec Professeur Antonia Papandreou-Suppappola, réalisée à travers de deux séjours à Arizona State University ainsi que d'un master (Bertrand Gottin) et un séjour ExploraDoc (Nicolas Josso). Par ailleurs, les travaux théoriques se sont axés, dans la période 2003-2007, sur des structures temps-fréquence non-linéaires spécifiques aux signaux sous-marins, dans le cadre du projet STEREO (Système Temps Réel d'Observation Rapide de l'Environnement Océano-acoustique) en collaboration avec le SHOM, Brest.

Le problème considéré est la représentation des signaux à structures temps-fréquence non-linéaires et leur séparation par le filtrage temps-fréquence adéquat. Lorsque nous avons à faire à des structures temps-fréquence non-linéaires, une des méthodologies consacrées d'analyse repose sur le changement des coordonnées de représentation temps et/ou fréquence des signaux. Ce changement a pour effet la linéarisation du contenu temps-fréquence, ce qui valide l'utilisation des méthodes temps-fréquence de la classe de Cohen, par exemple, reconnues comme « adéquates » pour l'analyse des signaux à contenu temps-fréquence linéaire. Ce concept théorique repose sur les opérateurs de déformations (warping, en Anglais) dont le principe théorique découle de la théorie « Unitary equivalence » [Bar95]. En synthèse, Baraniuk montre que le changement des coordonnées, via des opérateurs warping unitaires, est une opération réversible et qui conserve parfaitement « les distances » entre les composantes temps-fréquence et l'énergie du signal traité. A partir de ce principe, différentes classes de représentations temps-fréquence ont été définies comme la classe de représentations hyperboliques ([ASP95]) et la classe de représentations monomiales (power class) [Hla99].

Dans sa forme initiale, l'utilisation du principe des opérateurs warping est néanmoins restreinte aux cas des modulations définies par des fonctions bijectives et pour lesquelles on dispose d'expressions analytiques, de façon à pouvoir calculer les inverses des fonctions, nécessaire à la définition des opérateurs warping. Dans ce contexte, la contribution principale des travaux présentés dans ce paragraphe est une nouvelle méthodologie pour la définition des opérateurs warping adaptés aux signaux avec des structures temps-fréquence non-linéaires arbitraires, caractérisées par des fonctions pas forcément bijectives (et, donc, non-inversibles) et caractérisées uniquement par quelques points (pas de forme analytique souhaitée). A partir de ces opérateurs warping généralisés, nous définissons la classe des filtres temps-fréquence optimaux pour l'extraction des composantes considérées.

Domaine d'applications : La caractérisation et le filtrage des composantes temps-fréquence non-linéaires – analyse des signaux sous-marins (vocalises de mammifères, milieux dispersifs,...), filtrage des composantes Doppler en contexte multi-trajet (radar, sonar), débruitage des signaux sous-marins, watermarking,...

Publications : Ce travail a donné lieu à un papier revue ([A9]) et neuf papiers conférence, sur les aspects théoriques ainsi qu'applicatifs : [C15], [C28], [C25], [C26], [C36], [CI2], [C30], [C33], [C35] (voir la chapitre 5 de la Partie I).

7.1. Contexte

Modèle du signal à structures temps-fréquence non-linéaires

De façon générale, un signal à plusieurs structures temps-fréquence non-linéaires s'exprime mathématiquement par :

$$x(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{j\psi_i(t)} \quad (7.1)$$

où N est le nombre des composantes, A_i est l'amplitude de la composante i et $\psi_i(t)$ est la loi de phase instantanée décrite par une fonction non-linéaire. Voici quelques exemples de loi de phase non-linéaire :

- Loi de phase logarithmique [ASP95] :

$$\psi_i(t) = 2\pi f_{0i}t + c_i \ln t; t \in [t_{0i}, t_{0i} + D_i] \quad (7.2)$$

où f_{0i} est la fréquence autour de laquelle la modulation logarithmique intervient, t_{0i} est l'instant de temps d'origine de la composante i , D_i est la durée de la composante i et c_i constitue le taux de modulation logarithmique. La loi de phase logarithmique est largement rencontrée dans la nature, utilisée par les objets en mouvement (chauve souris, par exemple), grâce à leur robustesse au Doppler ;

- Loi de phase monomiale (power class) [Hla99] :

$$\psi_i(t) = 2\pi f_{0i}t + c_i t^k; t \in [t_{0i}, t_{0i} + D_i] \quad (7.3)$$

où f_{0i} est la fréquence autour de laquelle la modulation intervient, t_{0i} est l'instant de temps d'origine de la composante i , D_i est la durée de la composante i , k – l'ordre de modulation monomiale et c_i constitue le taux de modulation monomiale. Ce type de loi de phase, en raison de son caractère général, constitue un moyen efficace pour la caractérisation des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire. La figure 7.1 montre un résultat de modélisation d'une vocalise de mammifère sous-marin via les lois de phase monomiales [Ioana06].

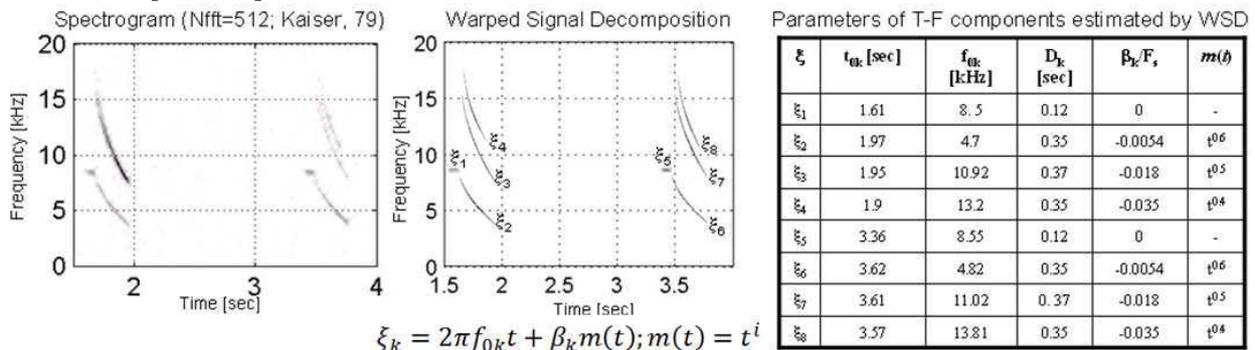


Figure 7.1. Caractérisation des vocalises de mammifères par des modulations monomiales (la méthode utilisée s'appelle WSD – Warped Signal Decomposition [Ioana06])

- Loi de phase polynomiale [Peleg91] :

$$\psi_i(t) = \sum_k a_{ik} t^k; t \in [t_{0i}, t_{0i} + D_i] \quad (7.4)$$

où $\{a_{ik}\}$ constituent les coefficients polynomiaux de la fonction $\psi_i(t)$. Cette expression correspond à des type de signaux de notoriété comme :

- les sinusoïdes : $a_1 > 0$; $a_2 = a_3 = \dots = 0$;
- les modulations linéaires de fréquence : $a_1 > 0$; $a_2 \neq 0$; $a_3 = a_4 = \dots = 0$;
- les modulations cubiques de fréquence : $a_1 > 0$; $a_2 \neq 0$; $a_3 \neq 0$;

En raison de son caractère très général, la modélisation polynomiale de la phase a attiré l'attention des nombreux chercheurs qui ont proposé, à partir du concept de la fonction d'ambiguïté à ordre supérieur (High Order Ambiguity Function) [Peleg91], une multitude des méthodes robustes pour l'estimation des coefficients polynomiaux de la phase d'un signal [Porat93], [Bar98],... Cependant, en raison de leur forme mathématique généralement non-bijective, les modulations polynomiales de phase ne peuvent pas être traitées à l'aide des opérateurs de déformation. L'outil privilégié reste la High Order Ambiguity Function (HAF) ainsi que les formes améliorées comme la Product HAF [Bar98].

Principe de la représentation par méthodes de déformation

En raison du contenu temps-fréquence non-linéaire de ces composantes, l'analyse d'un signal exprimé selon (7.1) par des méthodes temps-fréquence linéaire et/ou bi-linéaires comportera des artefacts constitués par les termes intraférence. Ces termes affectent la concentration temps-fréquence de ces distributions, comme montré par P. Flandrin [Fla93] et dérivé mathématiquement par LJ Stankovic en 1998 [Stan98].

Ainsi, la concentration d'une représentation temps-fréquence (RTF) d'un signal $s(t) = re^{j\phi(t)}$ autour de la loi de fréquence instantanée $LFI = \phi'(t)$ s'exprime mathématiquement par [LJStan02] :

$$RTF_s(t, \omega) = 2\pi r^{2q} \delta(\omega - \phi'(t)) *_\omega FT \left\{ e^{jQ(t, \tau)} \right\} \quad (7.5)$$

où :

- $Q(t, \tau)$ – la dispersion de l'énergie temps-fréquence dans le voisinage de la LFI (Q est également appelée *fonction d'étalement*);
- q – une constante ;
- FT – la transformée de Fourier ;
- τ – le retard nécessaire pour l'évaluation de la RTF.

Dans le tableau suivant [LJStan02], les expressions de la fonction Q de quatre types de représentations temps-fréquence sont présentées. Il s'agit de la transformée de Fourier à courte terme, de la distribution de Wigner-Ville, de la L-Wigner distribution [LJStan96] et de la distribution de Wigner-Ville polynomiale d'ordre 4 [Boa94].

TABLE I
SPREAD FACTOR $Q(t, \tau)$ IN SOME TIME-FREQUENCY DISTRIBUTIONS

Distribution	Definition Spread factor
STFT	$STFT(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) x(t + \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $Q(t, \tau) = \phi^{(2)}(t) \frac{\tau^2}{2!} + \phi^{(3)}(t) \frac{\tau^3}{3!} + \phi^{(4)}(t) \frac{\tau^4}{4!} + \dots$
Wigner distribution	$WD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) x(t + \frac{\tau}{2}) x^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $Q(t, \tau) = \phi^{(3)}(t) \frac{\tau^3}{2 \cdot 3!} + \phi^{(5)}(t) \frac{\tau^5}{2 \cdot 5!} + \dots$
L-Wigner distribution	$LWD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) x^L(t + \frac{\tau}{2L}) x^{*L}(t - \frac{\tau}{2L}) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $Q(t, \tau) = \phi^{(3)}(t) \frac{\tau^3}{2 \cdot 3! L^2} + \phi^{(5)}(t) \frac{\tau^5}{2 \cdot 5! L^4} + \dots$
Fourth order polynomial Wigner-Ville distribution	$PWD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) x(t + 0.675\tau) x^*(t - 0.675\tau) \times x^*(t + 0.85\tau) x(t - 0.85\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $Q(t, \tau) = -0.327\phi^{(5)}(t) \frac{\tau^5}{5!} - 0.386\phi^{(7)}(t) \frac{\tau^7}{7!} + \dots$

Figure 7.2. La définition du Spread factor pour quelques distributions classiques (d'après [LJStan02])

Une RTF présente une meilleure concentration autour de la LFI si les termes dominants de $Q(t, \tau)$ sont considérablement faibles. Nous pouvons le constater sur ce tableau. La fonction $Q(t, \tau)$ de la distribution de Wigner-Ville (DWV) a un terme dominant d'ordre 3 alors que celui de la STFT (Short-Time Fourier Transform) est d'ordre 2, et, en plus, les atténuations des coefficients de la fonction $Q(t, \tau)$ de la DWV est supérieure à celle correspondante à la STFT. Ceci explique pourquoi la DWV fournit une meilleure concentration que la STFT, dans le cas d'une seule composante. Les deux autres distributions (L-Wigner et la distribution de Wigner-Ville polynomiale d'ordre 4) présentent des termes d'intrafrérence plus faibles, ce qui montrent leur intérêt pour la représentation des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire.

La maximisation de la concentration des distributions temps-fréquence, appliquées aux signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire, constitue un élément clé pour assurer une bonne représentation de ce type de signaux. Dans mes travaux, deux classes d'approches ont été investiguées. La première, illustrée dans la suite de ce sous-chapitre, repose sur la famille des opérateurs de déformation. La deuxième consiste à minimiser la fonction Q en utilisant les distributions à temps complexe qui seront présentées dans le paragraphe 7.2.

La famille des opérateurs unitaires de déformation temporelle, introduits dans [Bar95], permettent de modéliser n'importe quel retard de groupe possédant une loi de modulation bijective [ASP95], [Hla99]. Le principe associé à ces opérateurs est d'appliquer une succession d'opérations de compression et de décompression temporelles permettant une stationnarisation de la loi de phase des signaux traités. La définition mathématique des opérateurs unitaires de déformation temporelle est :

Soit $x(t) \in L^2(R)$ un signal à énergie finie et soit :

$$\left\{ \mathbf{W} \left| w(t) \in C^1, \dot{w}(t) > 0; x(t) \longrightarrow \mathbf{W}x(t) = \left| \frac{dw(t)}{dt} \right|^{1/2} x(w(t)) \right. \right\} \quad (7.6)$$

Les opérateurs de déformation font l'objet d'un grand intérêt dans le domaine du traitement du signal et de l'analyse temps-fréquence. Plus spécifiquement, les opérateurs de déformation permettent, par exemple, de transformer un signal modulé non linéairement en fréquence en un signal à bande étroite équivalent. Soit $x(t)$ un signal modulé en fréquence de la forme $x(t) = \exp(j2\pi f_0 \varphi(t))$ où $\varphi(t)$ est une fonction continue et inversible. En choisissant comme fonction de déformation

$$w(t) = \varphi^{-1}(t) \quad (7.7)$$

et en appliquant à $x(t)$ l'opérateur de déformation correspondant on obtient :

$$\mathbf{W}x(t) = \left| \frac{d\varphi^{-1}(t)}{dt} \right|^{1/2} \exp(j2\pi f_0 t) \quad (7.8)$$

où le signal $\mathbf{W}x(t)$ est un signal harmonique pur. La transformée de Fourier de (7.8) est donnée par :

$$\left(\mathbf{F} \mathbf{W}x \right)(f) = \left(\mathbf{F} \left| \frac{d\varphi^{-1}(t)}{dt} \right|^{1/2} \right)(f) * \delta(f - f_0) \quad (7.9)$$

où \mathbf{F} représente l'opérateur de Fourier, $*$ l'opérateur de convolution et δ l'impulsion de Dirac

Afin d'éliminer l'influence du terme $\left(\mathbf{F} \left| \frac{d\varphi^{-1}(t)}{dt} \right|^{1/2} \right)(f)$, nous pouvons utiliser la version

non-unitaire des opérateurs de déformation :

$$\left\{ \mathbf{W} \left| w(t) \in C^1, \dot{w}(t) > 0; x(t) \longrightarrow \mathbf{W}x(t) = x(w(t)) \right. \right\} \quad (7.10)$$

qui produira la stationarisation du contenu temps-fréquence du signal considéré. Cette propriété est très importante dans le contexte de la modélisation paramétrique des modulations non-linéaires car ceci revient à estimer, dans le domaine du signal déformé, des composantes monochromatiques.

Les fonctions $w(x) = e^x$ [APS95] et $w(x) = |x|^k \operatorname{sgn}(x)$, $k \neq 0$ [Hla99] constituent des exemples de déformations utiles qui ont été largement utilisées dans la pratique. Elles sont définies pour des fonctions ayant une forme analytique et qui admet l'inversion. Mais, dans la plupart des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire, les fonctions caractérisant les structures temps-fréquence non-linéaires n'ont pas des formes analytiques et elles ne sont pas forcément inversibles. Ces aspects restreignent l'utilisation des techniques de déformation pour des structures temps-fréquence arbitraires (pas forcément caractérisées par des fonctions analytiques et, de plus, inversibles) et nous nous sommes intéressés à apporter des solutions.

7.2. Contributions

7.2.1. Discrétisation des opérateurs de déformation

Comme suggéré par la définition des opérateurs de déformation (7.6), la déformation de l'axe de temps ou de fréquence d'un signal se fait à travers le calcul des échantillons du signal de départ pour des coordonnées données par la fonction $w(t)$. Cette opération, assez simple à imaginer mathématiquement, est assez complexe dans le cas des signaux numérisés (cas discret). Principalement, trois aspects doivent être pris en compte. Le premier repose sur le fait que la variation non-linéaire d'une composante temps-fréquence, de manière générale, ne peut pas être modélisée par une fonction analytique, comme requis pour la définition de l'opérateur de déformation. Le deuxième aspect est lié à la discrétisation car l'application de l'opérateur de déformation (expression (7.6)) consiste à calculer les valeurs du signal à

des instants de temps mathématiquement réels (selon la variation $w(t)$) mais que nous devons approximer pour le cas discret où les coordonnées temporelles sont des multiples de la période d'échantillonnage (des entiers). Enfin, le troisième aspect est lié au caractère pas forcément bijectif de la loi de variation temps-fréquence, ce qui ne garantit pas l'inversibilité nécessaire à la définition de $w(t)$.

Ces trois aspects ont été pris en compte dans nos travaux et nos contributions constituent des solutions potentielles. Ces contributions s'articulent autour de la discrétisation des opérateurs warping que nous avons mise en place et étudiée lors de nos travaux.

Le point de départ est constitué par la définition des opérateurs de déformation en temps discret dont l'effet sur le signal discret $x[n]$ est donnée par :

$$(\mathbf{W}x[n])[m] = x_w[m] = x\left(w_d\left(\frac{m}{M-1}\right)(N-1)T\right), \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (7.11)$$

où T représente la période d'échantillonnage, M – le nombre de points du signal x , $w_d(u)$ est la version normalisée de la fonction de déformation $w(t)$ définie par :

$$w_d : [0,1] \rightarrow [0,1] \in C^1 \left| \begin{array}{l} w_d(0) = 0, w_d(1) = 1, dw_d(u)/du \geq 0; \\ w_d(u) = \frac{w((N-1)Tu)}{w((N-1)T)} \end{array} \right. \quad (7.12)$$

Comme indiqué par (7.11), le calcul de la séquence discrète déformée nécessite la valeur du signal x aux instants $w_d\left(\frac{m}{M-1}\right)(N-1)T$ qui ne sont pas des valeurs entières. La solution repose donc sur le calcul de l'opérateur de déformation discret en utilisant la théorie de l'interpolation. Une idée naturelle consiste à utiliser l'interpolateur sinus cardinal qui, pour un signal à bande limitée, permet, selon la théorie de Shanon, de reconstruire parfaitement un signal continu à partir de ces échantillons. En pratique, cette méthode est difficilement applicable car le sinus cardinal est une fonction à support spectral infini et un nombre important de points devrait être pris en compte. Une autre limitation, spécifique à cet interpolateur, apparaît dans le contexte des signaux pas strictement à bande limitée. Dans ce cas, l'interpolateur sinus cardinal introduit des oscillations dues à l'effet de Gibbs [Gib99].

Afin de pàler à ces limites, nous nous sommes orientés vers des nouveaux interpolateurs, le point de départ étant la projection d'un signal dans un *espace linéaire invariant par translation* [Mei02]. Cet espace est défini par le noyau $\varphi(t)$ tel que $V_\varphi = \text{span}(\{\varphi(t - kT), k \in \mathbf{Z}\})$. Dans cet espace, un signal $x(t) \in V_\varphi$ s'exprime par [TBU00] :

$$x(t) = \sum_n c[n]\varphi(t - nT) \quad (7.13)$$

Après l'analyse des plusieurs interpolateurs, nous nous sommes placés dans le contexte de l'*interpolation exacte* pour lequel $x(nT) = x[n]$. En utilisant ce concept, le signal $x(t)$ s'exprime selon :

$$x(t) = \sum_{n=0}^N x[n]\varphi_{\text{int}}(t - nT) \quad (7.14)$$

où le noyau $\varphi_{\text{int}}(t)$ est donné par :

$$\varphi_{\text{int}}(t) = \sum_k p[k]\varphi(t - kT) \quad (7.15)$$

La condition d'interpolation exacte est vérifiée si et seulement si :

$$\varphi_{\text{int}}(nT) = \begin{cases} 1, & \text{si } n = 0 \\ 0 & \text{si } n \in \mathbf{Z} - \{0\} \end{cases} \quad (7.16)$$

Le choix du noyau d'interpolation repose sur l'*a priori* quant à la nature du signal $x(t)$. Un exemple est celui du sinus cardinal utilisé pour toutes les fonctions à bande limitée. Toutefois, différents noyaux d'interpolation peuvent être envisagés pour cette tâche. En guise d'exemple, on peut citer la classe d'interpolateurs de type sinus cardinal fenêtré [Wol90], la classe des Spline cardinales [TBU00] ou la classe des interpolateurs à support temporel minimal [BTU98]. Dans ce cadre, nous avons effectué

plusieurs séries de tests afin de retrouver, de façon objective, les performances des différentes techniques d'interpolation possible. Nous avons ainsi montré que les fonctions Spline d'ordre élevé correspondent au choix optimal en termes de performances d'interpolation nécessaire pour le calcul de l'opérateur de déformation directe. Avec ces procédures d'interpolation, la méthodologie générale de déformation temporelle repose sur l'échantillonnage irrégulier de la forme interpolée du signal (7.14)

$$x_w[m] = \sum_{n=0}^N x[n] \varphi_{\text{int}}(w_d(m) - nT) \quad (7.17)$$

où $w_d(m)$ est l'opérateur de déformation (7.12).

Cette méthodologie apporte une solution efficace à la difficulté engendrée par le warping, à savoir, le besoin de calcul du signal dans des points sur lesquels il n'est pas défini. Nous avons montré qu'en utilisant des interpolateurs puissants, nous pouvons, non seulement avoir des erreurs d'interpolations très faibles (voir l'exemple de la fin de ce paragraphe) mais également réaliser le warping pour des fonctions de déformations pas nécessairement analytiques.

Avec la déformation temporelle, le contenu temps-fréquence du signal est modifié, ce qui nous permet de représenter différemment le signal. Une déformation très utile est la *stationarisation* du contenu temps-fréquence des signaux, qui consiste à transformer un signal caractérisé par une loi de fréquence instantanée non-linéaire en un signal sinusoïdal, caractérisé par une raie dans le plan temps-fréquence. Ce type de représentation permet d'utiliser des filtres de type bande étroite, par exemple, afin d'extraire le signal d'intérêt. Une fois le filtrage effectué (voir le paragraphe dédié au filtrage temps-fréquence), il est souvent nécessaire de revenir dans le domaine d'origine pour une représentation plus adéquate ou la suite de l'analyse, dans le cas des signaux à plusieurs composantes. Cette opération nécessite la mise en place de l'*opérateur de déformation inverse*, ce qui revient à retrouver, à partir des échantillons $x_w[m]$, les échantillons $x[n]$ vérifiant (7.17). La résolution directe du problème de reconstruction d'un signal à échantillonnage non-uniforme est considéré une opération complexe en raison de la convergence des séries infinies ainsi que de l'instabilité algorithmique liée au mauvais conditionnement du problème.

Afin de résoudre ce problème nous avons proposé un algorithme itératif qui fournit des excellents résultats en termes de convergence ainsi que d'erreur de reconstruction. Il part de l'algorithme proposé en [AG01] et repose sur une procédure itérative, définie comme suit. Soit $\varphi(\cdot)$ un noyau dans l'espace invariant V_φ vérifiant

$$\begin{aligned} \sum_n \sup_{t \in [0,1]} |\varphi(t-n)| < \infty, \quad \forall n \in Z, t \in R, \\ \varphi(t) \Big|_{t=nT} = \delta_{n,0}, \quad \forall n \in Z, t \in R \end{aligned} \quad (7.18)$$

et avec $X = \{n_m | n_m = (N-1)w_d(m)\}$, $m = 0, \dots, M-1$ un ensemble d'échantillonnage stable en V_φ . Par définition, un ensemble d'échantillonnage est *stable* si la distance maximale entre deux échantillons n_m et n_{m+1} est suffisamment petit. Dans le contexte de la déformation d'un signal, nous avons montré que, pour assurer la stabilité de l'ensemble d'échantillonnage, la distance maximale entre deux échantillons doit respecter la condition [Jarrot07] :

$$\sup_m |n_{m+1} - n_m| \leq \sup_{t \in [0,1]} \frac{dw_d(t)}{dt} \cdot \frac{2(N-1)}{M-1} \quad (7.19)$$

où N est le nombre d'échantillons du signal en temps et M est le nombre d'échantillons du signal déformé.

Sous ces conditions, les échantillons uniformément répartis du signal $x[n]$, $n = 0, \dots, N-1$ peuvent être reconstruits de l'ensemble d'échantillons du signal warpé, $\{x_w[m]\}$, en utilisant l'algorithme itératif suivant [Jarrot07] :

- Initialisation :

$$\begin{aligned} x^{(0)}[n] &= x_w[k], \quad k = \arg \min_m \{n - n_m\} \\ x_w^{(0)}[m] &= \sum_{n=0}^{N-1} x^{(0)}[n] \varphi(n_m - n) \end{aligned} \quad (7.20)$$

- Jusqu'à $\|x^{(p)} - x^{(p-1)}\|_2 < \varepsilon$ effectuer :

$$\Delta x^{(p)}[m] = x_w[k] - x_w^{(p-1)}[k], k = \arg \min_m \{|n - n_m|\} \quad (7.21)$$

$$x^{(p)}[n] = x^{(p-1)}[n] + \Delta x^{(p)}[n] \quad (7.22)$$

$$x_w^{(p)}[m] = \sum_{n=0}^{N-1} x^{(p)}[n] \varphi(n_m - n) \quad (7.23)$$

La procédure itérative consiste à calculer l'échantillon n du signal *unwarped* x en utilisant un terme de correction $\Delta x^{(p)}$ (7.22). Ce terme est calculé comme la différence, pour un échantillon donné, entre le signal déformé de départ et le signal déformé à partir du signal reconstruit à l'itération i (7.21) et (7.22). L'algorithme est itéré jusqu'à ce que le changement d'une itération à l'autre soit inférieur à une valeur ε .

L'implémentation des opérateurs direct et inverse de déformation en utilisant des interpolateurs puissants et cet algorithme itératif permettent de générer des nouveaux espaces de représentation adéquats aux signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire. La figure suivante présente un exemple d'application des opérateurs direct et inverse de déformation ainsi que l'erreur de reconstruction. Nous considérons l'espace invariant par la translation généré par le noyau suivant :

$$\varphi^a(t) = \text{sinc}(t) \cos\left(\frac{\pi}{2a}\right)^2 \prod_{[-a,a]}(t) \quad (7.24)$$

où la fonction $\prod_{[-a,a]}(t) = 1, t < |a|, 0$ ailleurs. La fonction $\varphi^a(t)$ peut être vue comme une approximation de la fonction *sinc* au sens où $\lim_{a \rightarrow \infty} \varphi^a(t) = \text{sinc}(t)$. Ce noyau appartient à la classe des interpolateurs *sinc* fenêtrés et ils sont préférables en raison de leur support compact et la réduction des erreurs d'interpolation.

Dans notre exemple, nous considérons, comme signal original, un signal cosinus défini par $x[n] = \cos(2\pi 50n/N); n = 0, \dots, N-1 (N = 200)$ - figure 7.3.a. Le spectrogramme de ce signal est illustré sur la figure 7.3.b. L'opérateur discret de déformation temporelle est défini par la fonction warping suivante $w_d(t) = t + 0.04 \sin(4\pi t)$. Le signal déformé $x_w[m], m = 0, \dots, 319$ est obtenu avec $\varphi^5(t)$ en utilisant (7.17). Le signal déformé ainsi que son spectrogramme sont présentés sur la figure 7.3. La reconstruction s'effectue avec la fonction warping inverse, en 45 itérations, et l'erreur de reconstruction est illustré sur la figure 7.3.e. Grâce à l'algorithme de déformation inverse, l'erreur de reconstruction est très faible, proche de la limite de précision de Matlab.

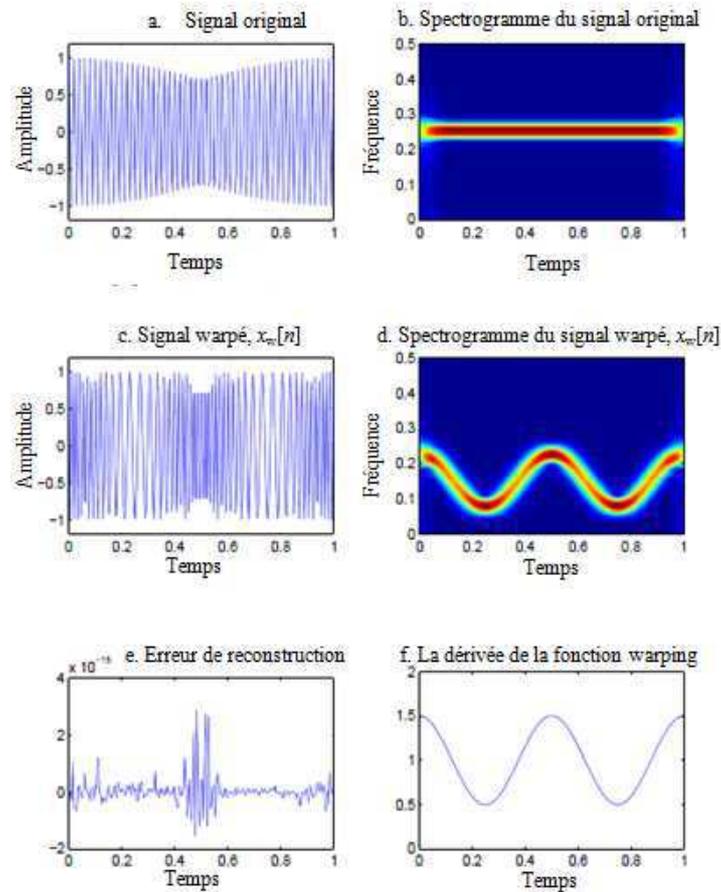


Figure 7.3. Illustration des opérations directe et inverse de déformation

En conclusion, les algorithmes de déformation directe et inverse s'appuient sur des techniques numériques puissantes garantissant des bonnes performances en termes de précision. De plus, ces algorithmes s'appliquent pour des lois de déformation arbitraires car, dans le calcul des signaux déformé et reconstruit, **un nombre fini** de points de la fonction de déformation est nécessaire (voir les formules mathématiques ci-dessus). Ceci constitue le point différenciateur des méthodes de déformation rencontrées dans la littérature qui nécessitaient la connaissance de la forme analytique de la fonction de déformation.

7.2.2. Généralisation pour toute forme de loi de phase

Comme illustré dans le paragraphe précédent, notre implémentation discrète de l'opérateur de déformation, directe et inverse, ne nécessite qu'un nombre fini de valeurs de la fonction de déformation, w_d , ce qui permet la définition des opérateurs de déformation pour des fonctions de déformation pas nécessairement analytiques. Ceci est un point très important car il permet, par exemple, de stationnariser n'importe quelle forme temps-fréquence. En effet, dans la plupart des applications d'opérateurs de déformations, l'objectif est de linéariser ou de stationnariser le contenu temps-fréquence d'un signal afin de valider l'utilisation du large panel des méthodes d'analyse appropriées aux structures temps-fréquence linéaires [Fla93], [Bar95], [APS95], [APS00],... Or, mathématiquement, cet objectif impose à ce que la phase instantanée du signal soit une fonction inversible analytiquement de façon à pouvoir définir la fonction de déformation à travers (7.7). Ceci restreint considérablement l'application des opérateurs de déformation uniquement aux lois de phase instantanée simples et ayant une forme analytique.

La solution que nous avons proposée repose sur la manière de calcul de la fonction de déformation (voir le paragraphe précédent) qui nécessite un nombre fini de points. Soit une loi de phase instantanée arbitraire, $\varphi(t)$ et un ensemble fini des points $\{\varphi(t_k)\}_{k=1,\dots,L}$. La fonction de déformation discrète, $w_d(t)$, qui stationnarise le signal, sera définie telle que :

$$\varphi(w_d(t_k)) = w_d(\varphi(t_k)) = t_k; k = 1, \dots, L \quad (7.25)$$

Afin de trouver la solution de cette équation, nous procédons à une recherche locale, en divisant le signal en L segments $[I_k, I_{k+1}]$ (figure 7.4). Cette segmentation est faite de manière à assurer la monotonie de la fonction $\varphi(t)$ sur chaque intervalle, ce qui garantit l'existence de sa réciproque (ou inverse) sur cet intervalle. La recherche de la fonction inverse locale se fait par une approche locale itérative qui consiste à trouver la solution locale de l'équation (7.25). Cette approche commence, pour l'intervalle $[I_k, I_{k+1}]$, par l'initialisation de la valeur recherchée, $w_k = w_d(t_k)$, comme étant le centre de l'intervalle :

$$w_k^{(0)} = \frac{1}{2}(I_k + I_{k+1}) \quad (7.26)$$

Par la suite, à chaque itération p , la solution locale w_k est calculée par la relation suivante :

$$w_k^{(p)} = w_k^{(p-1)} - \text{sgn}(\varphi(w_k^{(p-1)}) - t_k) \frac{I_{k+1} - I_k}{2^{p+1}} \quad (7.27)$$

où « sgn » est la fonction signe. La recherche de la solution locale consiste, comme montré par cette expression, à calculer, de plus en plus finement, l'intervalle d'appartenance de la solution de l'équation (7.25). La procédure itérative s'achève lorsque le changement d'une itération à l'autre est insignifiante, soit $|w_k^{(p+1)} - w_k^{(p)}| < \varepsilon$.

La figure 7.4 présente cette procédure pour un signal défini par :

$$s(t) = \exp j\varphi(t) = \exp j2\pi[0.15t + 2 \sin(2\pi 0.008t)] \quad (7.28)$$

La représentation temps-fréquence de ce signal est illustrée sur la figure 7.4.b et la loi de phase sur la figure 7.4.a

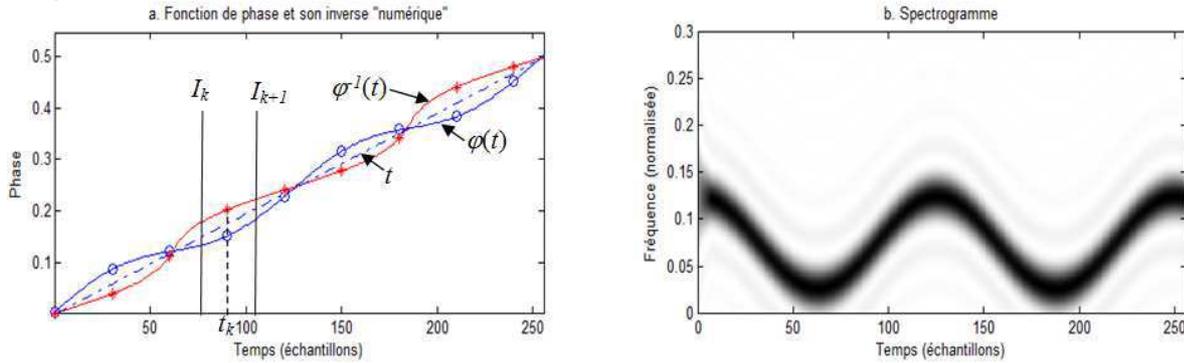


Figure 7.4. Définition de l'inverse d'une fonction de phase par approche locale

En utilisant la procédure définie par (7.27), nous obtenons la fonction de déformation qui est à utiliser pour le warping de ce signal.

En conclusion, cette méthodologie très simple et robuste permet de définir les opérateurs warping de stationnarisation indépendamment du type de loi de phase considérée.

7.2.3. Filtrage des composantes temps-fréquence non-linéaires

Les opérateurs de déformation discutés dans le paragraphe antérieur permettent, par exemple, de transformer un signal avec un contenu temps-fréquence non-linéaire en un signal stationnaire. Dans ce nouvel espace de représentation, l'application de la théorie des filtres classiques devient envisageable permettant de séparer les composantes d'intérêt. Ce concept, proposé par Baraniuk [Bar95], est matérialisé dans nos travaux par le biais des opérateurs de déformation définis pour des formes temps-fréquence arbitraires. Avec ces opérateurs, le filtrage des composantes temps-fréquence est défini sur la figure 7.5, dans le domaine fréquentiel et temporel [Jarot06], [Jarrot07]. Comme nous pouvons le constater, indépendamment du domaine dans lequel le filtrage est physiquement appliqué, nous faisons appel aux opérateurs de déformation directe, \mathbf{W} et inverse, \mathbf{W}^{-1} qui ont pour objectif de stationnariser et, respectivement, de remettre les signaux dans les bonnes coordonnées temporelles.

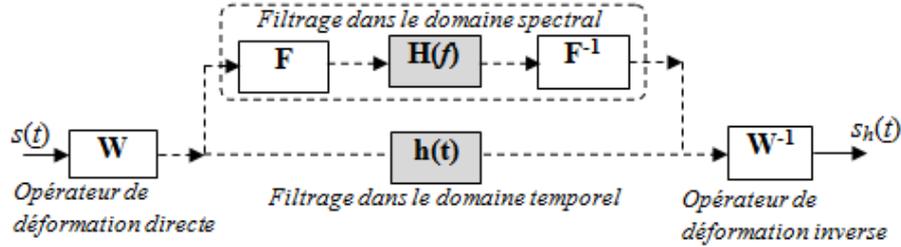


Figure 7.5. Définition du filtrage dans le domaine déformé

De manière générale, supposons un signal $s(t)$ composé de N composantes :

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) = \sum_{i=1}^N A_i \exp j(\varphi_{0i} + \varphi_i(t)) \quad (7.29)$$

où A_i , φ_{0i} sont, respectivement, l'amplitude et la phase instantanée de la composante i et $\varphi_i(t)$ est la phase instantanée de la composante i . Si nous nous proposons d'extraire la composante k , la loi de phase $\varphi_k(t)$ sert à concevoir l'opérateur de déformation W_k qui stationnarisera cette composante :

$$W_k s(t) = A_k \exp j(\varphi_{0k} + 2\pi c_k t) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N W_k s_i(t) \quad (7.30)$$

où c_k est une fréquence de référence qu'on introduit dans l'opérateur de déformation afin d'avoir des variations spectrales entre 0 et 0.5 de la fréquence d'échantillonnage. Comme (7.30) montre, le signal déformé par W_k est composé d'une composante stationnaire, k , et d'une somme des composantes à contenus temps-fréquence arbitraires. Ce signal représente une nouvelle représentation du signal de départ, s , qui facilite l'extraction de la composante d'intérêt s_k . Afin d'extraire physiquement cette composante, nous pouvons utiliser un filtre passe bande défini autour de c_k qui sera efficace, grâce à cette nouvelle représentation, pour l'extraction de la composante s_k . Une fois cette composante extraite, nous pouvons revenir dans le domaine original à l'aide de l'opérateur inverse de déformation.

Nous illustrons cette méthodologie générale de filtrage temps-fréquence dans le contexte de la séparation de deux modulations de fréquence sinusoïdales temps-fréquence très proches et qui composent le signal de test suivant :

$$\begin{aligned} s[n] &= s_1[n] + s_2[n] \\ s_1[n] &= \exp(j2\pi(5 \cos(0.01n) + 0.1n)) \\ s_2[n] &= \exp(j2\pi(5 \cos(0.01n) + 0.115n)) \end{aligned} \quad (7.31)$$

où $n=0, \dots, 2000$. Le spectrogramme du signal $s[n]$ est illustré sur la figure 7.6.a. Nous constatons qu'en raison de la proximité des composantes, le spectrogramme ne permet pas de distinguer clairement les deux composantes et, encore moins, de pouvoir les séparer.

Une solution repose sur la construction de l'opérateur de déformation qui permet de représenter ces signaux de façon disjointe, afin de faciliter leur séparation. Pour le signal s , l'opérateur de déformation est défini comme l'inverse de la fonction analytique

$$\varphi(n) = 5 \cos(0.01n) + 0.11n \quad (7.32)$$

qui passe d'ailleurs par la courbe des maxima locaux du spectrogramme. En effet, cette courbe aurait suffi pour la mise en place des algorithmes de calcul de l'opérateur warping définis ci-dessus. Avec l'opérateur warping défini par W : $w(n) = \varphi^{-1}(n)$, le spectre du signal déformé constitue un espace de représentation approprié à la séparation des composantes car les contenus spectraux des deux signaux est, dans cet espace de représentation, disjoint (figure 7.6.b). En appliquant, respectivement, un filtre passe bas et un filtre passe haut avec une fréquence de coupure autour de 0.07 de la fréquence normalisée, nous pouvons isoler physiquement les deux composantes, s_1 (figure 7.6.c) et s_2 (figure 7.6.d).

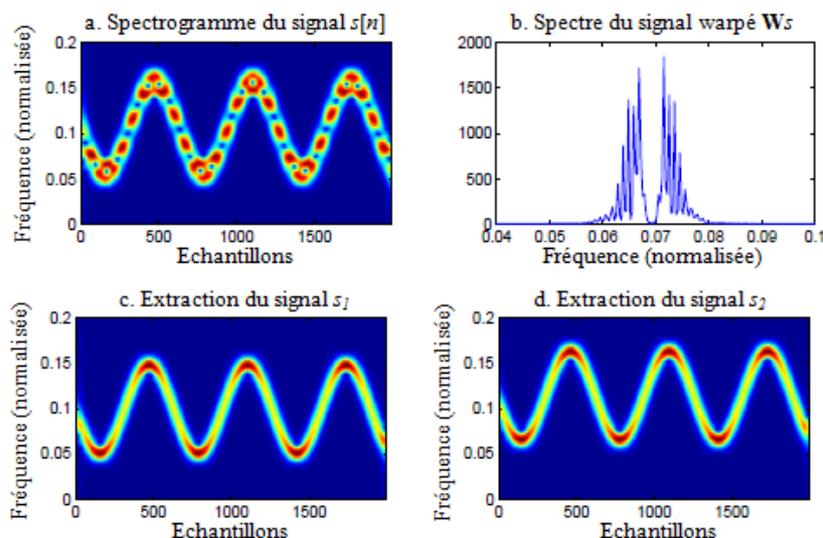


Figure 7.6. Illustration du filtrage temps-fréquence à l'aide des opérateurs de déformation

Une fois le filtrage dans le domaine warpé effectué nous pouvons revenir dans le domaine d'origine par la déformation inverse. Sur les figures 7.6.c et d, nous constatons, sur les spectrogrammes des signaux extraits, l'absence des termes d'interférence ce qui indique un bon filtrage des deux composantes du signal.

Cet exemple montre l'intérêt des opérateurs warping pour la séparation des composantes temps-fréquence non-linéaires d'un signal. Comme nous allons le présenter par la suite, le filtrage basé sur les opérateurs de déformation est un élément important utilisé dans les différentes approches de modélisations physiques abordées dans mes travaux.

7.3. Bilan

Dans le contexte de la construction des opérateurs warping, les contributions majeures de nos travaux portent sur la généralisation du principe de déformation (warping) aux cas des structures temps-fréquence non-linéaires arbitraires. L'idée principale est de construire ces opérateurs en partant de la théorie de l'échantillonnage irrégulier et en proposant des interpolateurs puissants pour exprimer avec précision le signal déformé et reconstruit. Nous avons traité explicitement le cas discret et nous avons montré qu'il est possible de construire les opérateurs warping en prenant en compte un nombre fini des points de la loi de déformation. Ceci nous a permis de généraliser le warping pour des lois de déformation arbitraires. Nous avons ainsi proposé, à l'aide des opérateurs warping, une méthodologie générale pour le filtrage des composantes temps-fréquence non-linéaires qui repose sur l'application de l'opérateur warping de manière à stationnariser la composante (ou les composantes à extraire). Par la suite, des filtres conventionnels sont appliqués pour extraire ces composantes et le warping inverse permet de revenir dans le domaine d'origine.

Un autre intérêt pour la méthodologie de déformation proposée est son application directe sur les échantillons du signal. S'agissant essentiellement des opérateurs de traitement mono-dimensionnels, le traitement des signaux de taille importante est tout à fait envisageable.

7.4. Perspectives

Dans les travaux concernant les opérateurs de déformation nous avons quantifié les erreurs numériques qui apparaissent lors du passage d'un espace de représentation à un autre. Nous avons vu l'importance des fonctions d'interpolation ainsi que du nombre d'itération du warping inverse [Jarrot07]. Ainsi, un premier axe de recherche sera l'étude d'interpolateurs plus performants qui permettront d'améliorer davantage la précision des opérateurs de déformation directe et inverse. Une idée serait l'analyse, dans le contexte des opérateurs warping, des concepts liés au Compressive Sensing et qui permettra l'adaptation de la construction des opérateurs warping aux données analysées.

Un autre axe de recherche sera articulé autour de la définition de la loi de déformation. Nous avons vu que la mise en place des opérateurs warping nécessite la connaissance de cette loi et cela se fait en fonction de l'espace de représentation souhaité et pour lequel l'opérateur warping est construit. Deux orientations sont alors envisageables. La première consiste à estimer le contenu temps-fréquence du signal analysé et utiliser cette estimation pour la construction des opérateurs warping. Cette orientation pourrait faire appel aux techniques d'estimation temps-fréquence existantes; la partie 3 de ce mémoire présentera nos contributions dans ce sens ainsi que les perspectives à suivre. La deuxième orientation consiste à utiliser les aspects physiques liés à l'application afin de concevoir les opérateurs warping associés aux signaux. Ce volet sera illustré dans la suite de cette partie.

Enfin, un autre axe de recherche est lié aux objectifs d'utilisation des opérateurs warping. Dans les travaux sur les opérateurs warping que nous avons effectués, la loi déformation a pour unique objectif la stationarisation du contenu temps-fréquence. Ainsi, d'autres applications des opérateurs warping peuvent être envisagées, comme, par exemple, la réduction de l'ordre polynomial de la phase d'un signal [Ioana05]. La définition des nouveaux espaces de représentation, motivée par le contexte applicatif, conduira à des opérateurs de déformation arbitraires qui s'appuieront sur les méthodes de déformation synthétisées dans ce paragraphe.

CHAPITRE 8 : Distributions à temps complexe et méthodes robustes

Cet axe de recherche a été développé, depuis 2004, en collaboration avec l'équipe temps-fréquence de l'Université de Monténégro (TFSA – Time-Frequency Signal Analysis) dirigée par Ljubisa et Srdjan Stankovic. Cette collaboration s'est déroulée dans le cadre de plusieurs séjours scientifiques dans les deux sens, France et Monténégro. Il a également constitué une partie importante de la thèse de Cédric Cornu (2003-2006) et de Bertrand Gottin (2007-2010).

Les méthodes développées dans le cadre de cet axe constituent des solutions pour la représentation des signaux à structures temps-fréquence non-linéaires. L'origine de ces travaux repose sur la définition de la distribution à temps complexe faite par Ljubisa et Srdjan Stankovic [LJStan02], au début des années 2000. L'idée était de minimiser les termes de la fonction de dispersion Q qui intervient dans la représentation temps-fréquence d'un signal à contenu temps-fréquence non-linéaire (équation 7.5 et la figure 7.2). Il a été montré qu'en prenant le moment d'ordre 4 d'un signal, avec des retards complexes, il est possible de minimiser cette fonction et de fournir une distribution bien concentrée autour de la loi de fréquence instantanée. Suite aux collaborations avec l'équipe de l'Université de Monténégro, nous avons proposé une généralisation de ce concept en prenant en compte plusieurs retards complexes, avec des bonnes performances de représentation des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire rapidement variable. Par la suite, nous nous sommes intéressés à rendre robuste ce concept ainsi que d'étendre son application à des signaux transitoires. **L'apport principal** de ces travaux s'articule autour de la définition d'un cadre générale pour la représentation, avec des artefacts (dus à la non-linéarité temps-fréquence) réduits, des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire.

Domaines d'applications : La caractérisation des composantes temps-fréquence non-linéaires, détection des composantes rapidement variables dans le plan temps-fréquence (grâce à la propriété de dérivation).

Publications : Ce travail a donné lieu à quatre papiers revue ([A8], [A12], [A13], [A18]) et six papiers conférence, sur les aspects théoriques ainsi qu'applicatifs : [C22], [C24], [C30], [C32], [C44], [C48] (*voir le chapitre 5 de la Partie I*). .

8.1. Contexte

Le concept de distribution temps-fréquence basée sur des arguments à temps complexe a été introduit en [LJStan02] comme un moyen de réduire les intraférences en comparaison avec la distribution de Wigner-Ville. Cette distribution, l'élément central de la classe de Cohen, donne lieu à des nombreuses interférences, dans un cas multicomposantes et des intraférences dues à la non-linéarité d'une structure temps-fréquence d'un signal. Récemment, ce concept a été généralisé dans un but de pouvoir représenter les dérivées d'ordre supérieur de la phase instantanée d'un signal. Afin d'introduire ce concept, considérons le signal avec une phase instantanée $\phi(t)$ arbitraire :

$$s(t) = A \cdot e^{j\phi(t)} \quad (8.1)$$

L'amplitude A est supposée constante car variant très lentement par rapport à la phase instantanée. Le cas A dépendant du temps pourrait également être considéré vu que, rigoureusement, l'effet d'une amplitude variante même lentement est tout de même « visible » sur la phase instantanée. Afin de mieux comprendre le concept de distribution à temps complexe et sa généralisation appliquée sur un signal comme défini par (8.1), il est intéressant de présenter la distribution de Wigner Ville différemment qu'avec juste sa définition, mais en analysant de manière appropriée son moment et ses termes de retard associés.

a) Distribution de Wigner Ville

La distribution de Wigner Ville (WVD) d'un signal $s(t)$ peut être définie sous la forme suivante :

$$WVD(t, \omega) = \mathbf{F} \left[\underbrace{s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)}_{M_{wv}(t, \tau)} \right] \quad (8.2)$$

Ceci correspond à la transformée de Fourier, par rapport à la variable de retard τ d'un moment d'ordre supérieur noté $M_{wv}(t, \tau)$. Comme illustré par la figure 8.1, ce moment est calculé à partir de deux coefficients de retard pris sur l'axe réel.

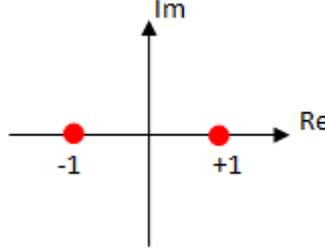


Figure 8.1. Coefficients de retard pris sur l'axe réel et utilisés pour le calcul de la Distribution de Wigner Ville

Pour un signal défini par (8.1), l'expression du moment devient :

$$M_{wv}(t, \tau) = e^{j\left[\phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) - \phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right]} \quad (8.3)$$

Afin de faire ressortir les termes de dérivées de phase, un développement en série de Taylor sur la loi de phase du signal est appliqué :

$$\begin{aligned} \phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) &= +\phi'(t)\frac{\tau}{2^1 1!} + \phi^{(2)}(t)\frac{\tau^2}{2^2 2!} + \phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^3 3!} + \dots \\ \phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right) &= -\phi'(t)\frac{\tau}{2^1 1!} + \phi^{(2)}(t)\frac{\tau^2}{2^2 2!} - \phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^3 3!} + \dots \end{aligned} \quad (8.4)$$

En utilisant ces résultats de développement, l'expression (8.3) devient :

$$M_{wv}(t, \tau) = e^{j\phi'(t)\tau} \times e^{j\left[\phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^2 3!} + \phi^{(5)}(t)\frac{\tau^5}{2^4 5!} + \dots\right]} \quad (8.5)$$

En substituant l'expression (8.5) dans l'équation (8.2), on obtient une nouvelle expression analytique de la distribution de Wigner Ville :

$$WVD(t, \omega) = \delta(\omega - \phi'(t)) *_{\omega} \mathbf{F} \left[e^{jQ_{wv}(t, \tau)} \right] \quad (8.6)$$

Cette nouvelle expression présente la WVD comme une représentation concentrée de la loi de fréquence instantanée ($\phi'(t)$), mais subissant une convolution, sur la variable fréquentielle, par un facteur d'étalement temps-fréquence. La distribution obtenue n'est donc pas parfaitement concentrée autour de la loi de fréquence instantanée (LFI) théorique mais plus ou moins étalée et provoquant par conséquent des intraférences pour une structure temps-fréquence non linéaire. Le terme Q_{wv} est appelé fonction d'étalement. Il est composé d'une somme de différents ordres de dérivées de la phase instantanée et est défini comme suit :

$$Q_{wv}(t, \tau) = \phi^{(3)}(t)\frac{\tau^3}{2^2 3!} + \phi^{(5)}(t)\frac{\tau^5}{2^4 5!} + \phi^{(7)}(t)\frac{\tau^7}{2^6 7!} + \dots \quad (8.7)$$

En analysant cette expression, nous comprenons bien que la concentration obtenue par la DWV pour un chirp (i.e modulation linéaire de fréquence ayant donc une loi de phase polynomiale d'ordre 2) est optimale dans la mesure où tous les termes de phase composant Q_{wv} seront nuls. Pour des signaux à structures temps-fréquence non-linéaires, nous comprenons, à travers (8.7), l'apparition des termes

d'intraférence. Une représentation plus concentrée des structures temps-fréquence non-linéaires peut se construire par la minimisation de la fonction d'étalement. Ceci a été le point de départ des travaux de Ljubisa Stankovic et qui a conduit à la première version de distribution à temps complexe.

b) Distribution à Temps Complexe

La Distribution à Temps Complexe (Complex Time Distribution) d'un signal $s(t)$ est définie selon [LJStan02] :

$$CTD(t, \omega) = \mathbf{F} \left[\underbrace{s\left(t + \frac{\tau}{4}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{4}\right) s^{-j}\left(t + j\frac{\tau}{4}\right) s^j\left(t - j\frac{\tau}{4}\right)}_{M_{CTD}(t, \tau)} \right] \quad (8.8)$$

Elle correspond donc à la transformée de Fourier, par rapport à la variable de retard τ , d'un moment d'ordre supérieur noté $M_{CTD}(t, \tau)$. Comme illustré par la figure 8.2, ce moment est d'ordre 4 et calculé à partir de 2 coefficients de retard pris sur l'axe réel et les 2 autres sur l'axe imaginaire, d'où le concept d'«arguments à temps complexe».

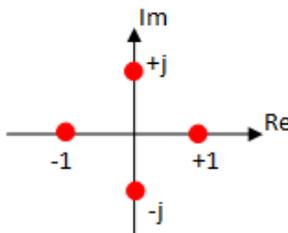


Figure 8.2. Coefficients de retard pris sur l'axe réel et sur l'axe imaginaire

En procédant à la même analyse que pour la WVD, on aboutit à une nouvelle expression de la CTD, similaire à (8.6). La fonction d'étalement pour la CTD devient :

$$Q_{ct}(t, \tau) = \phi^5(t) \frac{\tau^5}{4^{45}!} + \phi^{(9)}(t) \frac{\tau^9}{4^{89}!} + \phi^{(13)}(t) \frac{\tau^{13}}{4^{1213}!} + \dots \quad (8.9)$$

Ainsi, le fait de définir une distribution utilisant des arguments de retard complexes choisis de façon adaptée (+j et -j sur l'axe imaginaire) entraîne une réduction conséquente du facteur d'étalement. Le premier terme de $Q_{ct}(t, \tau)$ est d'ordre 5. On remarque que les termes de dérivées de phase d'ordre 3, 7, 11, ... sont complètement éliminés et les termes restants sont affectés de facteurs bien plus faibles, respectivement à ceux intervenant dans le cas WVD. Il est clair que la Distribution à Temps Complexe améliore la concentration de la représentation de la LFI, comparée à celle obtenue en utilisant Wigner Ville. Dans un cas de structure temps-fréquence non linéaire et à variations rapides, les intraférences se retrouvent fortement réduites. Cette idée d'utiliser des retards complexes, afin de réduire les termes de la fonction d'étalement, a été le point de départ des travaux de collaboration avec l'Université de Monténégro, qui ont démarré en 2005 et ont conduit à quelques contributions, présentées dans le paragraphe suivant.

8.2. Contributions

8.2.1. Généralisation du concept de distribution à temps complexe

La première contribution concernant les distributions à temps complexe a été la généralisation pour des contours d'intégration arbitraires permettant de concentrer la distribution autour de la $K^{\text{ème}}$ dérivée de la phase instantanée [Cornu07]. Le point de départ de cette généralisation est la formule d'intégration de Cauchy. L'utilisation de ce théorème rend possible l'implémentation de la dérivée $K^{\text{ième}}$ de la phase instantanée d'un signal en intégrant la loi de phase autour d'un contour arbitraire γ , défini dans le plan complexe :

$$\phi^{(K)}(t) = \frac{K!}{2\pi j} \oint_{\gamma} \frac{\phi(z)}{(z-t)^{K+1}} dz \quad (8.10)$$

Cette relation montre l'intérêt de se placer en Temps Complexe : la dérivée d'ordre K de la fonction de phase ϕ à l'instant t peut être calculée avec l'intégrale complexe sur le contour d'intégration γ défini, dans le plan complexe, autour de ce point. Ce résultat, issu de la théorie des fonctions complexes, peut être particulièrement intéressant dans l'étude des dérivées des signaux discontinus caractérisés généralement par des ruptures de phase.

En appliquant le théorème d'intégration de Cauchy et en considérant un cercle de centre t comme contour d'intégration (avec une variable complexe $z = t + \tau e^{j\theta}$), (8.10) devient :

$$\phi^{(K)}(t) = \frac{K!}{2\pi\tau^K} \int_0^{2\pi} \phi(t + \tau e^{j\theta}) e^{-jK\theta} d\theta \quad (8.11)$$

Comme illustré par la figure 8.3 ci-dessous, la version discrétisée d'une telle équation se définit pour $\theta = 2\pi p/N$, $p = 0, \dots, N-1$, où N est l'ordre de discrétisation du cercle.

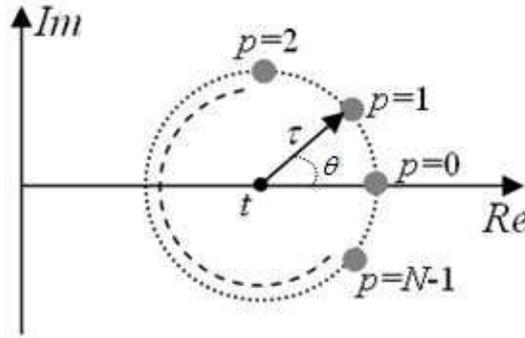


Figure 8.3. Définition d'un contour d'intégration circulaire dans le plan complexe

A partir de ces coordonnées, l'équation (8.11) devient :

$$\frac{N\tau^K}{K!} \phi^{(K)}(t) = \sum_{p=0}^{N-1} \phi\left(t + \tau e^{j\frac{2\pi p}{N}}\right) e^{-j\frac{2\pi p K}{N}} + \varepsilon \quad (8.12)$$

où ε représente l'erreur de discrétisation. Nous notons $\{\omega_{N,p}\}$ l'ensemble des racines $N^{\text{ème}}$ de l'unité, $\omega_{N,p} = e^{j2\pi p/N}$ et l'on rappelle que :

$$\sum_{p=0}^{N-1} \omega_{N,p}^k = \begin{cases} N & \text{si } k = i \cdot N, i \in \mathbf{Z} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (8.13)$$

Avec cette notation, (8.12) devient :

$$\phi^{(K)}(t) \frac{N\tau^K}{K!} = \sum_{p=0}^{N-1} \phi(t + \omega_{N,p}\tau) \omega_{N,p}^{N-K} + \varepsilon \quad (8.14)$$

Avec le développement de $\phi(t + \omega_{N,p}\tau)$ en série de Taylor autour de t

$$\phi(t + \omega_{N,p}\tau) = \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{\phi^{(i)}(t)}{i!} \omega_{N,p}^i \tau^i \quad (8.15)$$

et, en utilisant la propriété (8.13), l'expression (8.12) devient :

$$\sum_{p=0}^{N-1} \phi(t + \omega_{N,p}\tau) \omega_{N,p}^{N-K} = N \sum_{m=0}^{+\infty} \phi^{(Nm+K)}(t) \frac{\tau^{Nm+K}}{(Nm+K)!}$$

$$= \phi^{(K)}(t) \frac{N\tau^K}{K!} + Q(t, \tau) \quad (8.16)$$

Le terme d'erreur aura donc l'expression suivante :

$$Q(t, \tau) = -\varepsilon = \sum_{m=1}^{+\infty} \phi^{(Nm+K)}(t) \frac{\tau^{Nm+K}}{(Nm+K)!} \quad (8.17)$$

En effectuant le changement de variable :

$$\sqrt[K]{\tau \frac{K!}{N}} \rightarrow \tau \quad (8.18)$$

l'expression (8.16) devient :

$$\sum_{p=0}^{N-1} \phi(t + \omega_{N,p} \tau) \omega_{N,p}^{N-K} = \phi^{(K)}(t) \tau + Q\left(t, \sqrt[K]{\tau \frac{K!}{N}}\right) \quad (8.19)$$

Cette expression montre que la combinaison d'échantillons de la phase instantanée, $\sum_{p=0}^{N-1} \phi(t + \omega_{N,p} \tau) \omega_{N,p}^{N-K}$, ne contient que des dérivées d'ordre $Np+K$ de la phase. La première d'entre elles est la dérivée d'ordre K de $\phi(t)$ et le terme qui lui est associé est **linéaire** par rapport à τ . Afin de pouvoir exploiter cette propriété dans le cas des signaux, pour lesquels nous n'avons pas accès aux échantillons de phase mais aux échantillons temporels, nous devons pouvoir calculer, à partir de ces échantillons, la séquence $\sum_{p=0}^{N-1} \phi(t + \omega_{N,p} \tau) \omega_{N,p}^{N-K}$. Ceci est possible par la définition, pour un signal s , du « Moment Généralisé à Temps Complexe » (ou Generalized Complex Moment - GCM) comme suit :

$$\begin{aligned} GCM_N^K[s](t, \tau) &= \prod_{p=0}^{N-1} s^{\omega_{N,p}^{N-K}} \left(t + \omega_{N,p} \sqrt[K]{\tau \frac{K!}{N}} \right) \\ &= \exp[j\phi^{(K)}(t)\tau + jQ(t, \tau)] \end{aligned} \quad (8.20)$$

avec

$$Q(t, \tau) = N \sum_{r=1}^{+\infty} \phi^{(Nr+K)}(t) \frac{\tau^{\frac{Nr}{K}+1}}{(Nr+K)!} \left(\frac{K!}{N} \right)^{\frac{Nr}{K}+1} \quad (8.21)$$

Le GCM n'est rien d'autre qu'un produit de termes correspondants au signal analysé affecté d'un exposant complexe et d'un argument de retard complexe. Le terme $Q(t, \tau)$ est, comme pour la WVD et la CTD, la fonction d'étalement. L'implémentation du GCM engendre l'évaluation des échantillons de signal à des instants complexes. Cette évaluation est permise au moyen du **prolongement analytique** du signal, défini comme [Cornu07] :

$$s(t + jm) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{-2\pi m f} e^{j2\pi f t} df \quad (8.22)$$

où $S(f)$ est la transformée de Fourier du signal s .

En prenant la transformée de Fourier \mathbf{F} du GCM (7.52) par rapport à la variable de retard τ , on définit la **Distribution Généralisée à Temps Complexe (ou Generalized Complex Distribution)** :

$$\begin{aligned} GCD_N^K[s](t, \omega) &= \mathbf{F}[GCM_N^K[s](t, \tau)] = \\ &= \delta(\omega - \phi^{(K)}(t)) *_{\omega} \mathbf{F}[e^{jQ(t, \tau)}] \end{aligned} \quad (8.23)$$

La GCD présente donc une concentration sur la dérivée d'ordre K de la phase instantanée ϕ d'un signal, mais va étaler cette représentation, à cause de la convolution en ω , par un facteur d'étalement. Si la fonction d'étalement $Q(t, \tau)$ est nulle (i.e si tout terme de dérivée de phase d'ordre supérieur à $N+K$ est

égal à zéro), on obtient alors une concentration optimale autour de la loi instantanée théorique que l'on veut représenter. Il est à noter que le paramètre N de la définition, correspondant au nombre de points pris sur le contour d'intégration complexe, permet de réduire le facteur d'étalement. En effet, plus N est grand et plus on réduit les termes de dérivées de phase contenus dans Q .

La généralisation du moment à temps complexe (8.20) et de la distribution associée (8.23) permet de définir des espaces de représentation mieux adaptés aux signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire. Au même temps, le concept de représentation à temps complexe (8.20) et (8.23) regroupe les représentations existantes, telles que la WVD et la CTD. Celles-ci constituent des particularisations de (8.23), comme par exemple :

- $K = 1, N = 2$ – Dans ce cas, nous obtenons le cas du moment d'ordre 2, utilisé par la distribution de Wigner-Ville :

$$GCM_2^1[s](t, \tau) = s\left(t + \frac{\tau}{2}\right)s^{-1}\left(t - \frac{\tau}{2}\right); \quad GCD_2^1[s](t, \omega) = WVD(t, \omega) = \mathbf{F}\{GCM_2^1[s](t, \tau)\} \quad (8.24)$$

où le conjugué « * » est remplacé par le « -1 » mais l'effet sur la phase instantanée est identique. La fonction d'étalement est donnée par (8.7). Comme montré par cette fonction d'étalement, la DWV fournit l'espace de représentation idéal pour les modulations linéaires de fréquence, caractérisées par une loi de phase instantanée d'ordre 2 (et pour laquelle la fonction d'étalement est nulle). Ensuite, pour des lois de phase plus complexe, la fonction d'étalement explique analytiquement l'apparition des termes d'intrafréquence ;

- $K = 1, N = 4$ – Dans ce cas, nous retrouvons la CTD introduite en [LJStan02]

$$GCM_4^1[s](t, \tau) = s\left(t + \frac{\tau}{4}\right)s^{-1}\left(t - \frac{\tau}{4}\right)s^j\left(t - j\frac{\tau}{4}\right)s^{-j}\left(t + j\frac{\tau}{4}\right) \quad (8.25)$$

$$GCD_4^1[s](t, \omega) = CTD(t, \omega) = \mathbf{F}\{GCM_4^1[s](t, \tau)\}$$

La fonction d'étalement de la CTD est donnée par (8.9) et elle montre que la CTD est idéalement concentrée autour de la fréquence instantanée pour des signaux à phase polynômiale d'ordre 4 ou inférieur. Cependant, nous rappellerons qu'elle reste tout de même efficace pour des signaux plus compliqués car les coefficients intervenant pour les dérivées d'ordre supérieur à 5 décroissent très rapidement.

- $K = 1, N = 6$ – Dans ce cas, nous obtenons une représentation temps-fréquence d'ordre 6 [Cornu07], [Stankovic08] :

$$\{\omega_{6,k}\}_{k=0..5} = \left\{1; e^{j\frac{\pi}{3}}; e^{j\frac{2\pi}{3}}; -1; e^{-j\frac{2\pi}{3}}; e^{-j\frac{\pi}{3}}\right\}$$

$$GCM_6^1[s](t, \tau) = \prod_{k=0}^5 s^{\omega_{6,k}^*} \left(t + \frac{\omega_{6,k}}{6} \tau\right); \quad GCD_6^1[s](t, \omega) = \mathbf{F}\{GCM_6^1[s](t, \tau)\} \quad (8.26)$$

$$Q(t, \tau) = \phi^{(7)}(t) \frac{\tau^7}{7!6^5} + \phi^{(13)}(t) \frac{\tau^{13}}{13!6^{12}} + \dots$$

La première dérivée apparaissant dans $Q(t, \tau)$ est d'ordre 7. Ceci signifie, par conséquent, qu'un signal dont la phase est un polynôme d'ordre inférieur ou égal à 6 ne produira, dans la représentation, aucune intrafréquence due à la non linéarité de la phase. Qui plus est, les autres signaux produiront moins d'intrafréquences pour cette distribution. Nous montrons, dans l'exemple suivant, l'intérêt pour la représentation à temps complexe d'ordre 6 dans le cas d'un signal à contenu temps-fréquence fortement non-linéaire. Nous considérons, comme signaux de test, le signal suivant ainsi que sa version bruitée pour un rapport signal sur bruit de 10 dB :

$$s(t) = \exp j \left[6 \cos(\pi t) + \frac{4}{3} \cos(3\pi t) + \frac{4}{3} \cos(5\pi t) \right] \quad (8.27)$$

$$x(t) = s(t) + n(t)$$

La figure 8.4 présente les représentations WVD, CTD et la GCD d'ordre 6 des signaux s et x .

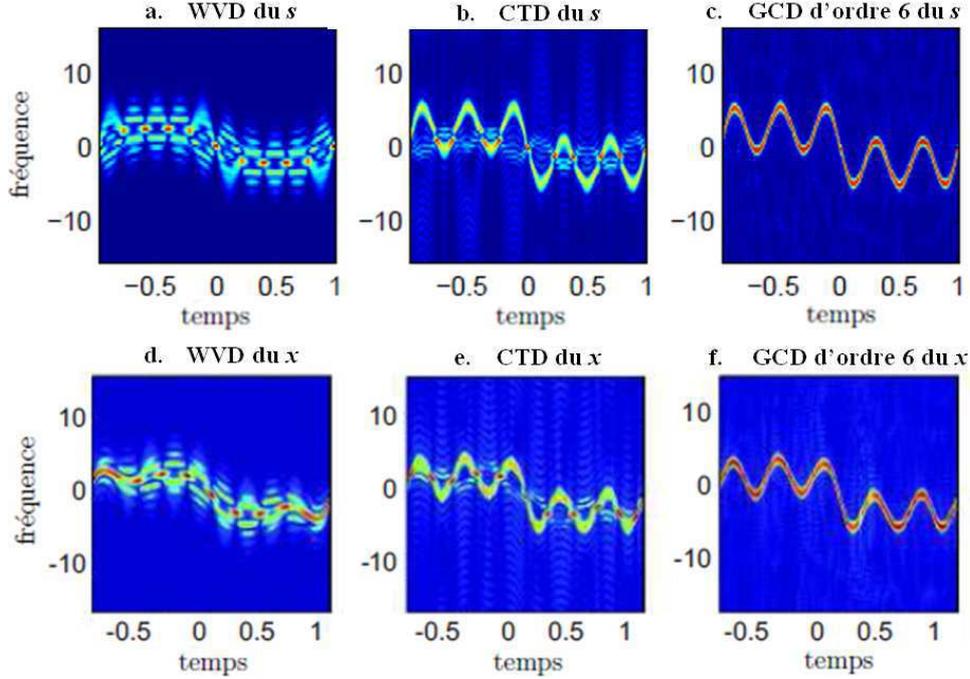


Figure 8.4. Illustration de l'intérêt pour les représentations à temps complexe par rapport à la WVD

La WVD, figure 8.4.a ne permet pas de suivre les variations de la LFI qui sont trop rapides et les interférences générées par la non-linéarité de la LFI sont très fortes. Le résultat est plus convenable avec la GCD d'ordre 4 (ou la CTD), figure 8.4.b. Nous observons tout de même la présence d'interférences résiduelles. La distribution d'ordre 6, figure 8.4.c, offre la représentation la plus lisible du signal $x(t)$. Les résultats concernant le signal bruité x sont présentés sur la figure 8.4.d,e,f. La représentation d'ordre 6 offre toujours des meilleurs résultats que celle d'ordre 4 ou que la WVD.

L'ensemble de ces résultats montre l'intérêt pour les distributions à temps complexe (pour $K=1$ et un ordre N élevé) dans le contexte de représentation des signaux à contenu fortement non-linéaire. Les interférences sont fortement réduites, tout en conservant une bonne résolution des structures temps-fréquence du signal.

- $K \geq 2$ – Dans ce cas, nous obtenons les représentations « temps-taux de fréquence instantanée » :

$$GCM_N^K[s](t, \tau) = \prod_{p=0}^{N-1} s^{\omega_{N,p}^{N-2}} \left(t + \omega_{N,p} \sqrt{\tau \frac{2}{N}} \right) \quad (8.28)$$

Cette particularisation du moment à temps complexe permet de représenter la vitesse de variation de la fréquence instantanée en fonction du temps. Pour $N = 2$, nous obtenons une expression proche de la « Instantaneous Frequency Rate - IFR » representation (qui se calcule à partir de la CPD – Cubic Phase Distribution), introduite par Peter O'Shea [O'S02] :

$$CPD(t, \Omega) = \int_0^{+\infty} s(t + \tau) s^*(t - \tau) e^{j\Omega \tau^2} d\tau \quad (8.29)$$

$$IFR(t) = \arg \max_{\Omega} [CPD(t, \Omega)]$$

De façon générale, pour un K élevé, nous obtenons une représentation de la dérivé d'ordre K de la loi de phase instantanée. La propriété de dérivabilité de la GCD est illustrée à partir du signal de test suivant :

$$s(t) = \exp[j2\pi(0.32t + 10^{-5}t^2 - 4.8 \cdot 10^{-5}t^3 + 8.6 \cdot 10^{-10}t^4)]; t = 0..511 \quad (8.30)$$

La partie supérieure de la figure 8.5 présente les dérivées du premier, second et troisième ordre de la loi de phase instantanée du signal (8.30). En dessous, nous présentons les distributions GCD avec $K=1, 2,$

3 et pour $N=4$. Nous remarquons que les dérivées théoriques sont correctement représentées par les GCDs d'ordre équivalent, justifiant ainsi la propriété de dérivabilité de la distribution à temps complexe.

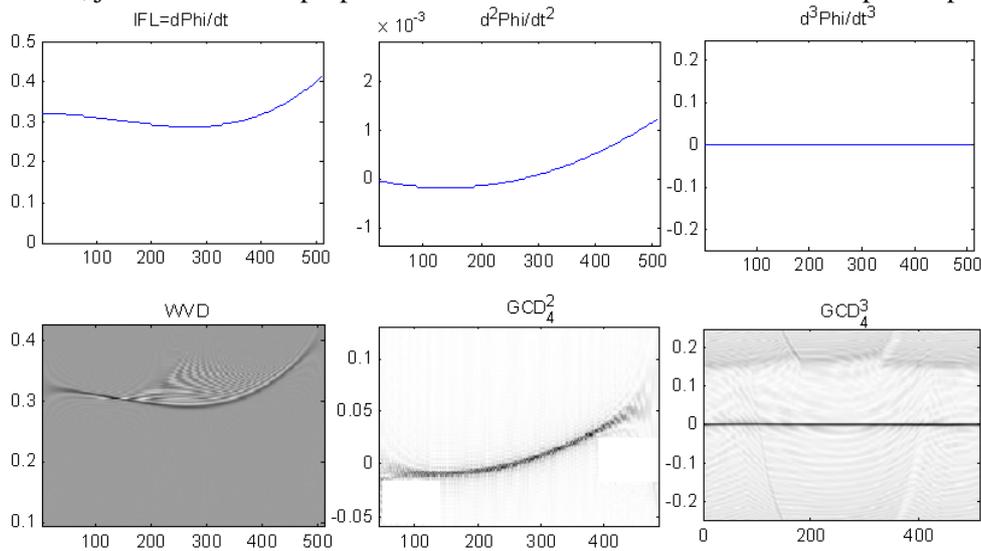


Figure 8.5. Illustration de la propriété de dérivabilité de la GCD

Par la propriété de dérivation, il est possible de réduire un signal à phase polynomiale d'ordre élevé à un signal plus simple, ce qui pourrait être très intéressant dans le contexte de la modélisation polynomiale de la phase d'un signal. Dans notre exemple, l'estimation du coefficient polynomiale d'ordre 4 pourrait se faire très simplement par le calcul de la transformée de Fourier du GCM d'ordre 4 car celui-ci conduit, pour le signal s , à une sinusoïde (figure 8.5).

En conclusion, les travaux menés de 2005 à 2007 nous ont permis de définir un cadre général pour les distributions à temps complexe. Ce nouveau concept permet de définir des nouveaux espaces de représentations des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire, soit en réduisant considérablement les termes d'intraférences soit en représentant les dérivées de la phase instantanée, calculées à partir des échantillons du signal.

8.2.2. Contribution à la modélisation polynomiale locale

Par la suite, j'ai continué les travaux de recherche dans cet axe en proposant des solutions pour rendre utilisable le concept de distribution à temps complexe dans un contexte multi-composantes et en présence du bruit. Ces travaux de recherche se sont déroulés toujours en collaboration avec l'équipe de l'Université de Monténégro.

La première adaptation du concept de distribution à temps complexe au contexte de l'analyse des signaux à structures temps-fréquence non-linéaires repose sur **l'utilisation conjointe des warping et de la GCD**. L'objectif était de palier aux difficultés de la modélisation polynomiale de la phase d'un signal avec un contenu temps-fréquence fortement non-linéaire [IoanaStankovic05].

Les signaux à phase polynomiale (SPP) représentent une forme générale des modulations de fréquence non-linéaires : selon le théorème de Weierstrass, toute fonction non-linéaire (dans notre cas il s'agit de la fonction de phase $\phi(t)$) peut être décomposée en série polynomiale. C'est pourquoi ce modèle a attiré l'attention de beaucoup des chercheurs dans les derniers deux décennies.

Un aspect important dans ce contexte est la modélisation polynomiale à un ordre élevé qui pose un certain nombre des problèmes. Le premier est lié à la propagation de l'erreur d'estimation [Ioana05], illustré sur la figure 8.6 dans le contexte de la modélisation polynomiale d'un signal à contenu temps-fréquence non-linéaire (dont la LFI est illustrée sur la figure 8.6 par la courbe bleue). Nous constatons que, malgré l'ordre de modélisation très élevé, 8, la LFI estimée (courbe rouge) ne suit pas la vraie LFI, surtout autour de l'instant 256 qui correspond à un point de d'inflexion dans la variation temps-fréquence du signal. Le deuxième problème a trait aux valeurs très réduites des coefficients polynomiaux d'ordre élevé. L'expression suivante montre la modélisation polynomiale de la phase du signal dont la LFI est illustrée sur la figure 8.6.

$$\begin{aligned}
 x(t) \approx & \exp\left[j2\pi\left(0.0097 - 0.866 \cdot 10^{-3} \cdot t + 4.22 \cdot 10^{-5} \cdot t^2 - 6.59 \cdot 10^{-7} \cdot t^3\right)\right] \cdot \\
 & \exp\left[j2\pi\left(5.39 \cdot 10^{-9} \cdot t^4 - 2.35 \cdot 10^{-11} \cdot t^5 + 5.53 \cdot 10^{-14} \cdot t^6\right)\right] \cdot \\
 & \exp\left[j2\pi\left(-8.66 \cdot 10^{-17} \cdot t^7 + 3.22 \cdot 10^{-20} \cdot t^8\right)\right]
 \end{aligned} \tag{8.31}$$

Une solution qui permettrait d'éviter l'utilisation de la modélisation polynomiale d'ordre très élevé est la construction d'un modèle polynomiale local, défini selon [IoanaStankovic05] :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N A_i \prod_{D_i} (t - \tau_i) \exp j\phi_i(t) = \sum_{i=1}^N A_i \prod_{D_i} (t - \tau_i) \exp\left(j \sum_{k=0}^{K_i} a_{ki} t^k\right) \tag{8.32}$$

où a_{ki} représente le coefficient polynomial i d'ordre k , K_i est l'ordre d'approximation de la phase de la composante i et N est le nombre des segments sur lesquels les phases du signal seront modélisées par un polynôme d'ordre K_i , $\prod_{D_i} (t - \tau_i)$ la fonction porte de durée D_i et d'origine τ_i représentant l'intervalle

dans lequel la phase du segment i peut être approximée par un polynôme d'ordre K_i . Ces derniers paramètres ont une signification plutôt pratique, illustrée sur la figure 8.6.

Afin de surmonter les problèmes liés à la modélisation polynomiale globale (i.e. sur toute la durée d'observation du signal), il convient de se limiter à des modélisations polynomiales d'ordre réduit (3 ou 4) effectuées sur un intervalle de temps approprié.

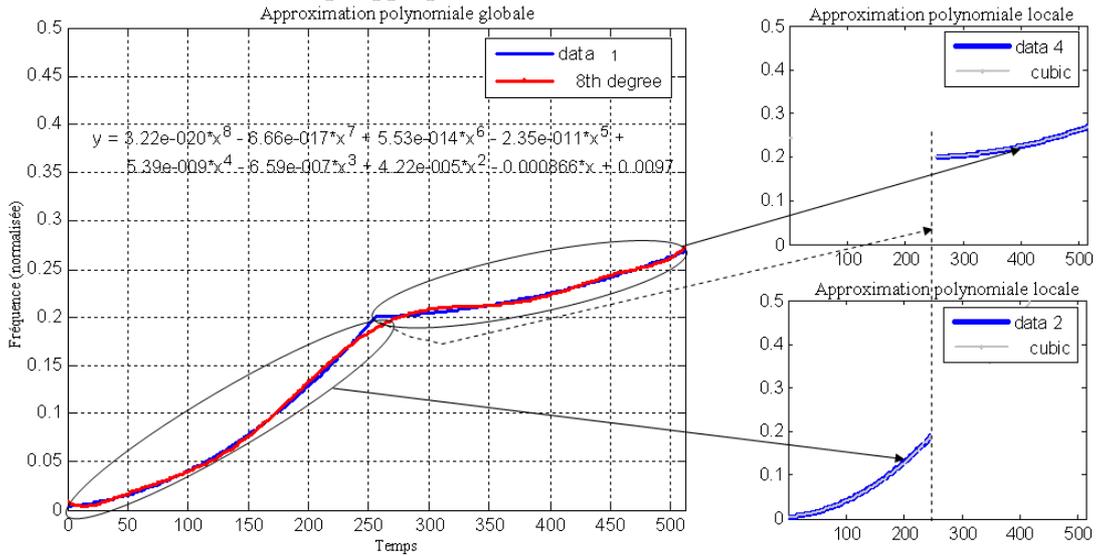


Figure 8.6. L'importance de l'approximation polynomiale locale par rapport à l'origine

Pour l'exemple illustré ci-dessus, nous constatons que la modélisation d'ordre 3 appliquée sur les intervalles $[0, 256]$ et $[257, 512]$ fournit une estimation précise de la LFI analysée. Le signal x sera donc approché par :

$$\begin{aligned}
 x(t) \approx & \exp\left[j2\pi\left(0.04 \cdot t + 51 \cdot 10^{-3} \cdot t^2 + 26 \cdot 10^{-4} \cdot t^3\right)\right] \cdot \prod_{256} (t) + \\
 & + \exp\left[j2\pi\left(.21 \cdot t + 43 \cdot 10^{-3} \cdot t^2 + 65 \cdot 10^{-4} \cdot t^3\right)\right] \cdot \prod_{256} (t - 256)
 \end{aligned} \tag{8.33}$$

Nous pouvons remarquer, sur la figure 8.6, que cette modélisation, même si elle est plus complexe car deux composantes du signal apparaissent, est plus appropriée.

La méthodologie que nous avons proposée, afin de procéder à la modélisation (8.32), consiste à utiliser, de manière conjointe, les techniques warping et l'espace de représentation défini par les distributions à temps complexe [IoanaStankovic05]. Nous utilisons ainsi les opérateurs warping qui appartiennent à la classe des opérateurs monomiaux :

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{1/k} : w(t) = t_w = t^{\frac{1}{k}}; k = 1, 2, 3, 4, \dots \\ \dot{w}(t) = \frac{1}{k} t^{\frac{1}{k}-1} \end{aligned} \quad (8.34)$$

L'effet de l'application de cet opérateur sur un signal de type polynomial $s(t) = \exp\left\{j2\pi \sum_{i=1}^K c_i t^i\right\}$ est équivalent à :

$$\mathbf{U}_{1/k} s = \exp(j2\pi c_k t) \exp\left\{j2\pi \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K c_i t^{i/k}\right\} \quad (8.35)$$

Le résultat est une sinusoïde de fréquence c_k , perturbée par la présence des termes $Q(t) = \exp\left\{j2\pi \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K c_i t^{i/k}\right\}$. L'illustration de ces termes est donnée sur la figure suivante où nous considérons un signal défini par :

$$s(t) = e^{j2\pi(0.25t - 4.6 \cdot 10^{-4} t^2 + 3 \cdot 10^{-6} t^3)} \quad (8.36)$$

Les WVDs de ce signal et du signal déformé par l'opérateur warping (8.34) d'ordre 3 sont illustrées sur la figure 8.7.

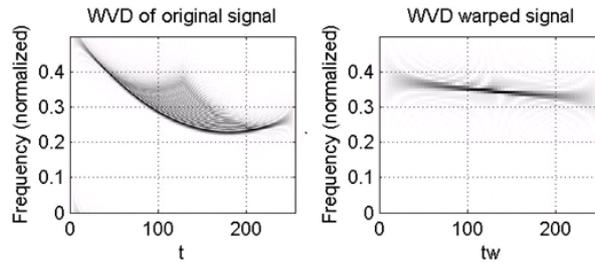


Figure 8.7. Déformation d'une modulation polynomiale par un opérateur warping monomial

Nous constatons que, en raison des termes parasites, le signal résultant ne présente pas les caractéristiques d'une sinusoïde telle que l'application d'un opérateur warping aurait dû fournir. Par conséquent, l'exploitation de l'effet de cet opérateur est affectée par la présence des artefacts. En effet, cette limitation apparaît lorsque la LFI du signal traité est plus complexe que la loi de déformation appliquée. La diminution des artefacts peut être effectuée en choisissant un espace approprié de représentation qui conservera toutefois les termes utiles (i.e., les sinusoïdes générées par la déformation des composantes correspondantes).

Un espace de représentation capable de résoudre ce problème est fourni par la distribution à temps complexe. Dans notre contexte, grâce à l'atténuation des termes d'ordre élevé, la GCD fournit, pour chaque opérateur de déformation (8.34) (pour k de 1 à l'ordre maximal polynomial recherché), une représentation améliorée des termes d'ordre l (les sinusoïdes générées par le « matching » entre l'ordre associé et l'opérateur de déformation de cet ordre). Cette propriété remarquable agit également dans le cas multi-composantes, comme illustré sur l'exemple suivant. Nous considérons deux signaux à phase polynomiale dont la WVD est illustrée sur la figure 8.8. En appliquant l'opérateur warping associé à l'ordre le plus élevé, la WVD du signal déformé ainsi que la CTD sont représentées sur la même figure. Comme nous pouvons le constater, le niveau des artefacts est nettement plus faible dans le cas de la CTD.

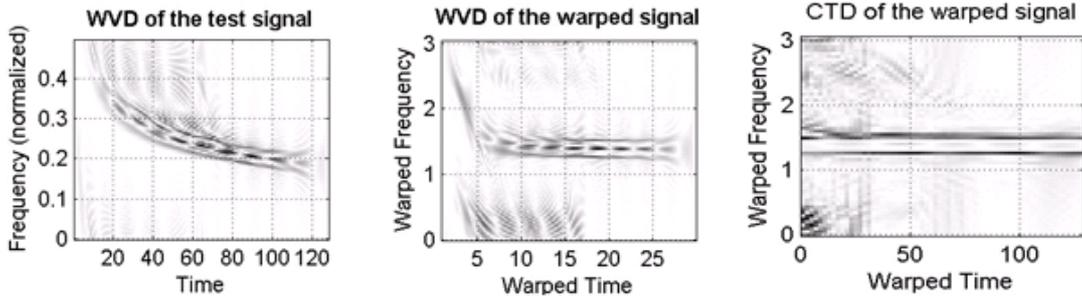


Figure 8.8. La CTD versus la WVD dans le cas multi-composantes

Dans le cas plus général du modèle (8.32), la déformation par l'opérateur warping (8.34) conduit à :

$$\mathbf{U}_{1/p}y = \sum_{i=1}^N A_i \prod_{D_i} (t^{1/p} - \tau_i) \exp(ja_{pi}t) \exp\left(j \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq p}}^{K_i} a_{ki} t^{k/p}\right) \quad (p=1, \dots, K) \quad (8.37)$$

L'application de la CTD (c'est en effet la particularisation de la GCD utilisée dans cet exemple) sur ce signal conduit à une atténuation considérable des artefacts. Néanmoins, si les coefficients a_{pi} sont proches, les sinusoïdes correspondantes seront superposées (à l'opposé de la situation décrite sur la figure 8.8 où les deux sinusoïdes sont distinctes). Dans ce cas, leur présence sera mise en évidence par le calcul de la marginale en fréquence de la CTD :

$$\Lambda_{1/p}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} CTD_{\mathbf{U}_{1/p}y}(t, \omega) dt \quad (8.38)$$

A partir de la fonction (8.38) la procédure générale pour l'approximation de l'ordre polynomial le plus approprié pour modéliser la phase d'un signal à plusieurs composantes sera basée sur l'évaluation des fonctions $\Lambda_{1/p}$ (pour p couvrant l'intervalle des valeurs d'intérêt ; $p = 1, \dots, 6$) suivie par l'extraction de l'ordre pour lequel on obtient la concentration maximale de la fonction $\Lambda_{1/p}$. Mathématiquement, ce principe est décrit par :

$$\hat{p} = \left\{ p \mid p \in [1, 6] \text{ tel que } \underset{p}{\operatorname{argmax}} \left[\operatorname{disp} \Lambda_{1/p} \Big|_{\operatorname{argmax}(\Lambda_{1/p})} \right] \right\} \quad (8.39)$$

où disp – représente la fonction d'évaluation de la dispersion et « argmax » - la fonction qui donne l'argument associé au maximum d'une fonction. L'ordre optimal est donc celui pour lequel la fonction de dispersion (évaluée autour de la valeur maximale de $\Lambda_{1/p}$) atteint son maximum. Le schéma d'évaluation de l'ordre optimal est illustré sur la figure 8.9.

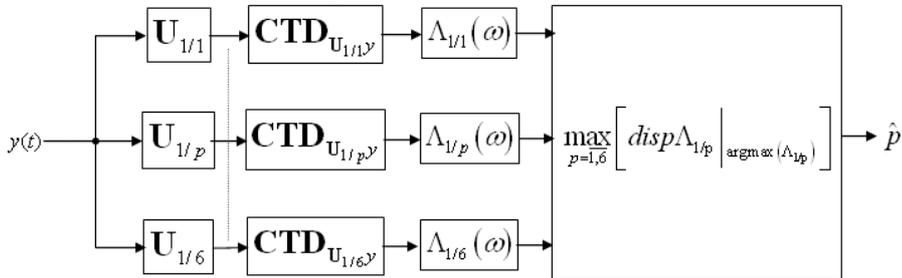


Figure 8.9. Schéma pour l'évaluation de l'ordre polynomial optimal

Ce schéma nous permet de déterminer les $\{K_i\}$ du modèle (8.32). Ensuite, la CTD du signal déformé, pour l'ordre polynomiale déterminé par le schéma 8.9, permet également de trouver les $\{\tau_i\}$ qui correspondent aux intervalles dans lesquels nous pouvons appliquer la modélisation à l'ordre déterminé précédemment. En définissant la marginale en temps de la CTD du signal déformé par

$$\Psi_{1/p}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} CTD_{U_{1/p},y}(t, \omega) d\omega \quad (8.40)$$

les instants $\{\tau_i\}$ peuvent se calculer par

$$\hat{\tau}_i = \arg \max_t \left[\frac{d\Psi_{1/\hat{p}}(t)}{dt} \right] \quad (8.41)$$

où \hat{p} constitue l'ordre optimal estimé au préalable.

Cette manière simple de calcul de points $\{\tau_i\}$ repose sur la capacité de la GCD à réduire les termes d'intrafréquence qui persistent lorsque le warping appliqué au signal analysé ne linéarise pas complètement le signal analysé. Avec ces termes réduits dans la représentation GCD, il devient plus simple de détecter les points de rupture qui correspondent aux instants $\{\tau_i\}$. La figure suivante schématise ce principe, dans le cas d'un signal réel (figure 8.10.a) issu de l'environnement marin [IoanaStankovic05].

L'inflexion qui apparaît sur la variation du contenu temps-fréquence à environ 5.8 seconds (figure 8.10.a) et clairement identifiée sur le gradient de la marginale de la CTD du signal warpé par $t^{1/3}$ (figure 8.10.b ; les axes de temps sur la figure 8.10.b sont différents de ceux du 8.10.a en raison du sur-échantillonnage requis par le warping).

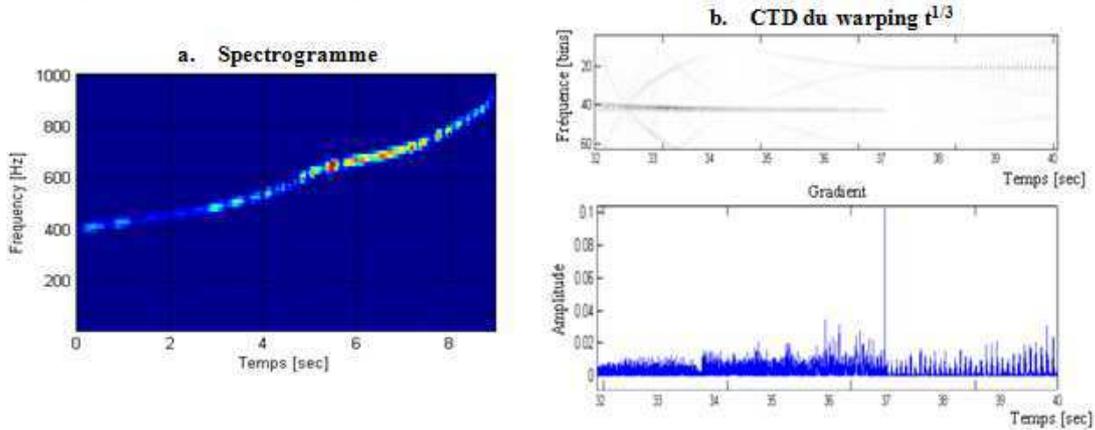


Figure 8.10. Illustration de l'estimation des instants $\{\tau_i\}$ sur un signal réel

Avec cette méthodologie, reposant sur la représentation à temps complexe des signaux déformés par des warpings monomiaux, nous pouvons mettre en place une modélisation polynomiale locale, ce qui est de grand intérêt dans des nombreux de cas de figure.

8.2.3. Distributions à temps complexe des signaux multi-composantes et transitoires

Une suite naturelle aux travaux de recherche sur la distribution à temps complexe a été **l'adaptation de ce concept aux cas des signaux multi-composantes et transitoires**. Cet aspect a constitué l'objectif principal de la thèse de Bertrand Gottin (2007-2010) et il a également fait l'objet de la collaboration avec l'Université de Monténégro.

Considérons un signal à deux composantes défini selon :

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)} \quad (8.42)$$

Le moment généralisé à temps complexe de ce signal a pour expression :

$$\begin{aligned} GCM_N^K [s_1 + s_2](t, \tau) &= \prod_{p=0}^{N-1} \left[s_1 \left(t + \omega_{N,p} \sqrt[2K]{\frac{K!}{N}} \tau \right) + s_2 \left(t + \omega_{N,p} \sqrt[2K]{\frac{K!}{N}} \tau \right) \right]^{\omega_{N,p}^{N-K}} \\ &= e^{j\phi_1^{(K)}(t)\tau + jQ_1(t,\tau)} + e^{j\phi_2^{(K)}(t)\tau + jQ_2(t,\tau)} + CT_{\phi_1, \phi_2}(N, K) \end{aligned} \quad (8.43)$$

où CT représente les termes d'interférence. En raison de l'expression complexe du GCM, le calcul analytique des termes d'interférences est une tâche très difficile, voir impossible (surtout dans le cas général). L'expression (8.43) montre que les termes propres (les « auto-terms ») sont des sinusoides en τ , les fréquences étant données par les dérivées d'ordre K des lois de phase instantanée ϕ_1 et ϕ_2 . Comme indiqué par (8.43), les termes d'interférence générés par les composantes du signal affectent la visibilité des termes propres. Ceci est illustré par l'exemple suivant, dans le cas d'un signal à deux composantes défini par :

$$s(t) = \exp\left[j2\pi\left(0.32t + 10^{-3}t^2 - 4.8 \cdot 10^{-5}t^3 + 8.6 \cdot 10^{-10}t^4\right)\right] + \exp\left[j2\pi\left(0.12t + 3 \cdot 10^{-3}t^2\right)\right] \quad (8.44)$$

Nous observons, sur la figure 8.11, que la GCD_4^2 contient les structures correspondantes aux dérivées d'ordre 2 de la phase instantanée des composantes et qui suivent les dérivées théoriques (partie supérieure de la figure 8.11). Cependant, les termes d'interférences ont le même niveau énergétique que les termes propres et ils ont une structure plus compliquée que les termes d'interférence de la WVD.

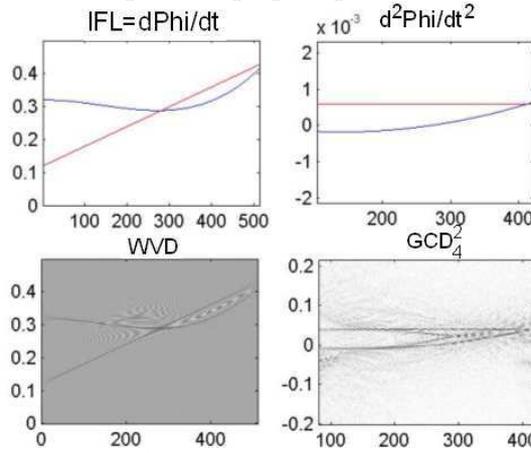


Figure 8.11. Dérivées de la phase instantanée des deux composantes et leurs représentations par la WVD et la GCD

Le point clé pour la réduction des termes d'interférence est l'indépendance des termes propres du nombre de retards, N (à l'exception des fonctions d'étalement Q qui, de toute façon, ont une influence réduite d'autant que le nombre N augmente) ainsi que de leur choix. Cela voudrait dire que le calcul de plusieurs GCMs, pour différents ensembles de retards, conduira à une structure quasi-**identique** des termes propres alors que les termes d'interférences seront arbitrairement repartis en raison de leur dépendance des ensembles de retards. La sommation de ces GCMs conduira à une meilleure visibilité des termes propres par rapport aux termes d'interférences. L'idée centrale consiste alors à utiliser le concept de plusieurs retards complexes

En considérant les GCMs calculés pour différents ensembles de retards complexes [Gottin08] :

$$\left\{ GCM_{N_i}^K [s](t, \tau^{(i)}) \right\}_{i=1, \dots, P}; \tau^{(i)} = \sqrt[K]{K! / N_i} \quad (8.45)$$

les GCMs calculés pour plusieurs ensembles de retards (the *multi-lags sets* GCM - *mlsGCM*) est défini par :

$$mlsGCM_{\{N_i\}}^K [s](t, \tau) = \sum_{i=1}^P GCM_{N_i}^K [s](t, \tau) \quad (8.46)$$

Le premier pas dans le calcul du *mlsGCM* consiste à déterminer l'ensemble des GCMs – (8.45). Le deuxième pas consiste à warper les ensembles de retards, pour chaque GCM, selon la loi de déformation :

$$\tau \rightarrow \left\{ \tau^{(i)} \right\}^K \frac{N_i}{K!} \quad (8.47)$$

Ce warping est très important afin d'assurer que tous les GCMs soient définis dans les mêmes coordonnées de retards. Par la suite, la sommation (8.46) conduit à la définition du *mlsGCM*. La transformation de Fourier de *mlsGCM* conduit à la définition de la distribution à temps complexe à plusieurs ensembles de retards (multi-lag sets GCD) :

$$mlsGCD_{\{N_i\}}^K [s](t, \omega) = \mathbf{F}_\tau [mlsGCM]_{\{N_i\}}^K [s](t, \tau) \quad (8.48)$$

Par rapport à la GCD, la *mlsGCD* représente un niveau réduit de termes d'interférence dans un contexte des signaux multi-composantes.

Pour le signal (8.44), l'expression de la *mlsGCM* montre analytiquement « l'amplification » des termes propres :

$$mlsGCM^K [s](t, \tau) = P \sum_{i=1}^2 e^{j\phi_i^{(K)}(t)\tau + jQ_i(t, \tau)} + \sum_{i=1}^P CT_{\phi_1, \phi_2}(N_i, K) \quad (8.49)$$

A partir de cette expression, le calcul de la *mlsGCD* conduira à la réduction des termes propres, comme illustré sur la figure 8.12, dans le cas du signal (8.44).

Comme montré sur la figure 8.12, la réduction des termes d'interférence est d'autant plus visible que le nombre d'ensembles de retards complexes augmente. Pour notre exemple, un nombre de huit ensembles de retards conduit à une représentation sans termes d'interférence (figure 8.12).

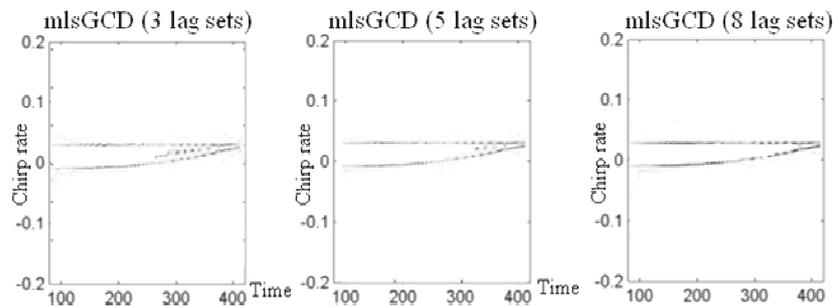


Figure 8.12. Cross-terms reduction using *mlsGCD*

La propriété de réduction des termes d'interférence de la *mlsGCD* est intéressante dans des diverses applications où des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire sont présents. Un exemple de problématique est l'extraction d'une modulation de fréquence arbitraire (modulation sinusoïdale de fréquence – MSF, par exemple) d'un mélange avec d'autres signaux cohérents. Cette problématique est rencontrée dans des applications *de tatouage audio* [IoanaJarrot07] (où le tatouage, matérialisé par une modulation en fréquence, pourrait faire l'objet des « attaques » sous la forme des modulations cohérentes) ou l'analyse des *signaux radar micro-Doppler* [Dakovic08] (correspondants aux signatures radar d'une hélice d'hélicoptère et qui sont perturbées par d'autres signaux existants dans la scène radar). Pour illustrer une telle problématique, nous considérons une MSF additionnée à une sinusoïde et une modulation linéaire de fréquence (les LFIs théoriques sont illustrées sur la figure 8.13.a).

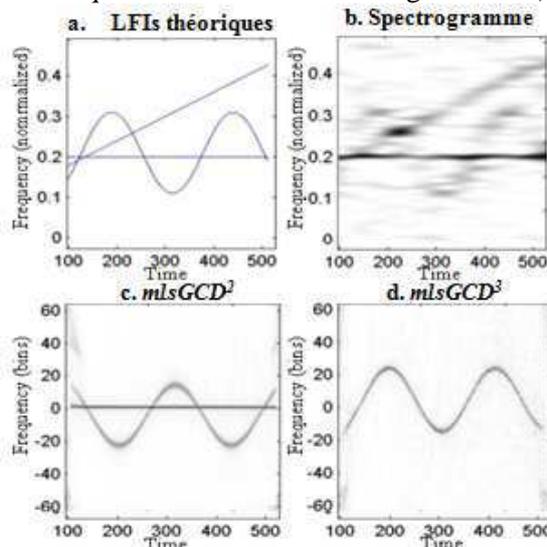


Figure 8.13. Séparation d'une MSF en utilisant la dérivabilité de la *mlsGCD*

Dans le domaine de représentation du spectrogramme (figure 8.13.b), la MSF est masquée par le chirp et la sinusoïde ainsi que par le bruit (RSB = 10dB). Par la dérivabilité, la *mlsGCD*² (calculée pour 9

ensembles de retards complexes, figure 8.13.c) élimine l'effet de la sinusoïde et stationnarise le signal chirp. Enfin, la dérivée d'ordre 3, effectuée par la *mlsGCD*³ (figure 8.13.d) élimine également le chirp et seulement la MSF est visible.

Il est donc possible d'estimer les paramètres de ce type de signal en mettant en valeur la propriété de dérivabilité ainsi que la capacité à traiter les multi-composantes, spécifique à la *mlsGCD*. Ce résultat théorique nous a amené à aborder la problématique d'extraction des impulsions transitoires noyées dans des signaux cohérents. Cette problématique est largement rencontrée dans des applications réelles, comme la détection des *transitoires sous-marins* par des capteurs en mouvement, la détection des modulations numériques perturbées par des modulations cohérentes (le cas de la contre-action électronique militaire) ou, encore, la détection des *transitoires électriques* dans en présence des perturbations mécaniques et/ou électromagnétiques.

Dans ce contexte, le principe de l'utilisation de la *mlsGCD* consiste à réaliser plusieurs dérivations successive et, compte tenu de la dérivabilité infinie des transitoires, nous allons pouvoir les séparer par rapport aux modulations d'ordre faible qui seront éliminer après quelques dérivations.

Cette propriété est illustrée dans l'exemple suivant, dans le cas d'une modulation BPSK (Binary Phase-Shift Keying) intersectée, dans le plan temps-fréquence, par un chirp.

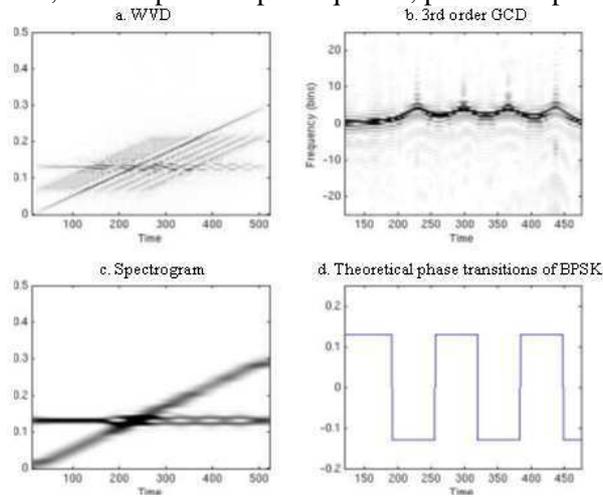


Figure 8.14. Détection d'une BPSK par la *mlsGCD* vs le spectrogramme et la WVD

Comme indiqué par la figure 8.14.a et c, les représentations fournies par le spectrogramme et la WVD ne permettent pas de distinguer les sauts de phase correspondants à la BPSK. Ceci peut se faire, grâce à la propriété de dérivabilité de la loi de phase instantanée spécifique à la *mlsGCD*. Nous constatons, sur la figure 8.14.b, que la *mlsGCD* d'ordre 3 élimine l'effet du chirp et met en évidence les sauts de phase correspondants à la modulation BPSK (figure 8.14.d donne la variation de la phase due à la BPSK).

L'exemple suivant montre l'intérêt pour la *mlsGCD* dans le contexte d'un train d'impulsions (figure 8.15) mais perturbé par un signal chirp (voir le spectrogramme, figure 8.16.a).

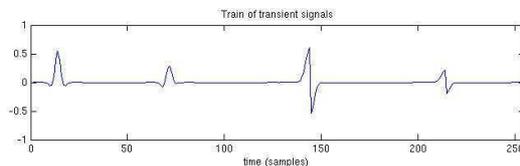


Figure 8.15. Train d'impulsions

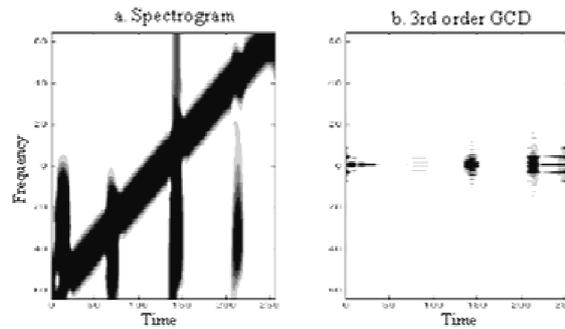


Figure 8.16. Séparation entre le train d'impulsions et le chirp

Comme indiqué sur la figure 8.16.b, la GCD⁽²⁾ élimine, par la dérivée d'ordre 2, le chirp et montre clairement la présence des quatre impulsions.

Une autre propriété de la GCD, illustrée par cet exemple, est la représentation, par la GCD, de toutes les impulsions, malgré les différences d'amplitude entre eux (voir la figure 8.15). Cette propriété vient de la construction de la GCD qui se focalise sur les dérivées de la phase instantanée et moins sur l'énergie du signal, ce qui la rend envisageable dans des applications où les composantes d'un signal peuvent avoir des amplitudes différentes (par exemple, le cas des signaux de décharges partielles abordé dans la Partie IV de ce mémoire).

Dans l'exemple 8.16, nous avons utilisé la GCD mais l'utilisation de la *mlsGCD* aurait abouti aux mêmes résultats. Par contre, l'intérêt de la *mlsGCD*, par rapport à la GCD, est la robustesse au bruit. En effet, la *mlsGCD* repose sur la combinaison des GCMs calculés pour plusieurs ensembles de retards, sachant que les termes propres garderont la même structure d'un ensemble à l'autre alors que les termes d'interférences ont des structures différentes. Le raisonnement est identique si le signal est noyé dans du bruit et le calcul de la *mlsGCD* permet de réduire l'effet du bruit. L'exemple suivant, où nous considérons le train d'impulsions, illustré par la figure 8.15, bruité par un bruit blanc gaussien (RSB = 12 dB), montre l'intérêt de la *mlsGCD*. La figure 8.17.a montre la GCD d'ordre 3 du signal bruité et il est clairement impossible de distinguer les quatre impulsions, complètement noyées dans les points correspondants au bruit. La réduction du bruit est nettement visible sur la figure 8.17.b justifiant ainsi l'intérêt pour la *mlsGCD* dans le cas des signaux transitoires bruités.

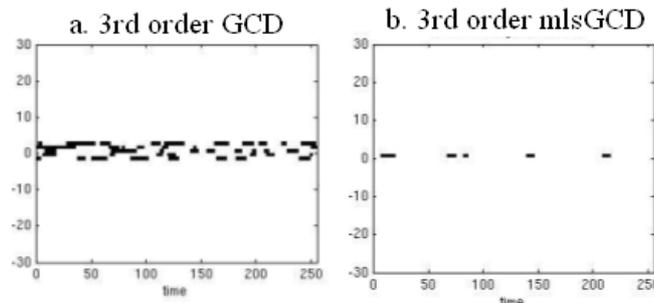


Figure 8.17. Réduction de l'effet du bruit

Ce paragraphe a présenté synthétiquement les résultats de recherche ayant pour objectif d'assurer la robustesse et les capacités multi-composantes du concept de distribution à temps complexe. Le principe mis en valeur est celui de la diversité apportée par différents ensembles de retards complexes qui permet d'amplifier les termes propres et de disperser les termes d'interférences. Les exemples présentés montrent le potentiel de ce principe dans des applications réelles, abordées également dans mes travaux et faisant l'objet d'une synthèse dans la Partie IV de ce manuscrit.

8.3. Bilan

Ce chapitre a synthétisé ma participation dans les activités de recherche liées à la définition du cadre général des distributions à temps complexe. Les concepts introduits ont permis de définir des nouveaux espaces de représentation des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire, espace caractérisé par un niveau réduit des termes d'intrafréquence. Nous avons vu que le cadre général permet la

définition des plusieurs types de représentation, le choix se faisant en fonction de l'objectif de l'analyse. Deux cas concrets ont été abordés : l'analyse des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire dans des espaces où les termes d'intrafréquence sont réduits et l'exploitation de la propriété de dérivabilité de la GCD dans l'analyse des signaux à ordre de dérivabilité différent. L'ensemble de ces contributions a été possible grâce à la collaboration avec l'Université de Monténégro ainsi que dans le contexte de deux thèses que j'ai co-encadrées.

8.4. Perspectives

Les approches théoriques définies autour du concept de distribution à temps complexe peuvent faire l'objet des améliorations qui permettront d'élargir leur applicabilité avec des performances meilleures. Ainsi, un premier axe de travail sera la mise en place d'autres techniques de continuation analytique que celle utilisée actuellement, basée sur la transformée de Fourier (expression 8.22). En effet, l'utilisation des exponentielles pour le calcul de la continuation analytique provoque une limitation de la bande des signaux analysés car la décroissance des exponentielles ne permet pas de prendre en compte un signal sur toute sa bande. Ainsi, une solution serait l'utilisation d'autres fonctions, comme les polynômes de Laguerre ou d'autres fonctions de base avec une bande plus large. L'étude des fonctions Spline, dans ce contexte, sera également envisagée.

Le deuxième axe de recherche consiste à généraliser le contour d'intégration dans le plan complexe. Dans nos travaux nous avons choisi, comme contour d'intégration, le cercle, ce qui constitue le choix le plus simple, surtout de point de vue du calcul mathématique (figure 8.3). Mais, comme le théorème intégral de Cauchy est général sur ce point, tout contour fermé, défini dans le plan complexe, pourrait être utilisé pour le calcul de la dérivée de la phase dans un point. Une idée qui sera donc exploitée consistera à étudier, dans un premier temps, d'autres contours comme les ellipses, par exemple. Il serait intéressant d'étudier les propriétés de ces contours dans le contexte de la GCD. Par la suite, il serait souhaitable de définir des contours adaptés aux données.

Un autre axe de recherche sera la connexion du concept de distribution à temps complexe avec la modélisation polynomiale de la phase d'un signal. Cet axe tirera profit de la propriété de dérivabilité de la GCD et l'effort de recherche sera destiné à l'amélioration des performances en présence des plusieurs composantes ainsi que de la résolution.

Enfin, un autre axe de recherche sera la caractérisation parcimonieuse des transitoires à l'aide du concept de distribution à temps complexe. Nous avons vu que les approches proposées possèdent un certain potentiel en ce qui concerne l'analyse des transitoires et nous comptons le développer en adaptant la propriété de dérivabilité de façon à pouvoir extraire des paramètres discriminants pour un transitoire. L'inférence de la physique de l'application sera également un point important des travaux futurs.

CHAPITRE 9 : Inférence de la physique dans la représentation des structures temps-fréquence non-linéaires – *signaux en configurations dynamiques*

Cet axe de recherche a été développé, depuis 2007, dans la suite des travaux sur les opérateurs warping (effectués essentiellement dans le cadre de la thèse d’Arnaud Jarrot, 2004-2007)). Il a constitué l’objectif théorique principal de la thèse de Nicolas Josso (2007-2010) et fait l’objet des collaborations avec ENSTA-Bretagne (la nouvelle titulature de l’ENSIETA de Brest) et le SHOM (dans le cadre du projet de recherche MODE II – Méthodes d’Observation Discrètes de l’Environnement, 2008-2011) ainsi qu’avec l’équipe dirigée par Antonia Papandreou-Suppappolla, professeur et chercheur au Centre de Recherche SenSip d’Arizona State University (dans le cadre de la bourse ExploraDoc de Nicolas Josso).

Cet axe de recherche a été développé comme une suite naturelle des travaux sur les techniques warping qui permettent une représentation plus simple des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire (chapitre 7). La mise en place de ces techniques nécessite la connaissance de la loi de phase instantanée qui permet de définir l’opérateur de déformation approprié. Dans le cas des signaux inconnus, une étape d’analyse préalable est nécessaire afin d’estimer la loi de phase instantanée et cet axe s’appuiera sur les approches décrites dans la Partie III de ce mémoire. Un autre cas de figure, traité dans ce chapitre, est celui d’un environnement incertain (de caractéristiques partialement ou totalement inconnues) et qui transforme un signal d’origine connu en un mélange des signaux complexes. L’analyse de ces signaux est alors nécessaire soit pour comprendre l’environnement soit pour récupérer l’information portée par le signal d’origine. L’approche cadre que nous proposons consiste à utiliser **les aspects physiques** de l’application, de façon à **concevoir les opérateurs warping** qui permettront ensuite de comprendre et d’analyser les signaux reçus dans l’environnement considéré. La construction des opérateurs warping, basée sur la physique de l’application, permettra à la fois de comprendre l’environnement mais également de traiter, de façon adéquate, les signaux reçus. La méthodologie que nous présentons a été développée dans le contexte des signaux propagés dans une configuration dynamique (l’ensemble source-canal de propagation-récepteur est en mouvement) et en présence d’un environnement à plusieurs trajets de propagation. De point de vue applicatif, ce type de configuration est très général, pouvant être rencontré dans des applications radar, communication, sous-marine, acoustique aérienne, etc (une partie de ces types d’application est traitée dans la Partie IV). En dehors du cadre applicatif général, la méthodologie théorique mixte que nous proposons, faisant appel à des considérations physiques et de traitement du signal, constitue une approche envisageable dans d’autres cas de figure visant à tirer profit des considérations physiques là où les *a priori* sur le signal et l’environnement ne sont pas suffisants pour un traitement adéquat.

Domaines d’applications : Estimation du mouvement d’une source dans une configuration multi-trajets, Trajectographie des sources acoustiques (comme les mammifères sous-marins), Analyse des signaux d’un radar ionosphérique, Communications en milieu sous-marin.

Publications : Ce travail a donné lieu à deux papiers revue ([A16], [A24]) et cinq papiers conférence, sur les aspects théoriques ainsi qu’applicatifs : [C31], [C47], [C49], [C50], [C51] (*voir le chapitre 5 de la Partie I*).

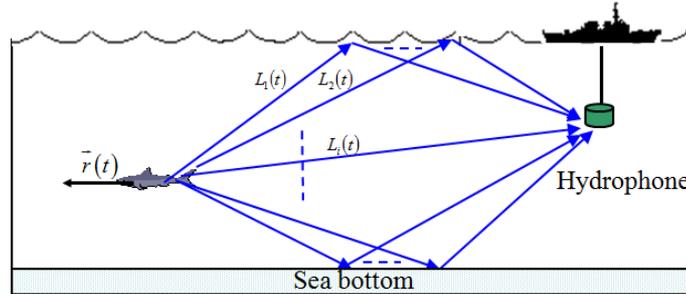
9.1. Contexte

La définition des opérateurs warping implique la connaissance de la loi de phase du signal que nous souhaitons déformer afin de mieux comprendre son contenu et/ou d’estimer ses paramètres (chapitre 7). Dans des nombreuses applications, cette connaissance n’est pas disponible et la mise en place des opérateurs warping nécessite la prise en compte des considérations physiques. Cette problématique générale peut être définie comme suit. Considérons une source qui génère un signal *connu*, $s(t)$. Après la propagation dans un environnement linéaire mais inconnu, le signal $x(t)$ sera composé de plusieurs composantes, chacune étant une version modifiée du signal s par un opérateur \mathbf{T}_i :

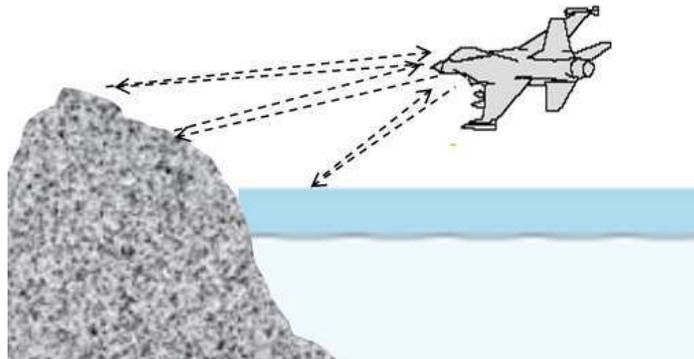
$$x(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{T}_i s(t) + b(t) \quad (9.1)$$

où b est le bruit de mesure et N est le nombre des composantes du signal x . L'estimation de ces opérateurs \mathbf{T}_i permettrait de comprendre l'environnement mais, également, de récupérer le signal $s(t)$. Il est évident que cette estimation ne peut se faire qu'en partant de la spécificité de l'environnement en définissant les considérations physiques adéquates. Celles-ci servent à concevoir les espaces de représentation nécessaire à l'estimation des \mathbf{T}_i .

Cette problématique est abordée dans le contexte d'un environnement dynamique, défini par un ensemble source-canal-récepteur mobile et en présence des plusieurs trajets de propagation. La figure 9.1 présente deux cas d'application différents mais qui constituent des exemples de configurations dynamiques multi-trajets.



a. Configuration dynamique sous-marine



b. Configuration dynamique radar en milieu côtier

Figure 9.1. Exemples de configurations dynamiques multi-trajets

La figure 9.1.a présente l'exemple d'une configuration formée par une source acoustique sous-marine mobile (un mammifère sous-marin) et un hydrophone. L'ensemble source-récepteur étant en mouvement, les longueurs des trajets de propagation, L_i , seront variables en fonction de temps. La figure 9.1.b présente le cas d'un radar aéroporté en milieu côtier. En raison du mouvement de l'avion porteur, les trajets des ondes réfléchies auront également des longueurs dépendantes de temps.

Afin d'établir le modèle du signal reçu dans ce type de configuration, supposons le cas d'un seul trajet de propagation, orienté à un angle θ_i par rapport au vecteur de vitesse, supposée constante (figure 9.2). Le principe utilisé pour définir le signal reçu sur le trajet i repose sur la définition de deux axes de temps [Clark76] : un axe des temps u pour les émissions, qui correspond à l'échelle des temps retardés et t pour les réceptions, qui correspond quant à lui à l'échelle des temps « contemporains ». Les temps u et t ainsi définis suivent une relation de la forme

$$u + \frac{L_i(u)}{c} = t, \quad L_i(u) = \sqrt{x_i^2(u) + z_i^2} \quad (9.2)$$

où c est la vitesse de propagation de l'onde, supposée constante. En suivant les calculs effectués en [Josso09], le signal reçu sur le trajet i a pour expression :

$$x_i(t) = a_i \eta_i^{1/2} s((t - \tau_i) \cdot \eta_i) \quad (9.3)$$

où a_i représente le facteur d'amplitude dans le trajet i , τ_i représente le temps de propagation associé au trajet de propagation i pour une source immobile située à une position initiale x_0 , η_i représente le facteur de compression (ou d'expansion) due à l'effet Doppler large-bande et il a pour expression :

$$\eta_i = \frac{1}{1 - \|\vec{v}\| \cos \theta_i \left(\frac{1}{c} - \frac{z_i^2}{2cx_0^2} \right)} \quad (9.4)$$

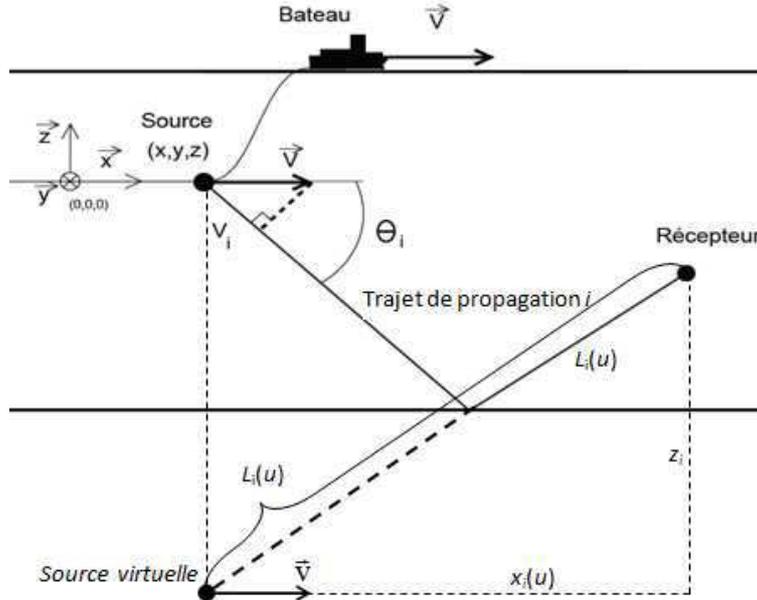


Figure 9.2. Configuration mono-trajet utilisée pour définir le signal reçu sur ce trajet

Nous avons fait l'hypothèse que la distance parcourue par la source durant une émission reste négligeable devant la distance source-récepteur afin d'obtenir la relation (9.4) [Josso09]. C'est pourquoi, à partir de maintenant, nous pouvons considérer que le temps de propagation le long du trajet i , τ_i , et la projection du vecteur vitesse selon le $i^{\text{ème}}$ trajet, \vec{v}_i , constant durant une émission. En utilisant la formulation complète du signal reçu pour chaque rayon (9.3) et l'expression du facteur de compression η_i (9.4), le signal reçu a pour expression :

$$x(t) = \sum_{i=1}^N a_i \eta_i^{1/2} s((t - \tau_i) \cdot \eta_i) \quad (9.5)$$

Cette expression illustre le fait qu'un signal émis par une source mobile et subissant une propagation multi-trajets est reçu sous la forme d'une somme de versions atténuées en amplitude, retardées et transformées par l'effet Doppler du signal transmis. Le facteur de compression associé au $i^{\text{ème}}$ trajet, η_i , dépend de la vitesse de la source \vec{v} , de l'angle d'émission du $i^{\text{ème}}$ trajet, θ_i , et de la position de la source virtuelle correspondant à ce trajet, comme l'illustre la relation (9.5). L'expression (9.5) est la version parcimonieuse et déterministe de l'expression plus générale des systèmes large-bande convolutifs variant dans le temps (LTV – Linear Time Varying) [Shenoy95] pour lesquels le signal reçu suit la relation :

$$x(t) = \int \int_{-\infty}^{+\infty} \chi(\tau, \eta) \sqrt{\eta} s((t - \tau)\eta) d\tau d\eta \quad (9.6)$$

où $\chi(\tau, \eta)$ est une fonction de diffusion large-bande prenant en compte la dispersion temporelle et la dispersion du facteur de compression Doppler. Même si par la suite nous allons considérer le cas parcimonieux, donné par (9.5), l'approche qui sera proposée dans le paragraphe suivant reste générale et pourra s'appliquer à d'autre système LTV.

L'étude des signaux modélisés par (9.5) se base généralement sur le concept de la fonction d'ambiguïté large bande, définie selon ([Hermand88], [Weiss94]) :

$$R(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau) \eta^{1/2} s(\eta t) dt \quad (9.7)$$

La fonction d'ambiguïté large bande du signal (9.5) s'exprime donc par :

$$R(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta)^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} s(\eta_i (t + \tau - \tau_i)) s^*(\eta t) dt \quad (9.8)$$

où le facteur de compression η dépend de la vitesse ν à travers la relation (9.4). Cette fonction offre le cadre général pour l'étude de la propagation des signaux large bande dans un milieu multi-trajets et en présence du mouvement, nécessaire dans des nombreuses applications. L'étude de ce type de signaux par la fonction d'ambiguïté standard (ou bande étroite) [Woodward] ne permet pas d'approcher les effets du mouvement et du retard de propagation par un simple décalage en fréquence et en temps. Pour illustrer ceci, nous considérons l'exemple d'une source en mouvement avec une vitesse de 2.5 m/sec et qui émet des modulations linéaires de fréquence (MLF) d'une durée de 4 secondes dans une bande de 2000 Hz autour d'une fréquence centrale de 1300 Hz. Le retard de propagation de ce signal est de 0.1 secondes. Ce type de signal est souvent utilisé dans les systèmes de tomographie océanique [Josso09]. La figure 9.3 montre le plan d'ambiguïté bande étroite. Nous observons qu'en raison de la résolution limitée de cette représentation, nous ne pouvons pas identifier avec précision le retard de propagation ainsi que la vitesse de déplacement. Il n'y a pas de maximum absolu dans le plan d'ambiguïté bande-étroite et les solutions possibles sont représentées par tous les points de la droite contenant de l'énergie, sur la figure 9.3. Ainsi, ni le temps de propagation ni la vitesse de la source ne peuvent être estimées avec précision dans le plan d'ambiguïté bande-étroite lorsque qu'une MLF large bande est transmise.

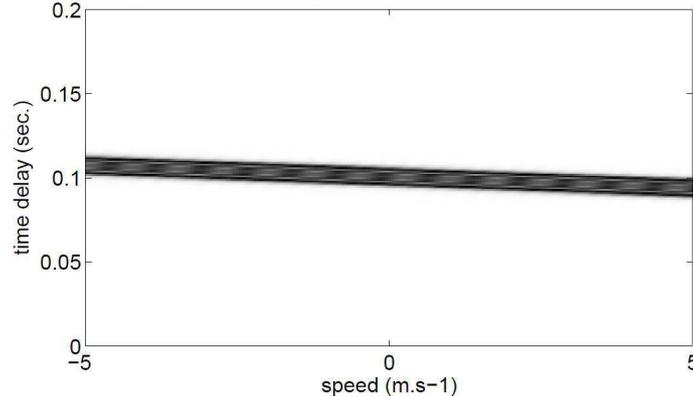


Figure 9.3. Représentation d'un MLF dans le plan d'ambiguïté bande-étroite

Comme l'illustre la figure 9.4, la représentation d'une MLF retardée et modifiée par l'effet Doppler reste ambiguë dans le plan d'ambiguïté large bande mais elle possède un maximum absolu qui peut être détecté avec beaucoup plus de précision que dans le plan d'ambiguïté bande étroite. C'est pourquoi le plan d'ambiguïté large bande est bien adapté pour l'analyse des signaux modélisés par (9.5). Le maximum absolu est atteint lorsque les paramètres du signal de la famille de référence coïncident avec les paramètres à estimer. L'amplitude de l'inter-corrélation reste cependant élevée pour les valeurs de retard proches de celles simulées et la forme obtenue dans le plan d'ambiguïté s'élargit à mesure que l'on s'éloigne de la vitesse et le temps de propagation réels. Cette difficulté, plus difficile à gérer dans le cas des multi-trajets (voir l'exemple suivant), est abordée par la méthodologie que nous proposons (paragraphe 9.2).

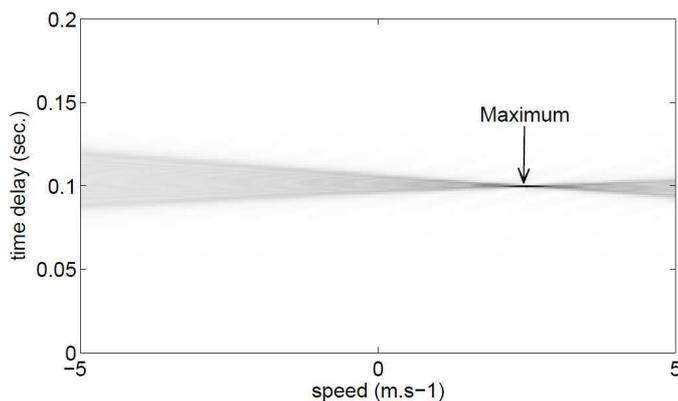


Figure 9.4. Représentation d'un MLF dans le plan d'ambiguïté large-bande

L'exemple suivant traite le cas d'une source sous-marine en mouvement (la vitesse simulée de la source est de 4 m/sec), une distance source-récepteur est de 500 mètres et, cette fois-ci, la propagation s'effectue selon plusieurs trajets. Le signal émis par la source est identique avec celui utilisé dans l'exemple précédent. Le canal de propagation simulé a 165 mètres de profondeur avec une vitesse de propagation du son constante, de 1500 m/sec [Josso09]. Comme le montre la figure 9.5, chaque trajet possède une vitesse apparente et un retard différent dans le cas d'une propagation multi-trajets comme le suggère l'expression 9.8. Chaque trajet est vu sous la forme d'un chirp qui s'élargit à mesure que la distance entre la vitesse du signal de référence et la vitesse à estimer augmente.

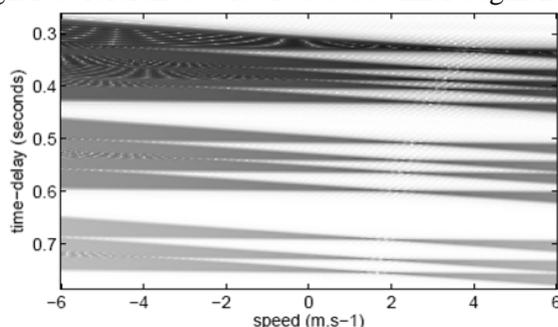


Figure 9.5. Plan d'ambiguïté large bande d'une propagation multi-trajet simulée

9.2. Contributions

Comme illustré dans le paragraphe précédent, dans un contexte général des sources en mouvement en environnement multi-trajets, la fonction d'ambiguïté large bande (9.8) met en évidence la présence d'un temps de propagation τ_i et d'un facteur de compression Doppler η_i , différents pour chaque trajet. Les maxima locaux de cette fonction sont atteints pour chaque trajet de propagation. Le temps de propagation et le facteur d'échelle Doppler peuvent alors être estimés une fois qu'un maximum local est détecté. Les difficultés, en termes de traitement du signal, sont illustrés sur les figures 9.4 et 9.5 et se traduisent par des niveaux énergétiques proches des maxima utiles et les autres composantes du plan d'ambiguïté. De plus, due à la bi-linéarité de la fonction d'ambiguïté (9.7), des termes d'interférence apparaissent avec des niveaux d'amplitude plus élevés que les maxima locaux.

Dans ce contexte, l'objectif de la méthodologie que nous avons proposée est de fournir une description *parcimonieuse* de l'environnement de propagation en termes d'estimation des paires $\{\tau_i, \eta_i\}$ associées aux trajets de propagation [Josso11]. Cette estimation est indispensable dans l'optique de plusieurs finalités applicatives comme l'estimation du milieu [Josso09], amélioration de la communication sous-marine [Josso11], la trajectographie des sources mobiles,...

La méthodologie générale est définie sur la figure 9.6 et elle consiste à itérer un ensemble de trois étapes, à l'issue desquelles, à chaque itération k , un signal résiduel $p_i(t)$ est obtenu.

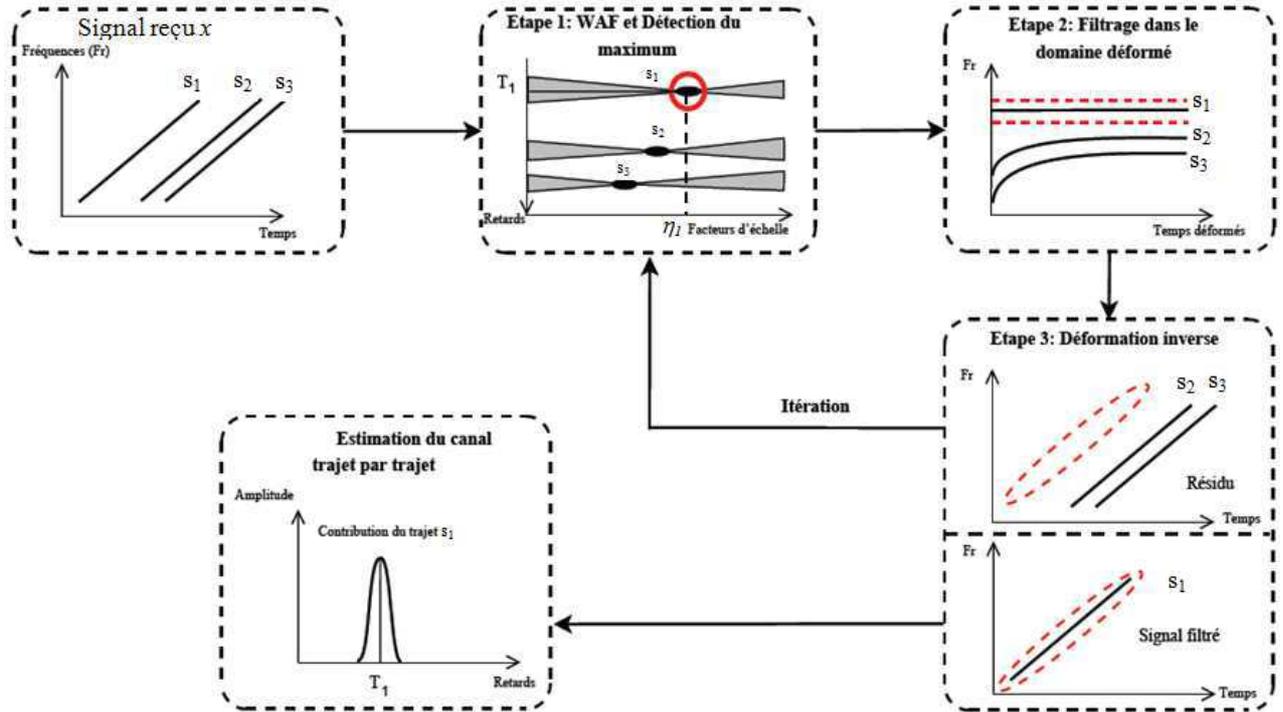


Figure 9.6. Méthodologie générale de modélisation parcimonieuse de l'environnement multi-trajet et en présence du mouvement

Pour des raisons de simplicité, nous définissons cette méthodologie pour un signal reçu x composé de trois arrivées résolues – figure 9.6 (ce qui n'est pas le cas dans des configurations réalistes, telle que celle illustrée sur la figure 9.5). **La première étape** consiste à estimer le premier maximum local, dans le plan d'ambiguïté large-bande. La méthode que nous avons choisie repose sur la projection du signal sur un ensemble de fonctions élémentaires, $\{g_{m,n}\}$, conçues pour des valeurs de retards et de compression/dilatation Doppler, (τ_n, η_m) , définies dans des intervalles proches des valeurs entendues :

$$g^{(m,n)}(t) = \sqrt{\eta_m} s((t - \tau_n)\eta_m), \eta_m \neq 0 \quad (9.9)$$

où $s(t)$ est la version analytique du signal émis par la source.

A la première itération, le résidu égale le signal observé, $p_0(t) = x(t)$. Pour chaque itération i , le résidu est projeté sur l'ensemble des fonctions $\{g_{m,n}\}$:

$$\Lambda_i^{(m,n)} = \langle p_i, g^{(m,n)} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} p_i(t) (g^{(m,n)}(t))^* dt \quad (9.10)$$

La fonction pour laquelle nous obtenons le coefficient de projection maximal sera retenue comme la composante la plus proche du résidu p_i .

$$g^{(\hat{m}, \hat{n})}(t) = \arg \max_{\{g^{(m,n)}\}} \left\{ \Lambda_i^{(m,n)} \right\} = \sqrt{\eta_{\hat{m}}} s((t - \tau_{\hat{n}})\eta_{\hat{m}}) \quad (9.11)$$

Nous illustrons cette première procédure à partir de la configuration suivante [Josso11]. Le milieu de propagation est un canal acoustique sous-marin de type Pekeris avec une profondeur de 135 m et une célérité de son de 1520 m/sec. La source simulée est située à une profondeur de 24 m et se déplace avec une vitesse horizontale de 5 m/sec relativement à un hydrophone situé à une distance initiale de 500 m, par rapport à la source, et à une profondeur de 90 m. Le signal émis par la source est une MLF de 4 secondes dans une bande de 2000 Hz autour d'une fréquence centrale de 1300 Hz. Le bruit environnemental est un bruit additif gaussien de même puissance que le signal utile, le RSB étant donc de 0 dB. La figure 9.7 illustre le spectrogramme du signal reçu après la propagation dans cet environnement.

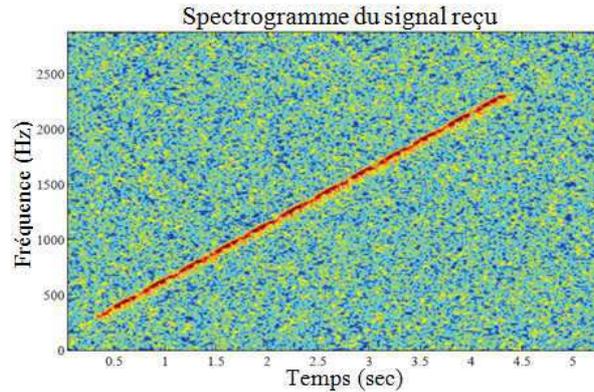


Figure 9.7. Spectrogramme du signal reçu dans la configuration de test

Ce signal a été décomposé, via (9.10), sur un dictionnaire composé de 85425 atomes $\{g_{m,n}\}$ avec 85 facteurs d'échelle η , correspondants à une gamme de vitesse ± 6 m/sec et 1005 facteur de retards dans l'intervalle 0-0.5 sec. La décomposition du signal sur un tel dictionnaire produit, à la première itération, l'estimation du premier maxima local, illustré dans le plan d'ambiguïté par une étoile (figure 9.8). Nous pouvons constater (sur la partie zoomée du plan d'ambiguïté), que la valeur estimée est proche de celle théorique, représentée par une étoile.

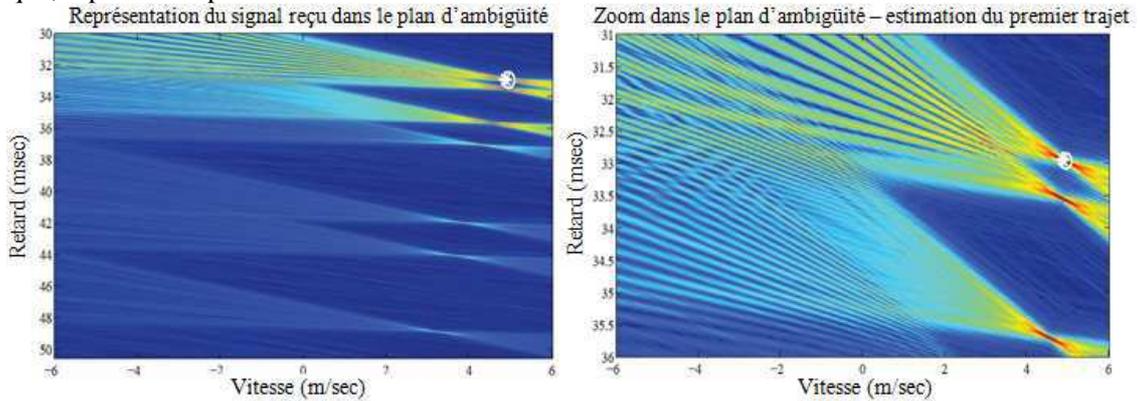


Figure 9.8. Représentation du signal reçu dans le plan d'ambiguïté et l'estimation du premier maxima local, par la première étape de la méthodologie proposée

Nous constatons que l'étape de composition conduit, pour le trajet de propagation directe, à une valeur de vitesse de 4.88 m/sec qui est proche de la valeur théorique de 4.95 m/sec.

Cette première étape est similaire à l'approche requise par le Matching Pursuit Decomposition (MPD) pour le calcul de la composante la plus « Matched » sur le résidu, à une itération donnée [Mallat93]. Selon l'algorithme MPD, le calcul du résidu pour l'itération suivante, $p_{i+1}(t)$ se fait en soustrayant la contribution de la fonction (9.11) du résidu $p_i(t)$:

$$p_{i+1}(t) = p_i(t) - \Lambda_i^{(\hat{m}, \hat{n})} g^{(\hat{m}, \hat{n})}(t) \quad (9.12)$$

Cette approche est *optimale* si la composante $g^{(\hat{m}, \hat{n})}(t)$ fait *entièrement* partie du signal p_i . Ceci nécessite la prise en compte d'un dictionnaire de fonctions élémentaires $\{g_{m,n}\}$ très large, de façon à ce que les composantes du signal se trouvent dans le dictionnaire afin d'assurer une extraction correcte des composantes. De plus, une hypothèse faite dans le cadre de la MPD est que l'amplitude des composantes du signal reçu est constante, ce qui n'est pas le cas dans la plupart d'applications réelles où le caractère large-bande ainsi que le milieu de propagation complexe impliquent souvent la variabilité de l'amplitude des composantes. Dans ces conditions, l'algorithme (9.12) devient sous-optimal car les coefficients de projection (9.10) donnent une indication moyenne de la contribution de la fonction élémentaire correspondante au signal décomposé, sans tenir compte de la variabilité de l'amplitude. De plus, le match parfait entre le signal et les composantes n'est pas garanti dans le cas d'un dictionnaire à faible taille.

Pour toutes ces raisons, nous avons proposé une alternative à l'approche (9.12) qui repose sur une extraction par un *filtrage basé sur le warping défini par la physique* associée à chacune des composantes.

Ceci constitue la deuxième étape de la méthodologie proposée (figure 9.6). Etant donnée la connaissance du signal émis, s , nous avons donc accès à la loi de phase de ce signal. Comme indiqué dans le chapitre 7, nous n'avons besoin que d'un nombre fini de points caractérisant la phase instantanée de ce signal. Nous définissons la phase déformée du signal émis s , déformation associée à la propagation sur un trajet caractérisé par les paramètres physiques $(\tau_{\hat{n}}, \eta_{\hat{m}})$ donnés par (9.11) :

$$\varphi_i(t) = \varphi((t - \tau_{\hat{n}})\eta_{\hat{m}}) \quad (9.13)$$

Avec les algorithmes proposés dans le chapitre 7, nous construisons l'opérateur warping, défini par les paramètres physiques $(\tau_{\hat{n}}, \eta_{\hat{m}})$ via la dépendance (9.13), qui stationnarisera le signal de phase instantanée $\varphi_i(t)$:

$$\mathbf{W}_{\varphi_i^{-1}} : w(t) = \varphi_i^{-1}(t) \quad (9.14)$$

L'application de cet opérateur au signal $p_i(t)$

$$q_i(t) = \mathbf{W}_{\varphi_i^{-1}} p_i(t) \quad (9.15)$$

produira la stationnarisation du contenu temps-fréquence de ce signal correspondant à la composante temps-fréquence de phase instantanée $\varphi_i(t)$. Dans le cas de notre exemple, pour les paramètres estimés à la première itération ($v = 4.88$ m/sec et $\tau = 32.6$ msec), l'opérateur warping conçu à l'aide de (9.13) et (9.14) stationnarise le contenu temps-fréquence de la première arrivée, comme illustré sur la figure 9.19. Comme dans notre exemple le signal émis est un chirp, l'expression (9.13) devient :

$$\begin{aligned} \varphi_i(t) &= A_i t^2 + B_i t + C_i \\ A_i &= \frac{\eta_{\hat{m}}^2 c}{2f_e}, B_i = \frac{f_0 \eta_{\hat{m}} - c \eta_{\hat{m}}^2 \tau_{\hat{n}}}{f_e}, C_i = \frac{\psi_i}{f_e} \end{aligned} \quad (9.16)$$

où f_0 est la fréquence initiale de la MLF, c est son taux de modulation linéaire, f_e la fréquence d'échantillonnage et ψ_i est la phase initiale du chirp. Dans ces conditions, il est possible de montrer que l'opérateur warping (9.14) pourra être analytiquement défini par :

$$\mathbf{W}_{\varphi_i^{-1}} : w(t) = \varphi_i^{-1}(t) = \frac{\sqrt{\left(\frac{B_i}{2}\right)^2 - A_i(C_i - t)}}{A_i} - \frac{B_i}{2A_i} \quad (9.17)$$

De façon générale, grâce aux algorithmes proposés dans le chapitre 7, l'opérateur de déformation (9.14) peut se calculer sans avoir besoin d'une définition analytique de la phase instantané ainsi que de son inverse.

L'application de l'opérateur warping (9.17), particularisé pour les paramètres physiques représentés sur la figure 9.8, permet la stationnarisation de la composante correspondante à ces paramètres (figure 9.9). Nous pouvons observer, sur la figure 9.9, que cette composante devient bande-étroite et que le reste des composantes suivent des trajectoires temps-fréquence non-linéaires.

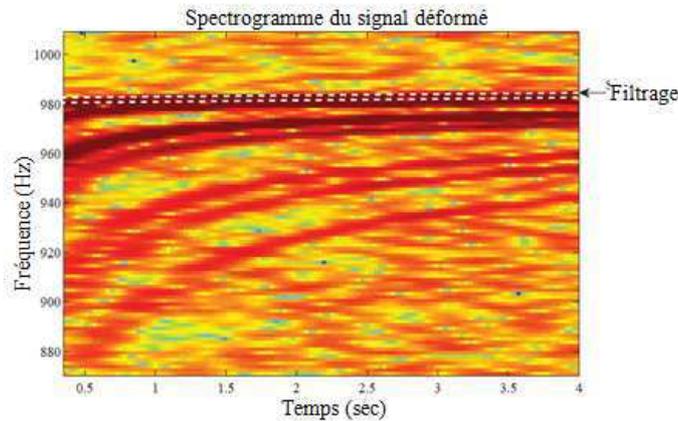


Figure 9.9. Spectrogramme du signal déformé par le warping conçu à partir des paramètres physiques du premier trajet

Grace à ce nouvel espace de représentation nous construisons un filtre passe-bande de réponse impulsionnelle $h(t)$ (figure 9.9) qui extrait physiquement le signal (ou l'arrivée) correspondant au trajet caractérisé par les paramètres physiques utilisés à la construction de l'opérateur warping (9.17) :

$$y_i(t) = h(t) * q_i(t) \quad (9.18)$$

Le signal y_i correspond à la composante extraite à l'itération i et approxime une des composantes du signal reçu x . Le signal restant après l'extraction de cette composante, $v_i(t)$ (qui peut être interprété comme le résultat d'un filtrage coupe-bande, complémentaire à h , du signal q_i), constitue le signal d'entrée de la troisième étape, **la déformation inverse**. L'opérateur de déformation est défini par

$$\mathbf{W}_{\varphi_i} : w(t) = \varphi_i(t) \quad (9.19)$$

et permet d'obtenir, à partir du signal restant $v_i(t)$, le signal résiduel pour l'itération suivante, $i + 1$:

$$p_{i+1}(t) = \mathbf{W}_{\varphi_i} v_i(t) \quad (9.20)$$

La figure 9.10 présente, dans le plan d'ambiguïté, les résultats de l'étape 2 (filtrage) et de l'étape 3 (déformation inverse) de la méthodologie proposée dans le contexte de notre exemple.

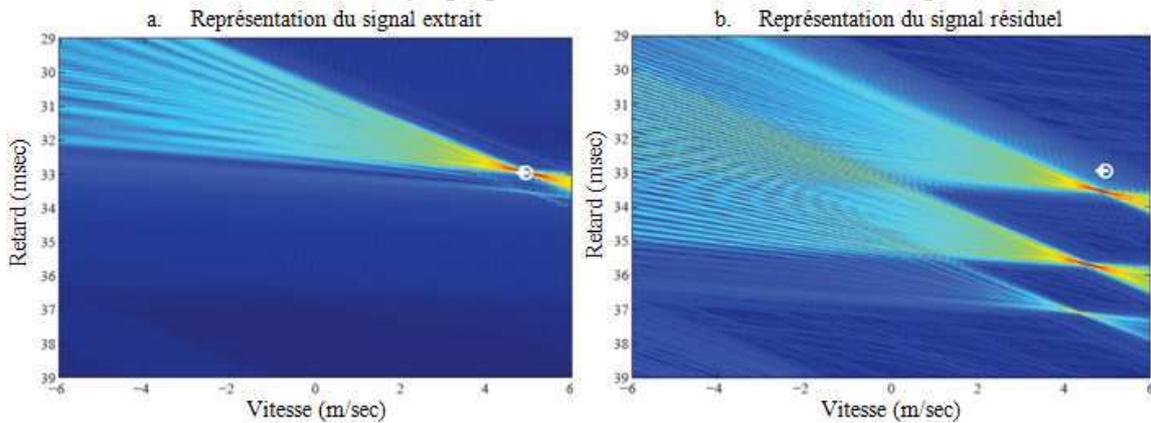


Figure 9.10. Représentation du signal extrait et du signal résiduel dans le plan d'ambiguïté

Nous pouvons remarquer l'extraction correcte de l'arrivée correspondante aux paramètres physiques ($v = 4.88 \text{ m/sec}$ et $\tau = 32.6 \text{ msec}$) qui conserve sa forme dans le plan d'ambiguïté - figure 9.10.a. Cette composante disparaît complètement de la structure du signal résiduel, comme montré par la figure 9.10.b – la composante extraite n'est plus présente dans le plan d'ambiguïté.

Cette méthodologie est itérée jusqu'à la caractérisation parcimonieuse globale du canal, illustrée, pour notre exemple, sur la figure 9.11. Nous observons que l'ensemble des maxima locaux est estimé décrivant ainsi le canal de propagation, en termes de réponse impulsionnelle et de dynamique.

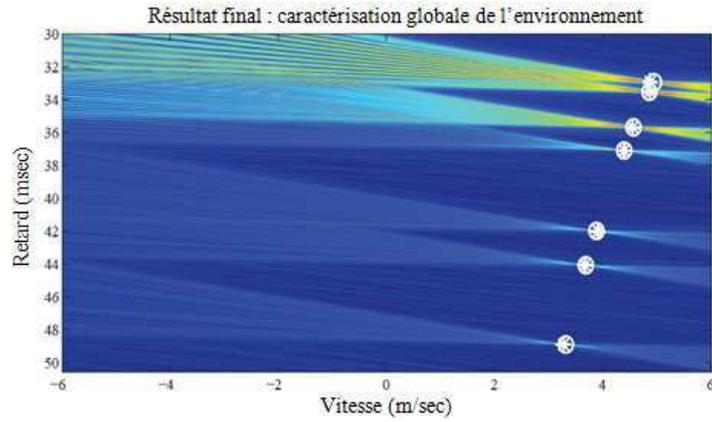


Figure 9.11. Résultat final de méthodologie générale proposée

La méthodologie proposée dans nos travaux peut être interprétée comme une nouvelle version de MPD, qu'on peut appeler Warping-Based Matching Pursuit Decomposition (WB-MPD). Hormis les bonnes performances d'estimation d'un canal en configuration dynamique, qui seront abordées dans des contextes applicatives dans la Partie IV, la WB-MPD présente un avantage important par rapport à la MPD et qui repose sur l'extraction des composantes par des filtrages, basées sur des opérateurs warping, et non plus par la soustraction. L'intérêt de cette opération est mis en évidence en comparant le signal résiduel obtenu par filtrage (figure 9.10.b) avec celui obtenu par MPD (figure 9.12). La soustraction de la composante estimée n'enlève pas complètement la vraie composante du signal et le signal résiduel contiendra toujours de l'énergie correspondant à celle-ci. Dans le cas des composantes à des énergies différentes, cette énergie rémanente pourrait être supérieure à celle de la composante suivante, impliquant ainsi une re-estimation de la même composante.

Les résultats de simulation suivants justifient l'intérêt pour la WB-MPD, cette fois-ci, en présence des signaux à amplitudes variables. En effet, nous avons considéré que l'enveloppe de chacune des composantes présente une variation gaussienne, ce qui est plus proche de la réalité car les variations d'amplitude sont naturellement générées, dans le cas large bande, par les caractéristiques spectrales de l'émetteur et du récepteur mais également par les propriétés de propagation en contexte large-bande.

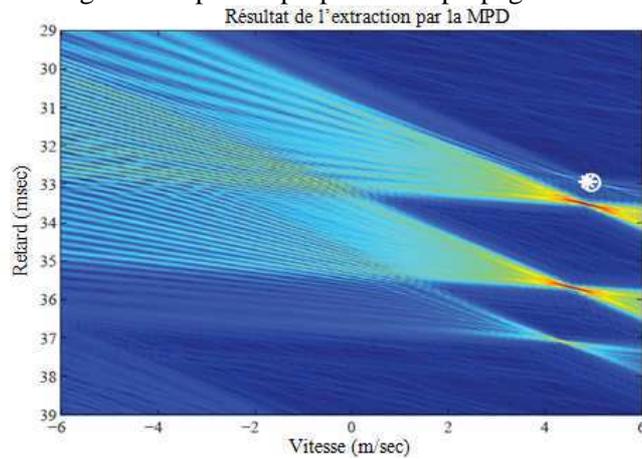


Figure 9.12. Résultat final de méthodologie générale proposée

La configuration de simulation est constituée de sept trajets et, pour chaque trajet, nous estimons, via les deux méthodes MPD et WB-MPD, le retard et la vitesse y associés $\{(\tau_i, v_i)\}_{i=1, \dots, 7}$. Pour chaque trajet estimé, calculons les erreurs relatives d'estimation du temps de trajet et de vitesse avec les relations :

$$\Delta \hat{\tau}_i^{Meth} = \frac{|\tau_i^{Th} - \hat{\tau}_i^{Meth}|}{\tau_i^{Th}}; \quad \Delta \hat{v}_i^{Meth} = \frac{|v_i^{Th} - \hat{v}_i^{Meth}|}{v_i^{Th}} \quad (9.21)$$

où (τ_i^{Th}, v_i^{Th}) représentent les valeurs théoriques du temps de propagation, et, respectivement, de la vitesse associée au trajet i . « Meth » signifie la méthode utilisée – *MPD* et *WB-MPD*. La figure 9.13 donne, pour nos simulations, les valeurs de ces erreurs pour les deux méthodes et en fonction du trajet estimé.

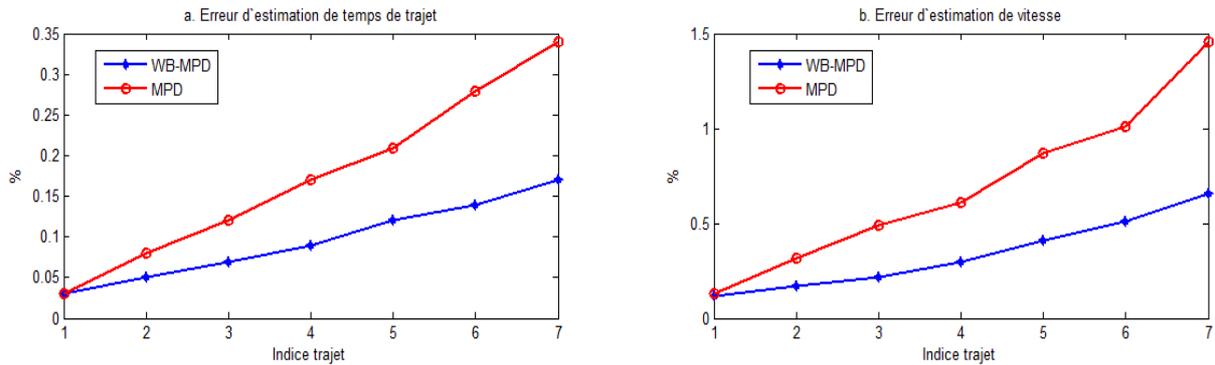


Figure 9.13. Erreurs d'estimation du temps de trajet et de la vitesse pour les deux méthodes

Comme indiqué par cette figure, la WB-MPD minimise les erreurs d'estimation par rapport à la MPD et, ceci, grâce à l'extraction des composantes par filtrage.

En conclusion, la méthodologie WB-MPD offre l'avantage d'un fonctionnement indépendant de la variation de l'amplitude du signal reçu car l'extraction d'une composante se fait par un filtre passe-bande conçu à partir de la déformation physique associée à celle-ci. Cette méthodologie a un caractère général pouvant être appliquée dès lors que nous avons accès à la phase instantanée du signal émis (pas nécessairement définie analytiquement) et à la physique du contexte d'application.

9.3. Bilan

Les travaux présentés dans ce chapitre constituent un exemple d'approche générale pour la définition d'espace de représentation inspirée par la physique de l'application. Nous avons considéré, comme contexte applicatif, la problématique générale de la caractérisation d'un environnement de propagation multi-trajets en configuration dynamique – l'ensemble source-canal-récepteur étant en mouvement. Sur plan théorique, deux éléments importants sont à souligner. Le premier repose sur la définition d'une approche d'inférence de la physique dans la mise en place des espaces de représentation basés sur les opérateurs warping. Les nouveaux espaces, générés par l'utilisation conjointe de la physique de l'application et des outils de traitement du signal, permettent une exploitation aisée des informations présentes dans le signal. L'ensemble de ces informations conduit à une description parcimonieuse de la configuration dynamique caractérisée par le signal analysé.

Le deuxième élément d'intérêt théorique est la définition d'une nouvelle version de MPD qui rend plus robuste la procédure d'extraction des composantes estimées itérativement. Cette nouvelle méthodologie, WB-MPD, permet une extraction des composantes basées sur leurs contenus temps-fréquence sans être affectée par la variation d'amplitude de ces composantes.

Sur plan applicatif, la méthodologie proposée dans ce chapitre constitue un outil intéressant pour la caractérisation parcimonieuse d'un système LTV, ce qui permet de définir des nouveaux concepts opérationnels comme la tomographie acoustique dynamique (partie IV).

9.4. Perspectives

La méthodologie générale présentée dans ce chapitre fera l'objet de plusieurs axes de recherche futurs. Le premier consiste à travailler sur la première étape de la WB-MPD qui consiste à décomposer le signal sur un ensemble des fonctions élémentaires d'un dictionnaire. La limitation de cette procédure est la taille du dictionnaire qui doit être très grande, d'autant plus si les composants présentent des variations d'amplitude. Une approche qui sera étudiée consiste à définir, à la place d'un dictionnaire de fonctions élémentaires, une batterie des opérateurs de déformation qui englobent les déformations physiques possibles du signal. Les paramètres physiques associés à chacune des composantes seront donnés par

l'opérateur warping qui stationnariserait *le plus* le contenu du signal correspondant à la composante en question.

Un autre axe de recherche théorique sera la définition d'une approche générale pour la construction des opérateurs warping basée sur la physique de l'application. Ainsi, l'adaptation à d'autres types de système LTV sera envisagée. Un exemple d'un tel système, faisant l'objet de mes travaux, sera le système constitué par une onde acoustique se propageant dans un fluide turbulent en écoulement dans une conduite fermée. La difficulté principale de ce système est la présence d'un effet Doppler particulier au niveau de chacune des cellules du fluide, ce qui pourrait être vu, de façon globale, comme un effet Doppler distribué dans le volume du fluide et variable aléatoirement, en raison de la turbulence. L'étude de l'interaction entre cet effet et une onde acoustique se propageant dans ce système serait d'un grand intérêt car une éventuelle estimation de cette interaction apportera des informations riches en ce qui concerne la dynamique de l'écoulement. Ceci contribuera à un meilleur diagnostic des conduites, avec des nombreuses applications industrielles (lien avec le projet Smart Hydro Monitoring).

Enfin, comme illustré dans ce chapitre, en combinant les aspects physiques avec les outils de représentation des signaux, il est possible d'obtenir une description pertinente de la dynamique ainsi que de la géométrie d'une configuration mobile, avec, théoriquement, un seul capteur. Ce résultat pourrait aider à la définition du concept de *diversité spatiale due au mouvement* et qui consiste à caractériser complètement un environnement 3D par un ensemble des sources/récepteur mobiles. Ceci serait une alternative par rapport aux réseaux des capteurs fixes, moins flexibles qu'un ensemble mobile. Ce concept de diversité spatiale pourrait donc conduire à la définition des réseaux de capteurs parcimonieux et cet axe fait l'objet d'un projet DGA Rapide « GREENAR », démarré en 2011.

Partie III

Méthodes de suivi des structures
temps-fréquence non-linéaires

L'ensemble de mes travaux de recherche a pour objectif central l'analyse des signaux issus des configurations complexes, afin de mieux comprendre les phénomènes associés à celles-ci. La caractéristique commune de ces configurations est l'absence des *a priori* quant aux signaux à analyser et/ou aux phénomènes d'interaction entre des signaux d'investigation connus et l'environnement à caractériser. L'approche générale consiste donc à proposer des méthodes d'analyse adaptées à un contexte de traitement soit *incertain*, les caractéristiques de l'environnement étant connues avec un certain degré d'incertitude soit, *passif*, nous essayons de caractériser les phénomènes d'intérêt en utilisant les signaux *naturellement* présents dans le milieu. Par conséquent, les signaux à étudier sont généralement compliqués et inconnus, ayant des contenus temps-fréquence divers. Afin de pouvoir identifier les méthodes d'analyse les plus appropriées pour chaque type de structures temps-fréquence présente dans le signal analysé, l'identification des régions temps-fréquence **d'intérêt** est une étape indispensable. Ceci constitue donc l'objectif principal des travaux présentés dans cette partie et qui ont trait à la mise en place des méthodes de suivi (ou de tracking) automatique des structures temps-fréquence d'un signal.

Mathématiquement, nous considérons que les signaux issus d'une configuration inconnue et/ou incertaine suivent le modèle général suivant :

$$x(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{P_i} a_{ik}(t) (D_{ik} s_i)(t - \tau_{ik}(t)) + \text{bruit} \quad (\text{III.1})$$

où

M – Nombre de signaux ayant un contenu temps-fréquence distinct. Dans ce modèle, nous considérons que chacun des signaux provient d'une source située à une certaine position géométrique ;

P_i – Nombre de trajets associés à la propagation entre la source i et le capteur ;

$a_{ik}(t)$ – Atténuation du signal provenant de la source i par le trajet k ;

$\tau_{ik}(t)$ – Retard du signal provenant de la source i et dû à la propagation sur le trajet k ;

La dépendance du temps des a_{ik} et τ_{ik} correspond au cas où les sources sont mobiles.

D_{ik} – Opérateur de déformation du contenu spectral du signal i (propagé sur le trajet k) et dû, par exemple, aux effets de dispersion du milieu ou à l'effet Doppler ;

s_i – Signal émis par la source i et qui peut avoir, généralement, un contenu temps-fréquence non-linéaire ;

bruit – Bruit de statistique arbitraire.

Afin d'illustrer la problématique du suivi des composantes temps-fréquence, nous illustrons, sur la figure III.1, le spectrogramme d'une observation issue d'une campagne de mesure sous-marine. Les signaux émis étaient, successivement, des chirps et des modulations non-linéaires de fréquence.

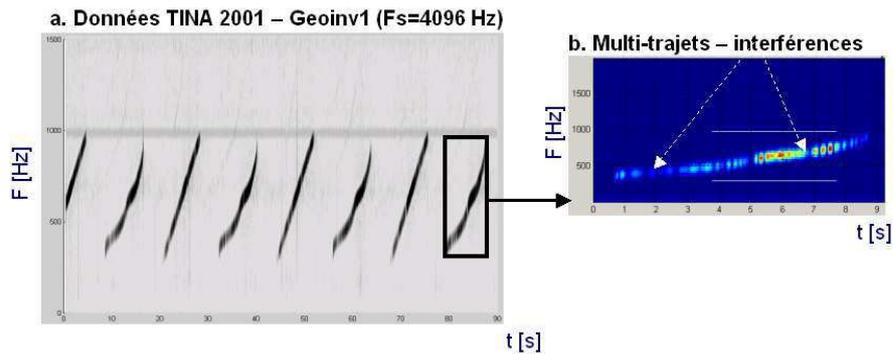


Figure III.1. Exemple de signal réel issu d'un milieu sous-marin incertain

Le signal dont le spectrogramme est illustré sur la figure 2.1.a. est composé de plusieurs paquets d'arrivées; chacun d'eux contenant un certain nombre de versions atténuées et décalées des signaux émis. Comme ceux-ci sont différents d'une émission à l'autre, les signaux reçus auront une structure temps-fréquence différente. Par conséquent, la méthode de suivi doit être capable de *séparer* les signaux arrivés et de *fournir* le contenu temps-fréquence de chaque signal. En plus, l'opération de séparation doit être menée dans un contexte bruité et en présence de fausses composantes ainsi que dans le contexte des interférences entre les composantes proches (voir la figure III.1.b).

Dans cette partie, nous allons présenter deux classes de méthodes de suivi des composantes temps-fréquence. La première s'articule autour du concept de continuité d'énergie dans le plan temps-fréquence.

La prise en compte des perturbations particulières, comme le bruit impulsif, est également présentée. La deuxième classe de méthodes développées s'articule autour du concept de continuité locale de la phase instantanée.

CHAPITRE 10 : Suivi dans le plan temps-fréquence par des critères énergétiques

Cet axe de recherche a été développé, depuis 2004, dans la suite de mes travaux de thèse portant sur la détection des structures temps-fréquence. Il a constitué un des objectifs théoriques de la thèse de Cédric Cornu (2003-2006) et a fait l'objet des collaborations avec le SHOM (dans le cadre du projet de recherche STEREO, Système Temps Réel d'Observation Rapide de l'environnement océano-acoustique, 2004-2007) ainsi qu'avec l'équipe Time-Frequency Signal Analysis de l'Université de Monténégro (dans le cadre des séjours scientifiques bilatéraux et le séjour d'Igor Djurovic, Professeur à l'Université de Monténégro, à Grenoble dans le cadre d'une bourse CNRS « Scientifique de Haut Niveau »).

Cet axe de recherche est motivé par les besoins de détection et de compréhension des structures temps-fréquence d'un signal réel tel que celui décrit par (III.1). Comme indiqué par ce modèle, le signal analysé peut être composé des structures temps-fréquence différentes, proches l'une de l'autre, et, généralement, mal connues en raison de l'aspect incertain et/ou passif du contexte. L'objectif du suivi des composantes temps-fréquence est d'offrir une caractérisation, en termes de lois de fréquence instantanée, des structures du signal analysé, tout en travaillant avec un minimum d'hypothèses sur le contenu de celui-ci. Par exemple, l'hypothèse de phase de type polynomial n'est pas envisagée ce qui invalide l'utilisation de la modélisation polynomiale de phase.

La caractérisation fournie par le suivi temps-fréquence serait très utile pour la mise en place, par la suite, d'un traitement adéquat à chaque type de composante détectée. Par exemple, avec les lois de fréquence instantanée détectées, il est possible de définir les opérateurs warping adéquats à chacune des composantes.

Compte tenu du minimum d'hypothèses ainsi que du caractère généraliste que nous cherchons pour la méthodologie de suivi temps-fréquence, l'orientation vers l'analyse des signaux à court terme par batteries de filtres (représentée mathématiquement par le spectrogramme) couvrant la bande d'intérêt est naturelle et a constitué le point de départ de nos travaux. Nos contributions ont porté sur la proposition des méthodes de regroupement de l'information temps-fréquence en utilisant des critères de continuité énergétique. L'adaptation des outils génériques, comme l'estimation du taux de modulation linéaire locale, à des perturbations particulières comme le bruit impulsif a été également étudiée.

Domaines d'applications : Analyse des signaux en configuration passive multi-trajet (guerre électronique, monitoring passif de l'environnement marin et aérien), Suivi temps-fréquence en condition de bruit complexe, Configuration des opérateurs warping et des filtres temps-fréquence.

Publications : Ce travail a donné lieu à quatre papiers revue ([A15], [A20], [A23], [A26]) et trois papiers conférence, sur les aspects théoriques ainsi qu'applicatifs : [C23], [C32], [C59] (*voir le chapitre 5 de la Partie I*).

10.1. Contexte

Dans le cas le plus général, une étape de détection indique, quand appliquée à une observation bruitée, l'existence du signal utile. Afin d'adapter cette définition au contexte du suivi des composantes temps-fréquence d'un signal inconnu et/ou issu d'un milieu incertain, nous allons considérer, comme *parties utiles* de l'observation, toutes les structures temps-fréquence contrastant avec le bruit de fond. Dans le cas le plus général, ces structures sont représentées par des formes temps-fréquence non-linéaires couvrant toute la bande du récepteur. Dans ce contexte, les objectifs du suivi temps-fréquence reposent sur l'isolation des structures temps-fréquence dans des RdIs (régions d'intérêt). Pour répondre à ces objectifs, et compte tenu du caractère générique souhaité pour le suivi des composantes temps-fréquence d'un signal inconnu, la méthodologie générale de suivi temps-fréquence est définie comme illustré sur la figure 10.1.



Figure 10.1. Stratégie générale de suivi des structures temps-fréquence

L'espace initial de représentation doit être suffisamment générique afin d'assurer la représentation d'une large gamme des signaux, en absence d'hypothèses a priori fortes. Il devrait également permettre une représentation robuste des structures utiles du signal. Nous nous sommes initialement orientés vers l'analyse par banc de filtres. Chaque filtre occupant une bande de fréquences particulières, on divise le plan temps-fréquence en bandes d'observation sur lesquelles on effectue des traitements pour la détection de signaux.

Par la suite, nous nous intéressons au **regroupement de l'information temps-fréquence** « visible » dans cet espace de représentation et qui constitue le point central des travaux présentés dans ce chapitre. Le traitement traditionnel mis en place est basé sur l'analyse par blocs, permettant de détecter des régions d'intérêt rectangulaires dans le plan temps fréquence. Il s'agit en effet du concept général de détection dans le domaine du spectrogramme que nous avons considéré comme point de départ [Ravier01], [Martin04], [Ioana06]. Le premier aspect abordé est la méthode pour la détection de l'énergie dans chaque bande du banc de filtres. La méthode la plus simple pour sélectionner les bandes d'énergie est d'effectuer un seuillage dépendant du niveau de bruit. Pour estimer ce niveau de bruit, on suppose que le bruit soit uniformément réparti ce qui amènera un niveau constant en dehors des zones fréquentielles où est présent le signal, comme le montre la figure 10.2. La valeur correspondant au niveau de bruit pour le critère est alors un point d'accumulation que l'on peut estimer en mesurant la densité de probabilité (DDP) de ce critère. Le niveau de bruit correspond a priori au premier pic rencontré sur la DDP (figure 10.2).

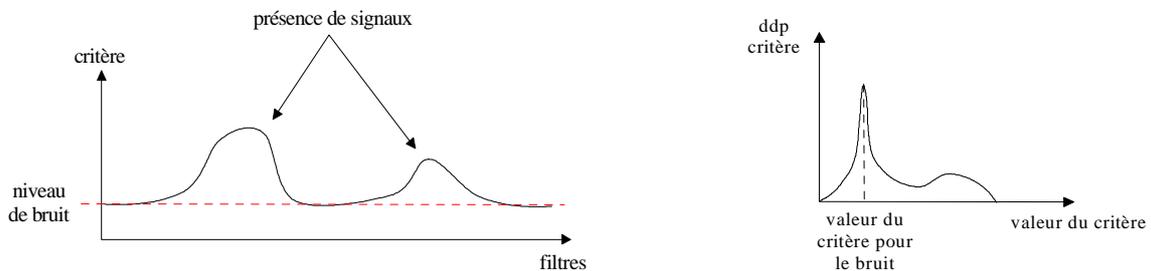


Figure 10.2. Estimation du niveau de bruit et le « contraste » signal-bruit

Le critère illustré sur la figure 10.2 doit permettre, dans le cas général, de détecter la présence des signaux sur fond de bruit. Le choix d'un tel critère, appliqué localement, a largement été abordé dans la littérature, une des propriétés exploitées étant la gaussianité : le bruit peut être considéré de distribution d'amplitude gaussienne alors que les composantes du signal présentent généralement une répartition d'amplitude non gaussienne. La gaussianité est estimée au moyen du kurtosis qui mesure la présence, dans une zone tempo-spectrale donnée, du signal [Ravier 2001] par rapport à son non-gaussianité relative au bruit.

Des travaux plus récents ont conduit aux calculs de la DDP des pixels temps-fréquence d'un spectrogramme [Huillery08]. L'estimation de la distribution du bruit dans le plan temps-fréquence permet ainsi la définition des techniques de détection et de suivi performantes à partir du spectrogramme. Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés, dans le cadre du séjour de scientifique de haut niveau d'Igor Djurovic, au cas du bruit impulsionnelle et nous avons proposé une technique de suivi des signaux composés des modulations linéaires de fréquence [Djurovic10].

Un autre point auquel je me suis intéressé est le suivi des composantes en présence des interférences. En effet, les techniques basées sur la détection locale statistique (deux de ces critères étant les statistiques d'ordre supérieur – SOS et le seuillage énergétique), interprètent l'affaiblissement de l'énergie, dû aux interférences destructives, comme du bruit, ce qui conduit à un suivi erroné de telles structures. Cette limitation est mise en évidence dans l'exemple suivant où nous considérons un signal sous-marin réel qui correspond à des réceptions de plusieurs paquets propagés après des émissions successives des MLFs et des modulations non-linéaires – figure 10.3.

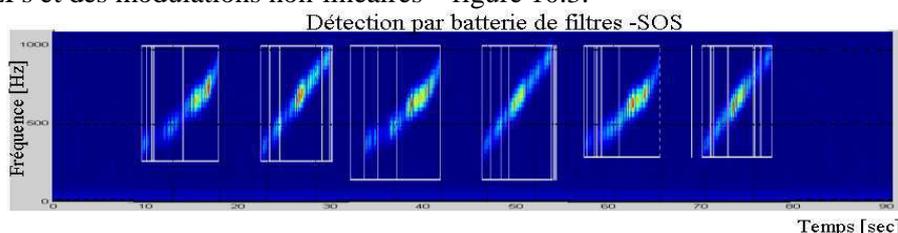


Figure 10.3. Résultat fourni par le Détecteur Batterie de Filtres (BF)-SOS sur des signaux TINA 2001

Nous pouvons remarquer que les paquets des signaux arrivés seront découpés, par le détecteur, en plusieurs zones temps-fréquence. La cause de cette mauvaise détection est due aux parties temps-fréquence atténuées et qui ne sont pas regroupées par la procédure basée sur les SOS.

Une autre limitation des techniques de détection par analyse locale temps-fréquence réside dans la fourniture de zones de détection rectangulaires dans le plan temps-fréquence (figure 10.3). Ainsi, une composante dont la fréquence varie au cours du temps aura une surface de détection d'autant plus grande que la variation de fréquence est grande, figure 10.3. Dans un contexte de débruitage, par exemple, cette façon de procéder n'est pas optimale et on chercherait plutôt à obtenir un support épousant la forme temps-fréquence du signal.

Afin de palier à ces limitations, nous avons proposé une stratégie de groupement plus élaborée et récursive fondée sur l'utilisation de l'algorithme de Viterbi [Cornu05].

10.2. Contributions

10.2.1. Regroupement de l'information temps-fréquence par Viterbi

Dans le contexte du suivi de composantes temps-fréquence d'un signal inconnu, l'espace de représentation de type spectrogramme permet de visualiser les zones régions temps-fréquence d'intérêt, comme suggéré par la figure 10.4. L'application des critères énergétiques locaux permet d'éliminer le bruit et de représenter l'information par une suite des pixels temps-fréquence – figure 10.4.

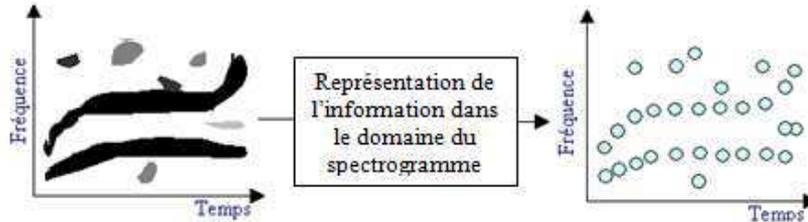


Figure 10.4. Représentation d'un signal dans le plan temps-fréquence

Le regroupement de l'information présentée sur la formes des pixels constitue l'objectif de base d'une méthode de suivi temps-fréquence. Les critères évoqués précédemment apportent des solutions intéressantes et reposent sur des principes de contraste signal/bruit ainsi que de proximité dans le plan temps-fréquence. L'ensemble de ces critères, dans le contexte du suivi temps-fréquence, tente d'associer *automatiquement* des régions du plan temps-fréquence correspondant aux parties utiles du signal analysé. Cette association est instantanée lorsqu'un opérateur humain, initié à l'analyse temps-fréquence, regarde une représentation temps-fréquence. L'objectif donc du suivi automatique est de réaliser la même opération mais de façon non-supervisé et efficace, et dans l'absence des *a priori* concernant le signal.

C'est dans ce cadre que nous avons inscrit nos travaux et nous avons proposé l'utilisation des méthodes de recherche des chemins optimaux dans un espace 2D, inspirée par des algorithmes de type Viterbi [Viterbi67]. En effet, le problème d'association des pixels temps-fréquence peut être exprimé en termes de recherche des chemins optimaux dans le plan temps-fréquence, l'optimalité étant définie localement par la minimisation d'une fonction de pénalité. Dans ce contexte, l'avantage principal des algorithmes de type Viterbi est le fait qu'ils s'implémentent simplement de manière récursive, ce qui réduit l'espace de recherche dans le cas de problèmes compliqués et non-linéaires.

La méthode de suivi temps-fréquence fondée sur l'algorithme de Viterbi est définie, dans sa version initiale [LJStan03], comme une recherche de chemin dans le plan temps-fréquence qui minimise une somme de fonctions de pénalités dépendantes de ce chemin :

$$\hat{\omega}(t) = \arg \min_{k(t) \in \mathbf{K}} \left[\sum_{m=1}^{N-1} \gamma(k(t), k(t + \Delta t)) + \sum_{m=1}^N \lambda(TF(t, k(t))) \right] \quad (10.1)$$

où l'on suppose que la loi de fréquence instantanée ne peut passer que par un ensemble fini de points fréquentiels, \mathbf{K} , Δt est la période d'échantillonnage, N est le nombre d'instant considérés et $TF(t, \omega)$ constitue l'ensemble des points temps-fréquence à regrouper. Les fonctions de pénalité sont choisies suivant les critères suivants :

- la LFI passe par les points de fortes intensités dans le plan temps-fréquence (fonction λ);

- les variations de la LFI sont relativement lentes (fonction γ) présentant donc une variation lente et continue de l'énergie dans le plan temps-fréquence.

L'algorithme de Viterbi peut être étendu comme un outil général pour grouper des parties du plan temps-fréquence appartenant à la même composante du signal. Nos contributions, en collaboration avec l'équipe TFSA de Monténégro, ont porté sur l'extension de cette méthodologie dans le cas des observations multi-composantes ainsi que sur la détection du début et de la fin des composantes. Je présente, dans la section suivante, les contributions principales liées à la problématique de suivi des structures temps-fréquence multiples.

L'algorithme décrit en [LJStan03] utilise une représentation Pseudo Wigner-Ville et traite le cas des signaux monocomposantes. Il est supposé que la composante dont on veut estimer la loi de fréquence instantanée est présente du début à la fin. Pour traiter le cas multi-composantes, on choisit les candidats pour l'extension des chemins déjà mis en place de la façon suivante. A chaque instant, on estime les maxima, au-delà d'un certain seuil, des modules des sorties des filtres (figure 10.5). On note cet ensemble C_i . Les largeurs de bande, reliées à l'étalement spectral de ces composantes, seront associées à ces maxima. Le but du regroupement est alors d'associer tous les maxima appartenant à une même composante.

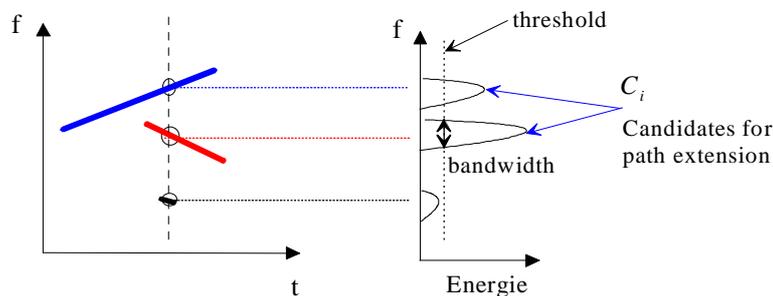


Figure 10.5. Détection des maxima locaux

La fusion des maxima locaux consiste à regrouper les pixels temps-fréquence de façon optimale. Dans nos travaux, le regroupement optimal est celui qui minimise la fonction de pénalité suivante, liée à la continuité de l'énergie entre deux points temps-fréquence [Cornu05] :

$$f((t_i, \omega_i); (t_j, \omega_j)) = \frac{\|TF(t_i, \omega_i) - TF(t_j, \omega_j)\|}{\|TF(t_i, \omega_i) + TF(t_j, \omega_j)\|} \quad (10.2)$$

Ce choix est naturel par rapport à notre objectif de suivi des structures temps-fréquence non-linéaires compactes, caractérisées par une variation lente de l'énergie dans le plan temps-fréquence. Cette fonction peut être interprétée comme une pseudo-dérivée qui mesure la différence énergétique entre deux points. Si entre ces points proches la différence énergétique est importante il est possible que ces points appartiennent à des structures T-F différentes. Pour cette raison, la pénalité, dans le cas où nous décidons d'associer ces points à la même structure, sera grande. Le cas échéant - l'énergie comparable entre deux points proches - conduit à une association des deux pixels avec une pénalité réduite.

La construction des chemins temps-fréquence s'effectue en minimisant cette fonction calculée pour chaque transition possible entre les points temps-fréquence existants à l'instant t et les points existants à l'instant $t+\Delta t$. Les éléments intervenant dans l'algorithme de regroupement sont définis sur la figure 10.6 pour l'exemple des structures illustrées sur la figure 10.4.

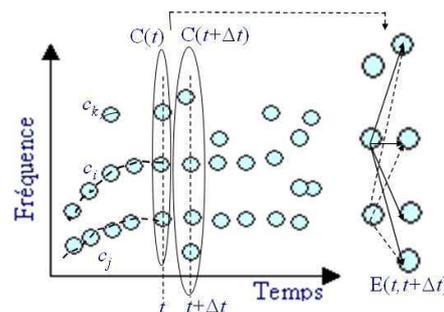


Figure 10.6. La procédure de fusion des maxima locaux

Nous notons avec $C(t)$ l'ensemble des points temps-fréquence TF existants à l'instant t (ie, les points obtenus après l'étape d'estimation des maxima locaux – figure 10.5) et avec c_i, c_j, c_k, \dots l'ensemble de chemins créés jusqu'à l'instant t . Comme illustré sur la figure 10.6, chaque point du $C(t)$ peut être relié à un point $C(t+\Delta t)$. L'ensemble des trajets possibles est défini par $E(t, t+\Delta t)$. Pour chaque transition nous évaluons la fonction de pénalité dérivée de (10.2) mais qui tient compte des chemins précédents :

$$f((t, c_i(t)); (t + \Delta t, \omega_j)) = \frac{\|TF(t, c_i(t)) - TF(t + \Delta t, \omega_j)\|}{\|TF(t, c_i(t))\| + \|TF(t + \Delta t, \omega_j)\|} \quad (10.3)$$

$$\forall \omega_j \in C(t + \Delta t) \text{ et } \forall c_i \in \Gamma(t)$$

où $\Gamma(t)$ constitue l'ensemble des chemins existants à l'instant t . L'association d'un point $TF(t+\Delta t, \omega_j)$ à un chemin s'effectue en deux étapes :

1. Trouver ω_j pour laquelle la fonction de pénalité (10.3) est minimale :

$$\hat{\omega}_j = \arg \min_{\omega} f((t, c_i(t)), (t + \Delta t; \omega_j)) \quad (10.4)$$

$$c_i(t + \Delta t) = \hat{\omega}_j$$

Le point temps-fréquence à l'instant $t+\Delta t$ qui minimise cette fonction de pénalité constitue un candidat pour la prolongation du chemin c_i .

2. La décision de prolongation d'un chemin c_i avec le point $TF(t+\Delta t, \omega_j)$, issu de (10.4), s'effectue en étudiant soit l'énergie, soit la fonction de pénalité cumulées, soit une combinaison de ces deux quantités, définies pour un chemin c_i selon :

$$\Lambda_{c_i}(t + \Delta t) = \Lambda_{c_i}(t) + f((t, c_i(t)); (t + \Delta t, c_i(t + \Delta t))) \quad (10.5)$$

$$E_{c_i}(t + \Delta t) = E_{c_i}(t) + |TF(t + \Delta t, c_i(t + \Delta t))|^2$$

Plus exactement, nous définissons une fonction de pénalité hybride :

$$\Omega_{c_i}(t) = \alpha \Lambda_{c_i}(t) + \beta E_{c_i}(t) \quad (10.6)$$

où α et β sont les poids accordés à chacun de critères.

A partir de cette fonction de pénalité hybride nous décidons d'associer le point $TF(t+\Delta t, \omega_j)$ au chemin c_i si la croissance de la fonction de pénalité de cette transition est *comparable* à la croissance de la transition précédente du chemin c_i :

$$\text{IF } \Omega_{c_i}(t + \Delta t) - \Omega_{c_i}(t) \leq \varepsilon [\Omega_{c_i}(t) - \Omega_{c_i}(t - \Delta t)]$$

$$TF(t + \Delta t, \hat{\omega}_j) \subset c_j \quad (10.7)$$

ELSE

$(t, c_i(t))$ – point terminal du chemin

END

où ε est un seuil choisie lié au caractère dynamique de l'amplitude du signal et/ou de variation temps-fréquence.

Dans le cas où un point appartenant à $C(t)$ n'est pas relié à un chemin précédent, ce point sera considéré comme point de départ d'une nouvelle structure. La procédure sera identique à celle présentée ci-dessus et qui se poursuit jusqu'à ce que tous les points temps-fréquence soient parcourus.

Pour le cas illustré sur la figure 10.4, l'algorithme de regroupement fournira le résultat présenté sur la figure 10.7.

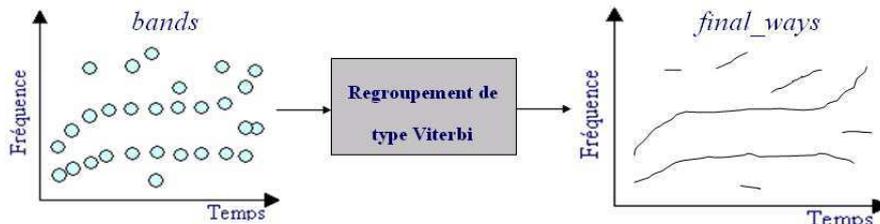


Figure 10.7. Résultat du regroupement de l'information temps-fréquence

Le résultat du regroupement de type Viterbi permet un suivi efficace des structures temps-fréquence complexes, caractérisées par un contenu temps-fréquence non-linéaire et perturbé par du bruit et des interférences avec d'autres composantes. L'exemple suivant aborde le cas d'une vocalise de mammifère sous-marin dont le spectrogramme est illustré sur la figure 10.8.a. Le suivi de type Viterbi, présenté sur la figure 10.8.b, montre que malgré la perte d'énergie située au point temps-fréquence correspondant au minimum de la fréquence instantanée ainsi qu'à la présence des composantes parasites, l'algorithme de regroupement arrive à connecter les structures temps-fréquence du signal. L'exemple suivant, figure 10.9., concerne cette fois-ci un signal sous-marin à plusieurs composantes temps-fréquence. La figure 10.9.a indique la détection des régions d'intérêt réalisée par le seuillage énergétique du spectrogramme. Nous pouvons constater que les deux composantes T-F principales du signal seront segmentées et mises en évidence dans plusieurs régions d'intérêt. Le problème est résolu par l'utilisation du tracking de type Viterbi (figure 10.9.b) qui arrive à suivre correctement les deux composantes.

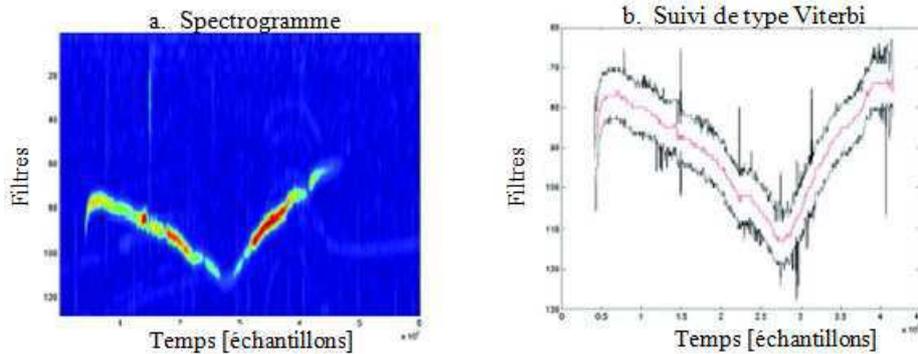


Figure 10.8. Suivi d'une structure temps-fréquence appartenant à une vocalise de mammifère sous-marin

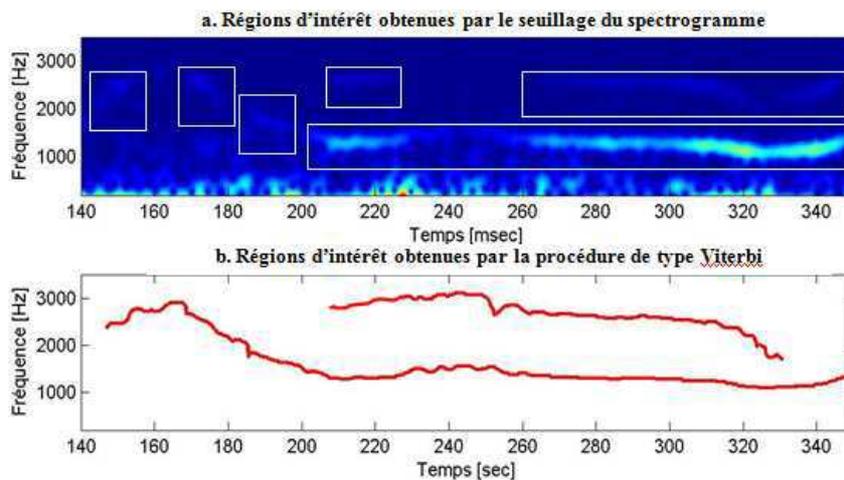


Figure 10.9. Suivi des structures temps-fréquence appartenant à une vocalise de mammifère sous-marin – cas multi-composantes

Pour le signal considéré précédemment dans l'exemple 10.3, le résultat de la détection en appliquant le regroupement de type Viterbi est illustré sur la figure 10.10.

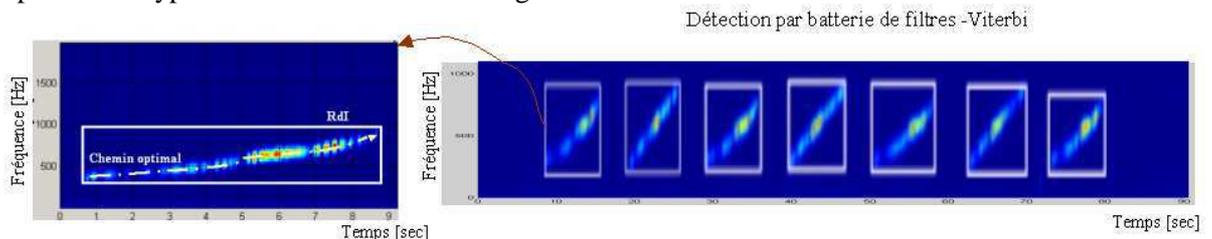


Figure 10.10. Résultat du suivi de type Viterbi sur un signal réel issu d'une configuration multi-trajets

Comme illustré par cet exemple, en utilisant des fonctions de pénalité de type (10.2) nous privilégions la continuité de la puissance instantanée des composantes du signal. Ceci nous garantit la prise en compte de toutes les parties de ces structures, indépendamment de leurs énergies qui varient, dans notre exemple, en raison des interférences entre les composantes proches. Par conséquent, les structures

temps-fréquence seront bien conservées et les chemins fournis par le suivi constituent une bonne estimation des LFI contenues dans le signal.

Afin de mettre en évidence l'intérêt pour le suivi de type Viterbi, par rapport à d'autres techniques possibles de tracking temps-fréquence, nous étudions les courbes opérationnels du récepteur – COR (Receiving Operating Characteristics) pour un signal synthétique constitué de deux composantes temps-fréquence non-linéaires très proches. Comme méthodes de suivi dans le plan temps-fréquence, nous avons considéré :

- L'extracteur des pixels temps-fréquence dans le domaine de la Transformée de Fourier à Court Terme (« STFT extractor »). En effet, cette méthode consiste à sélectionner, dans le domaine de la TFCT, les pixels dont l'énergie dépasse le seuil requis pour l'évaluation des COR ;
- L'extracteur des pixels temps-fréquence dans le domaine de la Transformée en Ondelettes (« WT extractor »). Comme dans le cas précédent, cette méthode consiste à sélectionner, dans le domaine de la transformée en ondelettes, les pixels dont l'énergie dépasse le seuil requis pour l'évaluation des COR ;
- Filter Bank - High Order Statistics (FB-HOS) qui est une méthode de suivi temps-fréquence basée sur le regroupement de l'information dans des sous-bandes en utilisant des statistiques d'ordre supérieurs [Ioana03]. Il s'agit en effet de la généralisation des méthodes proposées en [Ravier01] au sens du remplacement de la décomposition en paquets d'ondelettes par une analyse par batterie de filtres couvrant la bande spectrale du signal.
- FB-HOS Viterbi – Cette méthode consiste à regrouper, via la technique de Viterbi présentée dans ce chapitre, les pixels temps-fréquence détectés par la méthode FB-HOS.

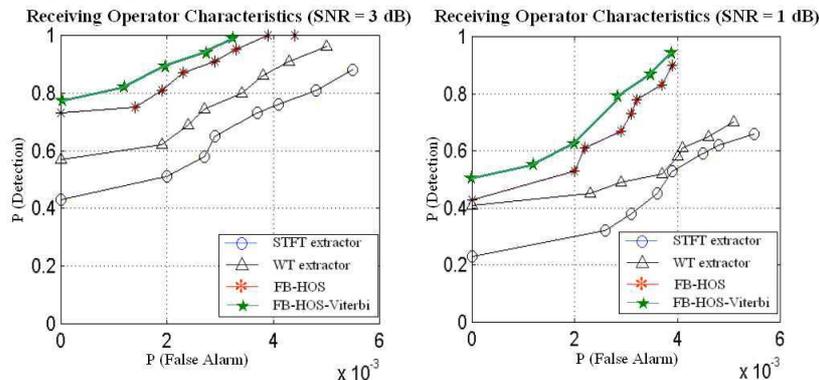


Figure 10.11. Performance de détection de plusieurs méthodes de suivi temps-fréquence

Comme indiqué par la figure 10.11 pour deux rapports signal sur bruit (3 dB et 1 dB), la FB-HOS-Viterbi fournit les meilleurs résultats en termes des CORs grâce au suivi basé sur la continuité de l'énergie temps-fréquence, qui permet de regrouper les parties du signal, malgré les interférences destructives. Pour les trois autres méthodes, les performances de détection sont diminuées par ces interférences qui conduisent à une segmentation de la vraie région d'intérêt, de façon similaire à la situation présentée sur la figure 10.3.

La méthodologie de regroupement basée sur le critère de la continuité énergétique et le principe d'optimalité de type Viterbi assure un bon tracking des composantes temps-fréquence d'un signal. Le résultat du tracking se traduit par un suivi correct de la loi de fréquence instantanée ainsi que de la bande instantanée, qui peut servir au filtrage temps-fréquence de la composante, via les techniques proposées au chapitre 7. L'interaction entre la méthode de suivi de type Viterbi et le filtrage basé sur les opérateurs warping a été définie comme le lien entre la thèse de Cédric Cornu et celle d'Arnaud Jarrot. Cette méthodologie constitue un outil transverse utilisé dans des applications diverses, en partie abordées dans la Partie IV de ce mémoire.

10.2.2. Suivi temps-fréquence adaptatif et en contexte de bruit impulsif

Dans le paragraphe précédent nous avons présenté le concept du suivi des structures temps-fréquence à partir de la continuité de l'énergie définie entre des pixels temps-fréquence appartenant à la même structure. Une alternative à ce type de solutions consiste à effectuer une estimation paramétrique locale des structures temps-fréquence, par le biais du modèle de phase polynomiale, par exemple [Ioana05], [Jabloun07], [Cirillo08], etc. Une structure temps-fréquence sera constituée des composantes locales à phase polynomiale d'ordre réduit. Un tel modèle a également été discuté dans le chapitre 7 mais,

au niveau de performances au bruit, nous n'avons considéré que le cas d'un bruit blanc gaussien. Ce contexte est également considéré dans la quasi-totalité des travaux portant sur la modélisation polynomiale locale. Un autre point important, conditionnant les performances du suivi temps-fréquence par modélisation locale de phase, est le choix de la fenêtre d'analyse. Ceci est d'autant plus important que l'ordre de la phase polynomiale locale est faible

Dans le cadre de la collaboration avec le Professeur Igor Djurovic, de l'Université de Monténégro, nous nous sommes intéressés à la modélisation locale adaptative avec des chirps à court terme, dans un contexte général de bruit impulsif. De façon générale, la modélisation locale des chirps d'un signal $x(t) = Ae^{j\phi(t)}$ s'exprime mathématiquement par :

$$\phi(t) = \sum_i h_{D_i}(t - kD_i) [f_{0i}(t - kD_i) + c_i(t - kD_i)^2] \quad (10.8)$$

où $\{D_i\}$ sont les durées (considérées variables dans le cas le plus général) de la fenêtre d'analyse h , f_{0i} - les fréquences initiales et $\{c_i\}$ sont les taux de modulation linéaire.

Dans ce contexte, deux difficultés ont été abordées dans nos travaux et qui ont conduit à des contributions :

1. L'adaptation de la taille de la fenêtre d'analyse afin de garantir l'optimalité de l'estimation des paramètres des chirps locaux, $\{f_{0i}\}$ et $\{c_i\}$ - [Djurovic09].

L'estimateur le plus simple des fréquences centrales des chirps peut être déduit de l'estimateur de fréquence instantanée défini à partir de la Pseudo Wigner Ville Distribution (PWVD), par exemple:

$$PWVD_D(t, \omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_D(nT) x(t + nT) x^*(t - nT) e^{-j2\omega nT} \quad (10.9)$$

où D est la durée de la fenêtre d'analyse et T est le pas d'échantillonnage. Les estimateurs de la fréquence instantanée et des fréquences initiales des chirps locaux ont pour expression :

$$\hat{\omega}_D(t) = \arg \max_{\omega} PWVD_D(t, \omega); \{f_{0i}\} = \frac{1}{2\pi} \hat{\omega}_D(iD) \quad (10.10)$$

Le principe à la base de ces estimateurs est la dérivation de la phase instantanée, réalisée par le produit $x(t + nT) x^*(t - nT)$ et qui concentre sa transformée de Fourier (soit la distribution 10.9) sur la loi de fréquence instantanée (ou, en termes mathématiques, la première dérivée de la loi de phase). Récemment, O'Shea montre qu'en prenant la transformée de Fourier par rapport à la variable $(nT)^2$, nous obtenons la distribution « temps-taux de modulation linéaire » (ou CPD - Cubic Phase Distribution ou, encore, CPF pour Cubic Phase Function) [O'S02], qui, par équivalence avec la Pseudo WVD, s'écrit :

$$CPD_D(t, \Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_D(nT) x(t + nT) x^*(t - nT) e^{-j2\Omega(nT)^2} \quad (10.11)$$

où Ω est la variable représentant le taux de modulation linéaire, par équivalence avec la variable fréquentielle intervenant en (10.9). L'estimation des taux de modulation linéaire s'effectue donc avec :

$$\begin{aligned} \hat{\Omega}_D(t) &= \arg \max_{\omega} CPD_D(t, \Omega) \\ \{c_i\} &= \frac{1}{2\pi} \hat{\Omega}_D(iD) \end{aligned} \quad (10.12)$$

Comme indiqué par les formules (10.10) et (10.12), les estimations locales des fréquences initiales et des taux de modulation linéaire de fréquence (MLF) dépendent du choix de la fenêtre d'analyse qui intervient dans le calcul des distributions PWVD et, respectivement, CPD. Il est évident qu'une fenêtre de taille variable serait souhaitable afin d'obtenir un suivi temps-fréquence adapté au signal analysé. Concernant l'estimation de la loi de fréquence instantanée, des nombreux travaux ont proposé des méthodes d'analyse sur des fenêtres à taille variable [Katkovniv96], [LJStan00], etc. En ce qui concerne l'adaptation de la fenêtre nécessaire à l'estimateur du taux MLF, nous proposons une approche basée sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) de l'estimateur MLF, calculée en [Djurovic09] :

$$\begin{aligned} EQM\{\hat{\Omega}_D(t)\} &= bias^2\{\hat{\Omega}_D(t)\} + var\{\hat{\Omega}_D(t)\} = \\ &= [\phi^{(4)}(t)]^2 w_b^2 D^4 + \frac{\sigma^2}{A^2} D^{-5} w_v \end{aligned} \quad (10.13)$$

où w_b et w_v sont deux constantes qui dépendent du type de fenêtre, $\phi^{(4)}$ est la dérivée 4^{ème} de la phase, σ^2 – la variance du bruit (supposé gaussien). La minimisation de l'EQM par rapport à la durée de la fenêtre d'analyse, D , conduit à la durée optimale :

$$D_{opt}(t) = \sqrt[9]{\frac{5(\sigma^2 / A^2) w_v}{4[\phi^{(4)}(t)]^2 w_b^2}} \quad (10.14)$$

Etant donné le fait que la dérivée de la phase $\phi^{(4)}$ n'est pas connue, il n'est pas possible, dans les applications pratiques, d'utiliser la formule (10.14). Nous avons alors proposé l'utilisation du concept de l'intersection des intervalles de confiance (ICI - Intersection Confidence Interval) [LJStan04]. Nous considérons un ensemble de durées de fenêtre d'analyse $D = \{D_1, D_2, \dots, D_Q\}$, avec $D_i < D_{i+1}$. Les durées des fenêtres sont choisies de la manière suivante : $D_i = a^{i-1} D_1$, $a > 1$. Nous supposons que la durée optimale de la fenêtre $D_{opt}(t)$, à un instant donné, est proche d'une des valeurs de D . Les estimations des taux MLF pour toutes les fenêtres de D , $\{\hat{\Omega}_{D_i}\}$, $i = 1, 2, \dots, Q$, sont obtenues par :

$$\hat{\Omega}_{D_i}(t) = \arg \max_{\Omega} |CPD_{D_i}(t, \Omega)|^2 \quad (10.15)$$

où $CPD_{D_i}(t, \Omega)$ est la CPD calculée pour la fenêtre $h_{D_i}(t)$ ($h_{D_i}(t) \neq 0$ pour $|t| \leq D_i / 2$). Autour de chaque estimation, nous créons l'intervalle de confiance :

$$\left[\hat{\Omega}_{D_i}(t) - \lambda \sigma(h_{D_i}), \hat{\Omega}_{D_i}(t) + \lambda \sigma(h_{D_i}) \right] \quad (10.16)$$

où λ est le paramètre qui contrôle la probabilité que le vrai taux de MLF appartienne à cet intervalle et

$$\sigma(h_{D_i}) = \frac{\sigma}{A} D_i^{-5/2} \sqrt{w_v} \quad (10.17)$$

En utilisant le principe défini en [LJStan04], la fenêtre optimale est proche de la fenêtre la plus large pour laquelle les intervalles de confiance, créés par deux fenêtres voisines de l'ensemble D , s'intersectent toujours, soit :

$$\left| \hat{\Omega}_{D_i}(t) - \hat{\Omega}_{D_{i-1}}(t) \right| \leq \lambda \left[\sigma(h_{D_i}) + \sigma(h_{D_{i-1}}) \right] \quad (10.18)$$

La fenêtre optimale sera alors définie par :

$$\hat{D}_{opt}(t) = D_i \quad (10.19)$$

Les performances de cet algorithme dépendent du choix du paramètre λ , l'aspect étant discuté en [LJStan04] où il a été montré que cette valeur devrait être comprise dans l'intervalle [2,5]. Dans les simulations qui suivent, nous avons choisi la valeur $\lambda = 2$ et nous avons utilisé le signal de test suivant

$$x(t) = \exp(j8\pi t^4) \quad (10.20)$$

défini dans l'intervalle $t \in [-1/2, 1/2]$ avec le pas d'échantillonnage $T = 1/257$. Le taux de MLF exact, en fonction de temps, est $\Omega(t) = 96\pi^2$. Nous avons défini un ensemble de 13 fenêtres d'analyse $\{D_i = N_i T\}$, où $N_i = a^{i-1} N_1$ et $a = \sqrt{2}$, $N_1 = 5$. La figure 10.12 indique les performances, en termes d'EQM, d'estimation du taux MLF, obtenues pour des fenêtres d'analyse de taille fixe et pour la fenêtre optimale donné par notre algorithme (courbe rouge). Trois valeurs de rapports signal sur bruit ont été analysées et, pour chaque cas de figure, 100 simulations ont été réalisées.

Nous remarquons que le choix quasi-optimal assuré par notre algorithme permet d'obtenir les erreurs les plus faibles, pour un ensemble de 13 durées de fenêtres d'analyse. Par l'essai d'un nombre important de fenêtres, il serait possible d'obtenir des résultats meilleurs que par la fenêtre quasi-optimale

donnée par l’algorithme ICI, mais une telle procédure nécessiterait un temps de calcul important sans une garantie d’un bon résultat.

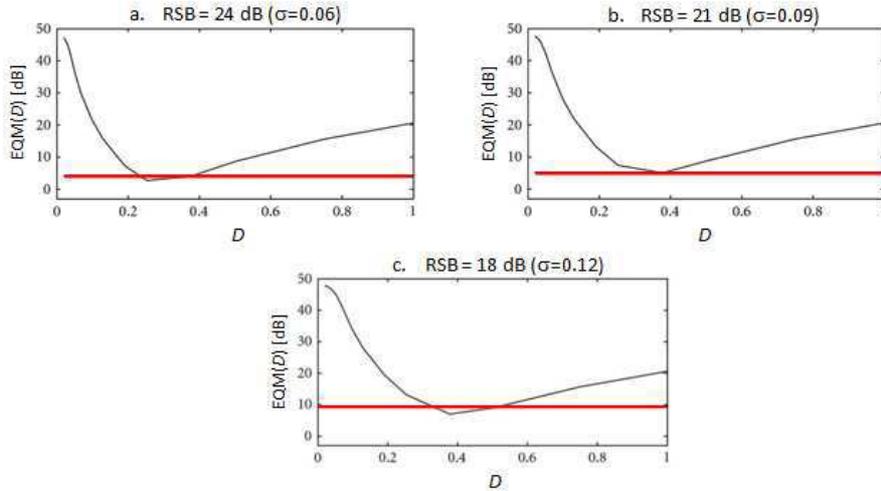


Figure 10.12. Comparaisons entre les performances d’estimation du taux MLF obtenues par des fenêtres fixes et de l’algorithme adaptatif du choix proposé dans ce paragraphe

L’exemple suivant montre l’intérêt du suivi adaptatif temps-taux de MLF par des fenêtres optimales obtenues à travers l’algorithme ICI. Dans cet exemple, nous considérons le signal (10.20), bruité pour un RSB=21 dB. Les figures 10.13.a et b présente le suivi temps-taux de MLF pour deux fenêtres arbitraires fixes.

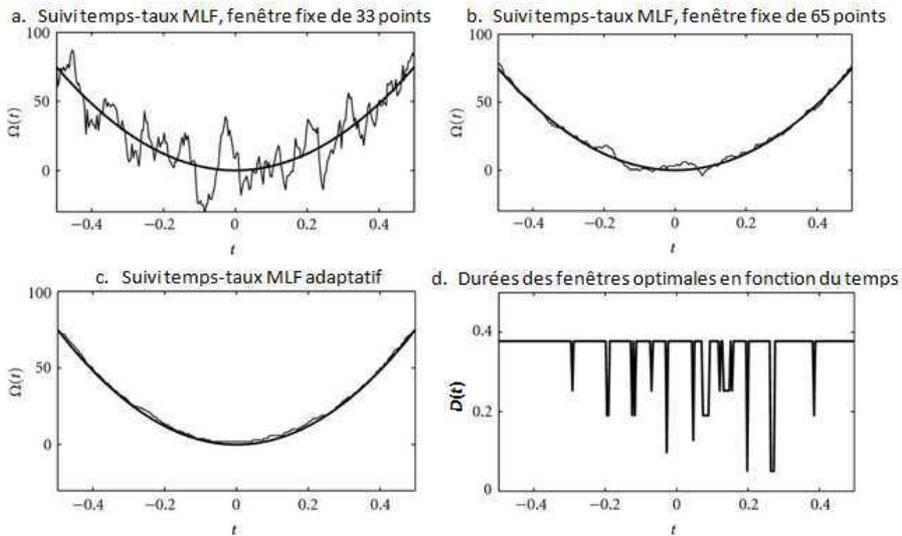


Figure 10.13. Illustrations du suivi temps-taux de MLF assuré par des fenêtres fixes et par l’algorithme d’optimisation du choix de la fenêtre

Nous constatons les erreurs importantes dues au bruit, d’autant plus importantes que la fenêtre est courte. Le suivi adaptatif, figure 10.13.c, indique la qualité du suivi due à l’adaptation de la durée de la fenêtre d’analyse, réalisée par l’algorithme d’optimisation. En effet, l’application de cet algorithme permet d’adapter les durées de la fenêtre conformément aux durées optimales indiquées sur la figure 10.13.d.

En conclusion, l’algorithme de choix optimal de la durée de la fenêtre d’analyse permet un suivi temps-taux MLF efficace. Ceci, corroboré avec les travaux antérieurs sur le choix optimal de la fenêtre d’analyse dans le contexte du suivi de la LFI, amèneront à une modélisation précise de type (10.8).

2. L’adaptation des estimateurs du taux de modulation linéaire au cas de bruit impulsif [Djurovic10]. En effet, ce type de bruit est présent dans des nombreux cas applicatifs et il se traduit par des impulsions aléatoires très large bande qui affecte les estimateurs conçus dans le cas du bruit de type gaussien, comme celui étudié dans le cas précédent.

La solution que nous proposons dans le cas d'un bruit impulsif consiste à filtrer le signal, avant d'appliquer les estimateurs (10.10) et (10.12), dans le domaine de la transformée de Fourier *robuste* qui est défini comme l'espace adéquat pour la soustraction de ce type de bruit [Djurovic02]. Pour un signal analysé, $x(nT)$, l'expression du spectre filtré dans le domaine de la transformée de Fourier robuste est [Djurovic10] :

$$\hat{X}(\omega) = \hat{X}_1(\omega) + \hat{X}_2(\omega) + j[\hat{X}_3(\omega) + \hat{X}_4(\omega)] \quad (10.21)$$

où

$$\hat{X}_i(\omega) = \sum_{l=-N/2}^{N/2} a_l \mathbf{r}_{(i,l)}(\omega) \quad (10.22)$$

$$\mathbf{r}_{(i,l)}(\omega) \in \mathbf{R}_i(\omega) = \{r_i(nT, \omega) \mid n \in [-N/2, N/2]\}, \quad i=1,2,3,4$$

Les éléments $r_i(nT, \omega)$ ($i=1, 2, 3, 4$) sont définis comme suit :

$$\begin{aligned} r_1(nT, \omega) &= \text{Re}[x(nT)] \cos(\omega(nT)); & r_2(nT, \omega) &= \text{Im}[x(nT)] \sin(\omega(nT)) \\ r_3(nT, \omega) &= -\text{Re}[x(nT)] \sin(\omega(nT)); & r_4(nT, \omega) &= \text{Im}[x(nT)] \cos(\omega(nT)) \end{aligned} \quad (10.23)$$

Les coefficients du filtre (10.22) sont calculés par :

$$a_l = \begin{cases} 1/(2Na + 1), & l \in [-aN, aN] \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (10.24)$$

où $a \in \left[0, \frac{1}{2}\right]$.

Une fois le signal filtré dans le domaine spectral robuste (10.21), la transformée de Fourier inverse permet de retrouver le signal en temps, x_r , mais avec une diminution significative du bruit impulsif. Avec cette opération de filtrage robuste, la définition de l'estimateur du taux de MLF *robuste* est la suivante :

$$\begin{aligned} \hat{\Omega}_r(t) &= \arg \max_{\omega} CPDr(t, \Omega) \\ CPDr(t, \Omega) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_D(nT) x_r(t + nT) x_r^*(t - nT) e^{-j2\Omega(nT)^2} \end{aligned} \quad (10.25)$$

L'intérêt pour cet estimateur est prouvé par la suite dans des simulations en présence des bruits arbitraires, plus complexes que ceux de type gaussien. Nous considérons comme signal utile une modulation polynomiale d'ordre 3 :

$$x(n) = A \exp(ja_3 n^3 / 6 + ja_2 n^2 / 2 + ja_1 n + ja_0) \quad (10.26)$$

où les paramètres de ce signal sont les suivants : $A = 1$, $a_0 = 1$, $a_1 = \pi/5$, $a_2 = \pi/(5N)$ et $a_3 = -\pi/(8N^2)$. Le signal est défini dans l'intervalle $n \in [-(N-1)/2, (N-1)/2]$ avec $N = 513$.

Le premier type de bruit est un mélange des bruits gaussiens et d'un bruit impulsif de type « sel et poivre » :

$$v(n) = \sigma(v_1(n) + jv_2(n)) / \sqrt{2} + \beta(\xi_1(n) + j\xi_2(n)) \quad (10.27)$$

où $v_i(n)$, $i=1, 2$ sont des bruits gaussiens non-corrélés entre eux, de moyenne nulle et de variance unitaire; $\xi_i(n)$, $i=1, 2$ sont les bruits impulsifs de moyenne nulle. Nous notons avec p le pourcentage d'impulsions dans le bruit, l'apparition d'impulsions positives et négatives étant équiprobable. La figure 10.14 indique les performances en termes d'erreur quadratique moyenne d'estimation du taux de MLF du signal (10.26), noyé dans le bruit (10.27), pour une amplitude de bruit impulsif $\beta = 5$ et pour des valeurs de p de 0 à 50%. Comme méthodes de comparaison, nous avons considéré la CPF (Cubic Phase Function, soit l'estimateur 10.12), les méthodes robustes proposées en [Djurovic01] – Median CPF et « a=1/4 » (il s'agit en effet de la méthode CPF robuste mais pour un paramètre a égale à 1/4) et la méthode proposée dans ce paragraphe « New », pour des valeurs de a qui valent 3/8, 1/4, 1/8.

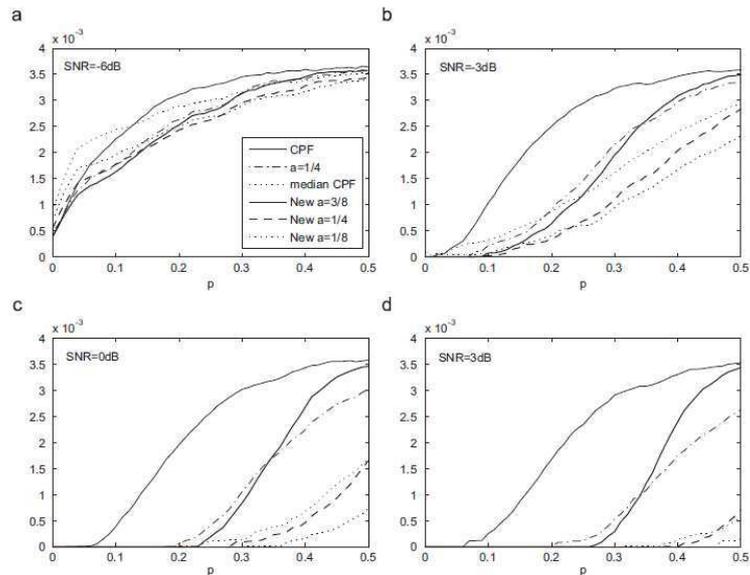


Figure 10.14. EQMs d'estimation du taux MLF dans un contexte de perturbation mixte gaussienne-bruit impulsif, en fonction du pourcentage d'impulsions et du RSB

Nous observons que l'estimateur basé sur la CPD robuste réalise une estimation meilleure que les techniques existantes, et ceci est d'autant plus visible que le pourcentage de bruit impulsif augmente. Pour un RSB faible, les méthodes fournissent des performances comparables mais la méthode proposée donne des meilleurs résultats, surtout pour un pourcentage d'impulsion important.

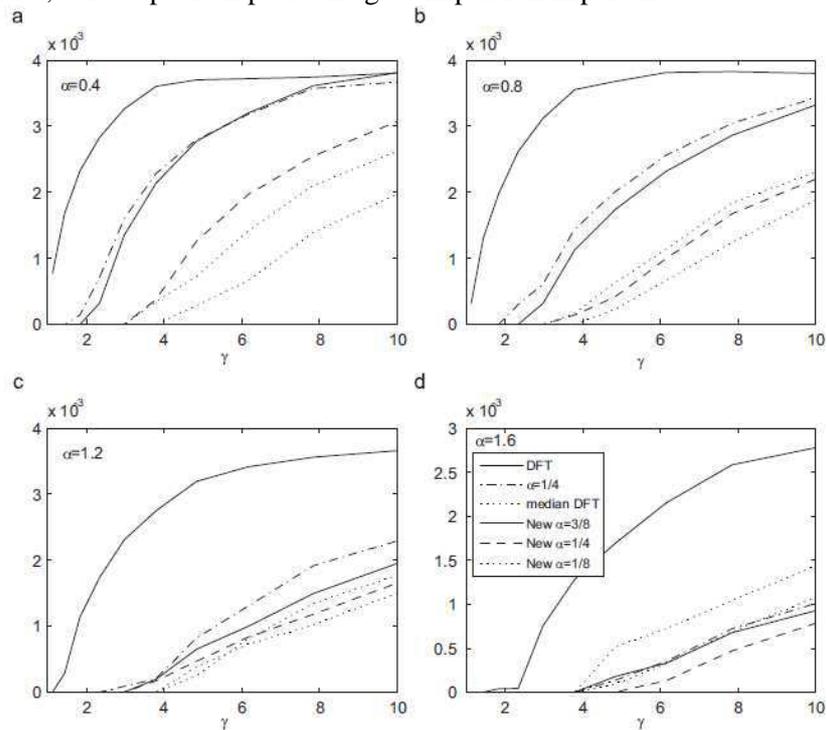


Figure 10.15. EQMs d'estimation du taux MLF dans un contexte de perturbation de type « α -stable noise », en fonction de l'amplitude du bruit

L'exemple illustré sur la figure 10.15 concerne une perturbation de type « α -stable noise » [Nikias95], caractérisé par deux paramètres (α, γ) , avec $\alpha \in [0, 2]$. Une valeur de α faible signifie une présence importante de bruit impulsif alors que le paramètre γ représente l'amplitude du bruit. La figure 10.15 indique l'EQM d'estimation du taux de MLF pour quatre valeurs de α et $\gamma \in [0, 10]$. Nous observons les très bonnes performances du nouvel estimateur (10.25), très évident pour un bruit impulsif important (figure 10.15.a et b).

L'ensemble de ces simulations montre l'intérêt de l'estimateur de taux de MLF robuste, dans un contexte de bruit arbitraire. Cette adaptation pourrait conduire, à l'avenir, à un suivi temps-fréquence aussi efficace que dans un contexte de bruit gaussien.

10.3. Bilan

Ce chapitre a été consacré aux travaux, auxquels j'ai participé, liés au suivi des structures temps-fréquence dans un contexte des signaux avec un contenu temps-fréquence complexe inconnu. La première contribution apportée est la définition d'un algorithme de regroupement d'informations temps-fréquence basé sur le principe d'optimisation de parcours de type Viterbi. La fonction de pénalité a été définie de façon à quantifier la continuité d'énergie dans le plan temps-fréquence. Les résultats de simulations et sur des signaux réels ont montré l'intérêt de ce type de regroupement pour un tracking performant des structures temps-fréquence du signal. Pour ces raisons, cette contribution a été utilisée dans des contextes applicatifs réels, comme il sera montré dans la Parti IV de ce mémoire.

Deux autres contributions ont été apportées dans le contexte du suivi temps-fréquence paramétrique ayant pour but la modélisation du signal par des MLFs locales. La première contribution porte sur la définition d'un algorithme pour le choix optimal de la fenêtre d'analyse alors que la deuxième a trait à l'extension des estimateurs locaux de taux MLF aux cas des perturbations de type bruit impulsif. Les simulations ont montré l'intérêt de ces contributions par rapport aux techniques qui ont servi comme point de départ.

Un point commun, concernant les limitations actuelles des techniques abordées dans ce chapitre, est le fonctionnement sur des signaux à plusieurs composantes, mais simples. Par exemple, le cas des structures temps-fréquence croisées ne peut pas être traité par ces techniques. En conclusion, le travail sur des structures temps-fréquence complexes constitue le point central de travaux futurs.

10.4. Perspectives

Afin d'améliorer le fonctionnement des techniques actuelles et d'étendre leurs champ d'application, plusieurs pistes de travaux sont envisagées. La première consiste à automatiser complètement le suivi basé sur le regroupement de type Viterbi. Notamment, le choix de la fenêtre d'analyse sera un point important et la combinaison avec l'algorithme ICI serait une solution potentielle.

De façon générale, la notion de continuité d'énergie dans le plan temps-fréquence sera par la suite exploitée afin d'accroître les capacités du suivi dans le plan temps-fréquence, notamment, dans le cas des structures temps-fréquence croisées et/ou caractérisées par des variations d'amplitude.

Concernant le suivi paramétrique, l'adaptation des notions présentées dans ce chapitre (adaptation de la fenêtre d'analyse et les estimateurs robustes) à des composantes locales arbitraires (modulations polynomiales locales) constituera un de mes axes de recherche principaux par la suite.

CHAPITRE 11 : Suivi dans le plan temps-fréquence par la continuité de la phase locale

Cet axe de recherche a été développé, depuis 2006, dans la continuité des travaux présentés dans le chapitre précédent (déroulés essentiellement dans la période 2004-2006), ayant, pour objectif central, d'accroître les performances du suivi temps-fréquence dans le contexte des signaux de plus en plus complexes. Pendant les travaux effectués dans cette direction, plusieurs collaborations et des échanges ont contribué à l'avancement de mes recherches : avec l'ENSTA Bretagne et le SHOM, dans le cadre du contrat de recherche MODE (Méthodes d'Observation Discrète de l'Environnement) ; avec l'Université de Monténégro et l'Académie Technique Militaire (dans le cadre du projet ECO-NET) ; avec Arizona State University, Centre de recherche SenSip (l'équipe dirigée par Antonia Papandreou-Suppappolla, dans le cadre du support Office of Naval Research Global, et dans le contexte d'applications dans des environnements dispersifs) ; avec Villanova University, Center of Advanced Communications (dans le contexte des applications radar). Cet axe a également été abordé dans le cadre de la thèse d'Arnaud Jarrot.

Cet axe de recherche a eu pour but principal de définir une méthodologie générale pour le suivi des signaux composés des structures temps-fréquence différentes, proches l'une de l'autre, et, généralement, mal connues en raison de l'aspect incertain et/ou passif du contexte. L'idée principale, issue de l'expérience que j'ai accumulée lors du travail sur des signaux d'origines diverses, a été de se focaliser sur les propriétés fondamentales de tout signal réel, comme la continuité locale de la phase instantanée. En effet, un signal donné, indépendamment de la complexité et du nombre de ses structures temps-fréquence, est caractérisé par une certaine cohérence de ces structures qui se distinguent ainsi des bruits. Plus précisément, nous interprétons une composante temps-fréquence comme étant utile (i.e., étant une des structures temps-fréquence du signal) si elle est caractérisée par un contenu temps-fréquence compact et distinct du bruit ambiant.

Nos contributions ont porté sur l'exploitation de cette propriété très générale en proposant deux méthodologies de tracking, adaptables à des contextes d'applications diverses. Ces méthodes sont basées sur des opérateurs de traitement mono-dimensionnels pouvant traiter, de manière automatique et en configuration passive, des signaux représentés par un nombre important d'échantillons.

Domaines d'applications : Analyse des signaux en configuration passive et/ou incertaine (monitoring passif de l'environnement marin et aérien, radar), Aide à l'inférence de la physique dans des concepts opérationnels comme la tomographie passive dynamique, Configuration des opérateurs warping et des filtres temps-fréquence.

Publications : Ce travail a donné lieu à quatre papiers revue ([A5], [A10], [A21], [A22]) et huit papiers conférence, sur les aspects théoriques ainsi qu'applicatifs : [C36], [C52], [C54], [C65], [C66], [CI1], [CI2], [CI3] (voir le chapitre 5 de la Partie I).

Valorisation : Le logiciel d'analyse temps-fréquence phase

11.1. Contexte

Le tracking des composantes temps-fréquence d'un signal a, pour objectif principal, de fournir une caractérisation temps-fréquence du signal, aussi précise que possible. Le contexte de cette analyse est souvent caractérisé par des signaux reçus inconnus (contexte de traitement en configuration passive) et ont des formes généralement complexes (structures temps-fréquence non-linéaires, perturbations difficilement associables aux cas de figure théoriques).

Les méthodes abordées dans le chapitre précédent s'appuient sur la continuité de l'énergie dans le plan temps-fréquence et le regroupement basé sur la minimisation d'une fonction de coût générée par différentes transitions d'une zone temps-fréquence à l'autre. De cette façon, le chemin temps-fréquence « optimal » est celui qui correspond à des transitions caractérisées par une variation continue de l'énergie temps-fréquence. Ce type de méthodologie présente des limitations dans le cas des signaux avec une configuration relativement complexe des structures temps-fréquence, telle que leur croisement dans le plan temps-fréquence. L'exemple suivant montre, pour une configuration simple, la limitation du

regroupement basé sur des critères d'énergie dans le contexte des signaux à structures temps-fréquence croisées. Le signal de test est composé de deux modulations linéaires de fréquence (MLF), défini par :

$$x(t) = \exp[j2\pi(0.1t + 4.46 \cdot 10^{-4} t^2)] + 2 \exp\left[-\frac{(t - 224)^2}{180}\right] \exp[j2\pi(0.1t - 4.46 \cdot 10^{-4} t^2)] + b(t); t = 0, \dots, 511 \quad (11.1)$$

où b est un bruit blanc gaussien mélangé au signal pour un $RSB = 8$ dB. La MLF de pente négative comporte une modulation d'amplitude de type gaussien. Les lois de fréquence instantanée théoriques sont présentées sur la figure 11.1.a. Le spectrogramme du signal est illustré sur la figure 11.1.b.

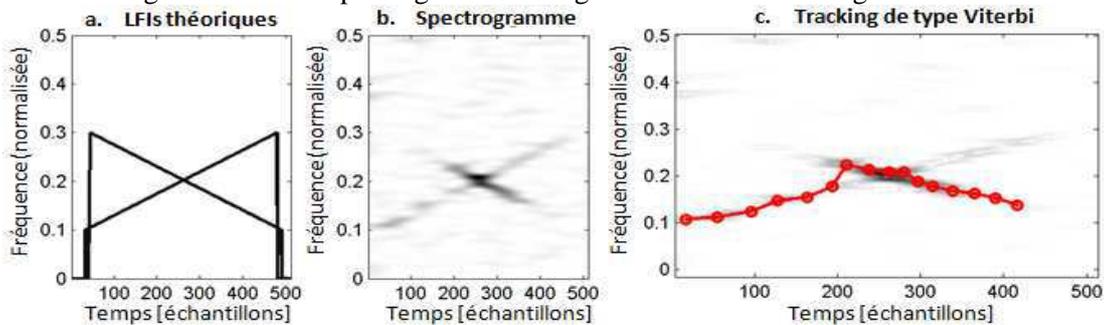


Figure 11.1. Représentation temps-fréquence d'un signal avec des structures temps-fréquence croisées et le tracking de type Viterbi

Nous constatons que le bruit ainsi que la variation de l'amplitude se traduisent par une distribution temps-fréquence qui rend déjà difficile le suivi des structures. En utilisant la technique de regroupement des pixels temps-fréquence, proposée dans le chapitre précédent, nous essayons d'assurer la connexion des points temps-fréquence. Naturellement, le tracking commence avec les atomes les plus énergétiques qui correspondent au chirp de pente positive, comme illustré sur la figure 11.1.c où la courbe rouge représente le résultat de ce tracking. La procédure de regroupement se poursuit correctement jusqu'à l'échantillon 200, quand les atomes du chirp de pente négative deviennent plus énergétiques et suffisamment proches des atomes du chirp de pente positive pour leurrer la technique de regroupement. Le résultat de tracking est par la suite faux car il se poursuit sur une autre composante que celle caractérisée au début.

Ce cas de figure, qui est souvent rencontré dans les contextes applicatifs réels (le signal de test 11.1 peut constituer une partie de deux modulations non-linéaires de fréquence), montre les limitations du tracking basé exclusivement sur la proximité et l'énergie temps-fréquence, tel que celui défini par la méthode de type Viterbi.

La solution que nous avons proposée, pour surmonter ces limitations, consiste à analyser la phase instantanée des signaux correspondant à la région temps-fréquence définie par deux atomes à fusionner (figure 11.2). Intuitivement, si la variation de la phase du signal correspondant à la région définie par deux atomes $((t_{s1}, f_{s1})$ et (t_{s2}, f_{s2}) , figure 11.2) varie de façon *régulière*, nous pouvons connecter les deux atomes car il est fort probable qu'ils appartiennent à la même composante. Par *régulière*, nous entendons une variation lente, modélisable par une modulation polynomiale d'ordre faible.

De façon générale, l'idée force des techniques présentées dans ce chapitre repose alors sur l'analyse de la cohérence temps-fréquence-phase et qui caractérise tous les signaux portant de l'information intrinsèque (émise dans le cadre de l'opération) ou extrinsèque (englobant les effets naturels se rajoutant sur le signal émis). Cette cohérence est définie par de mesures de continuités des paramètres locaux de la loi de phase instantanée des signaux. Ces mesures reposent sur des opérateurs de filtrage adaptés localement et l'analyse locale de la phase des signaux. Par la suite, elles seront fusionnées de façon à maximiser la cohérence globale des structures temps-fréquence par rapport au signal de départ. Le positionnement de ce concept est illustré sur la figure 11.2.

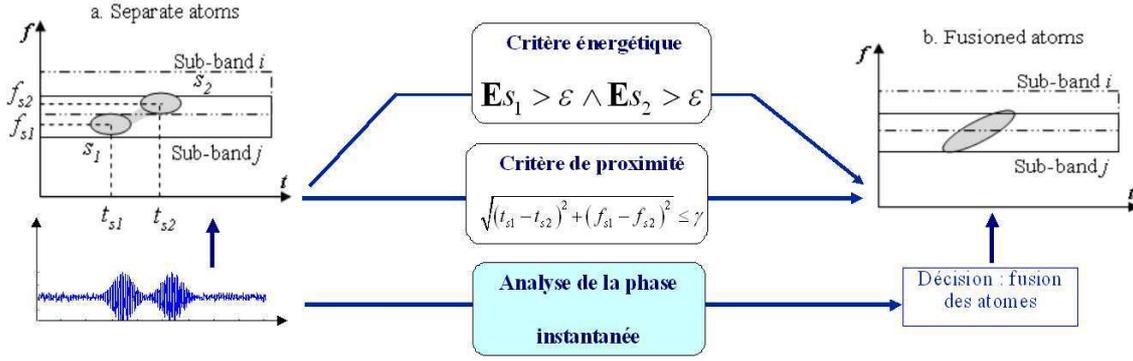


Figure 11.2. Problématique générale du tracking dans le plan temps-fréquence

Les travaux effectués se sont matérialisés par deux types d'approches qui exploitent la continuité de phase dans le contexte du suivi des composantes temps-fréquence. La première approche consiste à projeter localement le signal sur un dictionnaire des modulations cubiques et, par la suite, de combiner les modulations cubiques locales de façon à minimiser des fonctions de pénalité quantifiant la continuité de la phase instantanée. Le deuxième type d'approche consiste à retrouver les modulations cubiques locales, non plus par une projection mais par une modélisation polynomiale locale de la phase. Par la suite, la connexion de deux modulations, définies dans des fenêtres voisines, se fait en maximisant une mesure de cohérence locale.

La présentation de ces types d'approche fait l'objet des paragraphes suivants, alors que des applications bénéficiant de ces approches seront présentées dans la Partie IV.

11.2. Contributions

11.2.1. Continuité de phase analysée par la projection sur des dictionnaires locaux [Ioana10]

Etant donné le caractère inconnu du signal analysé, nous considérons le modèle suivant :

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{j\phi_i(t)} + b(t) \quad (11.2)$$

où $x(t)$ est le signal à analyser, composé de N structures, A_i est l'amplitude de la composante i , $\phi_i(t)$ est la loi de phase de la composante i et b est le bruit de mesure. Le tracking d'un tel signal est équivalent à estimer la loi de phase de chacune des composantes, $\phi_i(t)$. L'estimation de la loi de phase de la composante i peut être vue comme un problème d'estimation basée sur la maximisation du rapport de vraisemblance. Soit H_0 et H_1 définies selon

$$\begin{cases} H_0 : x(t) = b(t) & \text{Bruit} \\ H_1 : x(t) = A_i e^{j(\phi_i(t) + \varphi_i)} + b(t) & \text{Signal + Bruit} \end{cases} \quad (11.3)$$

où φ_i est la phase initiale. Ici, H_0 représente le cas où l'observation reçue ne contient pas de signal et H_1 représente le cas où l'observation contient au moins la composante i . Dans ce cas, toutes les autres composantes sont considérées comme du bruit. Ainsi, une solution classique pour estimer la loi de phase, $\tilde{\phi}_i(t)$ la plus proche de la loi de phase réelle $\phi_i(t)$ consiste à maximiser le rapport du logarithme du rapport de vraisemblance défini par

$$\tilde{\phi}_i(t) = \underset{\phi_i(t), A, \varphi_i}{\text{Argmax}} \ln \frac{f(x | H_1)}{f(x | H_0)} \quad (11.4)$$

entre les statistiques $f(x|H_0)$ et $f(x|H_1)$ du H_0 et, respectivement, H_1 . Afin d'assurer l'indépendance de la maximisation par rapport aux paramètres A_i , φ_i une solution possible consiste à remplacer l'estimation du maximum de vraisemblance de chaque quantité inconnue supposant les autres connues. Cette méthode, appelée maximum de vraisemblance généralisé [Csiszar03], estime les A_i , φ_i (K - nombre d'échantillons) selon :

$$\tilde{A}_i = \frac{\left(\sum_{k=1}^K x[k] \cos(\phi_i[k] + \varphi_i) \right)^2}{2 \sum_{k=1}^K \cos^2(\phi_i[k] + \varphi_i)} \quad (11.5)$$

et

$$\varphi_i = \angle \left(\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K x[k] \cos(\phi_i[l]) \sin(\phi_i[k] - \phi_i[l]) + j \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K x[k] \sin(\phi_i[l]) \sin(\phi_i[k] - \phi_i[l]) \right) \quad (11.6)$$

où $\angle a + jb$ est l'angle de la variable complexe $a + jb$. Toutefois, cette approche reste difficilement applicable par calcul direct en raison de la recherche exhaustive couvrant tous les points temps-fréquence. Une solution consiste à focaliser la recherche en suivant un modèle général de la phase instantanée mais applicable localement. Ainsi, le premier pas consiste à considérer le signal dans plusieurs fenêtres d'analyse, ce qui est illustré sur la figure 11.3 où nous considérons la modélisation d'une composante arbitraire (ligne continue).

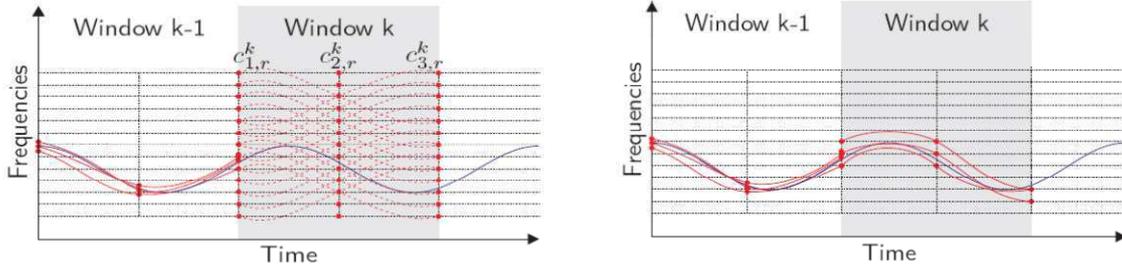


Figure 11.3. Illustration de la procédure de recherche exhaustive

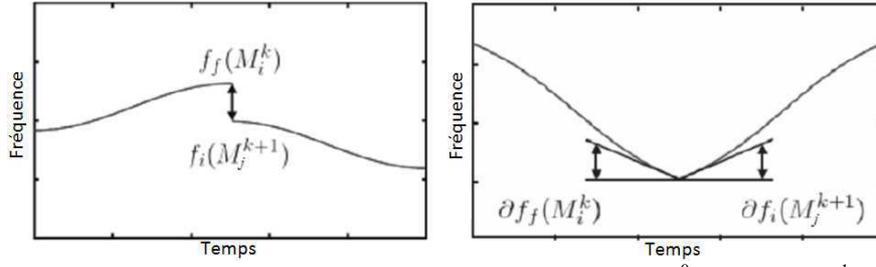
Comme indiqué sur cette figure, dans chaque fenêtre, nous construisons un ensemble de composantes temps-fréquence d'ordre 3 et qui relient l'ensemble de points temps-fréquence définis dans cette fenêtre. Un modèle polynomial de phase d'ordre 3 constitue un choix suffisamment général, offrant plus de flexibilité qu'un modèle d'ordre 2 (conduisant à un tracking par des chirps locaux) surtout en ce qui concerne le paramétrage de la taille de la fenêtre. Pour chacune des composantes, la fonction de vraisemblance est estimée dans la fenêtre et uniquement les i plus vraisemblables composantes sont retenues. Soit M_i^k la composante $i^{\text{ème}}$ retrouvée dans la fenêtre k . Ainsi, afin d'optimiser le choix de ces composantes, nous proposons la méthode simplex [Lagarias98] avec, pour initialisation, les points temps-fréquence des composantes. Le résultat de cette étape est illustré sur la figure 11.3.

La prochaine étape consiste à regrouper les composantes détectées. Comme chaque composante M_i^k représente un modèle local, l'objectif de la procédure de regroupement est de définir la suite de composantes $\{M_i^1, \dots, M_i^K\}$ qui représente la composante i , par rapport au critère de maximum de vraisemblance. La stratégie de regroupement consiste à associer deux composantes de fenêtres voisines qui vérifient les critères de continuité suivants :

- **Continuité temps-fréquence C^0** . Ce critère est défini par :

$$C^0(M_i^k, M_j^{k+1}) = |f_f(M_i^k) - f_i(M_j^{k+1})| \quad (11.7)$$

où $f_i(M_j^{k+1})$ est la fréquence initiale de M_j^{k+1} et $f_f(M_i^k)$ est la fréquence finale de M_i^k . Ce critère tient compte des discontinuités de fréquence entre les composantes M_i^k et M_j^{k+1} (figure 11.4). Plus précisément, si $C^0(M_i^k, M_j^{k+1})$ a une valeur importante, la probabilité pour que les M_i^k et M_j^{k+1} appartiennent à la même composante temps-fréquence est faible ;


 Figure 11.4. Continuité de la loi de fréquence instantanée de type C^0 (gauche) et C^1 (droite)

- **Continuité temps-fréquence C^l .** Ce critère, défini par :

$$C^l(M_i^k, M_j^{k+1}) = |\partial f_f(M_i^k) - \partial f_i(M_j^{k+1})| \quad (11.8)$$

où $\partial f_i(M_j^{k+1})$ et $\partial f_f(M_i^k)$ représentent les taux de fréquence instantanée des composantes M_i^k et M_j^{k+1} .

Comme indiqué sur la figure 11.4, ce critère gère la fusion des composantes M_i^k et M_j^{k+1} de la manière suivante : si les taux de loi de fréquence instantanée ont une variation lente, ces deux composantes sont susceptibles de faire partie de la même structure temps-fréquence. Si les taux sont trop différents, les deux composantes n'appartiennent pas à la même structure car les composantes temps-fréquence ont rarement une variation trop brusque de la loi de fréquence instantanée (sauf les modulations numériques de fréquence, par exemple);

- **Continuité d'amplitude.** Ce critère est défini par :

$$dA(M_i^k, M_j^{k+1}) = |A(M_i^k) - A(M_j^{k+1})| \quad (11.9)$$

où $A(M_i^k)$ est la fonction de vraisemblance de M_i^k estimé par (11.5). Ce critère matérialise l'observation générale relative à la variation lente de l'amplitude des composantes temps-fréquence.

- **Continuité en termes de phase locale.** Ce critère est défini par

$$d\phi(M_i^k, M_j^{k+1}) = \left| \angle [\cos(\phi_f(M_i^k) - \phi_f(M_j^{k+1})) + j \sin(\phi_f(M_i^k) - \phi_f(M_j^{k+1}))] \right| \quad (11.10)$$

où $\phi_i(M_j^{k+1})$ et $\phi_f(M_i^k)$ représentent les phases initiale, respectivement, finale des composantes en question et elles sont estimées selon (11.6). Ce critère fusionne deux composantes si la continuité de phase est mise en évidence.

Avec ces critères, nous définissons la fonction de pénalité associée à la fusion de deux composantes appartenant à deux fenêtres voisines :

$$p(M_i^k, M_j^{k+1}) = \alpha C^0(M_i^k, M_j^{k+1}) + \beta dA(M_i^k, M_j^{k+1}) + \gamma C^1(M_i^k, M_j^{k+1}) + \delta d\phi(M_i^k, M_j^{k+1}) \quad (11.11)$$

où les coefficients α , β , γ , δ sont les poids de chacun des critères. A partir de ces critères, la stratégie de regroupement consiste à rechercher, parmi toutes les possibilités de connections possible, l'enchaînement $\{M_i^1, \dots, M_i^K\}$ qui minimise la fonction de pénalité :

$$p_{opti} = \arg \min_k \sum_k p(M_i^k, M_i^{k+1}) \quad (11.12)$$

La minimisation de la fonction de pénalité permet d'assigner, à chacune des composantes temps-fréquence, une piste temps-fréquence approximant son contenu. Cette information est utilisée pour la construction d'un filtre temps-fréquence qui réalise l'extraction de la composante détectée. Une fois l'extraction d'une composante effectuée, le signal résiduel est obtenu par le filtrage temps-fréquence de cette composante (figure 11.5).

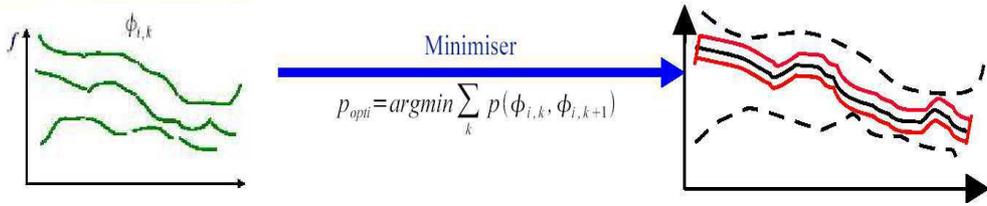


Figure 11.5. Extraction des composantes par filtrage temps-fréquence

Cette procédure est itérée i fois afin que la totalité des composantes temps-fréquence soit extraite. Afin d'illustrer les pas de l'algorithme et ses performances, nous considérons un signal composé d'une modulation sinusoïdale de fréquence et d'une modulation polynomiale d'ordre 4 :

$$s(t) = a_1(t) e^{j2\pi \left[0.3t + \frac{10}{\pi} \sin(2\pi t - 0.001t) \right]} + a_2(t) e^{j2\pi \left[0.25t - 7.45 \cdot 10^{-11} \cdot (t-512)^4 \right]} \quad (11.13)$$

$$t = 0 \dots 1023$$

où $a_1(t)$ et $a_2(t)$ sont les variations d'amplitude des composantes du signal. Deux cas sont considérés :

$$\text{Sans modulation d'amplitude : } a_1(t) = 2; a_2(t) = 1 \quad (11.14.a)$$

$$\text{Avec modulation d'amplitude : } a_1(t) = 2 - 9.75 \cdot 10^{-4} t; a_2(t) = 0.3 + 2.9 \cdot 10^{-3} t \quad (11.14.b)$$

Les lois de fréquence instantanée et les variations d'amplitude sont représentées sur la figure 11.6.a. L'analyse de ce signal par la distribution pseudo Wigner-Ville lissée (PWVL), illustrée sur la figure 11.6.b, montre les limitations de ce type de représentation, en termes de compromis entre la résolution et les termes d'inter et intrafrérence (dus à la non-linéarité du contenu temps-fréquence). A titre de comparaison, l'utilisation de la Product High Order Ambiguity function (PHAF), proposée par Barbarosa *et al* [Bar98], est abordée par la suite. Afin d'adapter cette méthode à une variation du contenu temps-fréquence d'ordre polynomial élevé, spécifique au signal de test (11.13), la PHAF est appliquée sur des fenêtres de 256 échantillons – figure 11.6.c. Nous remarquons que les LFI estimées (les courbes continues) sont proches du contenu temps-fréquence théoriques (courbes pointillées).

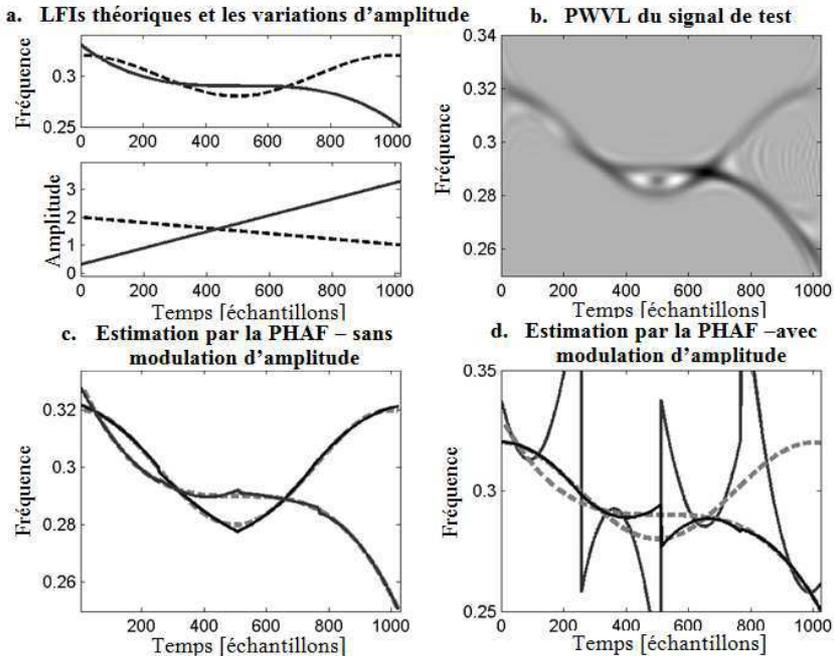


Figure 11.6. Analyse du signal synthétique par la distribution de Wigner-Ville lissée et la PHAF

Comme indiqué par la figure 11.6.c, la méthode d'estimation des LFI basée sur la PHAF à court terme donne des bons résultats dans le cas des composantes à amplitude constante (sans modulations). Ce fonctionnement est drastiquement moins efficace dans le cas des composantes avec des amplitudes variables – figure 11.6.d. Nous constatons, sur cette figure, que la LFI de la composante la plus énergétique est approximativement bien suivie mais, après la soustraction de cette composante (suite à sa

modélisation par la PHAF – [Bar98]), la modulation d’amplitude est encore présente ce qui affecte l’estimation de la deuxième composante du signal.

La méthodologie proposée dans ce paragraphe commence par la segmentation du signal sur un certain nombre de fenêtres d’analyse – figure 11.7.a. Dans la $i^{\text{ème}}$ fenêtre, un ensemble de modulations de fréquence d’ordre 3 (modulations cubiques) $\{M_k^i\}$ avec $k=1, \dots, P$ (P étant le nombre de composantes cubiques de l’ensemble). A partir de cet ensemble, nous ne retenons que les K modulations cubiques les plus corrélées avec les échantillons du signal dans la fenêtre considérée. Pour la quatrième fenêtre d’analyse, la figure 11.7.b présente quelques coefficients de corrélation entre les échantillons du signal correspondants à cette fenêtre et quelques modulations cubiques. Les premiers quatre coefficients les plus énergétiques correspondent aux corrélations avec la modulation d’ordre 4 qui est plus énergétique que l’autre composante du signal (11.13). Les coefficients suivants, d’amplitude plus faible, correspondent aux corrélations entre les modulations cubiques et la modulation sinusoïdale de fréquence. Avec les trajectoires temps-fréquence associées aux modulations cubiques retenues dans chaque fenêtre, nous construisons les filtres temps-fréquence, selon la méthodologie proposée dans le chapitre 7. La figure 11.7.c présente les filtres temps-fréquence conçus à partir des modulations cubiques les plus corrélées avec les composantes du signal (pour des raisons de simplicité, uniquement deux filtres par fenêtre sont affichés, mais, pour une fenêtre donnée, K filtres sont conçus). Le signal issu de chaque filtre est utilisé pour calculer, en utilisant (11.5) et (11.6), l’amplitude et, respectivement, la phase instantanée du signal. Ce calcul est facilité par l’élimination, grâce au filtrage temps-fréquence local, du bruit ainsi que d’autres composantes.

Les amplitudes et les phases instantanées, estimées localement, servent à mettre en place les critères de continuité définis ci-dessus. A l’issue de cette étape, plusieurs chemins temps-fréquence sont définis, chacun avec sa fonction de pénalité calculée avec (11.12). Dans notre exemple, nous considérons deux chemins possibles, identiques dans l’intervalle 1÷512 échantillons et deux courbes temps-fréquence « candidates » - figure 11.7.d. La courbe en pointillée correspond à un coefficient de corrélation plus fort que la courbe continue mais sa fonction de pénalité est plus faible que la fonction de pénalité associée à la courbe en pointillée. En effet, nous avons utilisé le critère C^0 (équation 11.7) en pénalisant ainsi les discontinuités de la loi de fréquence instantanée. La fusion entre la courbe temps-fréquence définie de 1 à 512 avec la courbe en pointillée (figure 11.7.d) aura une pénalité plus importante que la fusion avec la courbe continue, ce qui conduira à une estimation correcte de la LFI de la composante considérée.

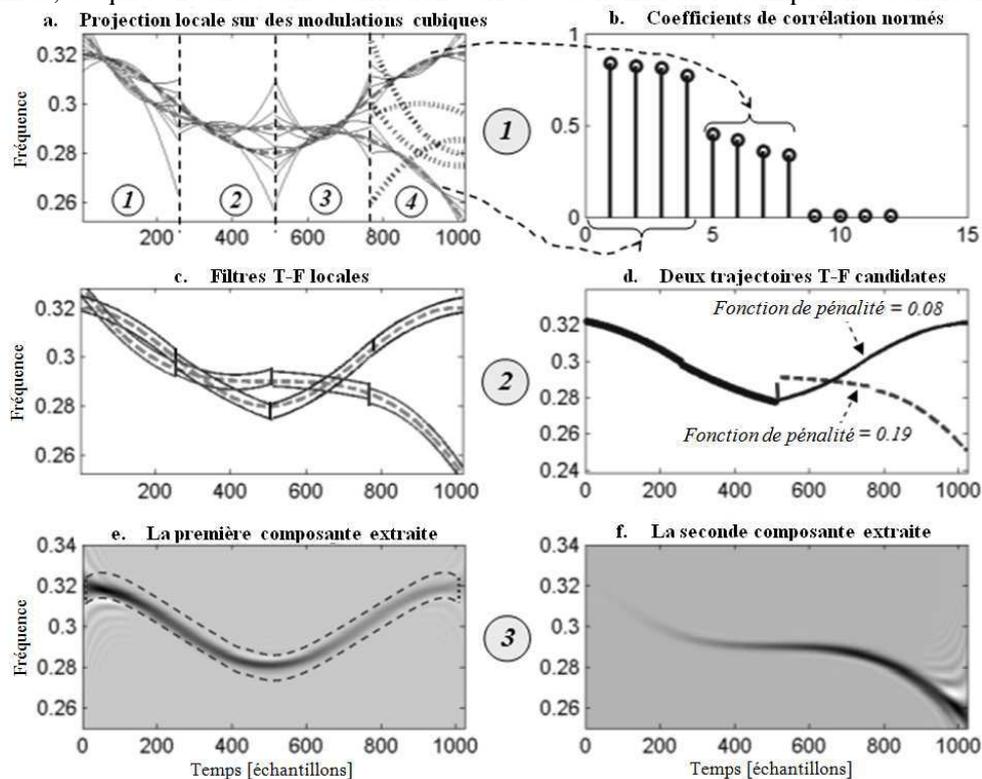


Figure 11.7. Les étapes de la méthode de tracking T-F basée sur la continuité de phase analysée par la projection locale

En conclusion, la minimisation de la fonction de pénalité globale, réalisée dans la deuxième étape de la méthode, assure l'estimation de la loi de fréquence instantanée d'une des composantes du signal. Evidemment, compte tenu du type de signal analysé, le critère de continuité mis en place devra être différent.

La loi de fréquence instantanée d'une des composantes du signal, estimée dans l'étape 2, est utilisée pour la construction du filtre temps-fréquence *global* qui permettra d'extraire, physiquement, les échantillons de la composante. Dans notre exemple, le filtre global ainsi que la composante extraite sont illustrés sur la figure 11.7.e. Nous pouvons remarquer que cette composante est la modulation sinusoïdale de fréquence. En reprenant les étapes 1 et 2 sur le signal résiduel, nous allons pouvoir estimer et extraire la deuxième composante, illustrée sur la figure 11.7.f.

Afin d'illustrer les performances de cette méthode par rapport aux techniques de modélisation polynomiale de la phase, représentées par la multi-lag HAF et la PHAF, nous allons comparer, pour chacune des méthodes, l'erreur d'estimation de la loi de fréquence instantanée (EE_LFI), définie par :

$$EE_LFI = \|LFI_t - LFI_e\|_2 \quad (11.15)$$

où $\|\cdot\|_2$ représente la norme L^2 , LFI_t – la loi de fréquence théorique et LFI_e – la loi de fréquence estimée. A titre d'exemple, une EE_LFI de 0.074 correspond à une situation telle que celle illustrée par la figure 11.6.d alors qu'une erreur de 0.016 correspond à une situation illustrée par la figure 11.6.c.

Le premier set de simulations consiste à étudier l' EE_LFI en fonction de la taille de la fenêtre d'analyse. Le signal de test est la modulation sinusoïdale, définie dans (11.13) et la taille de la fenêtre est définie dans l'intervalle 160÷360 points, avec un pas de 10 points.

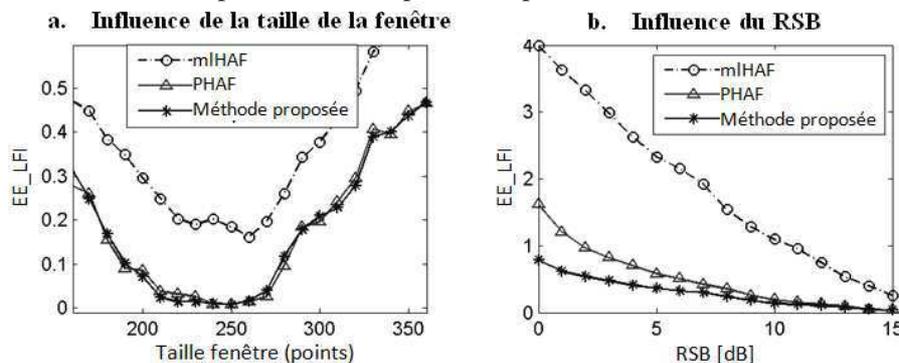


Figure 11.8. Comparaisons entre la mlHAF, la PHAF et la méthode proposée

Comme nous pouvons constater sur la figure 11.8.a, une taille de fenêtre comprise entre 210 et 280 points minimise l'erreur d'estimation de la LFI. Si la taille de la fenêtre est supérieure à 280, le contenu temps-fréquence dans la fenêtre est trop non-linéaire par rapport à un ordre de modélisation polynomiale qui vaut 3 pour nos simulations : la modélisation polynomiale de la phase introduira des erreurs, traduites par une augmentation de l' EE_LFI . Si la taille de la fenêtre est inférieure à 200 points, l'erreur augmente en raison du nombre d'échantillons plus faible, utilisé dans l'évaluation de la mlHAF et de la PHAF. Une valeur autour de 260 échantillons représente un choix optimal dans le cas du signal analysé.

La deuxième série de simulations étudie l'influence du rapport signal sur bruit (RSB) sur l'erreur d'estimation de la LFI. La figure 11.8.b indique le bon fonctionnement de la PHAF et de la méthode proposée pour un RSB supérieur à 5 dB. En dessous de cette valeur, grâce à la projection locale du signal sur des modulations cubiques, la méthode proposée présente une meilleure robustesse, traduite par une meilleure estimation de la LFI.

Ces résultats montrent l'intérêt de la continuité temps-fréquence-phase qui permet d'assurer un tracking performant des structures temps-fréquence d'un signal.

11.2.2. Analyse temps-fréquence-phase [Ioana10b]

Bien que performante dans certaines applications réelles (comme il sera présenté dans la Partie IV), la méthode décrite dans le paragraphe précédent présente deux limitations qui m'ont conduit à étudier des techniques d'amélioration, que j'avais regroupées dans une nouvelle méthodologie que j'ai appelée « Analyse temps-fréquence-phase ». Deux voies d'amélioration ont été alors suivies. La première repose sur une méthode adaptative de construction du dictionnaire locale, en utilisant la modélisation polynomiale de la phase. Les modulations ainsi obtenues sont utilisées pour la mise en place des filtres qui vont extraire les composantes cubiques susceptibles de faire partie du signal analysé. La deuxième voie d'amélioration consiste à faire fusionner les modulations cubiques en utilisant la maximisation de la corrélation locale entre les signaux extraits à partir des filtres définis par les modulations cubiques des fenêtres voisines. De cette manière, nous évitons le besoin de définir des fonctions de pénalité avec les difficultés inhérentes de paramétrage. Cette deuxième voie permet d'automatiser le suivi ainsi que d'éviter la propagation des erreurs de tracking, comme il sera prouvé par les exemples.

La première voie d'amélioration des performances de la méthodologie temps-fréquence-phase, décrite dans le paragraphe précédent, est la construction du dictionnaire local de modulations cubiques :

$$\{s_{ref}^{(k)}\} = \left\{ \exp \left[j2\pi \left(c_{1k}t + c_{2k}t^2 + c_{3k}t^3 \right) \right] \right\}_{k=1, \dots, N_d} \quad (11.16)$$

où $\{c_{1k}\}$ sont les coefficients d'ordre 1 (qui correspondent à la fréquence initiale de la modulation cubique), $\{c_{2k}\}$ sont les coefficients d'ordre 2 (ou les taux de modulation linéaire), $\{c_{3k}\}$ sont les coefficients d'ordre 3 (ou les taux de modulation cubique) et N_d le nombre de modulations cubiques.

Dans le contexte de la méthode décrite dans le paragraphe 11.2.1, le dictionnaire, composé des modulations cubiques de fréquence, est construit arbitrairement et de la même façon pour tout le signal. Son efficacité dépend de la manière dont les modulations cubiques se corrélient avec le signal analysé ainsi que du nombre de modulations prises en compte. La figure 11.10 présente deux cas de figure qui mettent en évidence l'importance du choix du dictionnaire de modulations cubiques. Pour cela, nous considérons le signal composé de deux structures temps-fréquence non-linéaires (figure 11.9.a) et dont le spectrogramme est indiqué sur la figure 11.9.b.

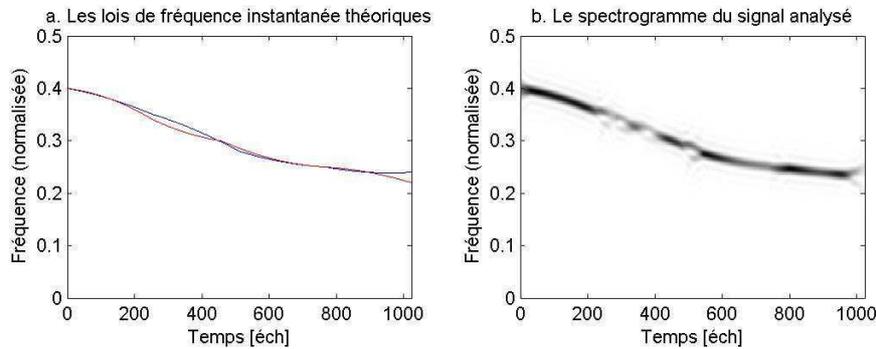


Figure 11.9. Signal de test caractérisé par deux composantes temps-fréquence non-linéaires

Dans la figure 11.10 nous investiguons la construction du dictionnaire pour le segment 256÷512 échantillons du signal de test. Nous représentons, sur les subplots du milieu, les superpositions entre les lois de fréquence instantanée (LFI) des modulations cubiques et les LFI du signal analysés (en ligne continue). Chaque courbe est numérotée afin d'établir la correspondance entre la modulation associée et le coefficient de corrélation de celle-ci avec le signal (les figures de droite). Nous considérons des dictionnaires de 10 fonctions élémentaires (ie modulations cubiques). Dans le premier cas de figure (figure 11.10.a) le dictionnaire est correctement choisi en plaçant la fréquence centrale des modulations cubiques (qui est la même pour toutes les modulations cubiques) sur la LFI d'une composante T-F du signal analysé. Cette opération conduit à des coefficients de corrélation importants et c'est la raison pour laquelle ce dictionnaire conduirait à une extraction correcte des composantes. Néanmoins, dans un contexte réel, ce choix du dictionnaire n'est pas garanti. Ce cas de figure est illustré sur la figure 11.10.b où la fréquence centrale est légèrement décalée. Nous constatons que les coefficients de corrélation diminuent sensiblement ce qui est illustré visuellement par un mauvais matching entre le signal et les fonctions élémentaires.

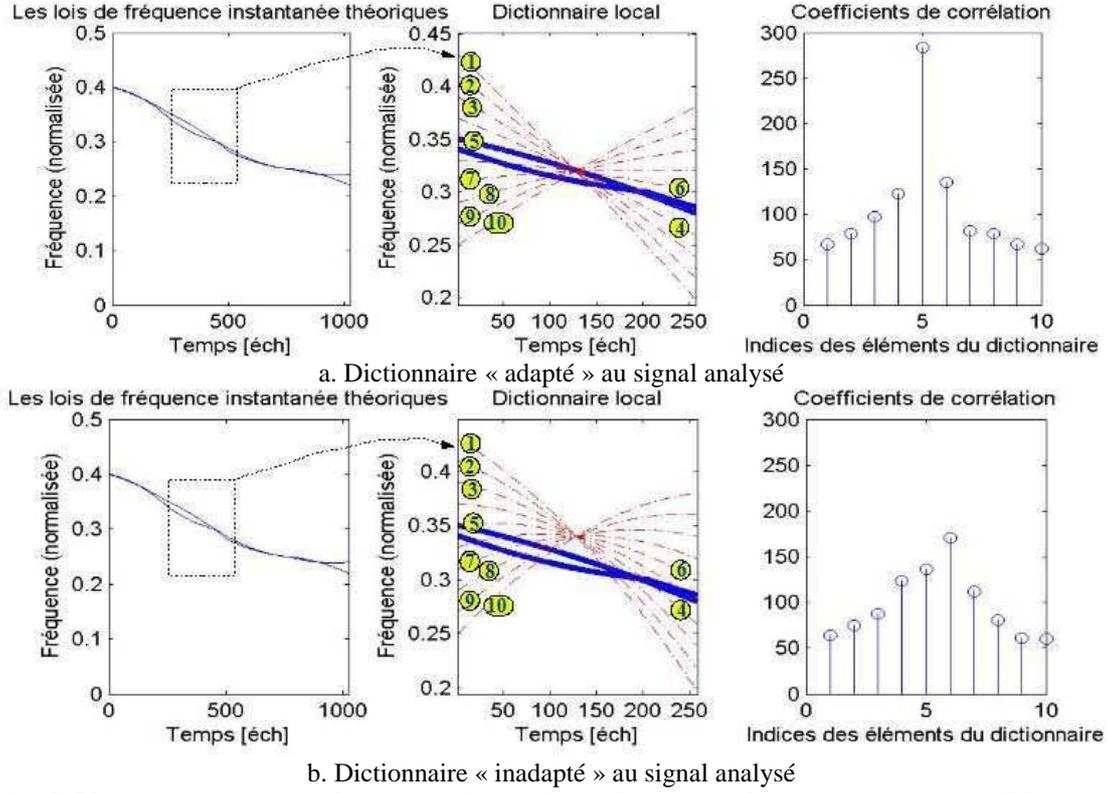


Figure 11.10. L'importance du choix du dictionnaire local pour l'extraction des composantes temps-fréquence locale

En conclusion, afin d'assurer une adaptation du dictionnaire au signal analysé, la solution naturelle **consiste à construire ce dictionnaire à partir des données à analyser**, ce qui constitue la première étape de l'analyse temps-fréquence-phase. Cette solution implique la représentation préalable du signal à analyser (ie, des segments du signal) afin d'extraire les informations quant aux paramètres souhaitables pour les éléments du dictionnaire. Nous avons choisi comme représentation la fonction d'ambiguïté d'ordre 3, qui est un outil naturel pour l'analyse des modulations cubiques de phase. Mais, en contexte réel, le signal analysé est bruité et cela affecte la qualité de l'estimation par la HAF. Pour y remédier, la solution proposée en [Ioana05] consiste à exploiter la variation des maxima de la HAF en fonction d'un set de retards, τ . Plus précisément, lorsque les valeurs énergétiques dues au bruit de la HAF sont distribuées aléatoirement, les maxima de la HAF sont distribués selon une loi déterministe définie par :

$$\alpha_k(\tau) = k! \tau^{k-1} c_k \quad (11.17)$$

où k est l'ordre de la HAF ($k=3$ pour les modulations cubiques) et $\alpha_k(\tau)$ est le vecteur de fréquences pour lesquelles la HAF présente des valeurs maximales (des maxima obtenues pour le set de retards τ). A partir de cette propriété, la solution proposée en [Ioana05] consiste à déformer (warper) l'axe de retard de la HAF de façon à linéariser cette dépendance. La loi de déformation est définie selon :

$$HAF_s^{(k)}(\tau, \alpha_k(\tau)) \xrightarrow{\tau_w = \tau^{k-1}} HAF_s^{(k)}\left(\tau_w, \frac{1}{\tau} \alpha_k(\tau_w)\right) \quad (11.18)$$

et elle conduit à une distribution des maxima de la HAF sur une droite parallèle à l'axe de retards :

$$\frac{1}{\tau} \alpha_k(\tau_w) = k! c_k \quad (11.19)$$

Cette redistribution des maxima permet une sommation cohérente des HAFs afin d'améliorer l'estimation du coefficient polynomial c_k . La nouvelle représentation, que nous appelons WHAF (Warped HAF), a pour expression :

$$WHAF_s^{(k)}(f) = \sum_i HAF_s^{(k)}\left(\tau_w(i), \frac{1}{\tau} \alpha_k(\tau_w(i))\right) \quad (11.20)$$

A partir de cette représentation, le coefficient polynomial d'ordre k est estimé selon

$$\hat{c}_k = \frac{1}{k!} \arg \max_f [WHAFF_s^{(k)}(f)] \quad (11.21)$$

Dans le cas de signaux à plusieurs composantes, la WHAF aura plusieurs maxima, chacun associé à un coefficient polynomial. De plus, si les coefficients ont des valeurs proches, des problèmes de résolution peuvent apparaître, en affectant ainsi la capacité d'estimation des coefficients polynomiaux. Afin de prévoir la possibilité d'estimer avec précision ces coefficients, nous utilisons la procédure d'estimation à haute résolution MUSIC. Plus précisément, dans le domaine de la WHAF de chaque ordre, nous appliquons la méthode MUSIC afin d'estimer la fréquence de chaque pic de la WHAF. Le schéma général pour l'estimation des coefficients polynomiaux d'ordre 3 d'un signal est illustré sur la figure 11.11.

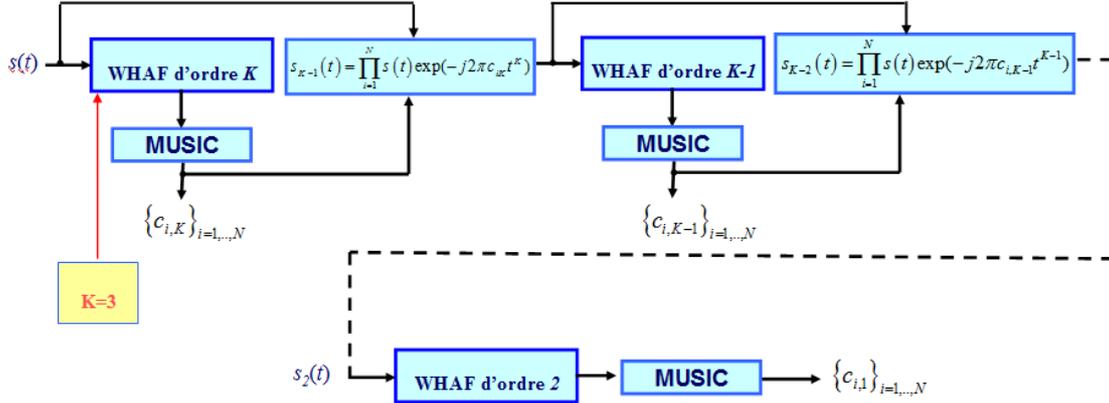


Figure 11.11. Estimation des coefficients polynomiaux d'un mélange des modulations cubiques

Ce schéma sera utilisé pour la définition du dictionnaire des modulations cubiques locales. Nous considérons s le signal d'entrée, défini dans une fenêtre d'analyse donnée. Le schéma 11.11 permet l'estimation de N coefficients polynomiaux associés aux modulations cubiques approximant le plus le segment du signal considéré. En utilisant (11.20) nous évaluons la WHAF d'ordre maximal 3. Dans le domaine spectral de la WHAF, nous utilisons la procédure MUSIC afin d'estimer les fréquences associées aux pics de la WHAF. Dans notre contexte, la séparation entre l'espace signal et l'espace bruit, un problème généralement complexe, est effectuée par le choix du nombre de composantes que nous souhaitons dans le dictionnaire. Soit $\{\lambda_i\}_{i=1,\dots,N}$ l'ensemble des valeurs propres les plus grandes; elles sont liées aux coefficients polynomiaux du signal par :

$$c_{i,3} = \frac{\lambda_i}{3! \prod_p \tau_p}; i = 1, \dots, N \quad (11.22)$$

où les $\{\tau_p\}$ sont les retards utilisés pour le calcul du WHAF. Une fois les coefficients d'ordre 3 estimés nous réitérons à l'ordre 2 en réduisant les coefficients estimés. La procédure est poursuivie jusqu'à l'ordre 1. Cette procédure de sélection du nombre de valeurs propres a été testée pour plusieurs valeurs de RSB et elle s'est avérée pertinente pour des RSBs voisinant 3 dB. L'explication repose en effet sur la propriété de WHAF de réduire considérablement le niveau de bruit tout en accentuant les composantes du signal, par la sommation de plusieurs mHAF.

Pour le signal de test représenté sur la figure 11.9, l'estimation polynomiale par WHAF-MUSIC (figure 11.11) conduit, pour le premier segment de 256 échantillons du signal, aux résultats illustrés sur la figure 11.12. Un nombre de 5 composantes a été estimé pour chaque segment. La partie supérieure de la figure correspond à la WHAF d'ordre 3 et les lignes rouges sont les fréquences associées aux coefficients d'ordre 3.

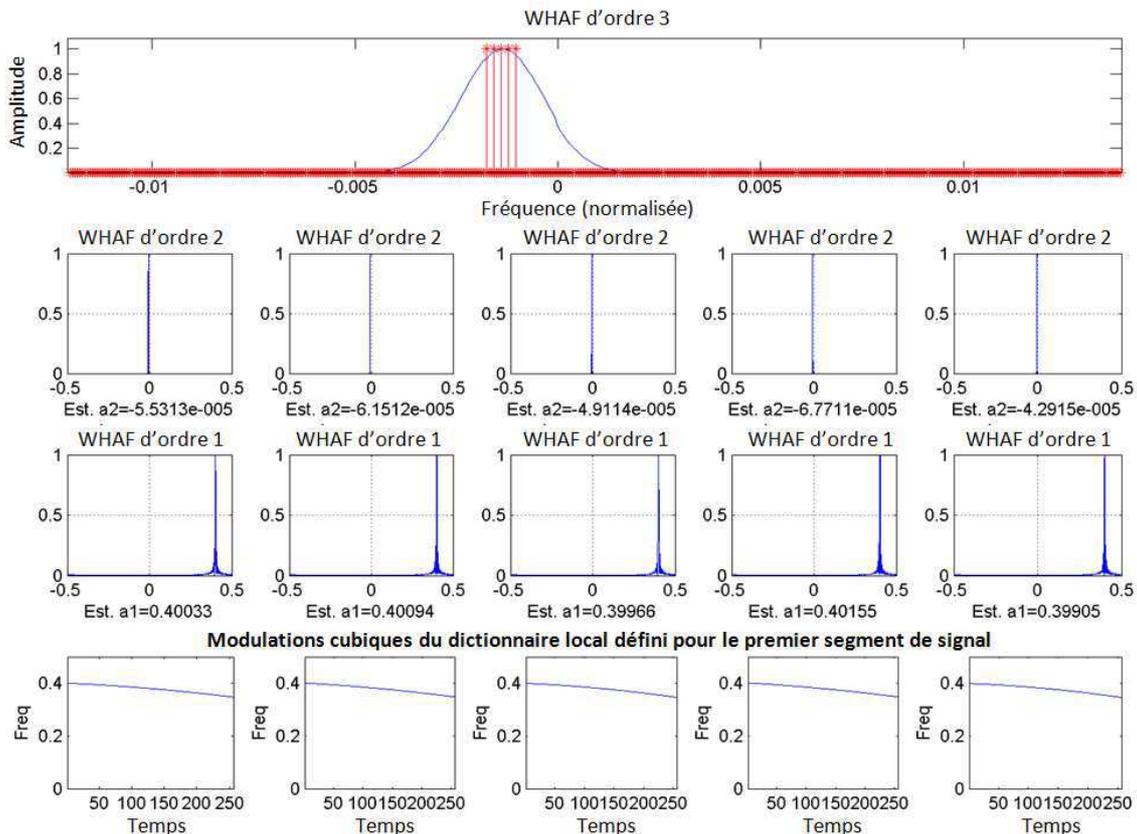


Figure 11.12. Estimation polynomiale d'ordre 3 pour le premier segment de 256 échantillons du signal

Les coefficients polynomiaux sont estimés en parallèle (figure 11.12) et les LFI des modulations cubiques correspondantes sont illustrées en bas de la figure.

Sur la figure 11.13.a nous présentons les éléments des dictionnaires définis par la projection sur des modulations cubiques (ce qui est spécifique à la méthode présentée dans le paragraphe précédent) et, respectivement, par la modélisation polynomiale, dans des segments de 256 échantillons. Dans le premier cas, les éléments des dictionnaires locaux sont obtenus par la corrélation entre le signal et un nombre conséquent (128) de modulations cubiques mais définies dans une bande donnée (ici, $[0.1 : 0.35]$ en fréquence normalisée). Nous constatons, sur la figure 11.13.a, que cette manière conduit (surtout dans le segment $0 \div 256$ échantillons) à une mauvaise concentration des éléments du dictionnaire par rapport au contenu temps-fréquence réel du signal. Cette limitation pourrait être partiellement résolue en prenant une bande plus large mais les modulations seraient plus dispersées (ce qui est déjà visible pour les autres segments et ceci par rapport aux résultats obtenus avec l'estimation polynomiale de la phase à court terme – figure 11.13.b). La figure 11.13.b indique clairement l'intérêt pour une adaptation du dictionnaire au segment du signal considéré. Un autre avantage de cette amélioration est l'automatisation du choix des paramètres spectraux du dictionnaire local (la bande et la fréquence centrale) car celui-ci se fait automatiquement par l'analyse polynomiale de phase. On remarque également, sur la figure 11.13.b, que les cinq composantes des dictionnaires locaux sont localisées autour d'une des composantes du signal.

Ces bonnes performances restent valables jusqu'à un RSB voisinant 3 dB. Cette propriété, illustrée sur la figure 11.14 où nous représentons les LFI des composantes issues de la modélisation polynomiale mais pour un RSB de 2.87 dB (voir la PWVL de la figure 11.14), est expliquée par la robustesse de la représentation WHAF.

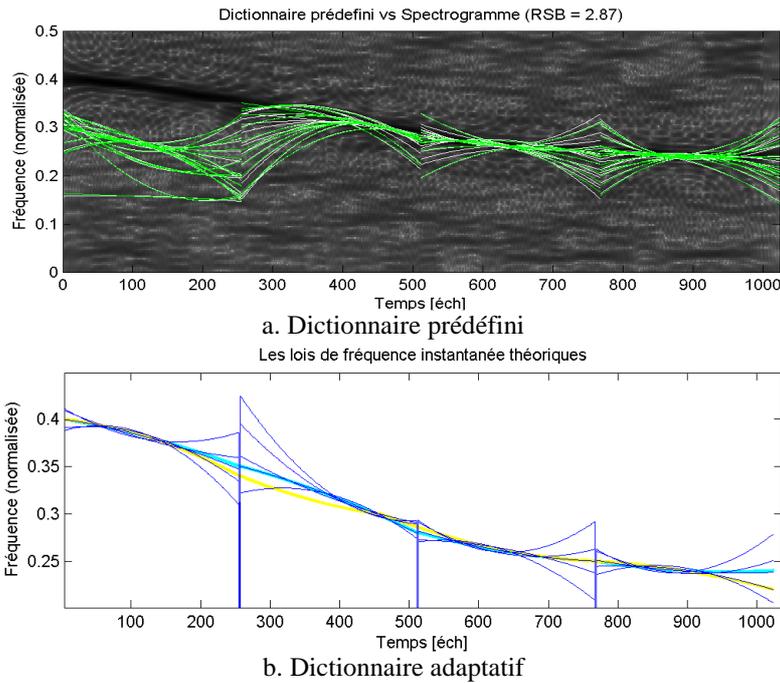


Figure 11.13. Dictionnaire prédéfini versus le dictionnaire adaptatif, issu de la modélisation polynomiale d'ordre 3

La WHAF arrive, malgré le bruit, à conserver les pics spectraux correspondant aux coefficients polynomiaux approximant, dans la fenêtre considérée, le signal analysé. Cette bonne robustesse au bruit explique donc la bonne adaptation des dictionnaires de modulations cubiques locales aux LFI du signal analysé, malgré des RSB faibles.

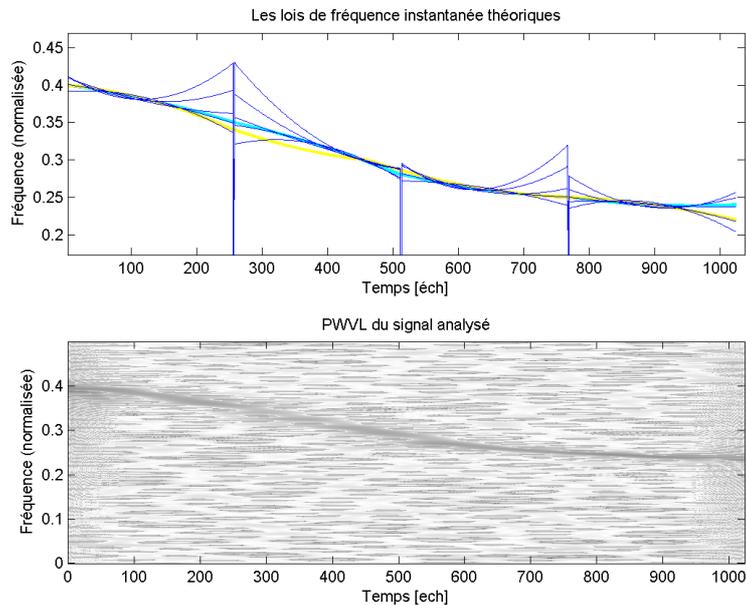


Figure 11.14. Dictionnaire adaptatif issu de la modélisation polynomiale à court terme (RSB=2.87 dB)

Le résultat de la modélisation polynomiale à court terme est constitué par un ensemble de dictionnaires locaux contenant des modulations cubiques approximant le signal analysé. Malgré les bonnes performances d'approximation et à la robustesse au bruit, une telle modélisation du signal est toujours soumise à des erreurs dues à la détérioration de la précision d'estimation polynomiale au bord des segments. Cet effet est visible sur la figure 11.13.b, par exemple : les composantes polynomiales approximent le contenu temps-fréquence du signal bien au milieu, alors que, vers les bords, l'estimation devient moins bonne. En conclusion, il serait inadéquat de modéliser le signal analysé par la suite des modulations cubiques estimées à court terme, regroupées par une méthode quelconque.

Dans ce paragraphe, nous proposons une solution qui, à partir de l'information *portée* par ces modulations cubiques et qui sera fusionnée, permettra d'effectuer un tracking des composantes du signal

global, ce qui validera l'extraction efficace de chacune d'entre elles. Cette étape de **fusion** constitue la deuxième étape de l'analyse temps-fréquence-phase.

La modélisation polynomiale à court terme, introduite dans le paragraphe précédent, fournit, pour chaque segment du signal analysé, les modulations cubiques approximant localement la partie du signal définie dans la fenêtre d'analyse. Dans la méthode de suivi présentée dans le paragraphe 11.2.1, les contenus temps-fréquence de ces modulations servent comme gabarits des filtres T-F à court terme. Par la suite, ces filtres, appliqués sur le signal analysé, extraient les échantillons temporels correspondants aux gabarits temps-fréquence pris en compte. Ensuite, les phases instantanées extraites sont utilisées pour étudier, via des notions de continuité, la connexion entre les composantes des fenêtres voisines. La définition des critères de continuité représente la difficulté majeure car ils ne sont pas universels : un type de continuité privilégié dans un cas de figure pourrait être inadéquat dans un autre contexte. Un exemple typique est la continuité d'ordre 1 (ie en terme de loi de fréquence instantanée) qui est utile lors de l'analyse des signaux à contenu temps-fréquence non-linéaire. Cependant, si le signal présente des sauts de fréquence instantanée, ce type de critère peut s'avérer pénalisant.

Pour rendre cette technique plus générale, nous proposons une stratégie de fusion qui fait appel à un critère global de continuité, basé toujours sur la notion temps-fréquence-phase. L'information d'entrée dans cette méthode de fusion est constituée par la modélisation polynomiale à court terme mais appliquée sur des fenêtres superposées de 50%. Ce principe est illustré sur la figure 11.15 à partir du signal de test introduit au début de ce chapitre. Plus précisément, la technique de construction des dictionnaires locaux est appliquée sur des segments se recouvrant sur la moitié de leur support temporel.

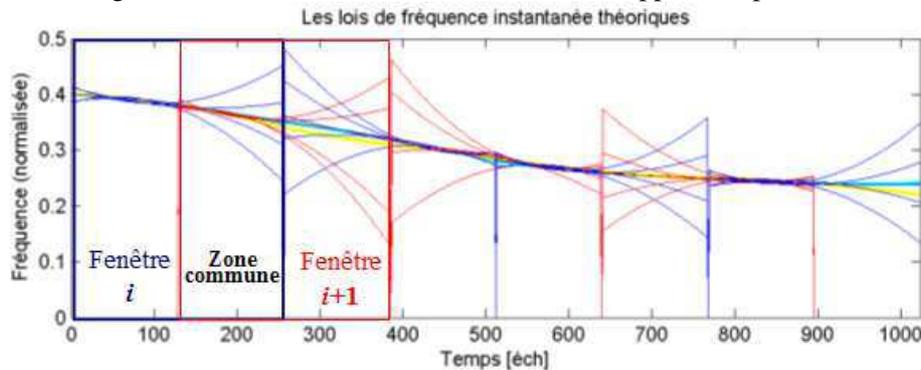
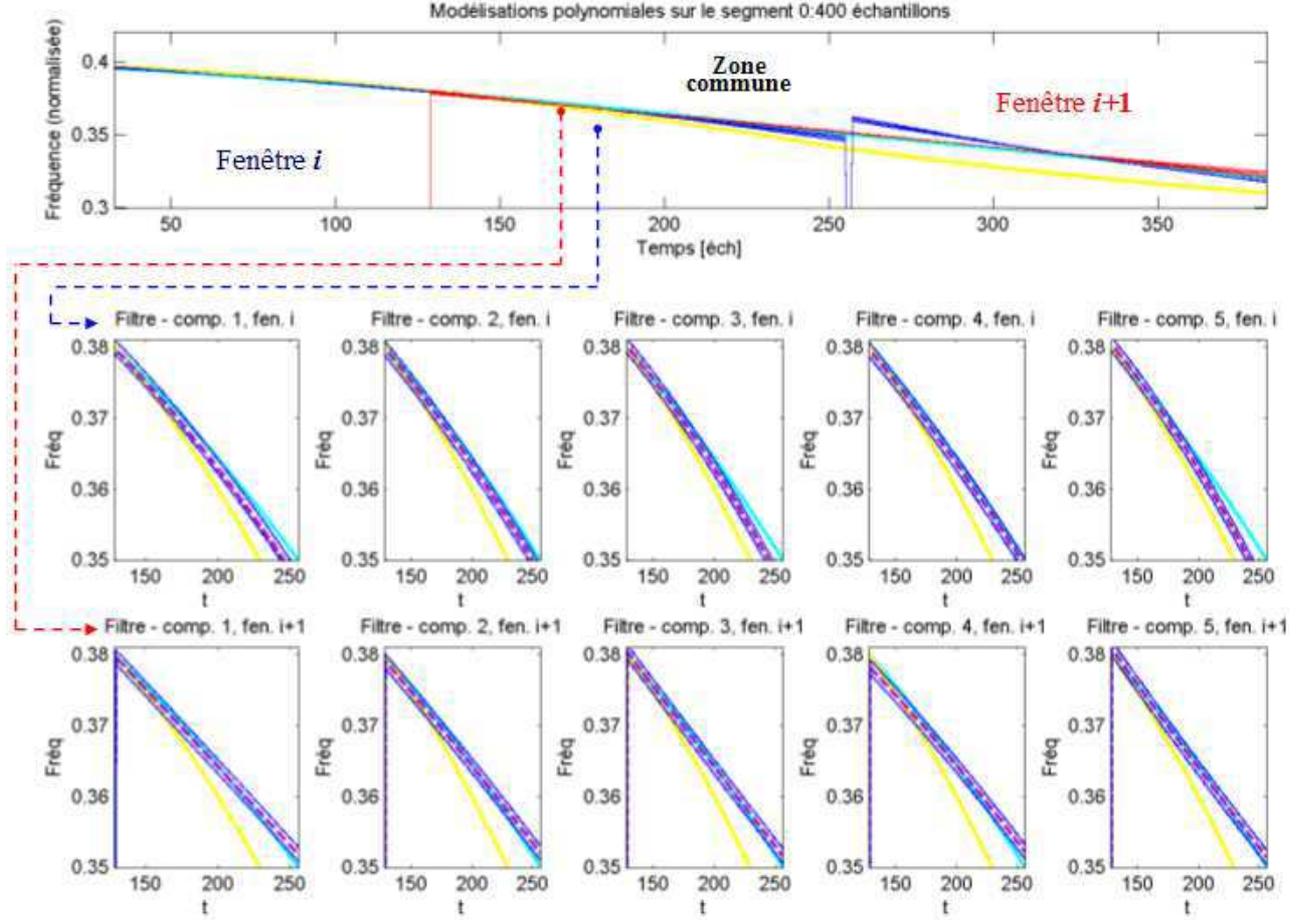


Figure 11.15. Modélisation polynomiale à court terme sur des fenêtres superposées

La connexion entre les composantes de la fenêtre i et, respectivement, $i+1$ se fait en analysant leurs *proximité* dans la zone commune (figure 11.15). Plus précisément, les formes T-F engendrées par les parties des modulations cubiques appartenant à la zone commune sont utilisées pour la mise en place des filtres temps-fréquence comme illustré sur la figure 11.16.

Nous présentons, sur la figure 11.16 - partie du milieu, les cinq filtres correspondant aux portions 128:256 des modulations cubiques estimées dans la fenêtre i (et représentées en ligne pointillée). Autour du contenu temps-fréquence de ces modulations, nous définissons les filtres temps-fréquence. Ces filtres ont une forme temps-fréquence d'ordre 3 et les limites haute et basse fréquences sont représentées avec des lignes continues (bleu). Nous illustrons également les LFI théoriques des composantes du signal traité et nous constatons, dans chaque fenêtre, que les filtres sont plus ou moins superposés sur ces composantes. Les filtres correspondant aux modulations cubiques de la fenêtre $i+1$ sont illustrés en bas de la figure 11.16.

Nous constatons, sur les deux séries de filtres, que le filtre associé à la composante cubique 4 de la fenêtre i et le filtre associé à la composante cubique 5 de la fenêtre $i+1$ sont les plus superposés sur la **même** structure T-F du signal. Les signaux issus des filtrages par ces filtres conduiront, via une procédure de **corrélation**, à une valeur maximale par rapport aux signaux issus d'une opération similaire réalisée à partir des autres filtres. En conséquence, les modulations cubiques correspondantes aux deux filtres seront fusionnées, indiquant la trajectoire temps-fréquence de la structure T-F du signal, dans les fenêtres d'analyse i et $i+1$.


 Figure 11.16. Définition des filtres temps-fréquence dans la zone commune des fenêtres i et $i+1$

Cette stratégie de fusion est formalisée comme suit. Soit x le signal analysé et i et $i+1$ les deux fenêtres dans lesquelles nous étudions ce signal. Soit $D^{(i)} = \{\psi_k^{(i)}\}_{k=1, \dots, N_{comp}}$ et $D^{(i+1)} = \{\psi_k^{(i+1)}\}_{k=1, \dots, N_{comp}}$ - les dictionnaires de modulations cubiques obtenus, par la modélisation polynomiale à court terme du signal x , dans les fenêtres i et, respectivement, $i+1$. A partir de ces dictionnaires nous définissons les filtres temps-fréquence $\{W_k^{(i)}\}_{k=1, \dots, N_{comp}}$ et $\{W_k^{(i+1)}\}_{k=1, \dots, N_{comp}}$. L'application de ces filtres sur le signal x conduit à deux ensembles de signaux définis selon :

$$\begin{aligned} \{s_k^{(i)}\} &= \{(W_k^{(i)} x)(t)\}_{k=1, \dots, N_{comp}} \\ \{s_k^{(i+1)}\} &= \{(W_k^{(i+1)} x)(t)\}_{k=1, \dots, N_{comp}} \end{aligned} \quad (11.23)$$

La décision de fusion de deux composantes polynomiales $\psi_m^{(i)}$ et $\psi_n^{(i+1)}$ est prise lorsque la corrélation entre les signaux $\{s_k^{(i)}\}$ et $\{s_k^{(i+1)}\}; k=1, \dots, N_{comp}$ dévient, pour toutes les paires (m, n) , est maximale :

$$\begin{aligned} (\hat{m}, \hat{n}) &= \max_{\substack{m \in [1, N_{comp}] \\ n \in [1, N_{comp}]}} \left| \langle s_m^{(i)}(t), s_n^{(i+1)}(t) \rangle \right| \Rightarrow \\ &\Rightarrow \psi_{\hat{m}}^{(i)} \circ \psi_{\hat{n}}^{(i+1)} \subset \text{Trajectoire TF } \phi_j \left[(i-1)T : (i+1)T \right] \text{ du signal} \end{aligned} \quad (11.24)$$

où « \circ » symbolise la fusion des deux composantes qui feront partie de la même trajectoire T-F caractérisant la partie $(i-1)T : (i+1)T$ (T - la taille de la fenêtre) de la structure T-F j du signal.

Après le parcours de tout le support temporel du signal, cette trajectoire sera définie par l'ensemble de modulations cubiques fusionnées localement :

$$\phi_j(t) = \psi_{k_1}^{(1)} \circ \psi_{k_2}^{(2)} \circ \dots \circ \psi_{k_i}^{(i)} \circ \dots \circ \psi_{k_N}^{(N)} \quad (11.25)$$

où N est le nombre de fenêtres d'analyse et k_i représente l'indice de la modulation cubique retenue dans la fenêtre i . Cette trajectoire est utilisée pour la construction d'un **filtre global** qui permet l'extraction de la composante j du signal (étape 3 de la méthode).

La stratégie de fusion proposée présente deux avantages théoriques. Le premier a trait à l'absence de tout seuil de décision car la fusion est effectuée pour les composantes cubiques dont les filtres associés fournissent les signaux les plus corrélés.

Le deuxième avantage est le caractère local de la procédure car une éventuelle erreur produite pour deux fenêtres successives est sans effet par la suite car la fusion se fait **uniquement** à partir des modulations cubiques définies dans les fenêtres considérées. Ceci évite une minimisation de fonction de pénalité globale qui peut faire l'objet des erreurs accumulées ainsi que des difficultés pour le choix de seuil des critères de continuité. Dans notre cas, la continuité est définie naturellement car nous comparons des contenus temps-fréquence-phase du signal (suivant une loi de phase d'ordre 3 ce qui garantit la flexibilité de l'analyse). Ceci ajoute donc plus de précision au tracking temps-fréquence-phase ce qui est illustré sur l'exemple suivant dans le cas du signal de test proposé dans ce paragraphe.

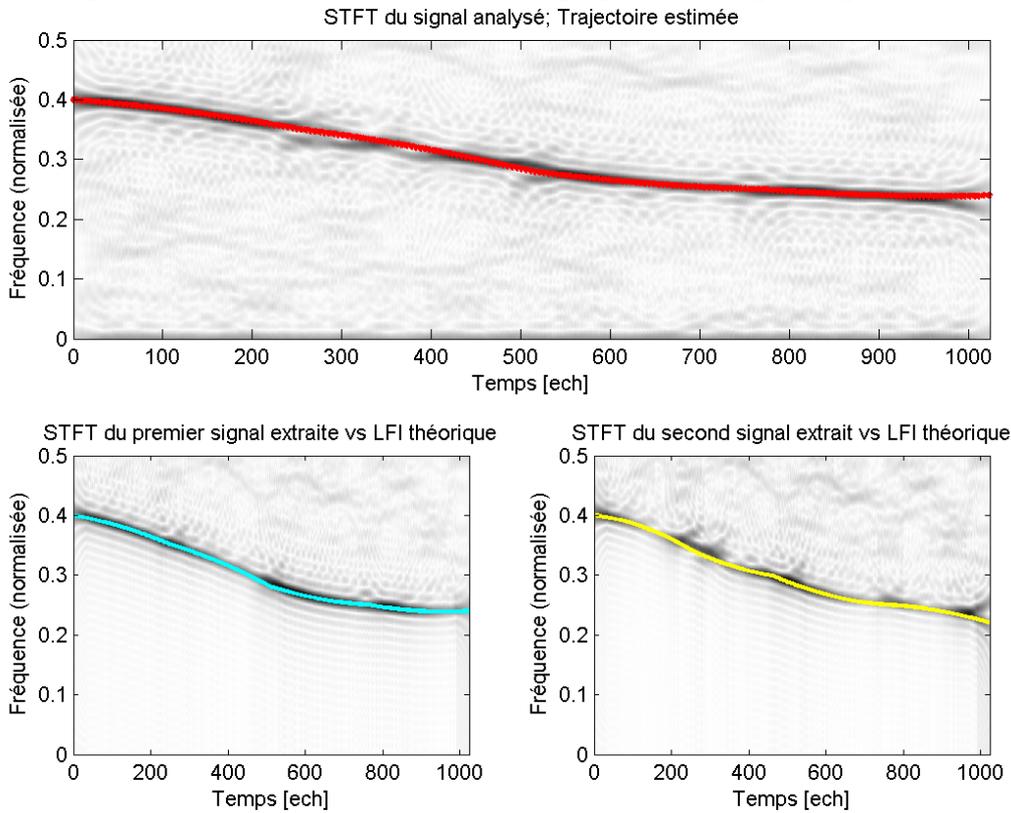


Figure 11.17. Résultat de tracking par analyse temps-fréquence-phase (RSB=4.77 dB)

Comme illustré sur cette figure, la trajectoire correspondante à la composante temps-fréquence du signal la plus énergétique est bien estimée suivant bien sa LFI. Par conséquent, les deux structures temps-fréquence sont bien extraites, comme illustré sur la partie basse de la figure 11.17. Ces bonnes performances sont dues à la fusion locale des éléments des dictionnaires ainsi qu'à l'adaptation, via la modélisation polynomiale robuste (par la WHAF) à court terme, des fonctions cubiques analysantes.

Par la suite, nous présentons les performances de l'analyse temps-fréquence-phase en termes d'erreur d'estimation de la LFI, définie par l'équation 11.15. Cette erreur sera évaluée dans le contexte d'un signal synthétique composé de deux modulations non-linéaires de fréquence définies selon :

$$\begin{aligned} x(t) &= a_1(t)e^{j\phi(t)} + a_2(t)e^{j\phi(t-\Delta t)} + w(t); t=0..1023 \\ a_1(t) &= 1.4 + 1.9 \cdot 10^{-9} \cdot (.01 \cdot t - .002 \cdot t^2); \\ a_2(t) &= 0.3 + 2.9 \cdot 10^{-3} t; \\ \phi(t) &= 0.3 \cdot t - 12.73 \cdot \sin(2\pi t \cdot 0.001) \end{aligned} \quad (11.26)$$

où w est un bruit additif, $\phi(t)$ est la loi de phase instantanée, $a_1(t)$ et $a_2(t)$ sont les amplitudes instantanées des signaux. Les LFI théoriques sont illustrées sur la figure 11.18.a. Le retard entre les composantes, Δt , est variable est, pour chaque valeur de Δt , nous évaluons l'erreur d'estimation de la LFI. A titre de comparaison, nous considérons également la méthode de suivi temps-fréquence basée sur l'algorithme de Viterbi (présentée dans le chapitre 10). Evidemment, plus les composantes sont proches, plus difficile va être leur séparation (comme illustré sur la figure 11.18.b par le spectrogramme des signaux séparés de $\Delta t=40$ échantillons). Les amplitudes des composantes sont variables, ce qui est souvent le cas dans des applications réelles.

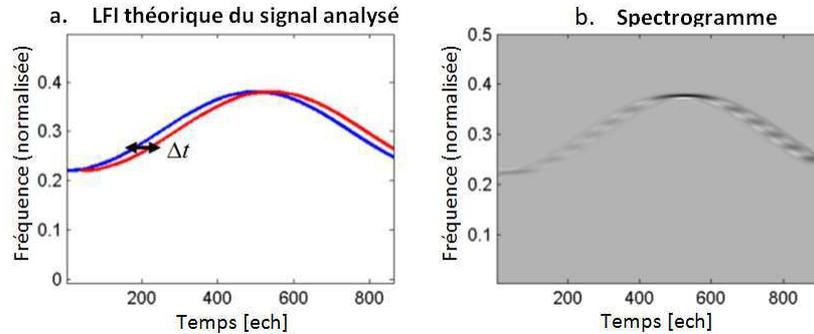


Figure 11.18. Signal synthétique composé de deux structures temps-fréquence non-linéaires.
La deuxième composante est décalée de Δt

L'objectif de ces simulations est de comparer les deux méthodes dans le contexte d'un Δt variable. La figure suivante présente deux cas illustratifs qui montrent les différences entre les deux méthodes. Le signal est bruité avec un rapport signal sur bruit de 4 dB. La première figure, 11.19.a, montre l'estimation de la LFI par la méthode de Viterbi pour un retard $\Delta t=60$ échantillons. On peut observer que la première composante est bien estimée, malgré le bruit et les termes d'interférences, jusqu'au point de croisement (échantillon 550). Après ce point, la méthode de tracking suit la deuxième composante. Ceci s'explique par le fait que l'algorithme de Viterbi utilise l'énergie des points temps-fréquence mais également le gradient des trajectoires temps-fréquence. Dans notre exemple, la deuxième composante devient plus énergétique et la transition (autour de l'échantillon 550), de la première à la deuxième composante correspond à une variation temps-fréquence lente, moins pénalisée que la transition correcte. Pour cette raison, l'algorithme de Viterbi fournit une mauvaise estimation de la LFI. En revanche, la méthode temps-fréquence-phase n'est pas affectée par ce croisement et les variations d'amplitude (figure 11.19.b). En effet, lorsque la méthode est basée sur le modèle de phase d'ordre 3 et la continuité entre les modulations cubiques locales, les trajectoires temps-fréquence non-linéaires seront correctement suivies.

Le deuxième cas de figure, illustré par les figures 11.19.c et d, correspond à un retard de 30 échantillons entre les composantes. Dans ce cas, la méthode basée sur l'algorithme de Viterbi est incapable de suivre les composantes, principalement, à cause des interférences et de la proximité entre les composantes (figure 11.19.c). Dans les mêmes conditions, la méthode de tracking temps-fréquence-phase fournit une meilleure estimation des LFI (figure 11.19.d). Les petites erreurs, visibles surtout dans le cas de la deuxième composante, sont dues au filtrage global : dans le cas des composantes proches, le filtre peut « toucher » les composantes indésirables. Cependant, ces erreurs restent petites et l'estimation est satisfaisante.

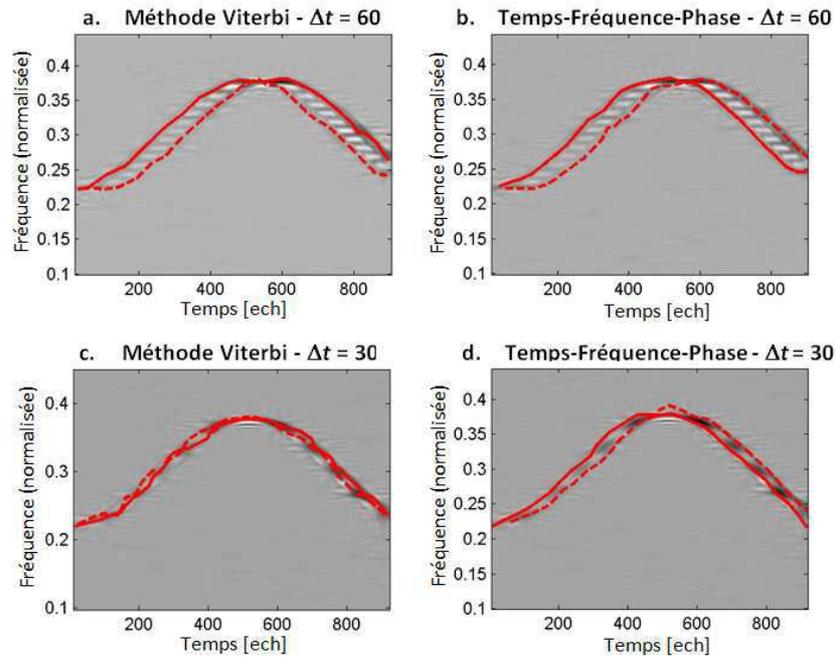


Figure 11.19. Comparaison entre le concept temps-fréquence-phase et la méthode basée sur l'algorithme de Viterbi

La figure suivante illustre l'analyse de l'estimation des LFI pour des retards variables entre les composantes. Les estimations de la première et de la deuxième composante ont été prises en compte.

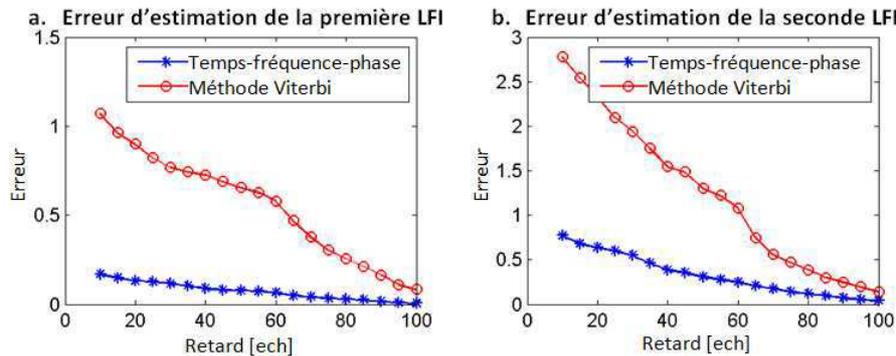


Figure 11.20. Evaluation des performances d'estimation des LFI en fonction du retard entre les composantes

Nous remarquons que le concept d'analyse temps-fréquence-phase fournit une estimation plus précise que la méthode basée sur l'algorithme de Viterbi. Les erreurs restent acceptables même si, avec la diminution du retard, elles augmentent car le filtrage affecte la séparation des composantes lorsqu'elles sont proches.

11.3. Bilan

Ce chapitre a été consacré à la présentation de deux méthodes de suivi des composantes temps-fréquence, ayant à la base leur continuité temps-fréquence-phase. Les avantages de cette stratégie sont les suivants :

- La recherche simultanée de l'information dans le domaine temps-fréquence et phase (à travers la modélisation locale de la phase par des polynômes d'ordre 3) nous permet de suivre toute forme de variation (linéaire et non-linéaire), malgré les interférences et le croisement éventuel des structures temps-fréquence. La continuité étant appliquée localement, entre des fenêtres adjacentes, nous retenons les fonctions de phase locales les plus vraisemblables, ce qui contribue essentiellement à l'automatisation de la procédure.

- Après la modélisation d'une des structures temps-fréquence du signal, nous procédons à son extraction par le biais d'un filtrage temps-fréquence global. L'avantage de ce type d'extraction, par rapport à toutes les méthodes existantes et qui sont basées sur des techniques Matching Pursuit (i.e.

l'extraction se fait par une soustraction ce qui implique l'estimation de l'amplitude), est que le filtrage est indépendant de la variation de l'amplitude de la composante en question.

- Toutes les opérations impliquées dans l'analyse temps-fréquence-phase sont appliquées dans le domaine temporel. Ainsi, deux avantages découlent. Le premier a trait à la résolution élevée de cette technique car elle n'est pas affectée par le compromis traditionnel des résolutions en temps et en fréquence, spécifique aux représentations de l'état de l'art. Le deuxième avantage est lié à la capacité de traitement de grands volumes de données car toutes les opérations sont implémentées à travers des structures algorithmiques 1D.

Tous ces avantages sont mis au profit des applications réelles, comme il sera montré dans la Partie IV. L'intérêt applicatif pour l'analyse temps-fréquence-phase a conduit à la réalisation du logiciel Time-Frequency-Phase Analyser qui a fait l'objet d'un dépôt officiel auprès de l'Agence pour la Protection des Programmes. Le logiciel est en cours d'industrialisation par la société CYBERIO et ma collaboration avec la société fait l'objet d'un concours scientifique, accordé à partir du 13/10/2011, pour une période de cinq ans.

11.4. Perspectives

Les travaux futurs, concernant la stratégie de suivi temps-fréquence-phase, seront concentrés dans deux axes. Le premier consiste à améliorer les éléments de traitement intervenant dans la méthodologie d'analyse. Ainsi, concernant la modélisation polynomiale à courte terme, une solution consistera à utiliser des approches multifenêtres, ce qui nous permettra de gagner en termes de précision, quant à la définition des dictionnaires locaux. Pour la fusion, nous allons introduire un choix adaptatif de la taille du recouvrement entre les fenêtres, de façon à assurer une meilleure décision concernant la fusion de deux composantes locales. Enfin, un suivi des composantes en parallèle, sans passer par un filtrage temps-fréquence global (étape 3 de la méthodologie), sera étudié et il sera particulièrement intéressant dans le cas des composantes temps-fréquence très proches et qui pourrait poser des difficultés de filtrage.

La technique temps-fréquence-phase étant assez générale, son utilisation optimale dans un contexte donné doit être définie à l'aide des considérations liées à l'application. Par exemple, le nombre de composantes à rechercher est un paramètre clé de la méthodologie et qui pourrait être facilement défini, en prenant en compte les aspects physiques de l'application. Dans le contexte du radar ionosphérique, par exemple, nous savons que les signaux reçus n'ont que trois composantes parallèle (sans croisement), ce qui serait une information opérationnelle précieuse, à intégrer dans la méthodologie [C54], [C65].

Une autre information liée à l'application serait les bandes spectrales des composantes, ce qui nous permettrait d'éliminer, des dictionnaires locaux, les composantes dont la bande ne se trouve pas dans les limites prédéfinies. En [C66] nous avons montré l'intérêt de ce mode opératoire dans le contexte des vocalises des mammifères sous-marins.

En conclusion, le deuxième axe de recherche consiste alors à définir le cadre pour l'inférence des aspects opérationnels dans la méthodologie de suivi.

Partie IV

Applications

CHAPITRE 12 : Applications dans le domaine sous-marin

Le domaine des applications sous-marines a constitué, depuis le début de ma carrière, à la fois, la source d'inspiration, en ce qui concerne les problématiques de traitement de signal et les solutions associées, mais également l'environnement opérationnel privilégié qui m'a permis de développer et de valider mes contributions. Mon activité à l'ENSIETA de Brest, de 2000 à 2006 ainsi que les collaborations qui ont suivi, après mon arrivée à Grenoble, m'ont permis de participer au développement de nouveaux concepts dans le domaine de l'acoustique sous-marine. Ce chapitre synthétise ces activités dans lesquels j'ai contribué avec le développement ou l'adaptation des techniques d'analyse des signaux non-stationnaires dans le contexte des signaux sous-marins et avec ma participation dans le cadre d'intégration de ces techniques dans des systèmes opérationnels.

Mes recherches dans le domaine sous-marin se sont déroulées en deux étapes. La première s'est déroulée dans la période 2003-2007 et s'est articulée autour de mes activités dans le cadre du Programme Etude Amont STEREO (Système Temps Réel d'Observation Rapide de l'Environnement Océano-acoustique) et en collaboration avec le SHOM (Service Hydro-Océanique de la Marine). Mes travaux ont porté sur la définition des méthodes de traitement du signal nécessaires au développement des concepts de tomographie acoustique passive. Plus précisément, dans un contexte d'évaluation du milieu océanique en utilisant les signaux naturels, les méthodes de traitement du signal doivent permettre, en configuration passive, l'extraction des paramètres physiques tels que les retards et les atténuations associés à chaque trajet de propagation. Les contributions apportées, lors de cette étape, s'inscrivent dans le développement des concepts de tomographie passive et d'analyse des phénomènes de dispersion en milieu-sous marin.

La deuxième étape, démarrée en 2008 et qui se déroule actuellement, constitue une continuation naturelle de la première étape, l'objectif étant de s'approcher d'un contexte opérationnel. Ainsi, la prise en compte et l'exploitation du mouvement en milieu sous-marin ont été abordées dans le cadre de la thèse de Nicolas Josso que j'ai co-encadrée. Les différentes méthodes proposées et étudiées ont prouvé l'intérêt de la prise en compte du mouvement, afin soit d'améliorer les performances des systèmes actuels de tomographie passive (ce travail a été réalisé dans le cadre du contrat de recherche MODE - Méthodes d'Observation Discrète de l'Environnement) et de communications sous-marine (en collaboration avec Arizona State University, Centre de recherche SenSip). Un autre volet de mon travail, abordé dans cette étape, porte sur l'analyse des signaux de mammifères sous-marins, afin de mieux connaître leur comportement et l'interaction avec les autres acteurs de la scène sous-marine. Etant donnée la composante environnementale de ce volet, de grande actualité, plusieurs collaborations sont en cours (projet RAPIDE GREENAR, projet avec EDF Environnement, collaborations avec ENSTA Bretagne), l'élément central étant l'adaptation du suivi temps-fréquence-phase dans des contextes opérationnels différents, liés à l'étude approfondie du comportement des mammifères sous-marins.

Publications : Ce travail a donné lieu à un chapitre dans un livre publié en 2011 [O2], huit papiers revue ([A6], [A7], [A14], [A16], [A19], [A21], [A22], [A24]) et vingt papiers conférence, sur les aspects théoriques ainsi qu'applicatifs : [C5], [C7], [C9], [C15], [C17], [C19], [C21], [C26], [C27], [C31], [C36], [C37], [C38], [C42], [C43], [C46], [C47], [C49], [C50], [C51] (voir le chapitre 5 de la Partie I).

12.1. Contexte

Recouvrant la plus grande partie de la surface terrestre, les océans ont un rôle essentiel dans le système Terre. L'océanographie s'intéresse tant à la compréhension des phénomènes physiques qu'à leur modélisation, leurs prévisions et les prévisions de leurs impacts. Afin d'alimenter ces études, le recueil, par sondes, des mesures *in situ* conduit souvent à un sous-échantillonnage spatial et une mise en place coûteuse compte tenu de l'étendue et de l'hostilité des milieux océaniques. Cependant, lorsque les phénomènes physiques étudiés ont une influence sur les propriétés acoustiques du milieu, il est possible d'étudier ces derniers à travers de la mesure acoustique du canal océanique. La mesure acoustique du canal consiste à faire propager une onde acoustique dans celui-ci et à observer les distorsions introduites par la propagation, afin de retrouver les propriétés du canal. Cette méthodologie, nommée **tomographie acoustique océanique**, développée depuis les années 80, permet d'inférer les propriétés des océans sur des échelles spatiales et temporelles variables [Munk *et al*]. Une fois la faisabilité de la tomographie

océanique prouvée, depuis le début des années 2000, des nouvelles contraintes sont posées à l'inversion acoustique pour produire des solutions opérationnelles :

II. la rapidité de mise en œuvre du procédé tomographique, sachant que la tomographie active fait habituellement appel à des réseaux de capteurs dont le déploiement est relativement coûteux en temps opérationnel et moyens

III. la discrétion acoustique du procédé, sachant que, lors de l'exploration acoustique du milieu sous-marin, le système de tomographie interfère avec les autres acteurs de la scène sous-marine, naturels (la faune) et/ou artificiels (systèmes de communication, militaires).

Afin de répondre à ces contraintes, le concept de la **tomographie océanique passive** est devenu un domaine émergent dans la communauté mixte acoustique sous-marine (l'utilisateur premier de ce concept) et le traitement du signal (en raison des problématiques nouvelles imposées par ce concept). Conceptuellement, la tomographie acoustique passive est constituée par l'ensemble de méthodes d'analyse des signaux d'opportunité existants dans le milieu à caractériser et d'estimation des paramètres physiques du canal à partir de l'analyse des signaux d'opportunité. Le bruit naturel de la mer, le bruit de bateaux et les mammifères sous-marins constituent trois exemples de sources de signaux d'opportunité. Dans ce contexte, nous nous sommes aperçus des difficultés d'analyse des signaux, causées principalement par le *manque d'hypothèse* quant aux signaux émis et à la position de la source. Le *bruit spécifique* au milieu sous-marin ainsi que *les effets de propagation complexes* sont des difficultés supplémentaires devant le système d'analyse des signaux, faisant partie du concept de la tomographie.

Le sous-chapitre suivant présente les contributions principales auxquelles j'ai contribué et qui apportent des réponses, de point de vue opérationnel, aux difficultés de l'analyse des signaux sous-marins en configuration passive. Ainsi, le paragraphe 12.2.1 présente les contributions dans le contexte du développement du concept général de tomographie passive, dans un milieu de propagation par rayon et en absence du mouvement. Les milieux dispersifs sont également abordés dans le paragraphe 12.2.2 et le mouvement – dans le paragraphe 12.2.3. Ces contributions reposent sur les méthodes d'analyse des signaux présentées dans les Parties II et III.

12.2. Contributions

12.2.1. Tomographie océanique passive

La tomographie océanique passive consiste à estimer les paramètres d'un canal acoustique sous-marin (i.e., le retard et l'atténuation de chaque trajet) à partir des signaux *inconnus*, émis par des sources d'opportunité comme les mammifères sous-marins, les bateaux, les émissions sonar involontaires, etc [Gervaise07]. Comme le contenu temps-fréquence des signaux est généralement non-linéaire, nous avons orienté nos recherches sur des techniques de modélisation polynomiale de la phase et/ou de déformation (warping) (chapitre 7). Indépendamment du contexte d'emploi, le signal reçu par le système de tomographie passive, x , est généralement composé des versions atténuées et retardées du signal émis par la source d'opportunité, s .

$$x(t) = \sum_k \alpha_k s(t - \tau_k) + n(t) \quad (12.1)$$

où α_k et τ_k sont l'atténuation et, respectivement, le retard du trajet k et n est l'ensemble de perturbations (bruits, signaux parasites, etc). La figure 12.1 illustre un exemple de milieu de propagation multi-trajet (dont la réponse impulsionnelle est illustrée sur la figure 12.1.b) dans lequel se propage une modulation cubique de fréquence (le spectrogramme est illustré sur la figure 12.1.a).

La figure 12.1.c montre l'effet de la propagation à plusieurs trajets qui se traduit par un signal à plusieurs composantes, proches l'une de l'autre mais qui suivent la même loi de phase instantanée que le signal de départ.

Comme le signal émis par la source, s , est inconnu, l'analyse par suivi des structures temps-fréquence permettrait de retrouver, à partir du signal x , la variation temps-fréquence approximative du signal de départ, indépendamment du type de signal émis. Nous avons montré que l'algorithme de regroupement d'information de type Viterbi, présenté dans le paragraphe 10.2.2, répond parfaitement aux besoins d'analyse des signaux en configuration passive. Ceci a été validé à partir des données réelles, obtenues dans le cadre de la campagne d'expérimentation PASSTIME, déroulée en octobre 2005, dans le Golf de Gascogne [Gervaise06]. A titre d'exemple, nous considérons, sur la figure 12.2, le traitement d'un

signal réel reçu par le système de tomographie océanique et qui correspond à une émission composée d'une sinusoïde suivi d'un chirp à taux de modulation négatif. Le spectrogramme du signal reçu (figure 12.2.a) montre clairement l'effet de la propagation à plusieurs trajets : les interférences rendent discontinu le support temps-fréquence du signal, ce qui se traduit par des difficultés de suivi du contenu temps-fréquence. Ainsi, sur la figure 12.2.b, nous constatons la mauvaise segmentation causée par les termes d'interférences destructives ainsi que par le bruit. La détection par la batterie de filtres attribue un poids trop important aux composantes correspondantes aux interférences constructives en ignorant les interférences destructives. Ces termes seront pris en considération par le regroupement de type Viterbi car, hormis le critère de proximité, nous considérons également comme terme utile ceux dont l'énergie temps-fréquence est corrélée avec l'énergie des composantes plus énergétiques. Cette corrélation est mesurée par la continuité de l'énergie temps-fréquence qui est intégrée dans la fonction de pénalité qui est à minimiser. La courbe temps-fréquence obtenue par le regroupement (figure 12.2.c) est celle pour laquelle cette fonction est minimisée.

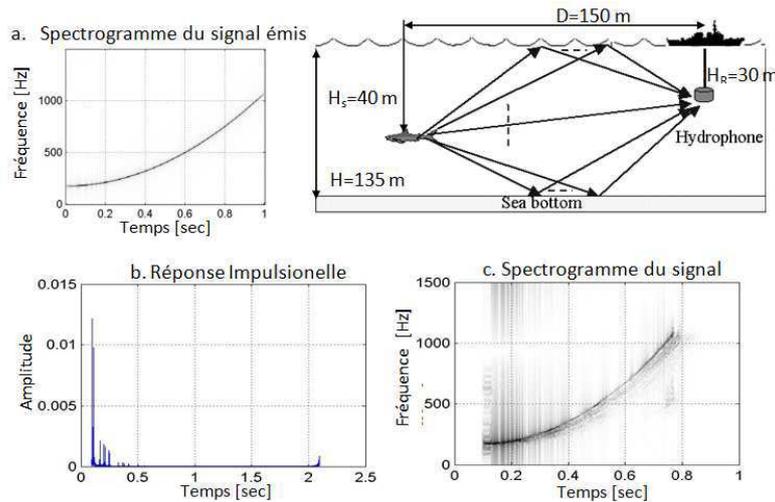


Figure 12.1. Exemple de milieu de propagation à plusieurs trajets

En conclusion, la caractérisation apportée par le regroupement de type Viterbi permet d'obtenir, à partir du signal reçu, une courbe temps-fréquence fidèle à la forme temps-fréquence du signal émis par la source d'opportunité.

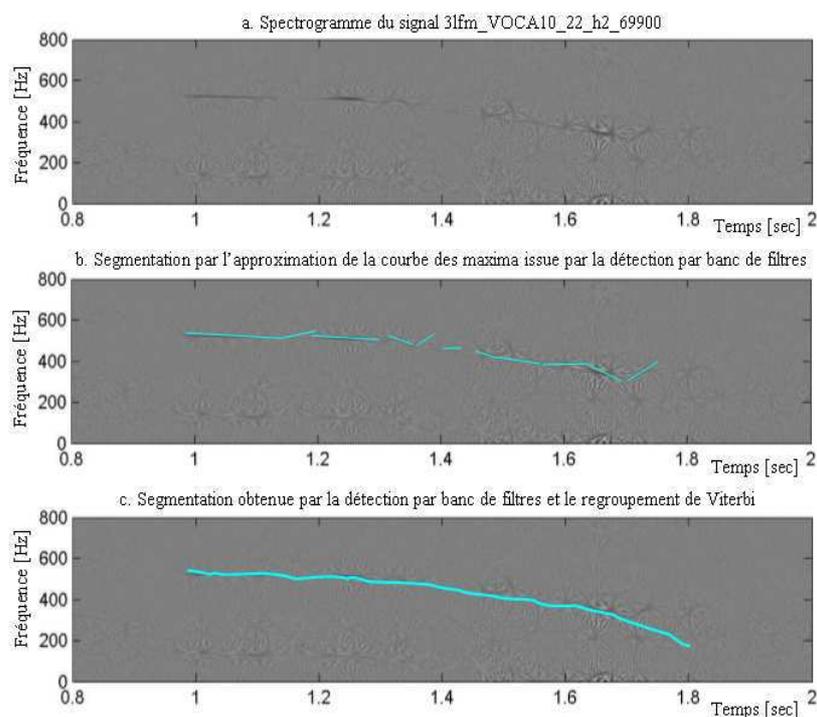


Figure 12.2. Suivi du contenu temps-fréquence du signal reçu par le regroupement de type Viterbi

La caractérisation obtenue par cette méthode permet de construire l'espace de représentation le plus approprié pour l'extraction des paramètres du canal. Cet espace est défini par la stationnarisation du signal reçu, réalisée par la déformation (warping) temps-fréquence, en utilisant la courbe estimée par l'algorithme de Viterbi. Ce principe est illustré par la figure 12.3. L'espace déformé est constitué par un domaine temps-fréquence « tourné » où les différentes arrivées seront stationnarisées. Ensuite, une simple analyse spectrale à haute résolution permet d'obtenir les fréquences – directement reliées aux paramètres du canal - les retards et les atténuations.

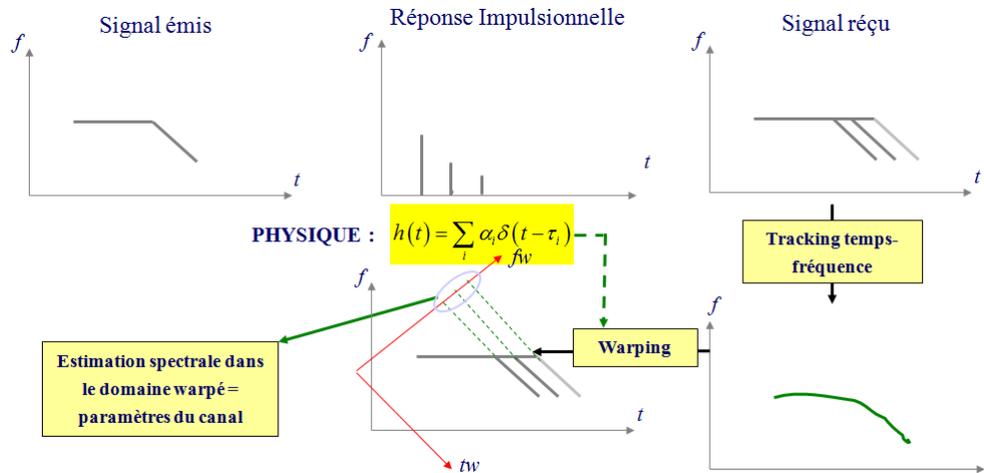


Figure 12.3. Principe général utilisé pour la caractérisation du milieu marin en contexte passif

Dans ce principe nous remarquons la symbiose qui caractérise l'architecture de traitement proposée. Grâce à l'analyse du signal reçu par le tracking temps-fréquence basé sur le regroupement des atomes temps-fréquence par l'algorithme de type Viterbi (requis par l'absence des informations sur le signal émis) et la description de la physique du problème, nous pouvons, via l'opération de warping (à travers la méthodologie présentée dans le chapitre 7), relier les paramètres du signal à ceux du milieu.

L'architecture de traitement proposée dans ce paragraphe a été validée dans des configurations réelles, la figure suivante illustrant un exemple de résultat d'estimation de la réponse impulsionnelle d'un canal sous-marin, en configuration passive. Nous considérons l'exemple d'un signal reçu, dans le cadre de la campagne PASSTIME, dont le spectrogramme est illustré sur la figure 12.4.a. Comme nous pouvons le constater, le bruit, la résolution ainsi que les interférences ne nous permettent pas d'observer les arrivées multiples caractérisant le signal reçu.

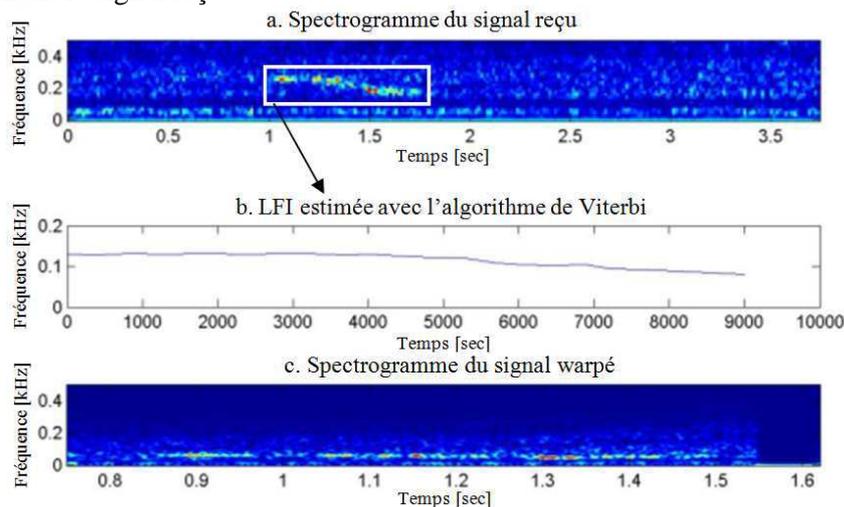


Figure 12.4. Exemple de résultat d'estimation des paramètres d'un milieu par le concept de la tomographie passive

L'application de l'algorithme de regroupement de type Viterbi, dans la zone temps-fréquence définie par le rectangle blanc (figure 12.4.a), conduit à une loi de fréquence instantanée représentée sur la figure 12.4.b. Nous constatons que, malgré les perturbations, la LFI s'approche de celle du signal émis (sinusoïde + chirp). Cette LFI sert à concevoir la loi de warping qui réalise la stationnarisation du signal reçu, comme indiqué par le spectrogramme du signal (figure 12.4.c). Le signal stationnarisé se compose

de plusieurs sinusoïdes dont les fréquences et les amplitudes sont liés aux paramètres du canal définis en 12.1.

L'estimation de ces fréquences et des amplitudes permet d'estimer la réponse impulsionnelle du canal, illustrée sur la figure 12.5. A titre de comparaison, nous présentons également la réponse impulsionnelle (RI) obtenue par filtrage adapté avec le signal émis, ce qui est équivalent au concept de tomographie active où le signal émis est connu et considéré comme référence.

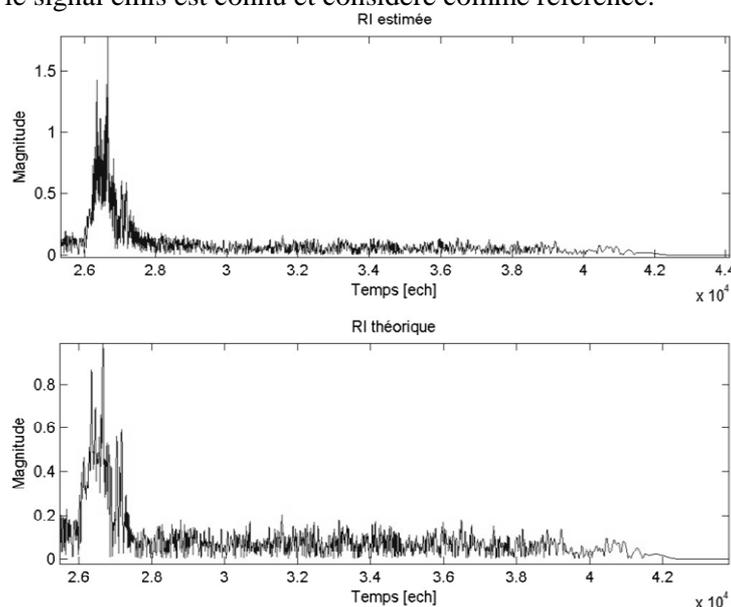


Figure 12.5. Comparaison entre l'estimation de la réponse impulsionnelle en configuration passive avec celle estimée en configuration active

Nous constatons la similarité entre les deux RIs, ce qui a été validé sur l'ensemble de 2000 enregistrements issus de la campagne PASSTIME. Ces résultats nous ont permis de valider, à la fin de cette période de travail (en janvier 2007) le concept de la tomographie passive *en configuration statique (les sources et le récepteur sont fixes) et pour des fréquences supérieures à 100 Hz* (donc, en absence des phénomènes de dispersion). Ces conditions de travail valident l'utilisation du modèle 12.1 qui indique une caractérisation du signal reçu sous la forme de plusieurs versions du signal émis, décalées et atténuées, mais ayant **la même loi de fréquence instantanée**. Cette constatation physique nous a conduit vers la mise en place d'un algorithme d'estimation de la LFI basé sur l'algorithme de regroupement des atomes temps-fréquence de type Viterbi. Celui-ci, grâce à la recherche de la continuité d'énergie dans le plan temps-fréquence, permet de connecter correctement les structures du signal reçu, en offrant ainsi une estimation pertinente de la LFI du signal émis. Ensuite, cette estimation nous permet de retrouver le domaine de représentation adéquat pour le calcul de la RI du canal.

Afin d'étendre le concept de tomographie océanique passive à d'autres contextes opérationnels, les phénomènes de dispersion et de mouvement ont été analysés, me conduisant à la définition d'autres techniques d'analyse des signaux en configurations passives. En effet, la complexité introduite par ces phénomènes, traduite en termes de traitement du signal, m'ont inspiré lors du développement des techniques de suivi temps-fréquence, synthétisés dans le chapitre 11. L'adaptation de ces techniques, dans le contexte des configurations dispersives et dynamiques, fait l'objet des paragraphes suivants.

12.2.2. Contributions à la caractérisation des milieux dispersifs

Dans le cadre du projet STEREO, nous nous sommes rendus compte du besoin de considérer, dans le contexte de la tomographie passive, le cas des canaux dispersifs. Les méthodes de traitement du signal adéquates ont été alors définies, dans le cadre du projet STEREO et, par la suite, MODE, ceci étant également une partie de la thèse d'Arnaud Jarrot (2004-2007) et de mes travaux de recherche (2007-2008).

Les phénomènes de dispersions en milieu sous-marin apparaissent généralement dans les eaux peu profondes et pour des fréquences basses, inférieures à 100 Hz. A partir de la théorie définie en [Westwood96], il est possible de montrer que, dans le cas d'un signal émis s , la représentation temps-fréquence du signal reçu, suite à la propagation dans un canal dispersif, aura pour expression :

$$TFR_S(t, f) = \sum_m D(m, f) TFR_I\left(t - \frac{r}{v_g(m, f)}, f\right) \quad (12.2)$$

où TFR_I est la représentation temps-fréquence du signal d'entrée, $v_g(m, f)$ est la vitesse de groupe associée à l'indice modal m et à la fréquence f et $D(m, f)$ représente le terme d'atténuation, dépendant également de l'indice modal m et à la fréquence f . Cette expression peut être interprétée de la façon suivante : un atome transmis à l'instant t_0 et à la fréquence f_0 sera transformé, lors de la propagation dans le canal dispersif,

dans un ensemble de structures temps-fréquence arrivant à l'instant $t_0 + \frac{r}{v_g(m, f_0)}$ et pondérées par

$D(m, f_0)$. L'expression (12.2) montre la complexité du signal propagé dans un canal dispersif. Ainsi, même si le signal émis est simple, la propagation introduit des atténuations et des retards dépendant à la fois de la fréquence et de la propagation modale. Afin d'illustrer cela, nous considérons un canal iso-célère avec un fond rigide. La profondeur de la colonne d'eau est h et la célérité du son, constante dans tout le canal, c . L'intérêt pour le canal isocélère est motivé par l'existence d'une solution analytique de l'équation de propagation, qui permet de donner des expressions analytiques à la vitesse de groupe et au terme d'atténuation D [Westwood96].

$$k_r(m+1, f) = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - \left[(2m+1)\frac{\pi}{2h}\right]^2} \quad (12.3.a)$$

$$v_g(m, f) = \frac{c^2}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - \left[(m-0.5)\frac{\pi}{h}\right]^2} \quad (12.3.b)$$

Concernant la vitesse de groupe, l'équation (12.3.b) montre clairement sa dépendance de la fréquence f et du mode d'indice m . Ainsi, pour les modes d'ordre élevé, les ondes sont lentes pour une certaine fréquence (effet de dispersion inter-modale). Autrement, pour un mode donné, la vitesse d'onde augmente avec la fréquence (effet de dispersion intra-modale).

Ces considérations théoriques sont illustrées dans l'exemple suivant dans le cas d'un canal isocélère dont la source est localisée à une profondeur $h=16\text{ m}$ et un récepteur localisé à une profondeur de 4 m . La distance émetteur récepteur est de 2000 m . La figure suivante montre le spectrogramme de la réponse impulsionnelle de ce canal, composée uniquement des premiers quatre modes. Le phénomène de dispersion est visible, surtout en basses fréquences. Les résultats illustrés sur la figure 12.6 confirment les concepts théoriques présentés ci-dessus. Ils sont valables dans le cas des canaux isocélères, qui est le cas le plus simple. Si le profile de célérité est arbitraire, l'effet de dispersion est largement plus complexe et il n'existe pas un modèle analytique associé.

Comme illustré sur cette figure, l'identification de ces quatre composantes est une tâche complexe. Sur l'échelle linéaire d'amplitude temps-fréquence (figure 12.6.a.) uniquement deux modes sont visibles alors que les deux autres sont « invisibles », en raison de leurs énergies trop faibles. Ces quatre modes deviennent visibles sur une représentation logarithmique (figure 3.b) mais au détriment de la résolution.

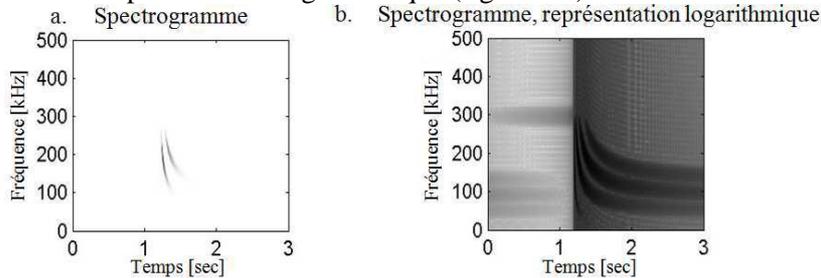


Figure 12.6. Représentations temps-fréquence de la réponse impulsionnelle d'un canal isocélère dispersif – les premiers quatre modes

En terme d'analyse de signal, même dans ce cas simple (canal isocélère), des nombreuses difficultés apparaissent. Si le signal émis est un chirp d'un système sous-marin de positionnement, par exemple, la dispersion affecte considérablement le fonctionnement du filtrage adapté : l'efficacité de cet outil de traitement traditionnel est diminuée par la déformation temps-fréquence du signal émis due à la dispersion.

Généralement, l'extraction des structures temps-fréquence non-linéaires générées par la dispersion du canal de propagation constitue un véritable défi pour le domaine de l'analyse temps-fréquence. Le problème est d'autant plus complexe que les hypothèses sur le signal analysé ne sont pas disponibles. En [Jiang96] les auteurs proposent un algorithme d'extraction des modes basé sur le concept de « match field processing ». L'idée de base est de supposer un modèle physique caractérisé par un certain nombre de paramètres inconnus. En utilisant des techniques temps-fréquence warping (paramétrées par les caractéristiques inconnues du canal) sur le signal reçu, la meilleure stationnarisation correspond à la meilleure combinaison des paramètres du canal. L'optimalité de cette méthode dépend de la taille du dictionnaire des paramètres du canal qui génèrent les différentes représentations warpées.

L'alternative à cette classe de techniques repose sur une méthodologie générale pour la caractérisation du contenu temps-fréquence des arrivées modales. Ainsi, notre contribution porte sur l'utilisation de l'algorithme de suivi temps-fréquence-phase basé sur la projection sur des dictionnaires locaux (présenté dans le paragraphe 11.2.1) [Ioana10].

Dans notre exemple, la figure 12.7 montre comment les arrivées modales sont itérativement extraites. Nous remarquons que les critères temps-fréquence-phase fournissent une estimation correcte des structures temps-fréquence du signal. Les filtres temps-fréquence, construits à partir de ces estimations (figures 12.7.a, d, g), permettent une extraction efficace des arrivées modales (figures 12.7.b, e, h et i). Après l'itération seconde, on remarque également que l'extraction basée sur le filtrage temps-fréquence rehausse la visibilité des composantes moins énergétiques. Ceci est généralement très intéressant dans des applications où les composantes temps-fréquence ont des amplitudes très variables.

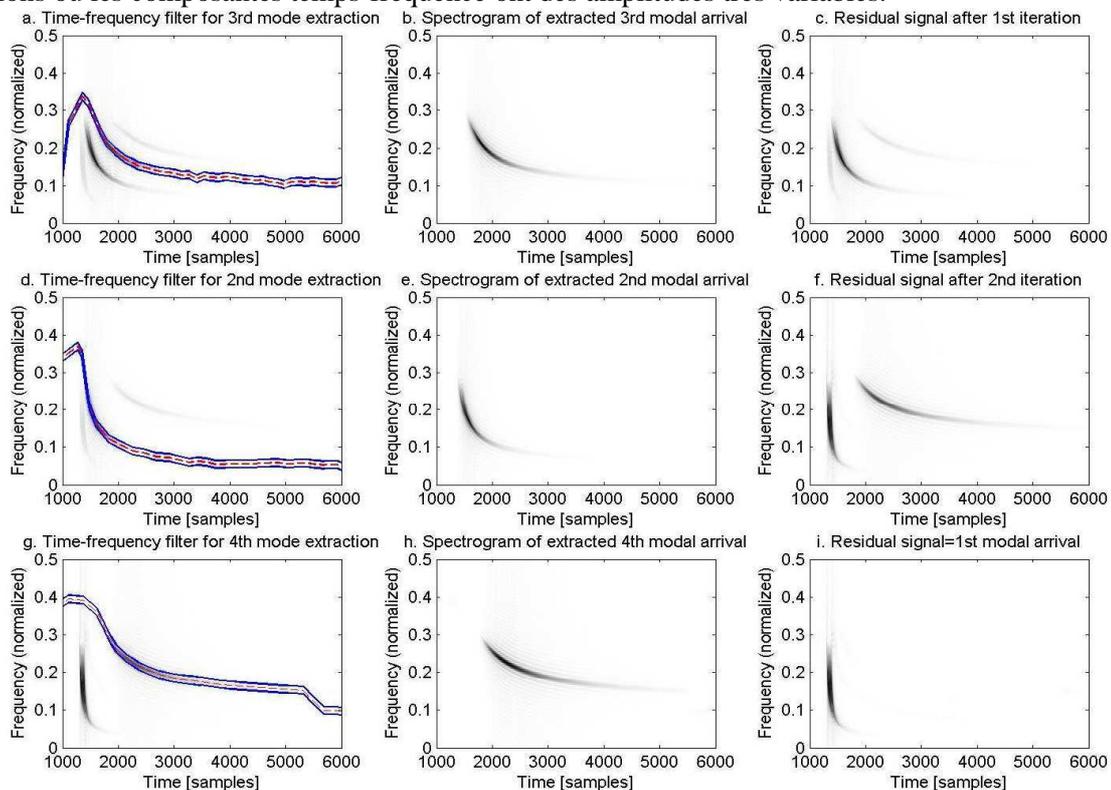


Figure 12.7. Extraction des arrivées modales du signal défini sur la figure 12.6

Le filtrage temps-fréquence, appliqué à chaque itération, permet d'extraire physiquement les échantillons du signal associés aux régions engendrées par les courbes temps-fréquence estimées par l'algorithme temps-fréquence-phase. Ceci constitue en effet la contribution majeure par rapport aux techniques de type Matching Pursuit où l'extraction des composantes se fait par soustraction. Lorsque ce type d'opération nécessite l'estimation de l'amplitude de la composante (ce qui n'est pas facilement réalisable) la méthode proposée dans ce travail réalise l'extraction des composantes par une opération de filtrage temps-fréquence.

L'utilisation de la méthodologie temps-fréquence-phase dans deux contextes applicatifs, caractérisés par des phénomènes dispersifs, est présentée par la suite. Le premier contexte est constitué par la **localisation des sources de signaux transitoires** à basse fréquence, développée en collaboration avec ENSIETA de Brest. L'ensemble de données contient des enregistrements de vocalises de baleines dans la

Baie de Fundy (Canada) entre 2000 et 2002 [Gervaise07b]. Ces enregistrements ont été effectués à l'aide d'un système de quatre hydrophones disposés comme illustré sur la figure 12.8. L'objectif de cette analyse est d'estimer la position de la source par l'analyse des signaux reçus par chacun des hydrophones. Le signal émis est similaire aux signaux transitoires générés par un canon d'air. En raison de la dispersivité du canal, les signaux arrivés par chacun d'hydrophone sont composés de plusieurs arrivées modales.

Lorsque le signal émis inconnu est à très basses fréquences (transitoires en dessous de 100 Hz) la localisation de la source nécessite l'extraction des arrivées modales des signaux reçus par les capteurs. La méthode de localisation passive, proposée en [Gervaise07b], est basée sur l'estimation des retards relatifs entre les arrivées modales reçues par le réseau de capteurs.

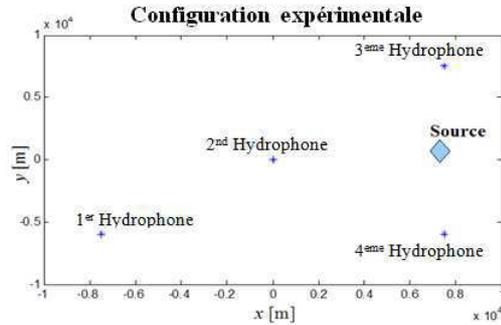


Figure 12.8. Configuration expérimentale (Profondeur \approx 130 m)

Dans l'exemple suivant nous considérons une vocalise de baleine reçue par le réseau de capteurs défini sur la figure 12.8. Les spectrogrammes des signaux reçus par les capteurs sont illustrés sur la figure 12.9.

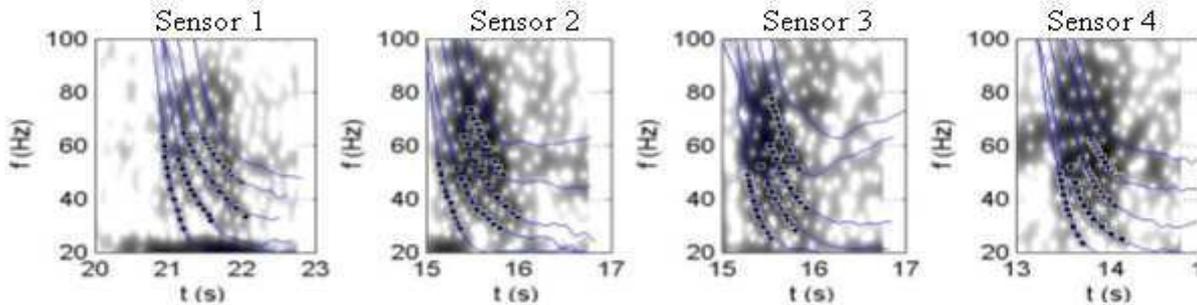


Figure 12.9. Estimation des modes (courbe bleu) pour les signaux reçus par les capteurs

Cette figure montre la bonne concordance entre les estimations des modes fournies par la méthodologie de suivi basée sur la projection sur des dictionnaires locaux (paragraphe 11.2.1) et les spectrogrammes. Afin de justifier l'efficacité de cette méthodologie, les estimations des structures temps-fréquence modales ont été utilisées pour la localisation via l'algorithme proposé en [Gervaise07b]. Lorsque l'ensemble de données réelles correspondent aux vocalises émises par des sources réelles, leurs positions ne sont pas connues. Pour cette raison, nous comparons les résultats de localisation obtenus avec la méthode de suivi temps-fréquence avec les méthodes proposées en [Desharnais *et al*], [Laurinelli *et al*]. Cette comparaison est illustrée sur la figure 12.10 et le tableau montre les positions estimées par les méthodes considérées.

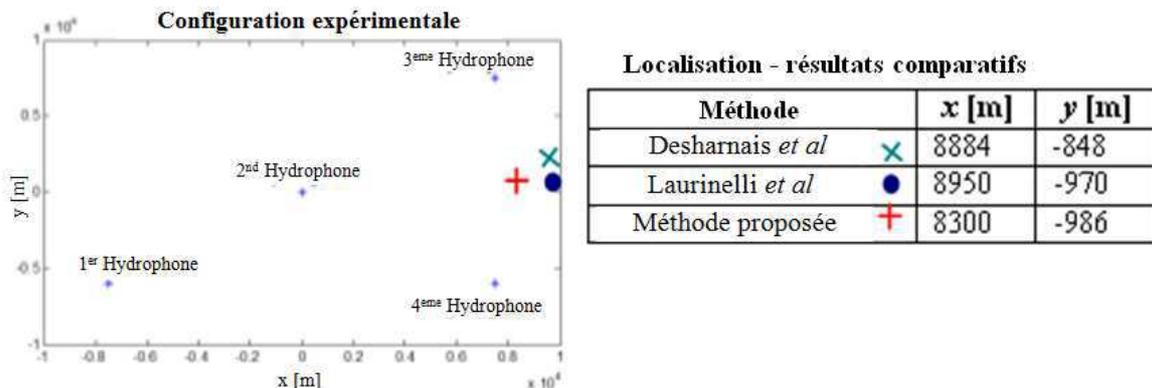


Figure 12.10. Comparaison des résultats de localisation par les trois méthodes

Comme illustré par la figure 12.10, les trois méthodes localisent la source dans la même région de la zone considérée. Évidemment, il existe des différences entre les positions estimées (voir le tableau de la figure 12.10) mais les trois estimations sont proches. De toute façon, sans la connaissance de la position réelle de la source, il est difficile de dire quelle la méthode la plus précise. Dans ce contexte, l'avantage principal de la méthode proposée dans ce travail est le fonctionnement sans la connaissance sur les propriétés acoustiques du canal. Aucun modèle physique ne doit être considéré, ce qui était le cas dans les techniques « model matching-based ».

Un autre cas d'utilisation de l'approche d'extraction des modes, présentée dans ce paragraphe, est la **communication sous-marine multi-utilisateurs** à très basse fréquence. L'objectif de l'exemple abordé est, d'une part, de montrer l'intérêt pour la communication en basse fréquence, et, d'une autre part, d'illustrer la capacité de la méthodologie proposée à caractériser les arrivées modales associées aux signaux de communications. Ce contexte d'application a été développé en collaboration avec le centre de recherche SenSip de l'Arizona State University [O2], [A14], [C37], [C38].

Le contexte de l'application abordée dans ce paragraphe est le suivant : nous souhaitons établir deux liaisons de communication entre les quatre entités illustrées sur la figure 12.11. Pour cela, nous utilisons deux modulations BPSK dont les fréquences porteuses sont 1 kHz et, respectivement, 3 kHz (la fréquence d'échantillonnage est de 6 kHz).

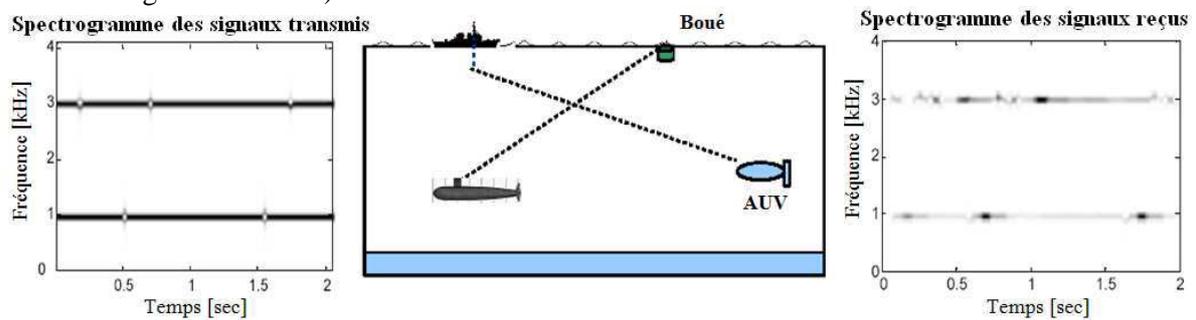


Figure 12.11. Configuration de deux chaînes de communication acoustique sous-marine

Sur la figure 12.11 nous illustrons les deux signaux correspondants à une durée de 2 seconds. A la réception, les deux signaux sont fortement perturbés en raison des effets du canal (figure 12.11). Compte tenu des fréquences de travail et des propriétés du canal utilisées dans les simulations (profondeur $D=100$ m, distance sources-récepteurs 13 et, respectivement, 15 km, fond rigide idéalisé) les effets de propagation seront estimés en utilisant la méthode proposée en [Stojanovic06]. Cette méthode consiste à supposer une propagation de type rayon et l'estimation de la réponse impulsionnelle s'effectue en utilisant un signal de test (pilot) de type chirp linéaire. Néanmoins, l'égalisation du canal réalisée à partir de cette estimation n'est pas très efficace, comme montré sur la figure 12.12. En effet, les messages transmis dans chaque canal (figure 12.12) ne sont qu'approximativement proches des messages extraits après l'égalisation du canal.

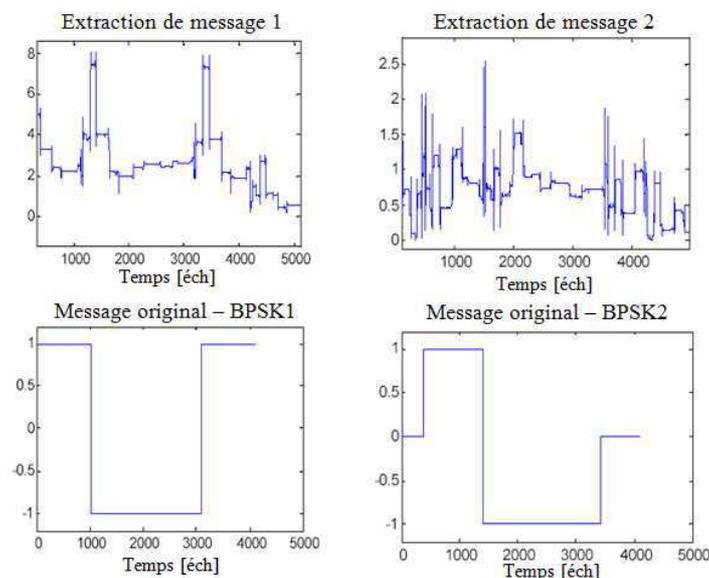


Figure 12.12. Estimation des symboles après la propagation dans les canaux définis sur la figure 12.11

Des nombreuses solutions pour l'amélioration des performances des systèmes de communications sous-marins sont en voie d'exploration à l'heure actuelle. Dans ce contexte, une alternative serait l'utilisation des fréquences porteuses plus basses qui feront apparaître le phénomène de dispersion. Dans notre application, en utilisant des fréquences porteuses 10 fois plus faibles que le cas précédent (100 Hz et, respectivement, 300 Hz), les simulations réalisées avec le logiciel Kraken montrent la présence du phénomène de dispersion qui correspond à la propagation des sauts de phase, illustrée sur la figure 12.13.

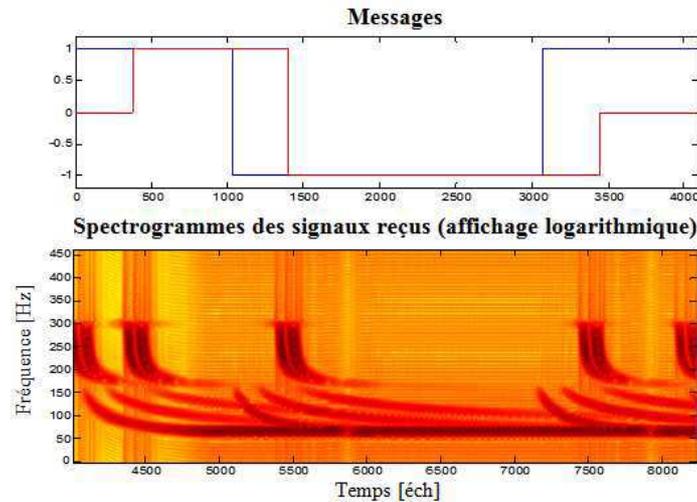


Figure 12.13. Spectrogramme des signaux reçus : dispersion des signaux BPSK

Comme nous pouvons remarquer sur cet exemple (figure 12.13) il existe une différence importante entre les signaux reçus dans les deux canaux définis sur la figure 12.11. Les sauts de phase correspondants aux messages transmis se transforment, en raison de la dispersivité, dans des structures temps-fréquence différentes, chacune étant clairement dépendante de la configuration émetteur-récepteur ainsi que de la fréquence. Ces signatures temps-fréquence pourraient être vues comme *des identificateurs naturels* ce qui assurerait des capacités multi-utilisateurs basées sur l'effet naturel de dispersion [Ioana11]. Mais, en raison de la méconnaissance du canal, la dispersion doit être premièrement estimée à partir des signaux arrivés. Nous utilisons donc la méthodologie de tracking temps-fréquence présentée dans le paragraphe 11.2.1. Nous remarquons que les courbes temps-fréquence associées aux arrivées modales sont relativement bien estimées ce qui se traduit par des bonnes performances du filtrage adapté effectués à partir de ces estimées. Ainsi, les sauts de phase correspondants aux messages sont clairement identifiés (figure 12.14).

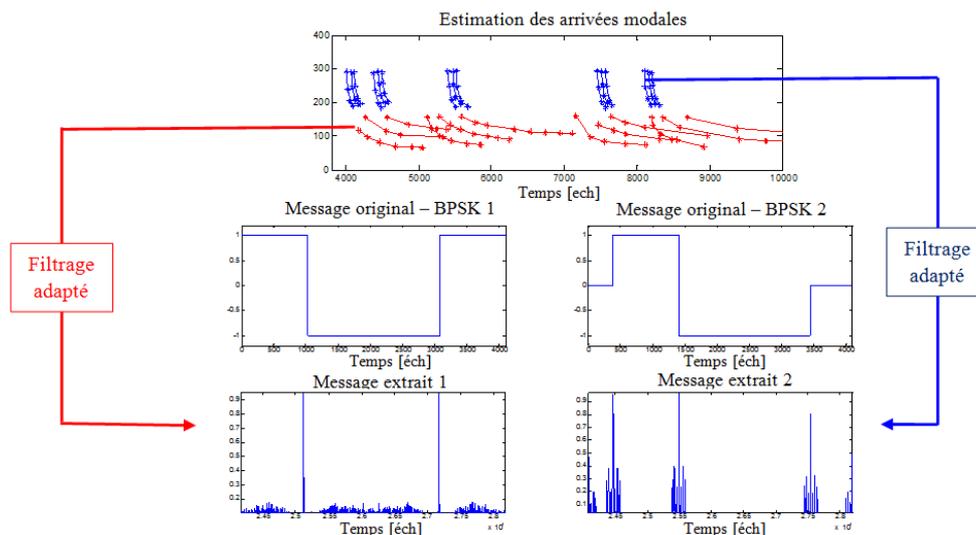


Figure 12.14. Estimation des symboles à l'aide du filtrage adapté avec les références conçues à partir des pistes temps-fréquence estimées

En conclusion, l'analyse efficace des arrivées modales, telle que celle effectuée à l'aide de la méthodologie temps-fréquence-phase, pourrait constituer une solution envisageable dans le contexte de

communications sous-marine multi-utilisateurs à très grande distance. De façon plus générale, nous avons montré en [Zhang09] que les performances d'un système de communication sous-marine, en termes de BER (Bit Error Ratio), sont plus importantes lorsque la fréquence porteuse est plus faible (figure 12.15).

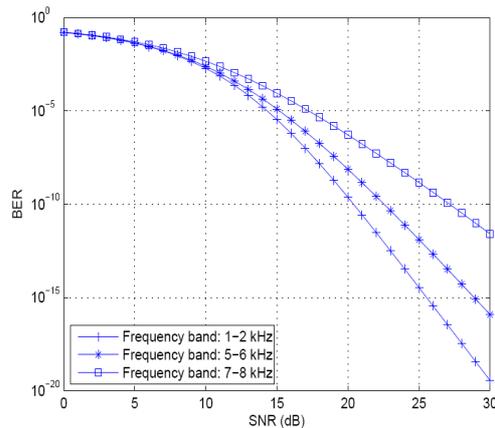


Figure 12.15. Variation de la BER avec la bande du signal transmis

Les simulations montrent donc que les performances de réception peuvent être clairement améliorées avec le choix d'une bande plus faible. Mais, comme montré dans ce chapitre ces performances peuvent être atteintes si les effets naturels de dispersion sont correctement estimés. C'est dans ce contexte que la méthodologie de suivi temps-fréquence-phase constitue une voie fortement envisageable.

12.2.3. Tomographie océanique passive dynamique

Ce travail, déroulé dans la période 2007-2010 dans le cadre de la thèse de Nicolas Josso, a eu pour objectif principal l'extension du concept de tomographie océanique passive aux configurations dynamiques, caractérisées par le mouvement de l'ensemble source-canal récepteur.

Le principe proposé consiste à estimer, à partir uniquement du signal reçu, les paramètres du mouvement associé à chaque trajet de propagation en vue de la compensation de l'effet du mouvement. Nous avons ainsi proposé l'utilisation conjointe de l'analyse temps-fréquence-phase, présentée dans le paragraphe 11.2.2. et de la méthodologie Warped-based Matching Pursuit Decomposition (WP-MPD), présentée dans le chapitre 9 [Josso09]. Plus précisément, l'analyse temps-fréquence-phase est premièrement utilisée pour estimer la fréquence instantanée du premier signal arrivée. Ensuite, cette fréquence est utilisée pour construire l'opérateur warping nécessaire à la représentation du signal dans le plan d'ambiguïté large bande, comme détaillé dans le chapitre 9. Une fois le temps d'arrivée et la vitesse associée au premier trajet de propagation, l'algorithme d'analyse temps-fréquence-phase + WP-MPD est réitéré pour les autres arrivées. A chaque étape de l'algorithme, nous obtenons, pour chaque trajet, le temps de propagation ainsi que la vitesse associée à chaque trajet.

Afin de valider le plan d'ambiguïté large bande adapté à la TOAP, nous proposons d'étudier le plan d'ambiguïté obtenu pour un jeu de données simulé. Le signal transmis simule l'émission d'une vocalise d'opportunité par une source en mouvement dans un environnement de Pekeris. Le signal transmis est une modulation sinusoïdale de bande fréquentielle égale à 8 kHz et une durée d'environ 1,2 secondes comme l'illustre la représentation temps-fréquence la figure 12.16.a. Le RSB est d'environ 10 dB en réception. La source est située à 60 mètres de profondeur, à une distance de 165 mètres de l'hydrophone qui est placé à 63 mètres de profondeur. Finalement, seuls les 9 premiers trajets de propagation sont pris en compte lors de la simulation et l'environnement simulé est un canal de Pekeris, caractérisé par une vitesse de propagation constante de 1520 m/sec, une vitesse de propagation dans les sédiments de 1550 m/sec et une masse volumique de 1700 kgm^{-3} pour les sédiments. Nous précisons que la vitesse simulée de la source d'opportunité est une vitesse horizontale de 1 m/sec.

L'application de l'analyse temps-fréquence-phase conduit à l'estimation de la LFI correspondante à la première arrivée – la courbe pointillée sur la figure 12.16.a. Nous remarquons que, grâce à la continuité des composantes locaux et à la fusion locale, cette courbe suit bien la variation sinusoïdale, malgré le bruit et le croisement des composantes.

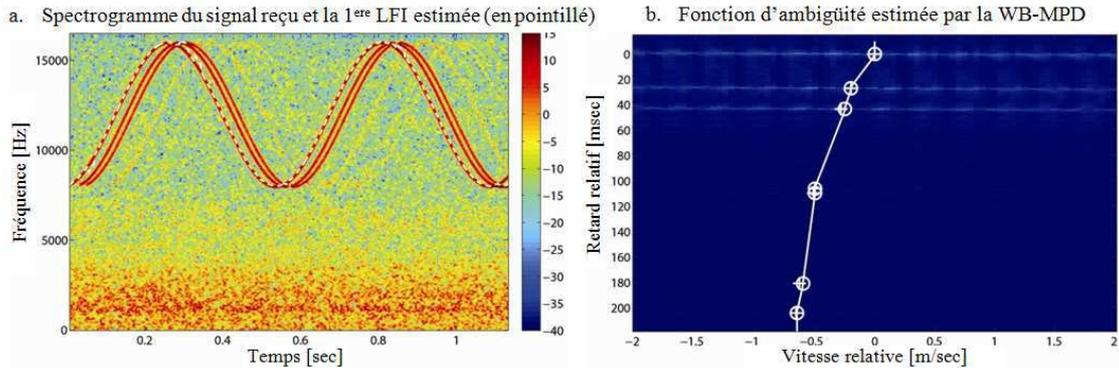


Figure 12.16. Le signal reçu et la fonction d'ambiguïté estimée par l'algorithme WP-MPD

Le plan d'ambiguïté large bande obtenu à partir de cette estimation de LFI et en utilisant l'approche présentée dans le chapitre 9 est illustré sur la figure 12.16.b. L'axe des retards est gradué en *retard relatif*, $\tau - \tau_1$, qui représente les retards relativement à la première arrivée. De la même façon, l'axe des vitesses est gradué en *vitesse relative* qui correspond à la vitesse par rapport à la vitesse du premier trajet. Sur la figure 12.16.b, les croix illustrent la position des maxima locaux du plan d'ambiguïté large bande estimée par la WB-MPD tandis que les cercles représentent leur position théorique. Comme l'illustre cette figure, l'algorithme de WB-MPD fournit de très bonnes estimées de la position des maxima locaux du plan d'ambiguïté dans un contexte passif. L'environnement simulé est composé de neuf trajets de propagation et la WB-MPD permet d'estimer les sept premiers, bien que le signal enregistré soit bruité.

Les résultats concernant la précision des estimées retard-vitesse obtenues par la WB-MPD pour les sept premiers trajets sont résumés dans le tableau 12.1. Nous remarquons l'ensemble des retards relatifs est bien estimé avec des erreurs d'estimation relatives très faibles. Les vitesses relatives sont également correctement estimées.

Tableau 12.1 : Estimation des retards et des vitesses relatifs dans le contexte de la tomographie passive dynamique

Trajet	$\hat{\tau}_i^{\text{WP-MPD}}$ (ms)	$\tau_i^{\text{th}} - \tau_1^{\text{th}}$ (ms)	$\Delta \hat{\tau}_i^{\text{WP-MPD}}$	Trajet	$\hat{v}_i^{\text{WP-MPD}}$ (ms^{-1})	v_i^{th} (ms^{-1})	$\Delta \hat{v}_i^{\text{WP-MPD}}$
1	0,00	0,00	0,00 %	1	0,00	0,00	0,0 %
2	2,70	2,69	0,20 %	2	-0,20	-0,20	0,0 %
3	4,33	4,32	0,05 %	3	-0,25	-0,28	4,6 %
4	10,61	10,61	0,03 %	4	-0,50	-0,50	0,2 %
5	10,95	10,95	0,01 %	5	-0,50	-0,51	2,3 %
6	18,08	18,07	0,03 %	6	-0,60	-0,62	8,0 %
7	20,41	20,40	0,02 %	7	-0,65	-0,65	2,7 %

La méthode de compensation adaptative du mouvement estime la réponse impulsionnelle du canal en considérant un facteur d'échelle différent pour chaque retard. Dans un scénario de tomographie active où la source est connue, l'estimée de la RI par compensation adaptative du mouvement suit la relation suivante [Josso09] :

$$RI^{(a)}(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta(\tau))^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(\eta(\tau)t) dt \quad (12.4)$$

où e est le signal émis, a_i les amplitudes associées aux trajets de propagation (estimé à partir du plan d'ambiguïté généré par la WB-MPD). La fonction $\eta(\tau)$ est obtenue à partir des estimées au sens du maximum de vraisemblance des couples (τ_i, η_i) retournés par la méthode WB-MPD. En s'inspirant de (12.4), il est possible de généraliser l'estimation de RI par compensation adaptative du mouvement à la tomographie océanique passive, en remplaçant le signal émis par une référence estimée à partir de la LFI fournie par l'analyse temps-fréquence-phase. Les paramètres (τ_i, η_i) sont quant à eux estimés de manière similaire, à partir du plan d'ambiguïté large bande.

Afin de valider l'estimation de la RI du canal de propagation par compensation adaptative du mouvement, nous proposons d'étudier les résultats obtenus sur la simulation présentée précédemment. La figure 12.17 présente les RI estimées par deux méthodes différentes dans un scénario de tomographie passive, en ne travaillant que sur un **unique** hydrophone. Dans cette figure, la ligne pointillée de la figure supérieure représente l'estimée de la RI du canal obtenue par la méthode de compensation uniforme du

mouvement (ie, en considérant que la vitesse de la source se traduit par une vitesse identique à travers chaque chemin de propagation). Dans un scénario de tomographie passive dynamique où seul le premier trajet de propagation est extrait, la méthode de compensation uniforme revient à mettre en œuvre l'opération de filtrage adapté en remplaçant le signal transmis par le signal extrait pour la première arrivée. La partie inférieure de la figure 12.17 présente l'estimation de la RI obtenue par compensation adaptative du mouvement. Ces deux méthodes d'estimation de la RI en tomographie passive sont comparées avec la RI idéale du canal de propagation simulé.

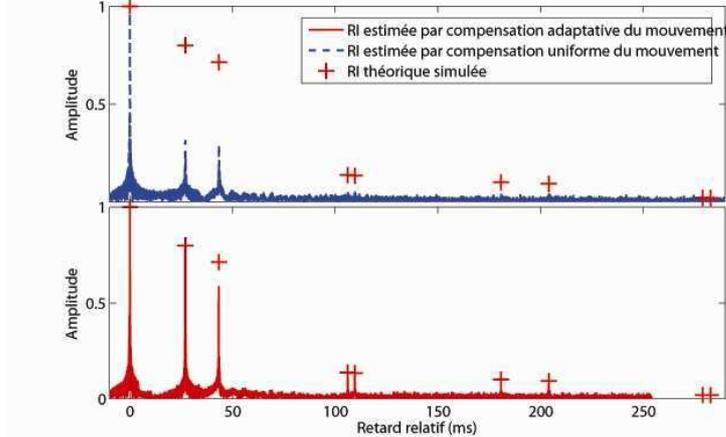


Figure 12.17. Estimation de la réponse impulsionnelle par compensation uniforme du mouvement (vitesse identique pour chaque trajet) et adaptative, en utilisant le plan d'ambiguïté fourni par la WB-MPD

La méthode de compensation adaptative du mouvement fournit de très bons résultats pour une méthode d'estimation en tomographie passive sur un seul hydrophone. En effet, les retards et les amplitudes de la RI sont bien estimés pour l'ensemble des trajets. L'amplitude estimée pour le troisième trajet de propagation est légèrement biaisée même si le retard associé est correct. En ce qui concerne les deux derniers trajets, ils ne sont pas détectés par l'algorithme de WALF car leur amplitude est si faible qu'ils sont totalement noyés dans le bruit. Enfin, il est important de remarquer que dans un tel scénario et pour une source se déplaçant à seulement 1 ms^{-1} , il est impossible d'estimer correctement la RI du canal de propagation sans prendre en compte une vitesse apparente différente pour chaque trajet.

Nous allons présenter maintenant l'utilisation de l'approche d'estimation du mouvement en milieu multi-trajets dans le contexte d'observation des mammifères sous-marins. Les données réelles ont été acquises dans le cadre de la campagne ERATO'09, organisée par le SHOM dans le Golf de Gascogne, en septembre 2009 [Erato10]. La figure 12.18 présente le spectrogramme d'une vocalise d'un dauphin dans lequel nous remarquons le caractère non-linéaire et perturbé des structures temps-fréquence. Malgré ce contexte difficile et les croisements des composantes, la méthode temps-fréquence-phase arrive à suivre la LFI de la première arrivée, indiquée par la courbe pointillée.

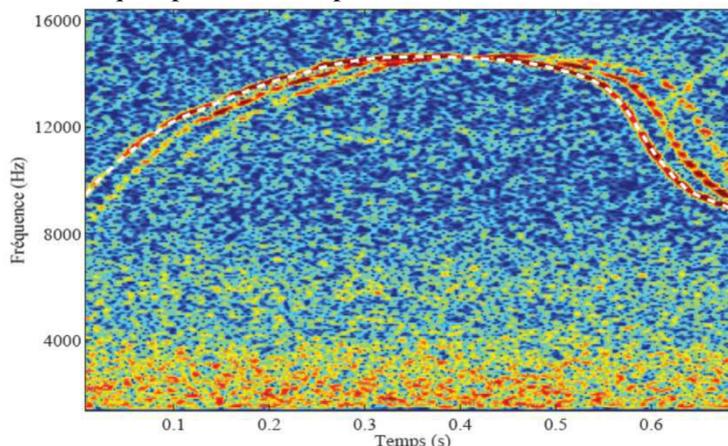


Figure 12.18. Représentation temps-fréquence d'une vocalise transmise par un dauphin

Avec cette estimation de la LFI, nous mettons en œuvre la WB-MPD afin de retrouver le plan d'ambiguïté et, par la suite, les paramètres de retard et de vitesse. L'étude des vocalises acquises lors de la

campagne ERATO 09 nous a permis d'identifier et valider trois types de comportement, à partir de représentations des signaux dans le plan d'ambiguïté. Le premier comportement est celui de repos, dans lequel les vitesses sur les trois trajets sont presque identiques – figure 12.19.a.

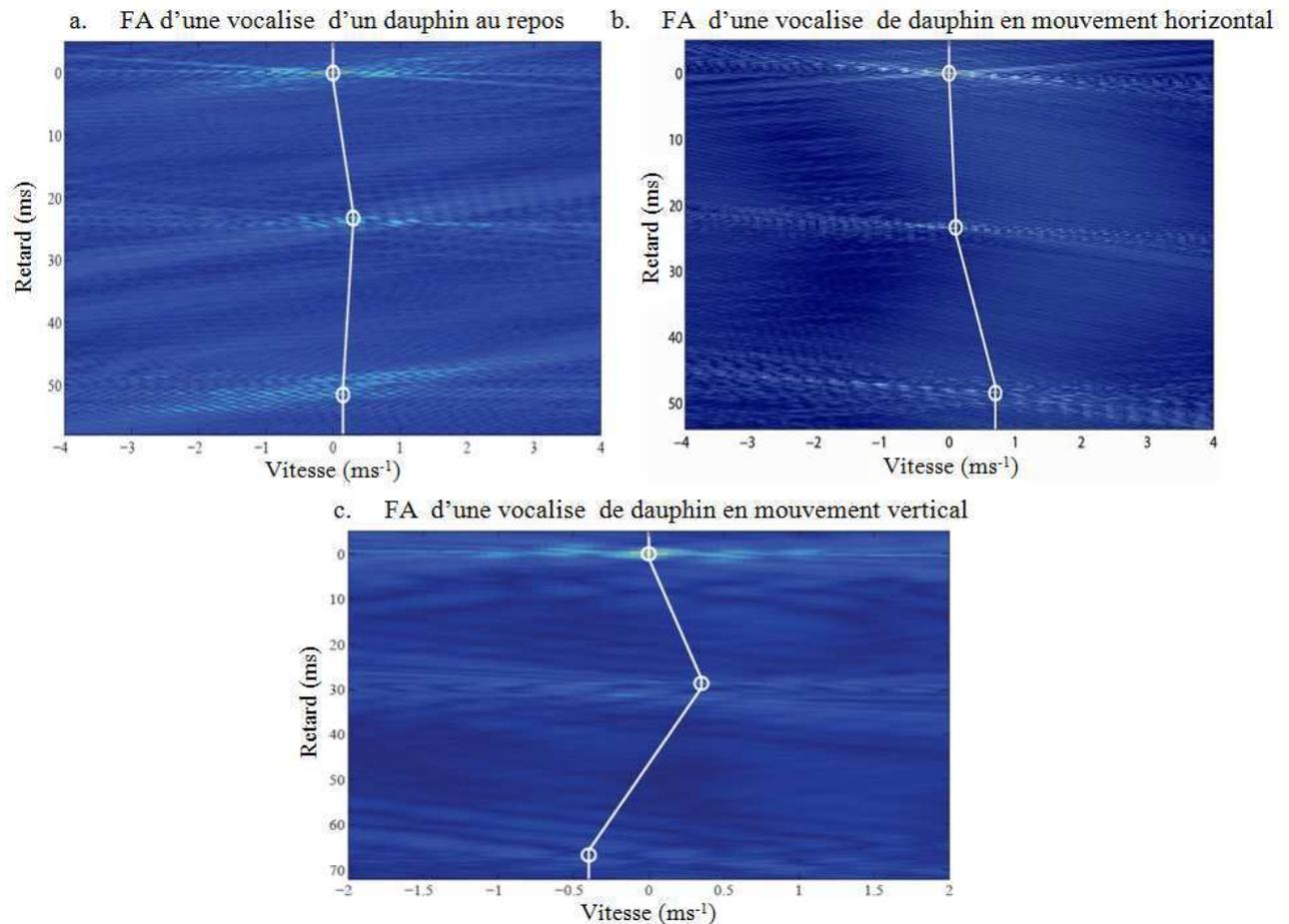


Figure 12.19. Fonctions d'ambiguïté (FA) évocatrices de trois types de comportements des dauphins

Pour les dauphins en déplacement horizontal (figure 12.19.b), les trois premières arrivées possèdent des vitesses apparentes relatives qui augmentent avec le temps de propagation et restent de même signe. Dans cet exemple, la vitesse apparente relative des trajets de propagation est positive ce qui signifie que le dauphin s'éloigne de l'hydrophone.

Le dernier groupe de vocalises est constitué des vocalises transmises par des dauphins en mouvement vertical dont un exemple est représenté en figure 12.19.c. Le plan d'ambiguïté large bande de cette vocalise indique que la vitesse apparente relative des trajets de propagation change de signe, ce qui est cohérent par rapport à un mouvement vertical.

L'ensemble de ces résultats montre le potentiel de l'approche proposée à caractériser les signaux issus des sources inconnues (en termes de position et type de signal émis), en utilisant uniquement un capteur. En effet, cette approche permet d'exploiter la physique de l'application, c'est-à-dire, la géométrie des trajets de propagation. Ceci est équivalent à avoir plusieurs « angles » de vue qui forment une diversité spatiale dont nous pouvons nous servir pour mieux comprendre l'environnement caractérisé. Ce volet de recherche sera abordé par la suite, dans d'autres contextes théoriques et applicatifs.

12.3. Bilan

Ce chapitre synthétise mes contributions dans le domaine de la caractérisation du milieu sous-marin. J'ai pu participer au développement du concept de tomographie océanique passive (statique et dynamique), à l'amélioration de la caractérisation des milieux dispersif ainsi qu'aux chaînes de communications sous-marines. Les nombreuses collaborations ont eu un double sens : de la pratique vers la théorie, ce qui m'a permis d'appréhender les difficultés réelles, afin de proposer les techniques

adéquates et, naturellement, de la théorie à la pratique, en permettant ainsi l'intégration de mes contributions théoriques dans les contextes réels d'application.

12.4. Perspectives

Les résultats et l'expérience que j'ai accumulés dans le domaine sous-marin me conduisent à continuer ma participation dans des recherches théoriques et/opérationnelles dans ce domaine. Un premier axe réside dans la réalisation des systèmes d'analyses des signaux distribués, toujours en contexte passif, de façon à pouvoir étendre et automatiser le champ d'observation. Des défis comme la diversité des signaux susceptibles d'être reçus, la consommation des capteurs, les contraintes de synchronisation, etc doivent être prise en compte. Cet axe se retrouve dans mes activités dans le cadre du projet GREENAR (2011-2014) et des nouvelles méthodologies d'analyse temps-fréquence-phase, intégrant des concepts comme compressive sensing ou sparse representation, sont en cours de développement. Un autre axe de recherche est constitué par l'analyse des vocalises de mammifères sous-marins en vue de la caractérisation complète de leur comportement (classification de l'espèce, localisation, monitoring) ainsi que de l'étude de l'interaction avec d'autres composantes de l'environnement marin : systèmes de navigation, production d'énergie, tourisme, etc. Cet axe nécessite, d'une part, la poursuite du développement des méthodes de caractérisation temps-fréquence et, d'une autre part, l'analyse des signaux transitoires, sachant que ce type de signal est largement présent dans le chorus acoustique sous-marin. Le développement des méthodes adéquates à ce type de signal est en cours, cela faisant l'objet de la thèse de Florin Birleanu, que je co-encadre actuellement.

CHAPITRE 13 : Applications dans les domaines radar et industriels

Ce chapitre présente les applications de mes contributions dans le contexte du traitement des signaux radar ainsi que dans des contextes industriels, auxquels j'ai eu l'occasion de participer.

Le premier volet, celui du traitement des signaux radar, a été développé à la fin de ma thèse, dans le cadre d'une collaboration avec CELAR (Centre Electronique de l'Armement) et, par la suite, comme cadre applicatif de la thèse de Cédric Cornu. L'ensemble de travaux s'est articulé autour de la thématique de traitement des signaux radar en configuration passive, spécifique au domaine de la guerre électronique. La synthèse de ces contributions fait l'objet du paragraphe 13.2.1. L'expérience accumulée dans la période 2003-2007 m'a permis ensuite de démarrer une collaboration avec le Center of Advanced Communications de Villanova University (dirigé par Professeur Moeness G. Amin). Les travaux de collaboration ont eu pour but d'apporter des solutions pour l'analyse des signaux dans le domaine du radar en milieu naturel. Les contributions auxquelles j'ai participé, synthétisées dans le paragraphe 13.2.2, ont montré l'intérêt pour la prise en compte des effets naturels, afin d'accroître les capacités des systèmes actuels.

Le deuxième volet présenté dans ce chapitre est celui des applications industrielles que j'ai pu aborder, à partir de 2006, en partenariat avec EDF R&D. Il s'agit des domaines applicatifs de grand intérêt actuel, compte tenu des enjeux liés à la production et à la distribution de l'énergie. Le premier domaine a trait à la mesure non-intrusive de débit dans des conduites équipant un système de production d'énergie nucléaire ou hydraulique (paragraphe 13.2.3). Les solutions de traitement du signal que j'ai proposées ont abouti à la réalisation d'un brevet d'invention qui est en cours de valorisation. Une partie des travaux s'est également effectuée dans le cadre de la thèse de Florin Birleanu et une autre thèse a démarré en 2011, en partenariat avec EDF (la thèse CIFRE d'Ion Candel). Le deuxième domaine d'application est celui de la détection et de la localisation des décharges partielles dans un système de transport d'énergie. Les travaux se sont déroulés dans le cadre de la thèse de Bertrand Gottin et ils ont montré l'apport de nos contributions dans le cadre de la surveillance d'un réseau de distribution (paragraphe 13.2.3). Les contributions applicatives ont conduit à la mise en place d'un partenariat avec le CEA LETI ainsi qu'un projet collaboratif avec le G2Elab, dans le cadre de l'Institut Carnot « Energies du Futur ».

Publications : Ce travail a donné lieu à cinq papiers revue ([A1], [A3], [A18], [A25], [A26]) et 13 papiers conférence : [C13], [C18], [C40], [C53], [C54], [C55], [C56], [C57], [C58], [C60], [C61], [C65], [C67]. Un brevet d'invention a été élaboré et déposé le 14/03/2011 – FR N°11/52052.

13.1. Contexte

En raison des finalités complètement différentes, comment peut-on définir un chapitre commun présentant des contributions dans les domaines radar et industriels ? Après les travaux auxquels j'ai eu la chance de participer, la réponse est évidente et elle montre, une fois de plus, la puissance et le caractère générique du traitement de signal : malgré les phénomènes physiques différents associés à ces domaines d'application, il est possible de mettre un place un noyau de traitement du signal suffisamment générique pour qu'il puisse fournir l'analyse adéquate à chacune des applications. Deux cas de figure existent :

- Signaux inconnus, caractéristique au domaine de la guerre électronique où nous nous intéressons à analyser les signaux émis par différents équipements inconnus afin de préparer la contre-action qui viserait à leurrer et/ou à éliminer ces équipements ;
- Signaux connus, mais milieu incertain qui rend les signaux reçus comme partiellement voir complètement inconnus. La propagation des signaux ultrasonores dans un fluide en écoulement ou la propagation d'un transitoire électrique dans un réseau partiellement connu ne constituent que deux exemples caractérisant ce cas de figure, parmi les nombreux cas d'application possible.

L'approche commune que nous avons développée utilise des modèles de signal génériques, définis à l'aide des outils théoriques développés dans le cadre de mes recherches, et qui permettent l'inférence des éléments physiques associés au contexte applicatif donné. Ainsi, le paragraphe 13.2.1 présente l'apport du suivi temps-fréquence et de la modélisation par distribution à temps complexe dans le contexte de la caractérisation des signaux LPI (Low Probability of Intercept) spécifique à une scène d'opérations

électroniques militaires. Ce paragraphe synthétise les résultats obtenus dans le cadre de la thèse de Cédric Cornu ainsi que dans le cadre des collaborations avec le CELAR et l'ENSIETA de Brest. Dans le paragraphe 13.2.2, les contributions du suivi temps-fréquence-phase dans le contexte du radar transhorizon seront synthétisées. Les résultats ont été obtenus en collaboration avec le Center of Advanced Communications de Villanova University.

L'analyse des transitoires par la distribution à temps complexe sera également illustrée, dans le paragraphe 13.2.3, dans les contextes de la mesure des paramètres hydrodynamiques dans une conduite ainsi que de la localisation des sources de décharges partielles. Ce paragraphe synthétise les travaux de recherche développés, depuis 2007, en partenariat avec EDF. Nous verrons que, malgré les phénomènes physiques complètement différents, l'analyse par distribution à temps complexe constitue une approche générale dans ces deux contextes applicatifs.

13.2. Contributions

13.2.1. Contributions dans le domaine de la guerre électronique

L'analyse des signaux furtifs constitue la fonction de base des récepteurs SIGINT (SIGnal INTelligence) qui sont l'élément clé des systèmes de contre réaction électronique ainsi que de renseignement électronique [Pace04]. Le rôle principal d'un récepteur SIGINT est d'estimer, dans un contexte complètement aveugle (l'analyse s'effectue sur le signal émis par les systèmes électroniques ennemis et, de fait, inconnus), les paramètres du signal ennemi afin de pouvoir soit empêcher l'utilisation de l'équipement soit le leurrer.

Dans ce contexte, les contributions auxquelles j'ai contribué portent sur l'analyse SIGINT des signaux furtifs émis par les systèmes radar (ELINT – ELectronic INTelligence) ou de communication (COMINT – COMmunication INTelligence). Les méthodes qui assurent la furtivité des signaux s'articulent autour des modulations de fréquence et/ou de phase selon des règles de plus en plus sophistiquées. Malgré la finalité différente des systèmes radar et de communication, les techniques de modulation de phase et/ou de fréquence qui assurent le caractère LPI (Low Probability of Intercept) des signaux radar et de communication sont les mêmes. Elles sont essentiellement basées sur le codage, par des lois complexes, de la phase instantanée des signaux ce qui a pour effet l'étalement spectral, difficilement repérable par les techniques actuelles [Pace04]. La contribution majeure porte sur la définition d'une **méthodologie unique pour l'analyse des signaux LPI** de type ELINT et COMINT. Cette méthodologie se base sur une architecture d'analyse en deux phases – Extraction des composantes du signal observé et la Modélisation de la phase instantanée de chacune des composantes extraites.

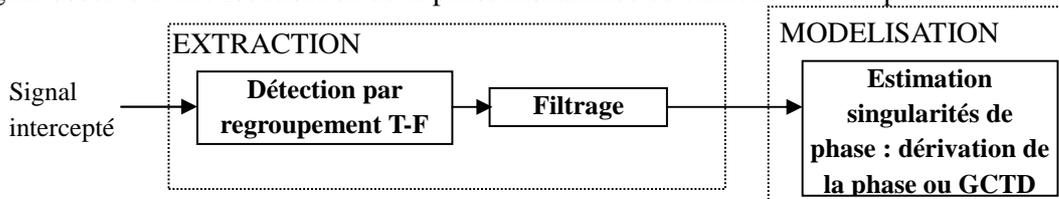


Figure13.1. Architecture globale de traitement ELINT/COMINT

Compte tenu du caractère généralement hétérogène des structures du signal reçu et, afin de faciliter la tâche de la modélisation, il convient d'**extraire** les structures du signal reçu, comme illustré sur la figure 13.1. Cette étape se réalise par le suivi des composantes du signal dans le plan temps-fréquence (en utilisant des techniques présentées dans les chapitres 11 et 12) et par le filtrage temps-fréquence de chacune des composantes. A titre d'illustration, nous considérons un signal intercepté par un récepteur ELINT, composé de trois types de formes d'ondes, correspondant au scénario illustré dans le chapitre d'introduction (chapitre 6). La figure 13.2. présente les lois de fréquence instantanée de ces formes d'ondes.

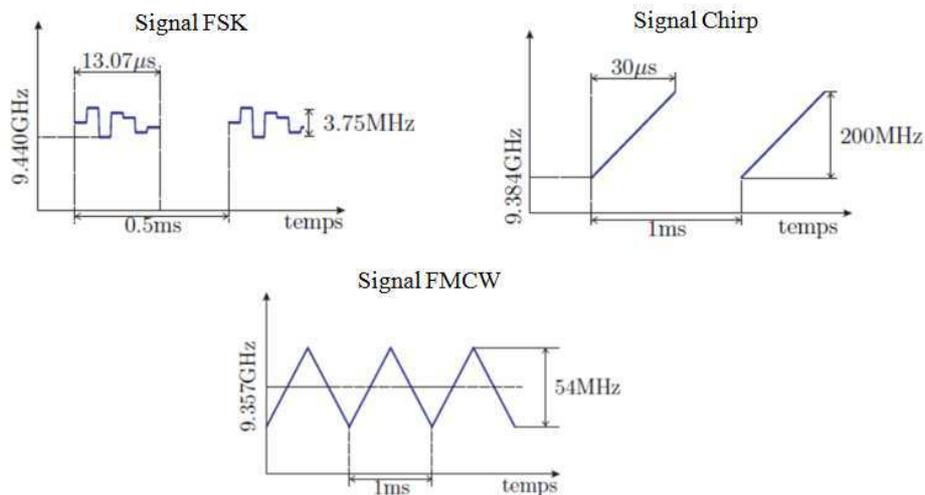


Figure 13.2. Lois de fréquence instantanée des trois types de formes d'onde présentes dans un scénario ELINT

La figure 13.3.a présente le spectrogramme du signal observé dans la bande X, pour un RSB de 5 dB, et qui contient l'ensemble des formes d'ondes émises par les différents systèmes radar de la scène. La figure 13.3.b montre l'ensemble des zones détectées par le détecteur de Viterbi (paragraphe 10.2.1). Une zone de détection est représentée par un squelette (rouge) composé de la succession des maxima regroupés par l'algorithme de type Viterbi et de la zone définie autour de ce squelette. Cette zone correspond au gabarit du filtre temps-fréquence qui isolera chacune des composantes (par les techniques de filtrage présentées dans le chapitre 7.1).

Les composantes extraites sont représentées sur la figure 13.4, où l'indice de chacune (de 1 à 7) correspond aux indices des zones temps-fréquence indiquées sur la figure 13.3.b.

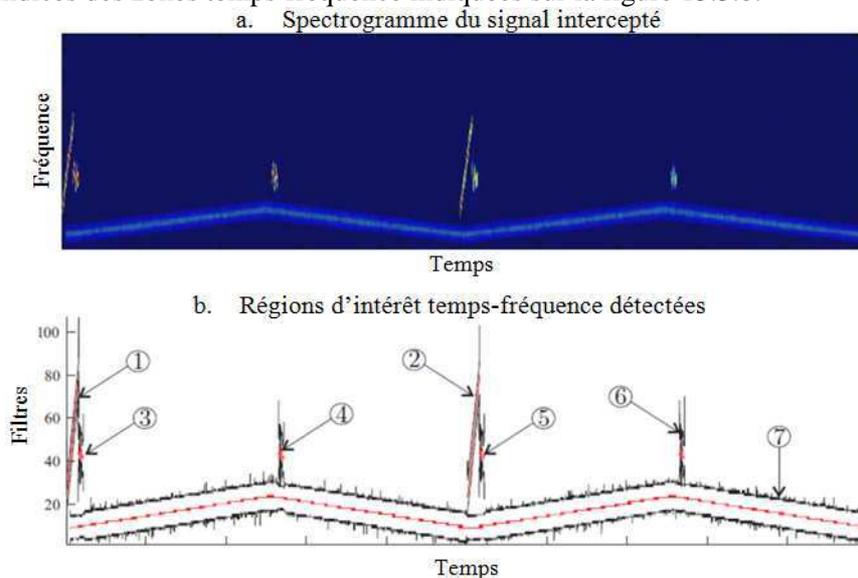


Figure 13.3. Détection des zones temps-fréquence à partir d'un signal observé par un récepteur ELINT

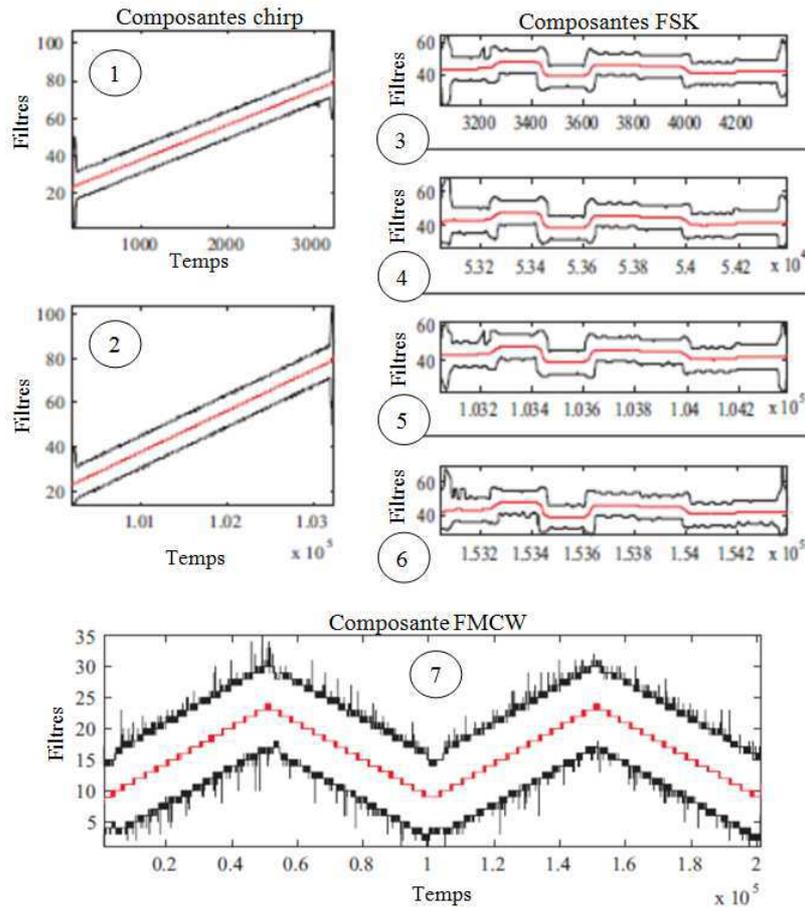


Figure 13.4. Les composantes extraites des zones temps-fréquence représentées sur la figure 13.3.

Une fois les composantes du signal ELINT extraites, nous passons à leur caractérisation qui a pour objectif de fournir les paramètres caractéristiques des modulations engendrées. Dans le contexte de la Guerre Electronique l'estimation de ces paramètres est fondamentale afin de mettre en place la contre-action.

Comme illustré par la figure 13.4, un signal intercepté par un récepteur ELINT contient généralement plusieurs types de signaux. L'analyse rapide de ces signaux constitue un défi car la méthodologie envisagée devrait être générale et applicable aux types de signaux susceptibles d'être interceptés. La contribution que nous avons proposée consiste à étudier les signaux reçus à l'aide de la dérivation d'ordre 3 de la phase instantanée extraite par le filtrage temps-fréquence (figure 3.14). La figure 13.5. présente la dérivée du signal 3 – conformément à figure 3.14. Cette dérivée met en évidence la présence des singularités de type saut de fréquence. Ensuite, nous pouvons réaliser, entre deux singularités détectées, une modulation polynomiale à ordre 2 ou 3 afin d'estimer le palier de fréquence défini entre ces deux singularités. En procédant ainsi, il est possible d'estimer les paramètres du signal de type FSK, comme montré par le tableau 13.1. Nous pouvons constater ainsi les bonnes performances de l'estimation des paramètres du signal de type FSK.

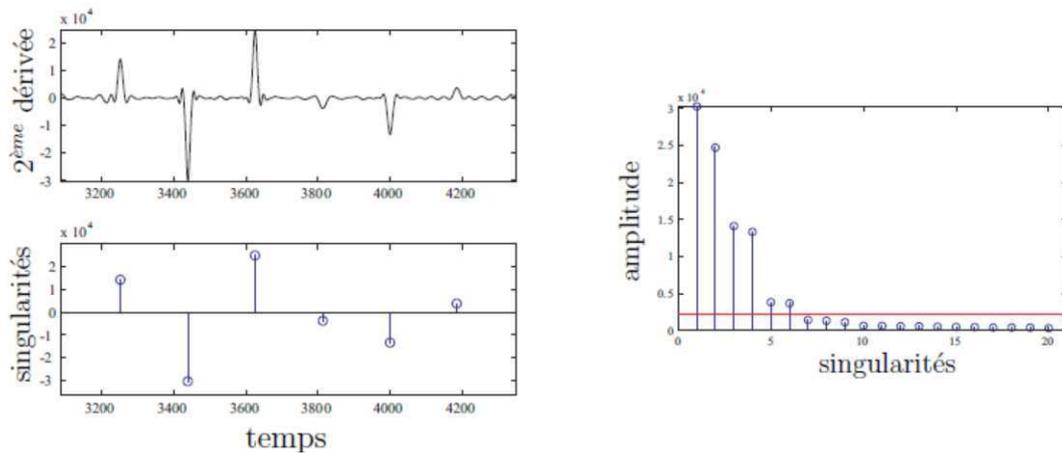


Figure 13.5. Estimation des singularités du signal FSK

Tableau 13.1. Estimation des paramètres du signal FSK

Information	Théorique	Estimation
Durée signal	13.07 μ s	13.11 μ s
Durées paliers	[1.87 \times 7] μ s	[1.88 1.87 1.86 1.88 1.86 1.85 1.91] μ s
Erreurs paliers de fréquence	0	[364 867 179 1416 1585 1838 2256] Hz

L'analyse des signaux chirp (1 et 2, voir la figure 13.4) s'effectue également par la dérivée de la phase instantanée, comme illustré par la figure 13.6. Nous remarquons que la troisième dérivée de la phase ne montre aucune singularité potentielle. Si aucun pic n'est visible à cet ordre de dérivée, nous n'en trouverons pas aux ordres inférieurs. De plus, la dérivée reste assez proche de zéro, ce qui amène clairement à une modélisation par un chirp linéaire.

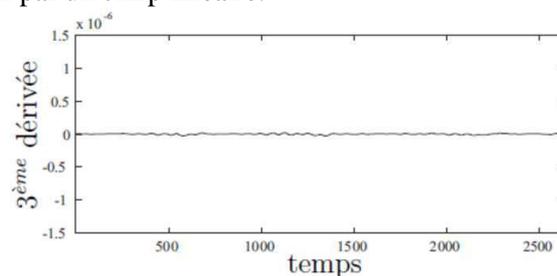


Figure 13.6. Troisième dérivée de la phase des signaux 1 et 2

Enfin, l'analyse du signal 7 – la FMCW, toujours par la dérivée d'ordre 3 met directement en évidence la présence de trois singularités bien espacées, indiquées sur la figure 13.7.

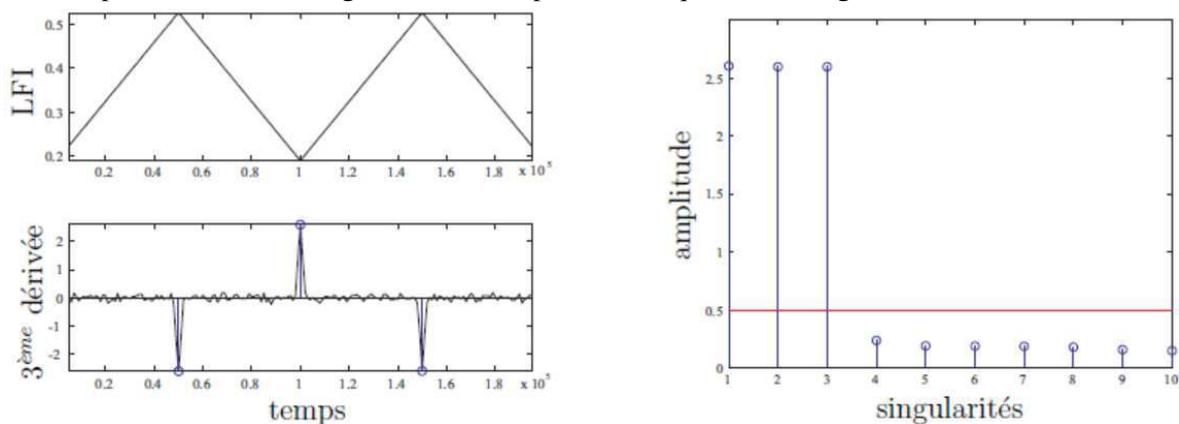


Figure 13.7. Estimation des singularités du signal FMCW

En termes de modélisation, une analyse polynomiale de phase d'ordre 3 peut s'appliquer entre chaque singularité. La caractérisation par quatre polynômes d'ordre 3 et trois instants de temps correspondants aux singularités constitue une représentation *parcimonieuse* de ce signal car un signal de 200000 échantillons ne sera représenté que par une dizaine des paramètres. De plus, cette représentation nous permet d'accéder, de façon précise, comme illustré par le tableau 13.2, aux paramètres de la FMCW qui sont très utiles dans un contexte opérationnel de contremesure électronique.

Tableau 13.2. Estimation des paramètres du signal FMCW

Information	Théorique	Estimation
Durée signal	2 ms	2.0001 ms
Durées paliers	[500 × 4] μ s	[500 500 500 500.1] μ s
Bande	54 MHz	54.01 MHz

En conclusion, dans le domaine de l'ELINT, le traitement composé de la détection des régions d'intérêt et de la caractérisation par la dérivation de la phase constitue une solution générique pour décrire les signaux radar de différents types, offrant ainsi le caractère générique requis par ce type d'application.

Cependant, l'analyse des sauts de phase par la simple dérivation de la phase instantanée peut être affectée par le bruit et/ou les interférences, malgré le filtrage temps-fréquence. C'est pourquoi nous avons proposé l'utilisation de la Generalized Complex Distribution GCD (paragraphe 8.2.1) comme méthode de dérivation de la phase du signal, mais, à partir des échantillons du signal. Cette méthode s'avère plus robuste aux différentes types de perturbation (bruit, interférences,...), comme illustré par la suite dans le contexte applicatif de l'identification des techniques d'accès multiple (TAM). En effet, celle-ci constitue une problématique actuelle du domaine COMINT (COMMUNICATIONS INTelligence) qui est l'équivalente ELINT et qui a, pour objectif central, l'identification des techniques de communications. La contribution principale à laquelle j'ai participé repose sur l'identification et la poursuite des séquences de phase associées au préambule, qui est spécifique à chaque utilisateur. La structure du récepteur COMINT proposée est définie sur la figure 13.8. Une fois la détection effectuée par les mêmes types des techniques que celles du récepteur ELINT (figure 13.1), nous pouvons envisager l'estimation de la loi de phase dans chaque région d'intérêt en utilisant la dérivation de phase réalisée par la GCD. Nous obtiendrons ainsi les combinaisons de phase identifiant chaque utilisateur, ce qui nous permettra de les associer, en vue de la classification du type d'accès multiple employé.

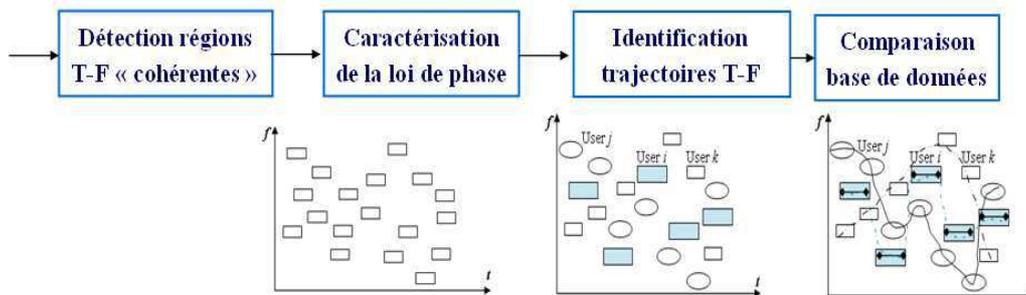


Figure 13.8. Principe d'identification des techniques d'accès multiple

Afin d'illustrer ce principe, nous considérons l'exemple de trois utilisateurs qui accèdent simultanément à la bande d'intérêt (définie en fréquence normalisée) selon un schéma de type Frequency Hopping – Code Division Multiple Acces (FH-CDMA). Le préambule de chaque utilisateur est représenté sur huit bits et une modulation de type QPSK est utilisée pour coder cette information. La règle de codage est illustrée sur le tableau 13.3.

Tableau 13.3. Correspondance combinaison binaire – paramètres de modulation de phase

0 0	0 1	1 0	1 1
0	$\pi/2$	π	$3\pi/2$

Les préambules et les lois de modulation de phase sont illustrés sur la figure 13.9. Nous précisons que la fréquence d'échantillonnage dans la bande d'analyse a été de 1 MHz. Un échantillon correspond donc à 1 μ sec et le temps de symbole est de 32 μ sec.

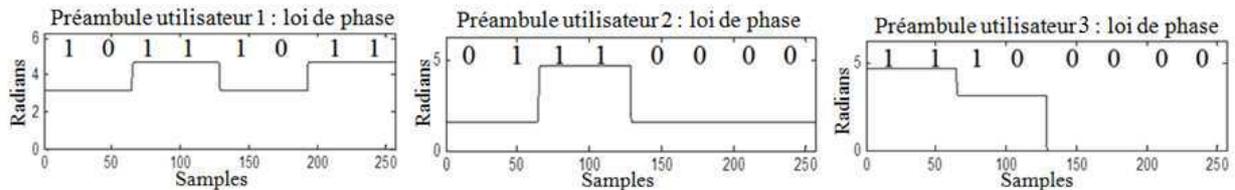


Figure 13.9. La définition des préambles et leur codage QPSK

Tableau 13.4. Trajectoires temps-fréquence parcourues par les trois utilisateurs

	Type de modulation	Durée frame	Temps de symbole	Méthode d'accès
Utilisateur 1	QPSK	1792	32	
Utilisateur 2	QPSK	2048	64	
Utilisateur 3	QPSK	2048	32	

Pour des raisons de simplicité nous avons considéré uniquement cinq cadres pour chaque utilisateur. Les transitions se font quasi aléatoirement et l'interception du signal correspondant à ces trois utilisateurs produit une observation complexe, comme illustré par le spectrogramme affiché sur la figure 13.10.

La première étape de traitement est la **détection des régions temps-fréquence occupées par le signal utile**. Compte tenu de la complexité du signal d'entrée, le premier pas consiste à détecter les parties T-F cohérentes.

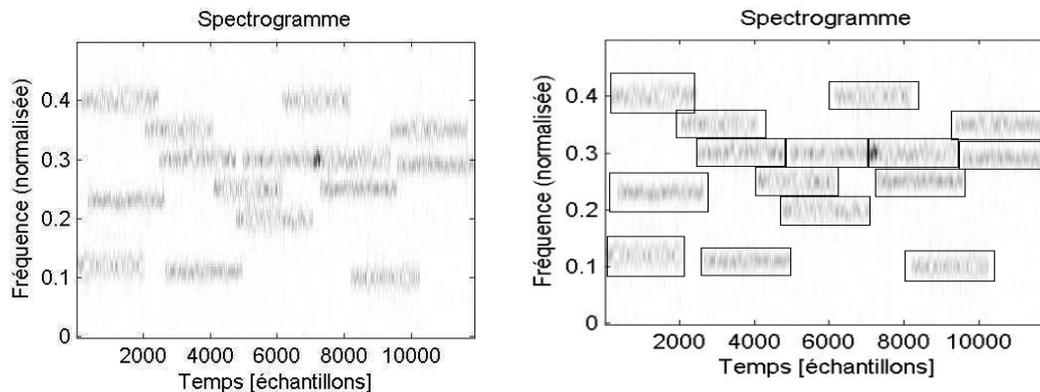
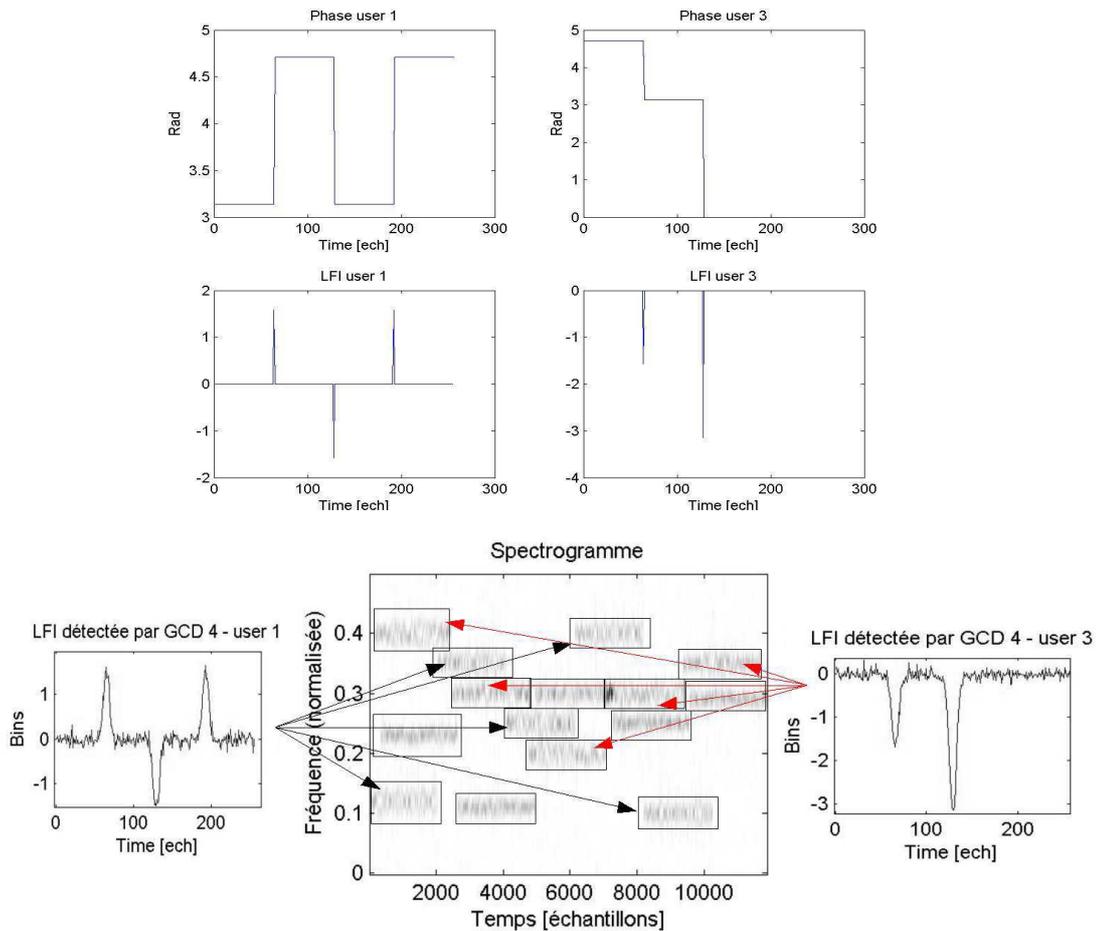


Figure 13.10. Le spectrogramme du signal intercepté et la détection des régions temps-fréquence d'intérêt

Compte tenu de la densité des signaux ainsi que le manque d'hypothèses, la détection consistera à trouver les parties cohérentes en utilisant le suivi dans le plan temps-fréquence (chapitre 11) qui fournit le résultat indiqué sur la partie droite de la figure 13.10. Le résultat de l'étape de détection sera donc le pavage temps-fréquence du signal de départ en régions qui contiennent des signaux associés aux utilisateurs. Nous obtenons aussi les paramètres tempo-spectraux de chacune des régions que nous convenons d'appeler « paramètres inter-pulses ».

A ce stade, nous n'avons aucune idée quant à l'appartenance des signaux engendrés par des régions T-F à un certain utilisateur. C'est la raison pour laquelle l'étape qui suit à la détection est l'analyse des lois de phase des signaux correspondants aux régions d'intérêt détectées. Le but est de retrouver la description du préambule **qui est identique** pour un utilisateur car il contient l'identificateur, les bits de synchronisation, de contrôle, etc. Comme le préambule est souvent inséré au début d'un frame nous effectuons une analyse de la phase, par la GCD d'ordre 4, sur la partie initiale de chaque région. Compte tenu du poids d'un préambule sur un frame, l'analyse d'une partie initiale de 10 % devrait suffire. Ce seuil pourrait être déduit de manière itérative. Pour notre signal, les résultats sont illustrés sur la figure 13.11 pour les utilisateurs 1 et 3 (dont les modulations de phase et les LFI associées sont illustrées sur la figure 13.11.a).



a. Modulations de phase et les LFI des utilisateurs 1 et 3
 b. Transitions de phase détectées par la GCD d'ordre 4 et correspondantes à ces utilisateurs
 Figure 13.11. Analyse de la loi de phase instantanée de 10% de la longueur temporelle de chaque partie temps-fréquence extraite

Nous pouvons constater que les sauts de phase, détectés par la GCD d'ordre 4, correspondants aux utilisateurs 1 et 3, sont identiques avec les dérivées de lois de phase illustrées sur la figure 13.11.a. Ceci montre que l'analyse de la phase a correctement fonctionné malgré le lissage des transitoires (causé par le filtrage temps-fréquence nécessaire à l'extraction) et les fausses alarmes (qui restent à un niveau réduit). Une autre observation est que les lois de phase instantanée apparaissent à des locations temps-fréquence distinctes, ce qui permet d'associer les régions temps-fréquence aux utilisateurs. Dans l'exemple précédent (figure 13.11) nous montrons les régions d'intérêt correspondantes aux utilisateurs 1 et 3 identifiées grâce à une combinaison de phase qui se répète. Procédant de la même manière pour le deuxième utilisateur, nous associons les régions temps-fréquence à chaque utilisateur, en obtenant ainsi la trajectoire temps-fréquence de chacun (figure 13.12). Nous pouvons constater sur cette figure que la poursuite de la loi de phase associée à chaque préambule nous conduit à associer correctement les régions temps-fréquence de chaque utilisateur. A titre de comparaison, la figure illustrée sur le tableau 13.4 montre que les trajectoires ont été correctement détectées.

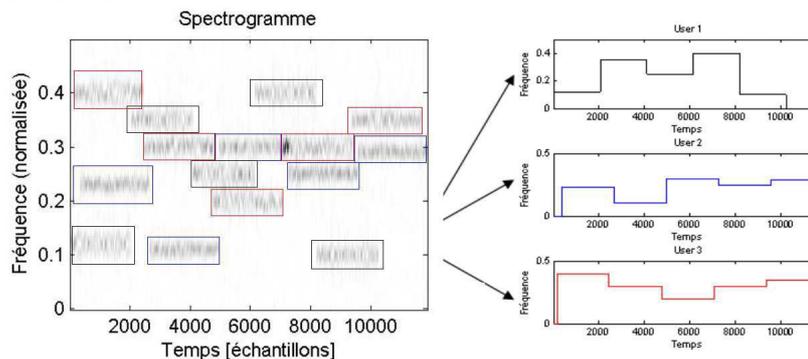


Figure 13.12. Identification des trajectoires temps-fréquence des utilisateurs

A ce stade, nous procédons à une description de ces trajectoires en termes de durées de cadre. Pour notre exemple ils sont donnés dans le tableau suivant. Les paramètres inter-pulses, qui caractérisent les trajectoires temps-fréquence, sont utilisés pour retrouver le type de TAM en comparant le profil obtenu avec ceux existants dans une éventuelle base de données.

L'étape suivante, l'**estimation** aura pour objectif de fournir les paramètres intra-pulses de TAM. En effet, cette étape consiste à appliquer l'analyse de phase utilisée lors de l'étape précédente et estimer tout d'abord le type de modulation ainsi que les paramètres fondamentaux comme le nombre d'état, fréquence porteuse, le temps symboles ainsi que les paramètres dérivés comme le débit binaire, par exemple. Les outils potentiels reposent également sur la modélisation généralisée de la phase fournie par la GCD.

Tableau 13.5. Estimation des paramètres inter-pulses de la TAM

	Temps de garde	Durée frame	Frequency hops
Utilisateur 1	0	1790	Voir la figure 13.12
Utilisateur 2	0	2040	
Utilisateur 3	0	2040	

Les résultats illustrés dans ce sous-chapitre prouvent le potentiel des contributions auxquelles j'ai contribué dans un contexte de traitement complètement passif qui est celui de la guerre électronique. Concernant ce domaine d'application, les travaux à venir viseront l'automatisation complète de la procédure ainsi que la définition, dans un cadre collaboratif, des scénarii plus proches d'un contexte opérationnel. La construction des espaces de représentation, adéquats à l'analyse des singularités des phases caractérisant les modulations numériques LPI, sera également envisagée, en lien avec les travaux théoriques que je poursuivrai.

13.2.2. Contributions dans le domaine du radar transhorizon

Ce paragraphe synthétise mes activités de collaboration avec le Center of Advanced Communications de Villanova University, déroulées depuis 2007, dans le domaine du traitement des signaux reçus par un radar transhorizon. En effet, l'analyse précise de la signature Doppler de ce type des signaux apporte des informations importantes sur la nature de la cible, ce qui constituerait un intérêt majeur dans l'exploitation de ce type des systèmes. C'est pourquoi cette thématique est très actuelle et des nombreux projets portent actuellement intérêt à l'exploitation de l'effet micro-Doppler en vue de l'analyse de la cinématique de la cible – élément très discriminant pour la classification des cibles situées à très grande distance, hors de la visée directe. Sur plan théorique, ce type d'application représente un très bel exemple d'adaptation d'un outil générique, comme l'analyse temps-fréquence par suivi de la continuité de phase (présentée dans le chapitre 11), aux aspects physiques liés à l'application. Dans le contexte du radar transhorizon, le point de départ dans la définition du contexte physique est la propagation des ondes reçues, qui s'effectue généralement selon trois trajets [Zhang *et al*]. La figure 13.13 présente le cas d'une cible située à 2000 km et à une altitude initiale de $h(0)=10$ km, une fréquence porteuse de 20 MHz et l'altitude de l'ionosphère – $H=350$ km.

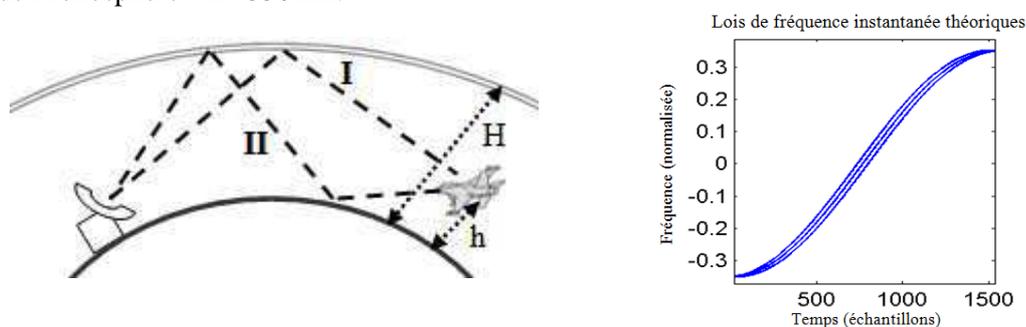


Figure 13.13. Définition des trajets de propagation dans le contexte du radar transhorizon et la variation en temps des signatures Doppler du signal en bande de base

Les trois trajets de propagation correspondent à un signal reçu à trois composantes. La première et la deuxième correspondant à la propagation à travers le chemin I et, respectivement, II. La troisième composante a un caractère mixte car elle est le résultat de la propagation du signal émis par le trajet I et la

propagation du signal réfléchi par le trajet II et vice-versa. Sous ces hypothèses, le signal reçu est défini selon (en faisant abstraction du bruit) :

$$x(t) = A_1 e^{j\varphi_1(t)} + A_2 e^{j\varphi_2(t)} + A_3 e^{j\varphi_3(t)}, \quad (13.1)$$

où A_1 , A_2 et A_3 sont les atténuations des trajets et $\{\varphi_i\}$ – les lois de phase instantanée, ayant pour expression [Zhang *et al*] :

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= -\frac{4\pi f_c}{c} \int \left[K(t)v_R(t) - \frac{2H}{R(t)}v_c(t) \right] dt \\ \varphi_2(t) &= -\frac{4\pi f_c}{c} \int \left[K(t)v_R(t) + \frac{2H}{R(t)}v_c(t) \right] dt \\ \varphi_3(t) &= -\frac{4\pi f_c}{c} \int K(t)v_R(t) dt \end{aligned} \quad (13.2)$$

où $K(t) = (1 - 2H^2/R^2(t))$ et $v_R(t) = dR(t)/dt$ est la vitesse radiale de la cible et $v_c(t) = dh(t)/dt$ est la vitesse verticale de la cible. En utilisant ce modèle, le contenu temps-fréquence du signal reçu, dans le contexte défini précédemment, est composé de trois signatures temps-fréquence non-linéaires, très proches l'une de l'autre.

Afin d'illustrer l'intérêt pour le traitement par suivi temps-fréquence-phase ainsi que les opérateurs warping (chapitre 7), nous considérons le signal réel fourni par Australian Defence Science and Technology Organisation (DSTO) qui est constitué par une observation de 181 seconds d'une cible décrivant la trajectoire indiquée sur la figure 13.14.a. L'avion descend de 2500 mètres en effectuant une rotation de 360°. La distance entre les antennes d'émission et de réception est de 100 km et la distance radar-cible est d'environ 1350 km. La fréquence porteuse est de 16 MHz et la fréquence de répétition est de 40 Hz. Les figures 13.4.b et c représentent les lois de fréquence instantanée théoriques et, respectivement, le spectrogramme, pour une fenêtre de 12.8 seconds, du signal en bande de base.

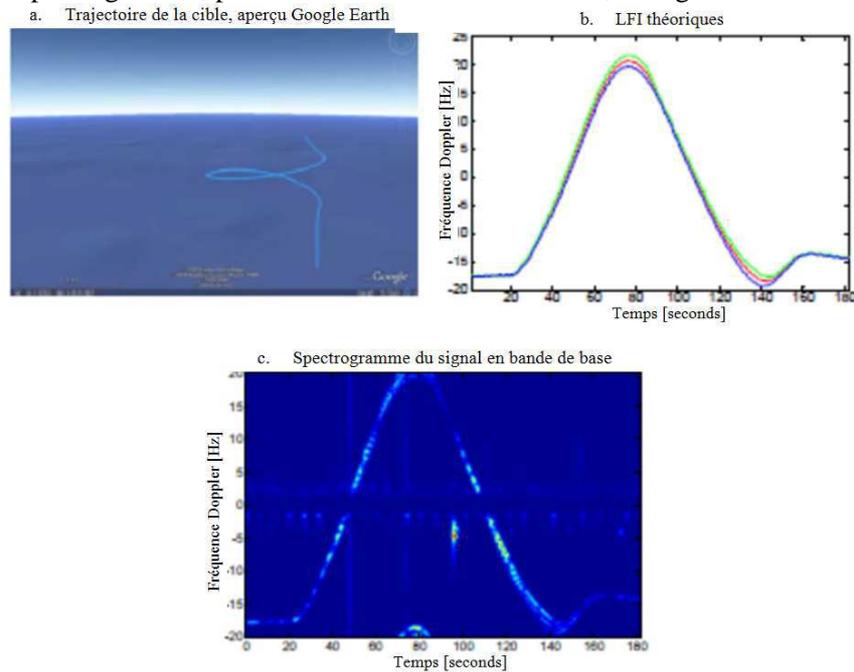


Figure 13.14. La trajectoire de la cible, les LFIs théoriques et le spectrogramme du signal réel

Les LFIs théoriques (figure 13.14.b) montrent clairement la proximité entre les composantes temps-fréquence du signal, séparées de quelques Hz, ce qui se traduit, dans la représentation par le spectrogramme (figure 13.14.c), par des composantes temps-fréquence non-résolues. L'objectif étant d'estimer les LFIs, ce qui nous permettrait d'accéder aux paramètres dynamiques de la cible via le modèle 13.2, l'approche proposée repose sur le schéma présenté sur la figure 13.15.

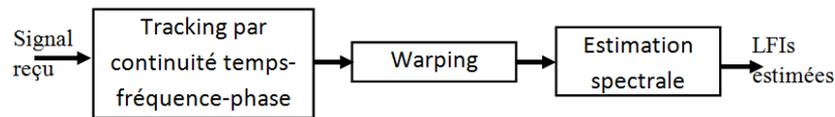


Figure 13.15. Schéma de la méthodologie d'analyse

La première étape consiste à effectuer la *détection* de la région temps-fréquence occupée par les composantes du signal reçu. De façon générale, les difficultés prises en compte dans cette étape sont :

- les interférences entre les composantes et le clutter et/ou des perturbations de type transitoire (voir le spectrogramme – figure 13.14.c) qui peuvent croiser les composantes ;
- le caractère généralement non-linéaire du contenu temps-fréquence
- la proximité entre les composantes.

Ces difficultés ont été à la base du développement du concept de tracking temps-fréquence-phase (paragraphe 11.2.2.) et c'est pourquoi nous l'avons proposé pour la détection et comparé avec le tracking dans le domaine du spectrogramme [Ioana_radar10] et dans le domaine de la distribution RGK (Radial Gaussian Kernel) [Ioana12]. Les résultats se sont montrés satisfaisants car, comme illustré par la figure 13.6, le groupe des composantes du signal reçu est bien détecté dans le plan temps-fréquence.

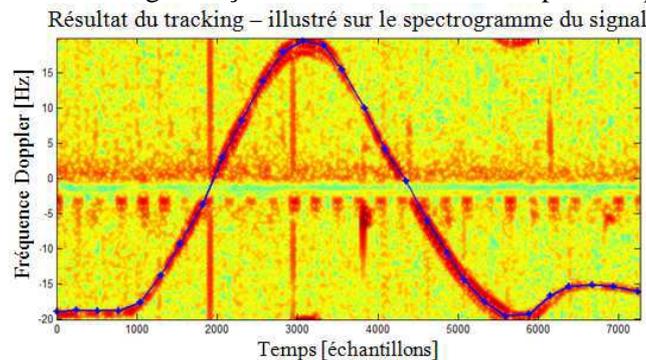


Figure 13.16. Le tracking par continuité temps-fréquence-phase dans des fenêtres de 256 échantillons

Le résultat de tracking est constitué par la trajectoire temps-fréquence approximative décrite par les composantes temps-fréquence et qui montre bien le suivi global de ces composantes. Cette trajectoire est utilisée pour la transformation du signal lors de la deuxième étape – *warping*. En appliquant l'opérateur de déformation, conçu selon le concept présenté dans le paragraphe 7.2.2, il est possible de stationnariser le contenu temps-fréquence du signal reçu tout en conservant les décalages spectraux entre les composantes. Pour notre signal de test, la stationnarisation par opérateur warping conduit au résultat illustré sur la figure 13.17. Nous remarquons que le contenu spectral du signal est bien stationnarisé, ce qui nous permet d'appliquer, à court terme, une *analyse spectrale* à haute résolution, qui constitue la troisième étape de l'approche proposée. Le paramétrage de cette analyse spectrale est possible grâce à l'inférence des considérations physique, définies par (13.1) et (13.2) et qui montrent que le signal utile est composé de trois composantes et qui ne se croisent pas.

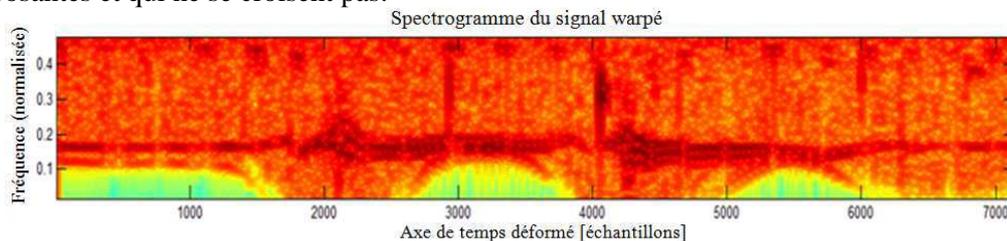


Figure 13.17. Spectrogramme du signal warpé à partir de la trajectoire estimée

Ces considérations physiques indiquent que, pour chaque fenêtre d'analyse spectrale du signal warpé, trois pics spectraux seront estimés et l'ensemble des valeurs estimées constitue trois vecteurs de fréquence, F_1 , F_2 , F_3 qui seront utilisés pour estimer la trajectoire de la cible. La figure 13.18 montre les différences entre ces vecteurs ainsi que leur comparaison avec la dérivée des coordonnées d'altitude de la cible (qui est équivalente à vitesse verticale), donnée par le GPS.

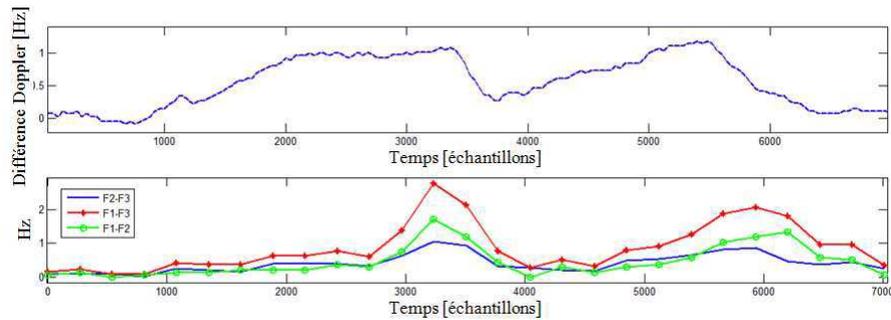


Figure 13.18. Vitesse verticale de la cible (donnée par les coordonnées GPS) et les différences estimées entre les LFIs

Comme illustré par cette figure, les différences des LFIs reflètent bien la variation de la vitesse verticale conformément à la réalité donnée par les coordonnées GPS : lorsque la vitesse verticale augmente, les différences entre les LFIs augmentent proportionnellement.

En conclusion, ces résultats montrent comment une approche générale de suivi temps-fréquence ainsi que l'application des opérateurs warping et de l'analyse spectrale, aguilés par le modèle physique, peuvent s'appliquer dans un domaine complexe comme celui du radar transhorizon. Dans mes travaux futurs, je tenterai de généraliser ces travaux dans d'autres applications radar, comme le radar en milieu urbain ou le radar à pénétration des murs, dans lesquelles la prise en compte de l'effet micro-Doppler apporterait des informations très riches quant au phénomène étudié.

13.2.3. Contributions dans les domaines de la mesure des paramètres thermo-hydrodynamiques et de la détection des transitoires électriques

Dès mon arrivée à Grenoble, en 2006, j'ai commencé à m'intéresser fortement aux aspects liés au traitement du signal dans les systèmes de production d'énergie. Le nouvel environnement de travail grenoblois m'a permis d'entrer en contact avec des industriels, comme EDF notamment, et de commencer à appréhender les problématiques de traitement de signal spécifiques aux enjeux actuels du domaine de la production d'énergie, si stratégique et important. Ainsi, depuis 2007, j'ai contribué aux développements dans deux grands axes qui sont :

- La mesure des paramètres thermo-hydrodynamiques par des moyens non-intrusifs. Cet axe constitue une partie de la thèse de Florin Birleanu (2009-2012) et d'Ion Candea (thèse CIFRE - EDF-GIPSA-lab, 2011-2014) ;
- La détection des transitoires électriques de type décharges partielles, présentes dans un système de transport d'énergie. Cet axe a constitué le cadre applicatif de la thèse de Bertrand Gottin (2007-2010).

Lorsque les conduites constituent un élément important d'un aménagement hydraulique, d'une installation industrielle, d'un système d'extraction du pétrole, d'un réseau de transport d'eau pour la consommation, la surveillance du réseau de conduites est une opération très importante car elle garantit le bon fonctionnement du système, l'efficacité et les coûts de la maintenance mais, surtout, la sécurité de l'environnement dans lequel se trouve le réseau. La surveillance complète (sur tout le périmètre du réseau de la conduite) et en continu constitue des défis, compte tenues des solutions existantes à l'heure actuelle qui impliquent l'opérateur humain ainsi que des dispositifs intrusifs, coûteux et contraignants en termes d'installation et de maintenance. Les techniques non-intrusives de mesure des paramètres hydrauliques constituent un domaine en plein développement. Dans ce domaine, l'utilisation des ondes ultrasonores est devenue la technique la plus utilisée, en raison des bonnes performances de propagation des ondes ultrasonores dans une configuration conduite-fluide [Flow95]. La figure 13.19 présente le contexte de la mesure des deux paramètres hydrauliques de grand intérêt pour la maîtrise du système de conduites – le débit et la température.

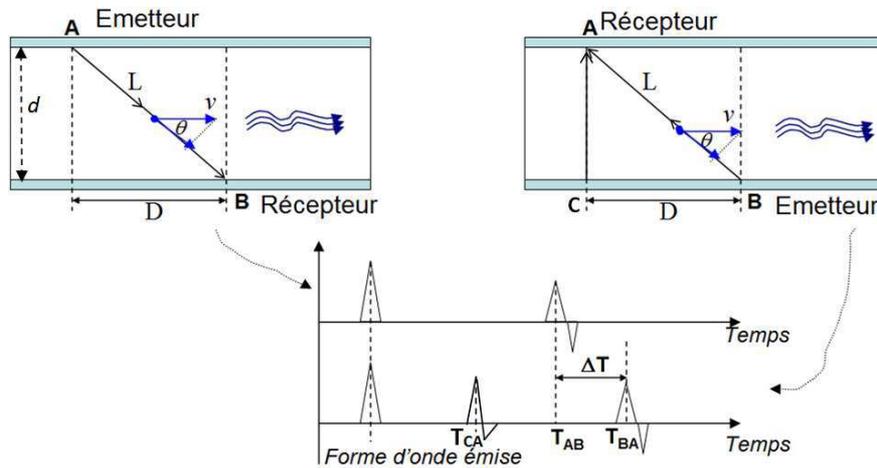


Figure 13.19. Principe de mesure de débit et de température par différence de temps de propagation

Le principe de mesure de débit par différence de temps de propagation consiste à effectuer des transmissions-réceptions dans le sens de l'écoulement ainsi qu'au sens contraire. En utilisant ces deux mesures de temps d'arrivée, la vitesse du fluide peut s'exprimer selon :

$$v = \frac{L^2}{2D} \left(\frac{\Delta T}{t_{AB} \cdot t_{BA}} \right); \Delta T = T_{BA} - T_{AB} \quad (13.3)$$

où L est la longueur du trajet de propagation, D est la distance entre les deux capteurs, $t_{AB} = T_{AB} - 2T_{paroi} - 2T_{capteur}$ et $t_{BA} = T_{BA} - 2T_{paroi} - 2T_{capteur}$.

Le principe de mesure de température consiste à estimer le temps de propagation de l'onde du transducteur C au transducteur A et d'estimer ainsi la vitesse de propagation, c , par le rapport entre le diamètre de la conduite et le temps de propagation T_{CA} . Comme la vitesse de propagation est liée physiquement à la température T , par la relation $c = 1557 - 0.024 \cdot (74 - T)^2$ [m/sec], il est donc possible d'estimer la température du fluide. Ces deux principes de mesure indiquent clairement le besoin de l'estimation très précise des temps d'arrivée des signaux. Cette tâche est un véritable défi car les signaux émis sont très déformés par la propagation, comme illustré par la figure 12.20 où nous représentons le signal reçu pour un signal émis de type impulsion modulée.

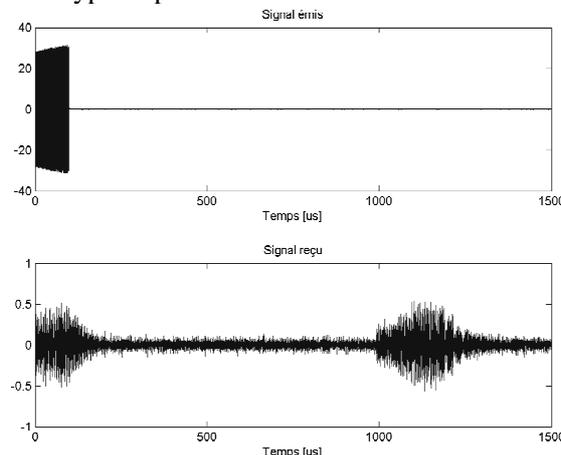


Figure 13.20. Déformation d'une impulsion suite à une propagation dans l'acier-eau-acier

Cette figure montre la présence de deux impulsions : la première correspond à la propagation dans l'acier de la conduite, et qui arrive de fait bien avant la deuxième impulsion qui, elle, correspond à la propagation dans l'eau et qui porte l'information utile sur les paramètres de débit et de température. La déformation de l'enveloppe de ces impulsions pose des problèmes sérieux d'estimation précise du temps de propagation.

Ce constat est également valable dans un autre contexte applicatif, complètement différent en termes de physique **mais** qui, d'un point de vue traitement du signal, pourrait être traité de la même manière. Il s'agit de la **détection et de la localisation des phénomènes transitoires** dans les systèmes électriques et qui peuvent avoir des causes très diverses : un changement de régime, un fonctionnement

anormal, l'apparition des défauts de matériel (décharges partielles), interférence avec d'autres systèmes, etc. Les phénomènes transitoires se matérialisent, à la sortie des capteurs, par des signaux très courts dont les paramètres sont intimement liés à la physique du phénomène les ayant générés [Krivda95]. La détection et la localisation des signaux transitoires électriques constituent alors un point d'intérêt majeur, vu la multitude de systèmes électriques existant (armoires électriques, transformateurs, câbles de distribution d'énergie ...). Dans de tels systèmes, les phénomènes transitoires sont souvent représentatifs de perturbations et d'anomalies de fonctionnement. Ils se produisent généralement de façon aléatoire, brève et soudaine comme des défauts de forte amplitude pouvant endommager le système. C'est par exemple le cas des décharges partielles dans les câbles électriques et les transformateurs. Par conséquent, dans un but de diagnostic et de contrôle des systèmes électriques, des outils efficaces de détection, localisation et caractérisation des transitoires s'avèrent très utiles.

Afin d'illustrer le contexte de la détection des transitoires électriques, la figure 13.21 présente un signal qui correspond à une décharge partielle produite périodiquement dans une jonction électrique. Suite aux plusieurs réflexions aux interfaces jonctions-câbles, le signal reçu est composé de deux transitoires donc les temps d'arrivée permettrait de localiser la position de la source en utilisant un seul capteur [Gottin09].

Ainsi, le premier transitoire correspond à la propagation directe de la source vers le capteur alors que le deuxième transitoire correspond à la réflexion à l'extrémité de la jonction et qui se propage ensuite vers le capteur (figure 13.21.a). L'estimation précise des temps d'arrivée de ces deux transitoires permettrait de localiser la source. Comme dans le contexte applicatif précédent, cette estimation est une tâche complexe en raison de la forme différente des transitoires (due à la propagation) mais également au bruit (figure 13.21.b).

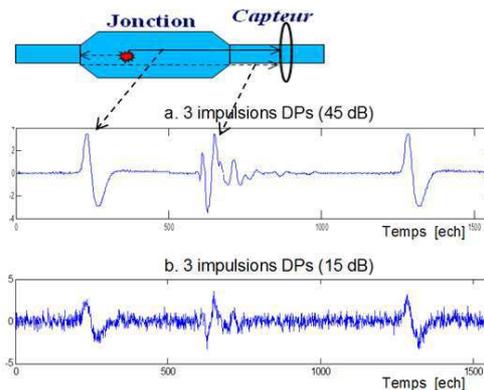


Figure 13.21. Signal de décharge partielle issu d'une jonction HTA

En raison de l'importance de l'estimation des temps d'arrivée, des méthodes diverses et efficaces ont été proposées et leur passage en revue constitue une tâche complexe voir impossible. Cependant, quelques classes de méthodes regroupent la quasi-totalité des techniques existantes. Les *statistiques d'ordre supérieur* ainsi que les *ondelettes* et les *distributions temps-fréquence* constituent ces classes de méthodes et elles ont prouvé leur efficacité à détecter et localiser les transitoires indépendamment les uns des autres. Leurs succès dans un contexte général de détection repose sur les propriétés statistiques des transitoires par rapport au bruit ainsi que sur leur caractère non-stationnaire. Mais, dans le contexte des transitoires de formes différentes, ces méthodes s'avèrent limitées, pour deux raisons principales. La première, spécifique aux méthodes basées sur l'estimation à partir de l'énergie du transitoire, est que le maximum de la valeur de l'énergie peut fluctuer, en raison de la déformation. A titre d'illustration, nous présentons sur la figure 13.22.b le spectrogramme du signal illustré par la figure 13.21. Nous constatons que les trois impulsions sont bien visibles dans le spectrogramme mais l'estimation précise des temps d'arrivée de chacune d'impulsions est difficile en raison de l'étalement de l'énergie.

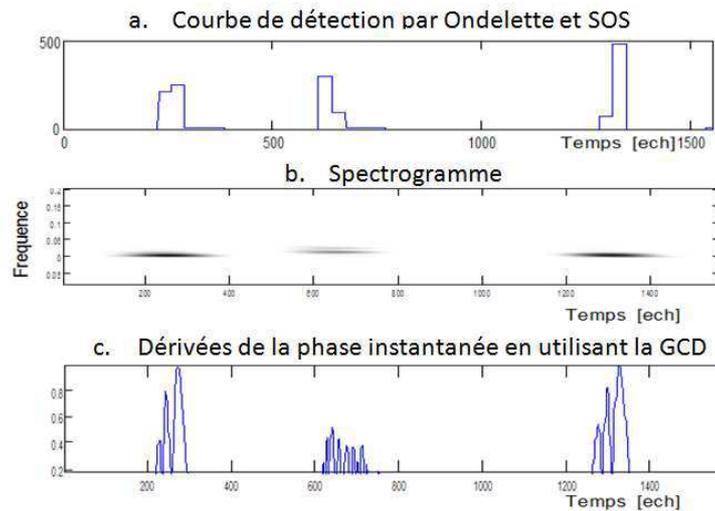


Figure 13.22. Représentation du signal de décharge partielle par trois méthodes

Nous avons également étudié la décomposition en paquets d'ondelettes suivie du calcul des statistiques d'ordre supérieur (SOS) [Ravier01] – figure 13.22.a. Cette méthode améliore la détection mais la mesure de temps d'arrivée est toujours affectée par la distribution de l'énergie des coefficients ondelettes. En effet, la décomposition du signal sur une famille ondelettes quelconque donne des résultats hétérogènes dans la mesure où les impulsions proches de la forme des ondelettes analysantes seront représentées par très peu de coefficients (représentation optimale au sens de la parcimonie) alors que les autres impulsions seront représentées sur plusieurs coefficients, rendant complexe l'estimation de leur temps d'apparition. Cette remarque est valable dans notre cas où les deux impulsions ont des formes différentes, ce qui se traduit par un fonctionnement différent de l'analyse par ondelettes.

Cette observation, faite lors du travail sur des signaux réels, nous a conduit à étudier une nouvelle méthodologie et qui consiste à analyser la phase instantanée d'un signal et à estimer le temps d'arrivée à travers les ruptures « visibles » sur la loi de phase instantanée. Nous avons ainsi étudié la « Distribution Généralisée à Temps Complexe » (la GCD, présentée en détail dans le chapitre 8). Cette méthodologie d'analyse permet donc de réaliser la tâche de détection et de localisation des transitoires en tenant compte des ruptures de phase qu'ils provoquent. La figure 13.22.c indique clairement que la dérivée de la phase instantanée, obtenue à l'aide de la GCD, présente des pics pointus qui permettent d'estimer précisément la position en temps des impulsions.

Ces bonnes performances sont illustrées par la figure suivante qui présente les courbes opérationnelles du récepteur (COR) dans le contexte de localisation précise de l'ensemble des impulsions du signal de test. Nous observons qu'à partir de seuils dépassant 0, même juste d'un pas de seuil 0.01, les P_{fa} obtenues pour les méthodes spectrogramme et SOS+ondelettes sont certes quasi nulles mais les taux de bonnes détections ne dépassent pas 50% pour les SOS+ondelettes et 75% juste avant de retomber à 50% pour l'analyse par le spectrogramme.

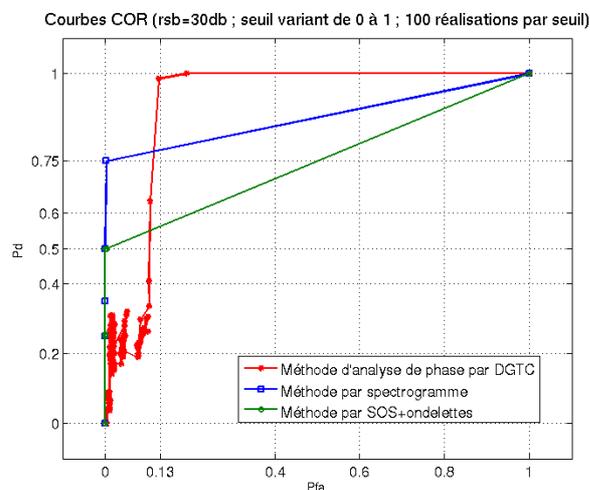


Figure 13.23. COR obtenues pour les trois méthodologies de détection : Spectrogramme - SOS+ondelettes - analyse de phase par GCD

En effet, ces méthodes éliminent bien les fausses alarmes mais ne permettent pas une détection simultanée convenable des transitoires du signal. L'analyse de phase par la GCD donne une courbe de détection mettant bien en évidence les transitoires du signal. Par conséquent, cette méthodologie rend possible la détection simultanée de tous les transitoires du signal, malgré leurs disparités, jusqu'à des seuils élevés, et cela avec une P_d restant quasi-égale à 1 pour des P_{fa} relativement faibles allant jusqu'à un ordre de 0.1. Ces performances supérieures de l'analyse des DP's par la GCD sont expliquées par l'utilisation des dérivées de la phase instantanée ce qui garantit la détection des ruptures, indépendamment de la forme temporelle de l'impulsions.

Ces très bonnes performances ont été également observées dans le domaine de mesure de débit par la méthodologie illustrée par la figure 13.19. L'utilisation de l'estimation des dérivées de phase instantanée pour la mesure de débit s'est avérée plus performante que la technique actuelle, implémentée dans la quasi-totalité des systèmes existants, qui consiste à effectuer une détection d'enveloppe suivi d'un seuillage pour le calcul des temps d'arrivée. Ceci est prouvé par les résultats expérimentaux, figure 13.24, obtenus dans la boucle de débitmètre d'ENSE3.

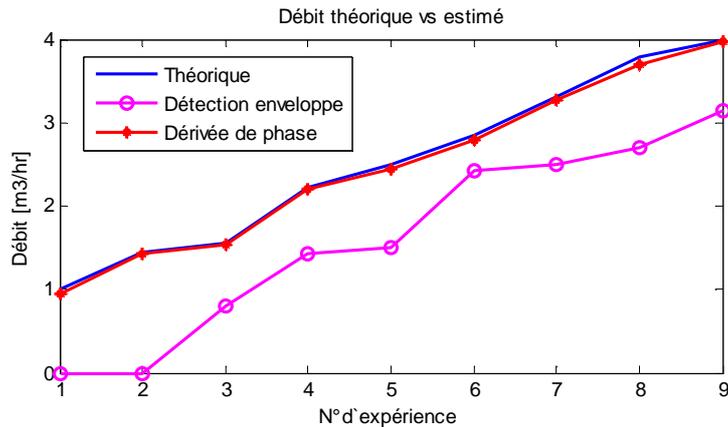


Figure 13.24. Résultat de mesure de débit par la technique classique et par la méthode basée sur la détection des ruptures par dérivation de la phase instantanée

La technique classique de mesure donne des résultats éloignés des ceux de référence, fournis par un débitmètre intrusif électromagnétique. En effet, l'enveloppe des signaux reçus est très déformée, ce qui se traduit par des erreurs de mesure de temps d'arrivée conduisant à des mauvaises estimations de débit. En utilisant la dérivée de phase instantanée, nous obtenons des résultats proches de ceux théoriques, ce qui nous a permis de valider expérimentalement ce concept.

Motivé par ces bonnes performances, j'ai réalisé un brevet d'invention que j'ai déposé le 14/03/2011 (FR N°11/52052) et qui se propose de fournir un profil de vitesse d'écoulement. L'industrialisation de ce brevet conduirait à une amélioration substantielle de la surveillance actuelle, ce qui constituera une valorisation importante du concept théorique auquel j'ai contribué.

13.3. Bilan

Ce chapitre présente les contributions des outils théoriques que j'ai pu étudiés dans des diverses applications de grand intérêt actuel. Le point essentiel de ces travaux est le lien à double sens entre la théorie et la pratique. Ainsi, les aspects physiques de chaque application m'ont permis de proposer des solutions théoriques qui, suite à des expérimentations menées, ont été adaptées afin de répondre au mieux aux contraintes opérationnelles. Le retour de l'application vers la théorie m'a permis de rendre quasi-opérationnelle une partie de mes contributions théoriques. Ce double sens a permis à des doctorants que j'ai encadrés dans ces domaines (Cédric Cornu, Bertrand Gottin) de se rendre compte de l'intérêt pratique de leurs contributions théoriques, ce qui les a motivé à rejoindre le milieu industriel (Thalès et, respectivement, EDF). Les domaines applicatifs m'ont permis également d'intensifier mes efforts de formation par la recherche car une quinzaine des stages Master a été défini dans le cadre des partenariats mis en place, notamment avec EDF.

En termes de valorisation de ces travaux, des publications en collaborations avec diverses partenaires ont été générées, ce qui nous a permis de faire connaître nos contributions dans les

communautés des traités du signal mais également industrielle. Un brevet d'invention a été également déposé et il aboutira, dans l'avenir proche, à une valorisation industrielle.

13.4. Perspectives

Les travaux en perspectives sont définis dans la continuation des contributions auxquelles j'ai participé. Deux axes majeurs de recherche à caractère applicatif sont définis et dans lesquels je me suis déjà investi. Le premier est constitué par la tomographie ultrasonore des conduites. Cet axe, défini dans le cadre d'un programme de collaboration avec EDF (2011-2014) ainsi que dans un projet labellisé par les pôles de compétitivité Minalogic et Tenerrdis (Smart Hydro Monitoring), se propose de définir un système temps-réel pour la mesure du profil d'écoulement d'un fluide. Une partie des travaux s'effectue dans le cadre de la partie finale de la thèse de Florin Birleanu (soutenance prévue en 2012) et dans le cadre de la thèse Cifre EDF-GIPSA-lab d'Ion Candea (2011-2014, en collaboration également avec Hydro Québec et ASL, Vancouver - Canada).

Le deuxième axe est la localisation des sources de transitoires électriques dans des systèmes de production renouvelable, de stockage et de transport d'énergie. Une des activités actuelles est constituée par la réalisation d'un brevet sur la localisation des sources de transitoires en utilisant la synchronisation « naturelle ». Au niveau de collaborations, la localisation des arcs électriques dans des batteries véhicules électriques a fait l'objet d'un DRT que j'ai encadré en collaboration avec le CEA LETI. Une nouvelle collaboration, avec G2ELab démarre cette année, dans le cadre d'un projet financé par l'Institut Carnot « Energies du futur ». L'objectif de ce projet est de réaliser un système de localisation des sources d'arcs électriques par la fusion des informations de différentes origines physiques – électriques, ultrasonore, optique.

Enfin, les travaux dans le domaine radar seront continués, toujours dans un cadre collaboratif. L'objectif suivi est la définition des techniques d'analyse plus performantes pour l'étude des effets micro-Doppler.

Partie V

Bilan et perspectives

CHAPITRE 14 : Bilan et perspectives

Cette dernière partie du mémoire présente le bilan synthétique de l'évolution de mes activités d'enseignement et de recherche ainsi que les perspectives pour la suite de ma carrière.

En terme d'enseignement, je me suis profondément attaché aux enseignements de base en traitement du signal, ainsi que plus spécialisés (analyse temps-fréquence, compression des données,...), adaptés aux ingénieurs, que ce soit en formation initiale, master ou continue. Ma forte motivation vient de mon expérience de recherche appliquée, commencée après la fin de mes études d'ingénieur et lors de mes activités à l'ENSIETA de Brest. J'ai eu la chance d'enrichir cette expérience après mon arrivée à Grenoble et elle me permet de renforcer le discours pédagogique avec des exemples applicatifs concrets issus de mes recherches, l'objectif étant d'illustrer au mieux les principes de la discipline enseignée. Mes différentes responsabilités pédagogiques, lors des encadrements de stages et lors de mes collaborations internationales, sont également articulées autour de l'enseignement du traitement du signal de basé et avancé par des contextes applicatifs d'intérêt actuel et/ou d'avenir pour la société. Mon souhait est de continuer dans cette ligne et de contribuer à renforcer la présence de l'applicatif, en concertation avec mes collègues ainsi qu'avec nos différents partenaires.

Concernant les activités de recherche, la figure 14.1 donne une image du déroulement de ma carrière, avec les contributions et les faits importants. Tout d'abord, l'ensemble de mes travaux traite le cas des signaux issus des milieux naturels et/ou des milieux incertains, ce qui se traduit par des cas d'analyse complexes. Trois cas de figure ont servi, dans l'introduction, à donner une image des problèmes que j'ai eus à traiter lors de mes travaux, indiquant les difficultés qui sont posées devant les traiteurs du signal. Les solutions d'analyse ne peuvent demeurer que dans le vaste domaine de l'analyse des signaux non-stationnaire et c'est la raison pour laquelle le début de mes travaux a commencé par l'étude des méthodes appartenant à trois grandes classes : l'analyse temps-fréquence linéaire et bilinéaire, les transformations non-linéaires (les opérateurs warping) et les transformations d'ordre supérieur (modélisation polynomiale de phase). A partir de ces trois piliers, j'ai bâti ma thèse autour de la construction des méthodes de caractérisation parcimonieuse des signaux à composantes temps-fréquence non-linéaires en montrant l'intérêt applicatif de ce type de représentations. La complexité des signaux réels allant bien au delà de ce que j'avais considérée dans ma thèse, la suite naturelle de mes recherches a eu, comme fil directeur, l'objectif d'accroître les possibilités d'analyse des signaux à structures temps-fréquence complexe, tels que ceux spécifiques aux différents applications que j'ai eu l'occasion d'aborder.

Ainsi, je me suis investi dans trois axes de recherche, en lien avec les thèses de doctorat de Cédric Cornu et Arnaud Jarrot. Le premier axe a été constitué par le tracking des structures temps-fréquence arbitraires en utilisant le regroupement des atomes temps-fréquence par un algorithme de type Viterbi. Le deuxième axe a eu pour objectif la généralisation des opérateurs warping pour des modulations complexes, par forcément inversibles mathématiquement. Enfin, la définition des distributions à temps complexe a constitué le troisième axe, développé en collaboration avec nos collègues de l'Université de Monténégro. Le point commun de ces trois axes a été la motivation d'ordre applicatif de ces travaux car les domaines de la guerre électronique et l'acoustique sous-marine nous ont permis de définir des scénarii réalistes pour les formes des signaux à analyser ainsi que des différentes problématiques posées. En retour, les approchés théoriques ont servi à apporter des contributions dans ces domaines, comme synthétisé sur la figure 14.1.

L'ensemble de ces axes a été continué en cherchant à mieux analyser les signaux à structures temps-fréquence non-linéaires. Ainsi, une contribution importante a été constituée par le filtrage temps-fréquence basé sur le warping généralisé (thèse d'Arnaud Jarrot) qui permet l'extraction des structures temps-fréquence non-linéaires en utilisant des opérateurs de traitement mono-dimensionnels. Cette contribution nous a permis de définir la classe des méthodes de suivi temps-fréquence-phase, dans la période 2007-2010, en utilisant également des techniques de modélisation polynomiale de phase ainsi que le principe du tracking par la méthode de Viterbi. Cette classe de méthode de suivi temps-fréquence a prouvé son caractère général ainsi que son efficacité dans des applications diverses, comme synthétisé sur la figure 14.1.

Un autre axe de recherche, développé à partir du concept de warping généralisé, a été l'inférence des éléments physiques dans la définition de la loi de déformation (thèse Josso, 2007-2010).

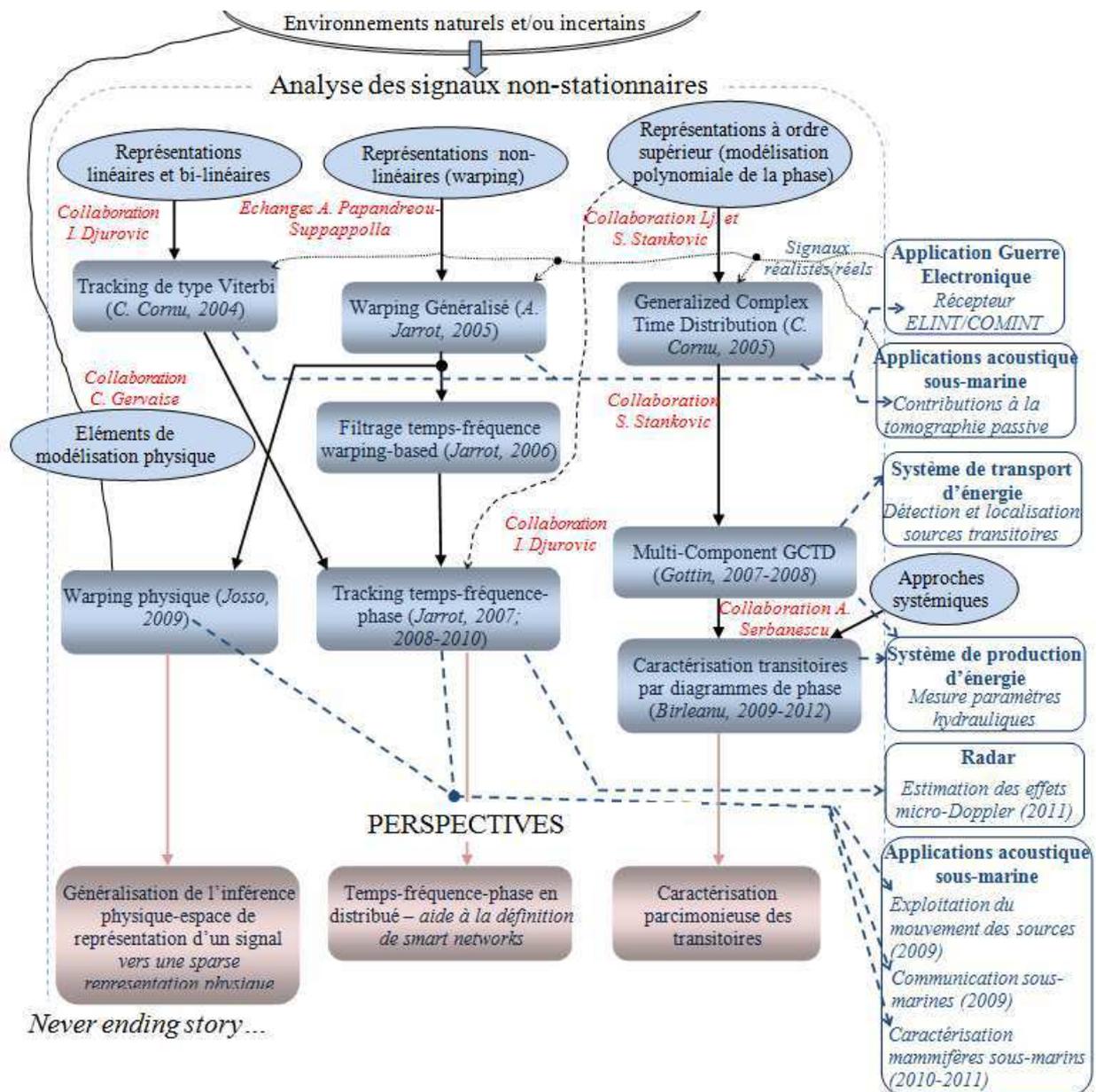


Figure 14.1. Aperçu synthétique de mes travaux de recherche et des perspectives

Cet axe a montré comment la modélisation physique de la propagation des ondes acoustiques, dans une configuration dynamique, aide à la construction de l'espace de représentation adéquat à l'extraction des paramètres physiques. Deux types de contribution ont marqué cette période de travail. Le premier est l'appui sur la physique pour effectuer une analyse proche du contexte applicatif, ce qui a été valorisé par des applications diverses, comme montré sur la figure 14.1. Le deuxième est le caractère général de la configuration physique considérée (source en mouvement, propagation multi-trajets), ce qui permettrait d'envisager d'autres cas applicatifs.

Un autre axe de recherche, suivi dans le cadre de la thèse de Bertrand Gottin, a été le développement du concept des distributions à temps complexe et, notamment, son adaptation à un contexte multi-composantes et aux signaux transitoires. Nous avons mis en évidence l'intérêt de la propriété de dérivabilité qui permettrait une représentation relativement robuste des signaux transitoires. Cette contribution a constitué l'approche théorique centrale des travaux applicatifs dans le domaine de la détection et de la localisation des sources de transitoires électriques dans un réseau de transport d'énergie ainsi que dans le domaine d'estimation des paramètres hydrauliques. La problématique de caractérisation des transitoires nous a conduit à intégrer dans nos travaux (notamment, la thèse de Florin Birleanu, 2009-2012) des éléments d'approches systémiques, en essayant de décrire un phénomène transitoire par une modification de l'état d'un système. Les résultats préliminaires dans le domaine de la mesure des paramètres hydrauliques indiquent l'apport notable de ce concept, en cours de développement.

En termes de perspectives globales, étant donné le caractère exploratoire de la recherche (que ce soit théorique et/ou applicative), elles peuvent bien évidemment évoluées en fonction des résultats futurs et des échanges avec la communauté. Mais trois axes sont d'or et déjà définis et mon souhait est de les suivre, en élargissant les cadres collaboratif théorique et applicatif.

Le premier axe part du concept de l'analyse temps-fréquence-phase qui s'est avéré une technique d'analyse autonome et efficace pour plusieurs contextes applicatifs. Ces aspects, plus l'efficacité algorithmique (utilisation des algorithmes exclusivement monodimensionnels), motivent l'implémentation de ce concept à un niveau transducteur, offrant ainsi l'intelligence à ce niveau. La mise en réseau de ce type de transducteurs conduira à **la définition des réseaux « Smart »**, ce qui constitue un thème de recherche actuel (notre implication dans le projet GREENAR). Sur plan théorique, la définition d'un traitement distribué implique la définition des nouvelles stratégies de fusion d'information afin d'aboutir à mettre en place les finalités de base du traitement du signal – Détection, Classification, Localisation mais en **contexte distribué**.

Le deuxième axe est la **caractérisation parcimonieuse des signaux physiques** qui consiste à généraliser et approfondir le lien avec les phénomènes gouvernant le domaine applicatif. Ma motivation pour cet axe repose sur l'importance de la physique dans la définition d'une représentation *sparse* d'un signal. Le principal aspect que je me propose d'explorer est de définir des opérateurs de traitement, conjugués avec des modèles plus versatiles pour la phase instantanée des composantes d'un signal. Un de ces modèles pourrait être celui basé sur l'utilisation des **fonctions splines**. Ces dernières ont la propriété mathématique intéressante de s'obtenir par la convolution d'une fonction avec elle-même. Une première idée est de chercher **des opérateurs non-linéaires par rapport au signal, mais linéaires par rapport à la phase du signal**. Un point de départ est de considérer des expressions du type suivant,

$$\prod_{i=1}^N \left[e^{j\phi_i(t)} \right]^{c_i} = e^{j \sum_{i=1}^N c_i \phi_i(t)}$$
 qui conduiront à une représentation de la phase du signal par une transformation

linéaire. Le choix de cette transformation pourrait se faire à l'aide des considérations physiques et la définition d'une approche générale de définition d'une telle transformation, basée sur la physique, est l'objectif central de cet axe.

Cet axe est actuellement développé, dans le cadre de la thèse d'Ion Candel (2011-2014), dans le contexte de la mesure des paramètres hydrauliques, comme le profil de vitesse.

Le troisième axe de recherche est constitué par **la définition des nouveaux espaces de représentation** des signaux transitoires, ce qui est motivé par la présence et l'intérêt actuel pour ce type de signaux.

Le point de départ est constitué par le constat suivant : la plupart des méthodes utilisées pour la caractérisation des transitoires sont des méthodes de projection, c'est-à-dire des décompositions sur un ensemble de fonction. Un problème conceptuel de ces méthodes est qu'elles nécessitent une statistique assez riche, c'est-à-dire un nombre élevé de points.

Une solution, déjà investiguée dans le cadre de la thèse de Florin Birleanu et qui sera suivie, vise à exploiter la représentation dans l'espace de phases. Ainsi, un signal peut être caractérisé de la même manière qu'une trajectoire, avec un vecteur de position instantanée $r(t)$. Une idée serait alors de caractériser l'angle d'observation (orientation) de cette trajectoire qui se traduit par une transformation du signal. En effet, une fois le signal représenté comme une trajectoire, nombre de transformations géométriques (rotations, homothéties etc.) peuvent être appliquées, ce qui n'est rien d'autre que des transformations du signal. Cela devrait aboutir à définir des nouveaux opérateurs qui permettront de regarder le signal transitoire autrement, avec moins de paramètres que le cas d'une représentation projective.

REFERENCES

- [André1] M. André, E. Degollada, *Effects of Shipping Noise on Sperm Whale Populations*, 17 th Annual Conference of the European Cetacean Society , Las Palmas de Gran Canaria, 2003.
- [AG01] A. Aldroubi, K. Grochenig, *Non-uniform and reconstruction in shift-invariance spaces*, SIAM Review, 43(4), pp. 585-620, 2001.
- [APS95] A. Papandreou, F. Hlawatsch, G. F. Boudreaux-Bartels, "The hyperbolic class of quadratic time-frequency representations-Part I : Constant-Q warping, the hyperbolic paradigm, properties, and members", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 41, pp. 3425-3444, Dec. 1995.
- [APS00] A. Papandreou-Suppappola, S. Suppappola, *Adaptive time-frequency representations for multiple structures*, Proceedings of the 10th IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing, Pocono Manor, pp. 579-583, 2000.
- [Bar95] R. Baraniuk, "Unitary Equivalence : a new twist on signal processing", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, no. 10, October, 1995.
- [Bar98] S. Barbarossa, A. Scaglione, G.B. Giannakis, "*Product High-Order Ambiguity Function for Multicomponent Polynomial-Phase Signal Modeling*", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, No. 3, March 1998.
- [Boa94] B. Boashash, P.O'Shea, "*Polynomial Wigner-Ville distributions and their relationship to time-varying higher order spectra*", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.42, pp. 216-220, Jan. 1994.
- [Cirillo08] L. Cirillo, A. Zoubir, and M. Amin, "Parameter estimation for locally linear FM signals using a time-frequency Hough transform", *IEEE Trans on Signal Processing*, vol. 56, no. 9, pp. 4162–4175, 2008.
- [Clark76] J. G. Clark and R. P. Flanagan and N. L. Weinberg. Multipath acoustic propagation with a moving source in a bounded deep ocean channel. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 60(6):1274-1284, 1976.
- [Cornu05] C. Cornu, I. Djurović, C. Ioana, A. Quinquis, LJ. Stanković, "Time-frequency detection using Gabor filter banks and Viterbi based grouping algorithm", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2005*, Vol 4, pp. 499-500, Philadelphia, USA.
- [Cornu07] C. Cornu, S. Stankovic, C. Ioana, A. Quinquis, LJ. Stankovic, "*Generalized Representation of Phase Derivatives for Regular Signals*", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55, No. 10, pp. 4831-4838, October 2007.
- [Csiszar03] I. Csiszar, F. Matus, *Information projections revisited*, *IEEE Transaction on Information Theory*, 49:1474–1490, 2003.
- [Dakovic08] M. Dakovic, T. Thayaparan, S. Djukanovic, LJ. Stankovic, "Time-frequency-based non-stationary interference suppression for noise radar systems,," *IET Radar, Sonar & Navigation*, Vol. 2, No. 4, Aug. 2008, pp. 306-314
- [DirectiveEU] DIRECTIVE 2008/56/CE DU PARLEMENT EUROPÉEN ET DU CONSEIL du 17 juin 2008 établissant un cadre d'action communautaire dans le domaine de la politique pour le milieu marin (directive-cadre «Stratégie pour le milieu marin»).
- [Desharnais et al] F. Desharnais, M. Côté, C. J. Calnan, G. R. Ebbeson, D. J. Thomson, N.E.B. Collison, C. A. Gillard, "Right whale localisation using a downhill simplex inversion scheme", *Canadian Acoustics*, vol 32, no 2, 2004, p 137-145.
- [Djurovic01] I. Djurović, Ljubiša Stanković, "Robust Wigner distribution with application to the instantaneous frequency estimation," *IEEE Transactions on Signal Processing* (ISSN:1053-587X), Volume 49, Issue 12, Dec. 2001.
- [Djurovic02] I. Djurovic, LJ. Stankovic, "Realization of the Robust Filters in the Frequency Domain", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol.9, No.10, Oct.2002, pp.333-335.
- [Djurovic09] I. Djurovic, C. Ioana, LJ. Stankovic, P. Wang, "Adaptive Algorithm for Chirp-Rate Estimation", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing* 2009 (2009).
- [Djurovic10] I. Djurovic, P. Wang, C. Ioana, "Modification of Robust chirp-rate estimator for impulse noise environments", *Elsevier Signal Processing*, Vol. 90, Issue 5, May 2010, pp. 1730-1736.

- [Erato10] Gervaise, C., Di Iorio, L., Kinda, B., Stéphan, Y. & Josso, N., "Monitoring acoustique passif des campagnes d'océanographie acoustique en présence de mammifères marins: exemple de la campagne ERATO-09", *Annales hydrographiques*, Vol. 7(776), 2010.
- [Flandrin93] P. Flandrin, "Représentations temps-fréquence", *Ed. Hermes*, Paris, 1993.
- [Flow95] "The Flow and Liquid Level Handbook", Vol. 29. 1995, Omega Engineering, Inc., Stamford, CT.
- [Gervaise06] C. Gervaise, S. Vallez, Y. Stephan, G. Theuillon, "PASSTIME2005 at sea trial : a passive acoustic tomography experiment", *Conférence Caractérisation du Milieu Marin*, Brest, Octobre 2006.
- [Gervaise07] C. Gervaise, S. Vallez, C. Ioana, Y. Stephan, Y. Simard, "Passive acoustic tomography: review, new concept and applications using marine mammals", *Journal of Marine Biology Association*, U.K (2007), 87, pp. 5-10.
- [Gervaise07b] C. Gervaise, S. Vallez, Y. Stephan, Y. Simard, "Robust 2D localization of low-frequency calls in shallow waters using modal propagation modeling", *Canadian Acoustics Journal*, November 2007.
- [Gervaise10] C. Gervaise, L. Di Iorio, B. Kinda, Y. Stéphan, and N. Josso, "Monitoring acoustique passif des campagnes d'océanographie acoustique en présence de mammifères marins: exemple de la campagne ERATO-09," *In press, Annales hydrographiques du SHOM*, 2010.
- [Gottin08] B. Gottin, C. Ioana, S. Srdjan, L.J. Stankovic, J. Chanussot, "On the concept of time-frequency distributions based on complex-lag moments", *16 th European Conference on Signal Processing EUSIPCO 2008*, Lausanne, August, 2008.
- [Gottin09] B. Gottin, C. Ioana, J. Chanussot, G. D'Urso, T. Espilit, "Detection and Localization of Transient Sources: Comparative Study of Complex-Lag Distribution Concept versus Wavelets and Spectrogram-based Methods", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Volume 2009, Article ID 864185.
- [Hermant88] J.P. Hermant, W.I. Roderick, "Delay-doppler resolution performance of large time-bandwidth-product linear fm signals in a multipath ocean environment", *The Journal of the Acoustical Society of America*, 84(5) :1709–1727, 1988.
- [Hla99] F. Hlawatsch, A. Papandreou, G.F. Boudreaux-Bartels, "The power classes- quadratic time-frequency representations", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 47, pp. 3067-3083, Nov. 1999.
- [Huillery08] J. Huillery, F. Millioz, N. Martin, "On the description of Spectrogram Probabilities with a Chi-Squared Law", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, pp. 2249-2258, June 2008.
- [Ioana03] C. Ioana, A. Quinquis, "Transient signal detection using Overcomplete Wavelet Transform and high order statistics", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2003, Vol VI, pp. 449-452*, Hong Kong, Avril, 2003.
- [Ioana05] C. Ioana, A. Quinquis, « Time-Frequency Analysis using Warped-Based High-Order Phase Modeling », *EURASIP Journal of Applied Signal Processing*, Vol. 2005, No. 17, pp. 2856-2873, September, 2005 (DOI 10.1155/ASP.2005.2856).
- [IoanaStankovic05] C. Ioana, S. Stankovic, A. Quinquis, L.J. Stankovic – "Modelling of signal's time-frequency content using Warped Complex-Time Distributions", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2005*, Vol 4, pp.477-480, Philadelphia, USA.
- [Ioana06] C. Ioana, A. Quinquis, Y. Stephan, « Feature Extraction from Underwater Signals using Time-Frequency Warping Operators », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 31, No. 3, pp. 628-646, July 2006 (DOI 10.1109/JOE.2006.875275).
- [IoanaJarrot07] C. Ioana, A. Jarrot, A. Quinquis, S. Krishnan, "A watermarking method for speech signals based on the time-warping signal processing concept", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Honolulu, USA, 15-20 April 2007.
- [Ioana10] C. Ioana, A. Jarrot, C. Gervaise, Y. Stéphan, A. Quinquis, "Localization in underwater dispersive channels using the time-frequency-phase continuity of signals". *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58 (2010) 4093-4107, August, 2010.
- [Ioana10b] C. Ioana, C. Gervaise, Y. Stéphan, J. I. Mars, "Analysis of underwater mammal localisations using time-frequency-phase tracker", *Elsevier Journal on Applied Acoustics*, APAC4676, DOI information: 10.1016/j.apacoust.2010.04.009, June, 2010.

- [Ioana_radar10] C. Ioana, M.G Amin, F. Ahmad, Y. Zhang, “Characterization of Doppler Effects in the Context of Over-the-Horizon Radar”, *Proceedings of IEEE Conference Radar 2010 - IEEE Conference Radar 2010*, Washington : États-Unis (2010).
- [Ioana11] A. Papandreou-Suppappola, C. Ioana, J. Zhang, Chapitre “Time Scale and Dispersive Processing for Wideband Time-Varying Channels” (pp. 375-416) dans le livre *Wireless Communications over Rapidly Time-Varying Channels*, édité par Franz Hlawatsch et Gerald Matz, *Academic Press*, Mars, 2011.
- [Ioana12] C. Ioana, Y. Zhang, M. Amin, F. Ahmad, B. Himed, “Time-frequency analysis of multipath Doppler signatures of maneuvering targets”, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Speech Processing*, Kyoto, March 2012.
- [Jiang06] Y. Jiang, A. Papandreou-Suppappola, “Discrete time-scale characterization of wideband time-varying systems”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 4, pp. 1364-1375, Apr. 2006.
- [Josso09] N. Josso, C. Ioana, J.I. Mars, C. Gervaise, Y. Stéphan, “On the Consideration of Motion effects in the Computation of Impulse Response for Underwater Acoustics Inversion”, *Journal of Acoustic Society of America*, Volume 126, Issue 4, 2009, pp. 1739-1751.
- [Josso11] N. Josso, J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, C. Ioana, T. Duman, "Nonstationary System Analysis Methods for Underwater Acoustic Communications", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2011, Article ID 807472, 14 pages, 2011. DOI : 10.1155/2011/807472.
- [IEC2000] IEC60270:2000/BS EN 60270:2001, “High-Voltage Test Techniques – Partial Discharge Measurements”.
- [Jarrot06] A. Jarrot, C. Ioana, A. Quinquis, "An extension of the class of unitary time–warping projectors to discrete–time sequences", *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing ICASSP 2006*, Toulouse.
- [Jabloun07] M. Jabloun, F. Leonard, M. Vieira, N. Martin, “A New Flexible Approach to Estimate Highly Nonstationary Signals of Long Time Duration”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.55, No.7, July 2007.
- [Jarrot07] A. Jarrot, C. Ioana, A. Quinquis, "Toward The Use Of The Time–Warping Principle With Discrete–Time Sequences", *Journal of Computers Academic Publisher (ISSN : 1796-203X)*, Volume 2, Issue : 6, pp. 49-55, August 2007.
- [Katkovnic96] V. Katkovnik, L.J. Stankovic, “Instantaneous frequency estimation using the Wigner distribution with varying and data-driven window length”, *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 46, pp. 2315–2325, Sept. 1998.
- [Krivda95] A. Krivda, “Automated Recognition of Partial Discharges”, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol.2, No. 5, October 1995.
- [Lagarias98] J. C. Lagarias, J. A. Reeds, M. H. Wright, P. E. Wright, “Convergence properties of the Nelder-Mead simplex method in low dimensions”, *SIAM J. Optim.*, vol. 9, no. 1, pp. 112–147, 1998.
- [Lammers08] Lammers, M.O., Brainard, R.E., Au, W.W.L., Aran Mooney, T., & Wong, K.B. (2008), “An ecological acoustic recorder (EAR) for long-term monitoring of biological and anthropogenic sounds on coral reefs and other marine habitats”. *J. Acous. Soc. Am.*, **123**, 1720-1728. DOI: 10.1121/1.2836780.
- [Laurinelli *et al*] M. H. Laurinelli, A. Hay, “Localisation of right whale sounds in the workshop Bay of Fundy dataset by spectrogram cross-correlation and hyperbolic fixing”, *Canadian Acoustics*, vol 32, no 2, 2004, p 132-136.
- [Martin04] N. Martin, M. Durnerin, « Détection de non-stationnarités à l’ordre 2. Chapitre 2.1 », 23 pages. *Ouvrage « Décision temps-fréquence », sous la direction de N. MARTIN et C.DONCARLI*. Traité IC2, Editeur HERMES, Mars 2004.
- [Munk *et al*] Munk W., Worcester P., Wunsch C., “Ocean Acoustic Tomography”, Cambridge University Press, 1995.
- [Nikias95] C.L. Nikias, M. Shao, “Signal Processing with Alpha-stable Distributions and Applications”, *Wiley Edition*, New York, 1995.
- [O’S02] Peter O’Shea, “A new technique for instantaneous frequency rate estimation”, *IEEE Signal Processing Letters*, 9(8):251–252, 2002.

- [Pace04] P.E. Pace, "Detection and Classifying low Probability of Intercept Radar", *Artech House*, Norwood, 2004.
- [Peleg91] S. Peleg, B. Porat, "Estimation and classification of polynomial phase signal", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 37, pp. 422-430, Mar, 1991.
- [Porat93] B. Porat, "*Digital Processing of Random Signals*", Prentice Hall, New Jersey, 1993.
- [Ravier01] P. Ravier, P.-O. Amblard, "Wavelets Packets and De-noising Based on Higher-Order-Statistics for Transient Detection", *IEEE Transaction on Signal Processing*, Vol. 81/9, pp. 1909-1926, August, 2001.
- [Richardson95] W.J. Richardson, C.R. Greene, C.I. Malme, D.H. Thomson, *Marine Mammals and Noise*, Academic Press, California, 1995.
- [LJStan96] L.J. Stankovic, "L-class of time-frequency distributions," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol-3, No.1, Jan.1996, pp.22-25.
- [LJStan00] L.J. Stankovic, V. Katkovnik, "Instantaneous frequency estimation using higher order distributions with adaptive order and window length," *IEEE Trans. Information Theory*, Vol.46, No.1, Jan.2000, pp.302-311.
- [LJStan02] L.J. Stankovic, "Time-frequency distributions with complex argument", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no.3, pp. 475-486, March 2002.
- [LJStan03] L.J. Stanković, I. Djurović, A. Ohsumi, H. Ijima, "Instantaneous Frequency Estimation by Using Wigner Distribution and Viterbi Algorithm", in *Proc. of ICASSP 2003*, Hong Kong, China, Apr. 2003, Vol. VI, pp. 121-124.
- [LJStan04] L. Stankovic, "Performance analysis of the adaptive algorithm for bias-to-variance tradeoff," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 5, pp. 1228–1234, 2004.
- [Mallat93] S. Mallat, Z. Zhang, "Matching pursuits with time-frequency dictionaries", *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(12) :3397–3415, Dec 1993.
- [Shenoy95] R.G. Shenoy, T.W. Parks, Wide-band ambiguity functions and affine wigner distributions, *Signal Processing*, 41(3) :339 – 363, 1995.
- [Simard10] Y. Simard, R. Lepage, and C. Gervaise, "Anthropogenic sound exposure of marine mammals from seaways: Estimates for Lower St. Lawrence Seaway, eastern Canada," *Journal of Applied Acoustics*, vol. 71, pp. 1093-1098, 2010.
- [Stankovic08] S. Stankovic, N. Zaric, C. Ioana, "General form of time-frequency distribution with complex-lag argument", *IEEE Letters on Signal Processing*, Volume 44, Issue 11, May 22, 2008
Page(s):699 - 701
(DOI 10.1049/el:20080902).
- [Stankovic09] S. Stankovic, I. Orovic, C. Ioana, "Effects of Cauchy Integral Formula Discretization on the Precision of IF Estimation: Unified Approach to Complex-Lag Distribution and its Counterpart L-Form", *IEEE Letters on Signal Processing*, Volume 16, Issue 4, April 2009 Page(s):327 - 330 (DOI 10.1109/LSP.2008.2011711).
- [Stojanovic03] M. Stojanovic, "Acoustic Underwater Communications", *entry in Encyclopaedia of Telecommunications*, John G. Proakis, Ed, John Wiley & Sons, 2003.
- [Stojanovic06] M. Stojanovic, "Low complexity OFDM detector for underwater acoustic channels", *IEEE Oceans Conference*, September 2006.
- [TBU00] P. Thévenaz, T. Blu, and M. Unser, "Interpolation revisited," *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 19, no. 7, pp. 739–758, July 2000.
- [Urlick83] R.J. Urlick, "Principles of Underwater Sound", *3rd Edition, McGraw-Hill*, New York 1983.
- [Weiss94] L.G. Weiss, "Wavelets and Wideband Correlation Processing", *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 13–32, Jan 1994.
- [Westwood96] E. K. Westwood, C. T. Tindle, N. R. Chapman, "A normal mode model for acousto-elastic ocean environments", *Journal of Acoustic Society of America*, Vol. 100, N° 6, December 1996.
- [Viterbi67] A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 13, pp. 260-269, 1967.
- [Whale] <http://www.hology.com/whale.html>

[Woodward80] P.M. Woodward, *Probability and Information Theory with Applications to Radar*, Norwood, MA: Artech House, 1980.

[Zhang09] J.J Zhang, A. Papandreou-Suppappola, B. Gopin, C. Ioana, "Time-Frequency Characterization and Receiver Waveform Design for Shallow Water Environments", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Volume 57, Issue 8, Aug. 2009 Page(s):2973 - 2985 (DOI 10.1109/TSP.2009.2020363).

[Zhang *et al*] Y. Zhang, M.G. Amin, G.J. Frazer, "High-resolution time-frequency distributions for maneuvering target detection in over-the-horizon radars", *IEE Proc.-Radar Sonar Navigation*, Vol. 150, No. 4, August 2003.